

Tiểu ban
ĐIỆN - ĐIỆN TỬ

ẢNH HƯỞNG CỦA ĐỘ DÀY LỚP NƯỚC TRÊN BỀ MẶT CÁCH TỬ DẪN SÓNG CỘNG HƯỞNG LÊN ĐỘ TRUYỀN QUA VÀ GÓC CỘNG HƯỞNG

Nguyễn Văn Nghĩa

Trường Đại học Thủy lợi, email: nghiangvan@tlu.edu.vn

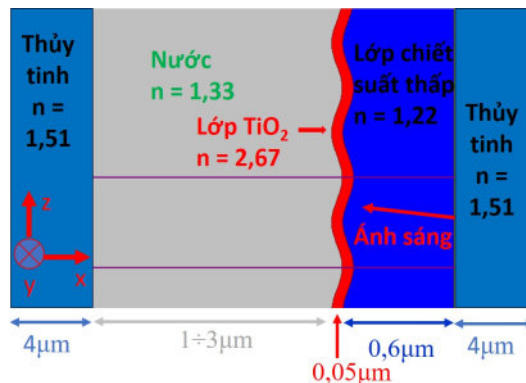
1. GIỚI THIỆU CHUNG

Cách tử dẫn sóng cộng hưởng (RWG) là các cấu trúc điện môi có tính tuần hoàn với chu kỳ cỡ bước sóng ánh sáng, cho phép ánh sáng phản xạ, truyền qua hay kết cặp một cách chọn lọc ở các bước sóng đặc trưng xác định, với sự phân cực ứng với các góc tới nhất định, cho phép chúng trở thành các kênh dẫn sóng hiệu quả. Do có khả năng tăng cường điện từ trường trên bề mặt cùng các hiệu ứng quang học phi tuyến và khả năng lọc lựa ánh sáng mà các cách tử dẫn sóng cộng hưởng được tích hợp trong nhiều ứng dụng như cảm biến sinh học [1, 2], pin Mặt Trời [3], quang phổ kế [4], các bộ lọc linh hoạt [5] và các mạch bảo mật quang học [6, 7]. Các RWG có thể được chế tạo từ nhiều loại vật liệu dựa trên các phương pháp khác nhau. Với mục đích dùng để chụp ảnh sinh học hay làm cảm biến trong y sinh, RWG giúp tăng cường điện trường trên bề mặt, qua đó dễ dàng thu được tín hiệu đầu ra [8]. Có nhiều yếu tố ảnh hưởng đến độ truyền qua cũng như góc cộng hưởng của hệ quang học sử dụng RWG như chiết suất hay độ dày của các lớp vật liệu cấu thành. Nghiên cứu này tập trung khảo sát ảnh hưởng của độ dày lớp chất lỏng trên bề mặt cách tử lên độ truyền qua và góc cộng hưởng.

2. PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

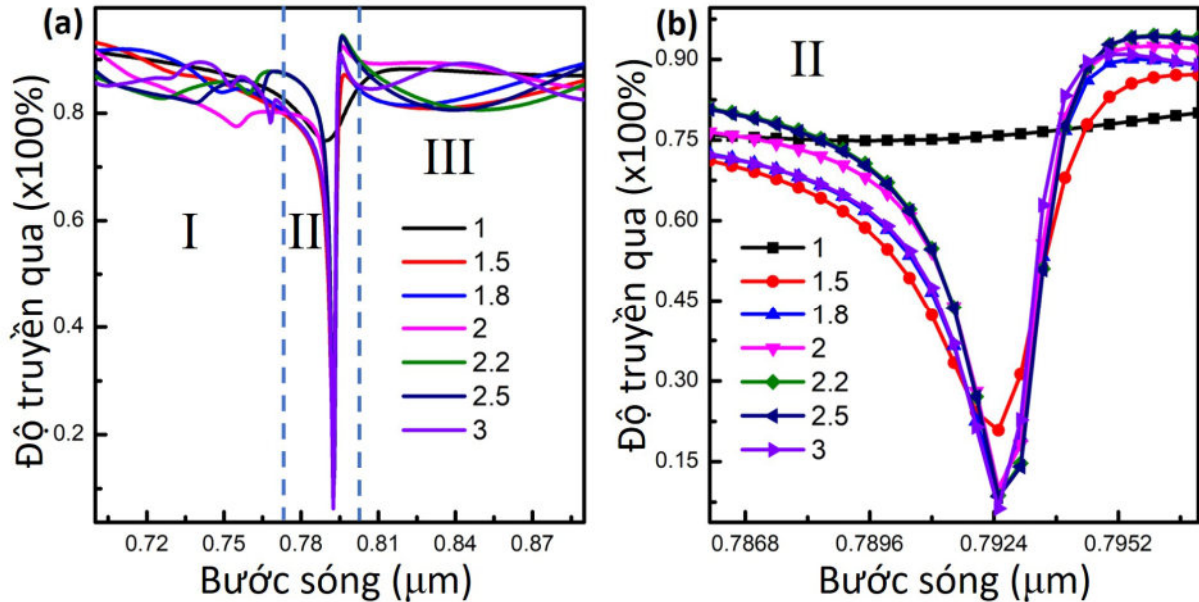
Nghiên cứu này sử dụng phương pháp mô phỏng dựa trên phần mềm RSOFIT. Trước hết hệ sử dụng cách tử được thiết kế như hình vẽ 1. Lớp chiết suất thấp trong thực tế được chế tạo từ hỗn hợp vật liệu pluronic F127, poly(ethylene oxide-b-3-caprolactone), tetrahydrofuran, tetraethyl orthosilicate và a xít hydrochloric sau đó quay phủ (spin coating) trên đế thủy tinh. Cấu trúc grating được chế tạo từ khuôn theo phương pháp in dấu (imprinting) trước khi phủ lớp TiO_2 chiết suất cao bằng phương pháp phún xạ. Thông số cách tử dùng trong mô phỏng có độ sâu 60 nm và chu kỳ 460 nm. Độ dày và chiết suất của các lớp vật liệu được ghi chú trên hình vẽ. Khi mô phỏng, ngoại trừ độ dày lớp nước thay đổi từ 1 đến 3 μm , các thông số khác được giữ không đổi. Bước sóng của ánh sáng kích thích được chọn ở 793 nm, là giá trị bước sóng của laser đỏ sử dụng trong nhiều phòng thí nghiệm hiện nay.

3. KẾT QUẢ NGHIÊN CỨU



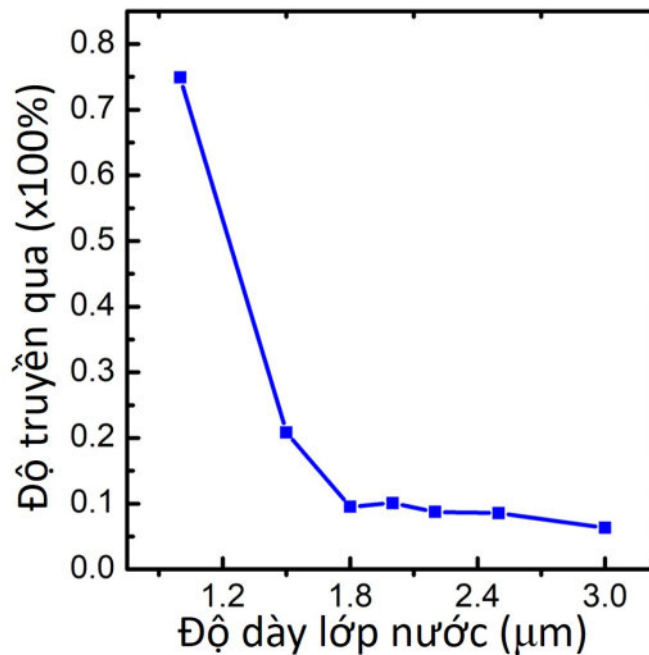
Hình 1. Sơ đồ thiết kế hệ sử dụng RWG

Trước hết, ảnh hưởng của độ dày lớp nước trên bề mặt RWG lên phổ truyền qua được khảo sát. Kết quả mô phỏng biểu diễn trên Hình 2. Phổ này được chia làm 3 dải, dải II là vùng lân cận bước sóng kích thích, dải I là trước vùng bước sóng kích thích và dải III là sau vùng bước sóng kích thích. Có thể thấy hình dạng phổ trong hai vùng trước và sau vùng lân cận bước sóng kích thích (dải I và dải III) phổ truyền qua thay đổi một cách ngẫu nhiên không theo quy luật. Trong vùng lân cận bước sóng kích thích (dải II), phổ truyền qua đều có cực tiểu xung quanh giá trị của bước sóng kích thích (Hình 2b).



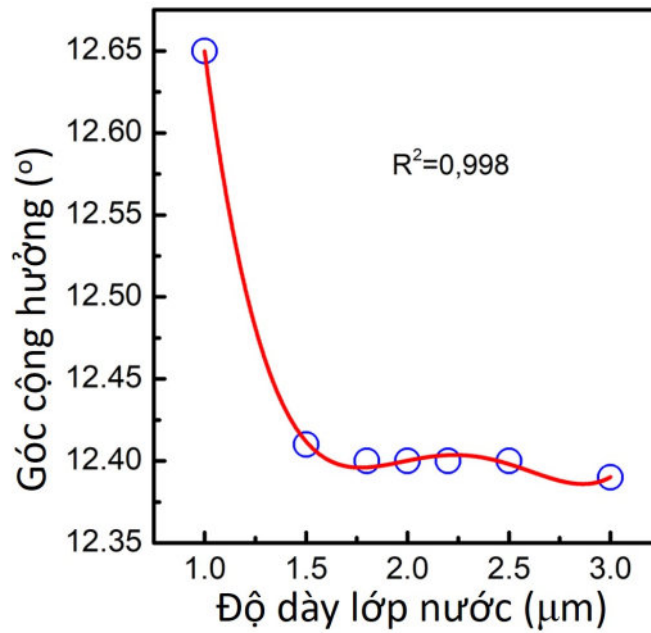
Hình 2. Phổ truyền qua thay đổi theo độ dày của lớp nước:
a) Hình ảnh toàn phổ, b) Ảnh ở độ phân giải cao cho vùng lân cận bước sóng kích thích

Giá trị cực tiểu của độ truyền qua ứng với mỗi độ dày của lớp nước được tính toán và biểu diễn trên Hình 3.



Hình 3. Giá trị cực tiểu của độ truyền qua phụ thuộc vào độ dày lớp nước

Từ hình 3 có thể thấy khi tăng độ dày lớp nước từ 1,0 μm đến 1,8 μm , độ truyền qua giảm mạnh. Khi độ dày lớp nước tăng từ 1,8 μm đến 3,0 μm , độ truyền qua giảm rất chậm theo độ dày lớp nước.



Hình 4. Sự thay đổi của góc cộng hưởng theo độ dày lớp nước

Hình 4 biểu diễn sự phụ thuộc của góc cộng hưởng vào độ dày lớp nước trên bề mặt cách tử. Góc cộng hưởng ở đây là giá trị góc tới trong thủy tinh mà ở đó điều kiện cộng hưởng được thỏa mãn, khi đó điện trường được giam giữ nhiều nhất trong lớp TiO_2 . Nhìn chung góc cộng hưởng giảm khi độ dày lớp nước tăng lên. Ban đầu góc cộng hưởng giảm mạnh sau đó thay đổi rất ít khi độ dày lớp nước đạt tới $1,8 \mu\text{m}$. Để tìm ra quy luật của sự thay đổi này, một hàm đa thức bậc 4 được chọn để fit các giá trị tính toán được từ kết quả mô phỏng. Kết quả fit sự phụ thuộc của góc cộng hưởng vào độ dày lớp nước được biểu diễn bởi phương trình sau:

$$y = 0,134x^4 - 1,23x^3 + 4,13x^2 - 6,06x + 15,7 \quad (1)$$

Sự phù hợp giữa kết quả fit hàm đa thức bậc 4 với kết quả mô phỏng ($R^2 = 0,998$) cho thấy có thể sử dụng phương trình (1) để dự đoán giá trị góc cộng hưởng ứng với các độ dày khác của lớp nước, điều này giúp giảm thời gian và công sức trong việc mô phỏng các giá trị khác của độ dày trong tương lai.

4. KẾT LUẬN

Sự thay đổi của phổ truyền qua, giá trị cực tiểu của độ truyền qua và góc cộng hưởng theo độ dày lớp nước trên bề mặt cách tử dẫn sóng cộng hưởng đã được khảo sát chi tiết trong công bố này. Theo đó, hình dạng phổ truyền qua tại các vùng ngoài lân cận bước sóng kích thích thay đổi ngẫu nhiên theo độ dày lớp nước. Độ truyền qua cực tiểu và giá trị góc cộng hưởng ban đầu giảm mạnh theo độ dày lớp nước, sau đó giảm chậm khi độ dày lớp nước vượt quá $1,8 \mu\text{m}$. Quy luật thay đổi của góc cộng hưởng theo độ dày lớp nước được tìm ra bằng cách fit hàm đa thức bậc 4. Kết quả thu được giúp rút ngắn thời gian mô phỏng cho các độ dày khác của lớp nước.

5. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Ma, L., Li, L., Wang, B., Chen, Y., Wang, S., Cao, Y., ... & Wu, W. (2025). High-sensitivity biosensors based on reflection-type guided-mode-resonance secondary grating metasurfaces. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 434, 137609.
- [2] Abutoama, M., Abuleil, M., & Abdulhalim, I. (2021). Resonant subwavelength and nano-scale grating structures for biosensing application: a comparative study. *Sensors*, 21(13), 4523.
- [3] Selatni, N., & Sayad, Y. (2025). Nanophotonic design of grating perovskite solar cell. *Applied Physics A*, 131(7), 556.
- [4] Yu, S., Feng, W. L., Lu, W., & Trigub, M. V. (2025). Recent progress in infrared absorption spectroscopy for on-chip waveguide gas sensing. *Applied Spectroscopy Reviews*, 60(3), 215-242.

- [5] Calvez, S., Rouxel, A., Kinjalk, K., Monmayrant, A., Popov, E., Fehrembach, A. L., & Gauthier-Lafaye, O. (2025, March). Review on cavity-resonant integrated grating filters. In *Integrated Optics: Devices, Materials, and Technologies XXIX* (Vol. 13369, pp. 126-133). SPIE.
- [6] Liu, W., Hu, G., Zhu, H., & Chen, Y. (2015). Waveguide-metal–dielectric bi-layer gratings for reflective filtering and color security. *Optik*, 126(11-12), 1245-1248.
- [7] Quaranta, G., Basset, G., Martin, O. J., & Gallinet, B. (2018). Recent advances in resonant waveguide gratings. *Laser & Photonics Reviews*, 12(9), 1800017.
- [8] Nguyen, V. N. (2025). Optimal thickness of TiO₂ layer on resonance waveguide grating for maximum of electric field by simulation method in comparison with experiment. *Optical and Quantum Electronics*, 57(4), 1-8.

SỐ CƯ TRÚ ĐÔI CỦA MÔ HÌNH HUBBARD ION MẠNG TỔ ONG HAI CHIỀU TƯƠNG TỰ SILICENE

Nguyễn Thị Hương

Trường Đại học Thủy lợi, email: nthuong@thu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

Các vật liệu hai chiều đang thu hút được sự quan tâm của các nhà khoa học kể từ khi tạo ra được Graphene vào năm 2004 từ phương pháp bóc dán thủ công đơn giản bằng băng dính [1]. Graphene là một lớp đơn nguyên tử cacbon hai chiều có cấu trúc tổ ong. Đây là vật liệu hai chiều đầu tiên được tìm thấy trong tự nhiên [1]. Trước đó, người ta cho rằng không thể tồn tại vật liệu hai chiều trong tự nhiên vì dao động nhiệt của nguyên tử sẽ dẫn đến khả năng phá vỡ cấu trúc mạng tinh thể hai chiều [2, 3]. Sự ra đời của các vật liệu hai chiều đã mở ra một hướng nghiên cứu mới trong ngành khoa học vật liệu và công nghệ. Silicene là một vật liệu hai chiều có cấu trúc tương tự như Graphene, nhưng được tạo thành từ các nguyên tử silic [4]. Silicene lần đầu tiên được đề xuất về mặt lý thuyết vào năm 1994 bởi Takeda và Shiraishi [5] và sau đó được Guzman-Verri và Lew Yan Voon đặt tên chính thức vào năm 2007 [6]. Về mặt thực nghiệm, silicene lần đầu tiên được tổng hợp thành công vào năm 2010 bằng cách lắng đọng các nguyên tử silic lên bề mặt tinh thể bạc (Ag(111)) [7]. Đây là bước đột phá quan trọng, mở ra khả năng nghiên cứu và ứng dụng silicene trong các thiết bị điện tử tương thích với công nghệ silicon hiện có.

Mô hình Hubbard (HM) đã được sử dụng để nghiên cứu hệ điện tử tương quan trên mạng tổ ong hai chiều tương tự Graphene [8]. Mô hình Hubbard ion (HIM) có thể coi là mở rộng của HM khi xét đến thể ion mô tả tương tác của mạng tinh thể với chất nền tương tự Silicene [9]. Do tính phức tạp của hệ nhiều hạt, nên các bài toán nghiên cứu IHM cần phải áp dụng các phương pháp giải gần đúng. Gần đúng thể kết hợp (CPA) đã được áp dụng để nghiên cứu hệ điện tử tương quan trong HM [8]. Đây là phương pháp gần đúng thay thế trường ngẫu nhiên bằng một trường hiệu dụng đồng nhất thỏa mãn yêu cầu tự hợp [10]. Ở bài báo cáo này, tác giả áp dụng CPA để xác định pha của của IHM trên mạng tổ ong phụ thuộc vào tương tác Coulomb trên một nút và thể ion. Kết quả cho thấy tồn tại pha kim loại nằm xen giữa hai pha điện môi. Để phân biệt hai vùng điện môi này, tác giả nghiên cứu số cư trú đôi của IHM mạng tổ ong hai chiều. Số cư trú đôi được định nghĩa là xác suất để hai electron có spin đối song trên cùng một nút mạng. Ở pha điện môi vùng [11], các electron có xu hướng kết cặp với nhau do đó số cư trú đôi có giá trị lớn. Ngược lại ở pha điện môi Mott [12], số cư trú đôi giảm mạnh và tiến dần về 0 do tương tác đẩy Coulomb ngăn cản sự chiếm đóng đôi của các điện tử. Việc tính toán số cư trú đôi để phân biệt các vùng điện môi đã được áp dụng cho IHM trên một chiều áp dụng DMFT [13], IHM trên mạng hai chiều áp dụng phương pháp chéo hóa chính xác và phương pháp Monte Carlo [14], IHM trên mạng Bethe áp dụng DMFT [15]. Do đó, số cư trú đôi được xem là một công cụ hiệu quả để phân biệt giữa điện môi vùng và điện môi Mott trong nghiên cứu các hệ điện tử tương quan.

2. PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

Silicene có cấu trúc lục giác, được cấu thành bởi hai mạng con tam giác lồng vào nhau do có hai nguyên tử trên một ô cơ sở. Hamiltonian của IHM trên một mạng tổ ong hai chiều tương tự silicene có dạng:

$$H = -t \sum_{i \in A, j \in B} [c_{i\sigma}^+ c_{j\sigma} + H.c.] + U \sum_i n_{i\uparrow} n_{i\downarrow} + \varepsilon_A \sum_{i \in A} n_i + \varepsilon_B \sum_{i \in B} n_i - \mu \sum_i n_i, \quad (1)$$

trong đó $c_{i\sigma}$ ($c_{i\sigma}^+$) là các toán tử hủy (sinh) một điện tử có spin σ trên nút mạng i , $n_{i\sigma} = c_{i\sigma}^+ \cdot c_{i\sigma}$ là toán tử số hạt có spin σ tại nút i , t là tham số nhảy nút được lấy giới hạn cho các vị trí lân cận gần nhất, U là tương tác Coulomb được lấy giới hạn trên một nút, $\varepsilon_A = \Delta$ và $\varepsilon_B = -\Delta$ là các năng lượng ion hóa, thể hóa học được chọn là $\mu = U/2$ cho trạng thái lấp đầy một nửa. Trong gần đúng tương tự hợp kim (AAA), xét điện tử có spin hướng lên chuyển động trong trường thế tạo bởi các điện tử có spin hướng xuống định xứ trên mạng tinh thể, Hamiltonian (1) có dạng

$$H_{AAA} = -t \sum_{\substack{i \in A, j \in B \\ \langle ij \rangle, \sigma}} [c_{i\sigma}^+ c_{j\sigma} + H.c.] + \sum_{i \in A, \sigma} E_{A\sigma} n_{i\sigma} + \sum_{i \in B, \sigma} E_{B\sigma} n_{i\sigma}, \quad (2)$$

trong đó $E_{\alpha\sigma} = \begin{cases} \varepsilon_\alpha - \mu & \text{với xác suất } 1 - n_{\varepsilon, -\sigma} \\ \varepsilon_\alpha - \mu + U & \text{với xác suất } n_{\varepsilon, -\sigma} \end{cases}$

Ở đây $\alpha = A, B$.

Gần đúng CPA thay trường thế ngẫu nhiên $E_{\alpha\sigma}$ bằng một trường thế đồng nhất $\Sigma_{\alpha\sigma}(\omega)$ (năng lượng riêng). Khi đó, Hamiltonian của IHM trong gần đúng CPA

$$H_{CPA} = -t \sum_{\substack{i \in A, j \in B \\ \langle ij \rangle, \sigma}} [c_{i\sigma}^+ c_{j\sigma} + H.c.] + \sum_{i \in A, \sigma} \Sigma_{A\sigma} n_{i\sigma} + \sum_{i \in B, \sigma} \Sigma_{B\sigma} n_{i\sigma} \quad (3)$$

Hàm Green địa phương tìm được từ phương trình chuyển động của hàm Green

$$F_{\alpha\sigma}(\omega) = \frac{1}{\Omega_k} \sum_k \frac{\omega - \Sigma_{\alpha\sigma}}{(\omega - \Sigma_{\alpha\sigma})(\omega - \Sigma_{\alpha\sigma}) - t^2}, \quad (4)$$

Phép tính tổng được thực hiện trong vùng Brillouin thứ nhất. Hàm Green trung bình được xác định thông qua phương trình Dyson.

$$G_{\alpha\sigma}(\omega) = \frac{F_{\alpha\sigma}(\omega) n_{\alpha, -\sigma}}{1 + F_{\alpha\sigma}(\omega) \left(\Sigma_{\alpha\sigma}(\omega) - \Delta - \frac{U}{2} \right)} + \frac{F_{\alpha\sigma}(\omega) (1 - n_{\alpha, -\sigma})}{1 + F_{\alpha\sigma}(\omega) \left(\Sigma_{\alpha\sigma}(\omega) - \Delta + \frac{U}{2} \right)} \quad (5)$$

Điều kiện tự hợp của CPA đòi hỏi hàm Green trung bình phải trùng với hàm Green địa phương

$$G_{\alpha\sigma}(\omega) = F_{\alpha\sigma}(\omega) \quad (6)$$

Năng lượng riêng $\Sigma_{\alpha\sigma}(\omega)$ và hàm Green $G_{\alpha\sigma}(\omega)$ được xác định bằng phương pháp tính số. Bắt đầu bằng việc chọn một giá trị của $\Sigma_{\alpha\sigma}(\omega)$, ta xác định được hàm Green địa phương (4). Thay giá trị này vào phương trình (5) ta có hàm Green trung bình. Tiếp theo, năng lượng riêng mới được xác định theo công thức:

$$\Sigma_{\alpha\sigma}(\omega) = \Sigma_{\alpha\sigma}(\omega) + \frac{1}{F_{\alpha\sigma}(\omega)} - \frac{1}{G_{\alpha\sigma}(\omega)} \quad (7)$$

Ta chạy vòng lặp (7) cho tới khi hội tụ với tham số hội tụ lấy nhỏ hơn 10^{-3} . Sau khi tìm được hàm Green, ta xác định được hàm mật độ trạng thái (DOS)

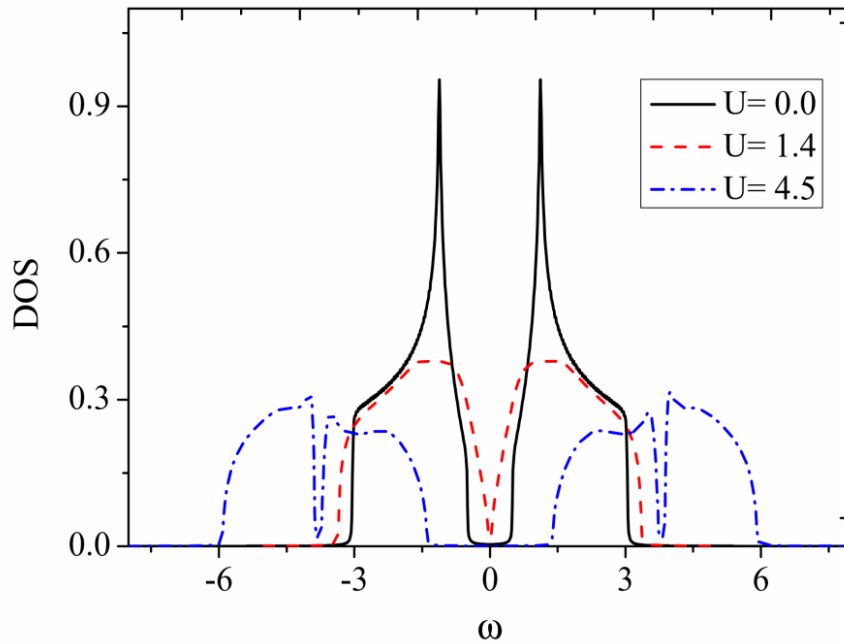
$$\rho_\sigma(\omega) = -\frac{1}{\pi} \text{Im} \bar{G}_\sigma(\omega), \quad (8)$$

và số cư trú đôi

$$D = \langle n_{\uparrow} n_{\downarrow} \rangle = \frac{1}{2} \left[\int_{-\infty}^{\mu} \left(-\frac{1}{\pi} \text{Im} \frac{n_{A\downarrow} F_A(\omega)}{1 + F_A(\omega) \left(\sum_{A\uparrow}(\omega) - \Delta - \frac{U}{2} \right)} \right) d\omega \right. \\ \left. + \int_{-\infty}^{\mu} \left(-\frac{1}{\pi} \text{Im} \frac{n_{B\downarrow} F_B(\omega)}{1 + F_B(\omega) \left(\sum_{B\uparrow}(\omega) + \Delta - \frac{U}{2} \right)} \right) d\omega \right]. \quad (9)$$

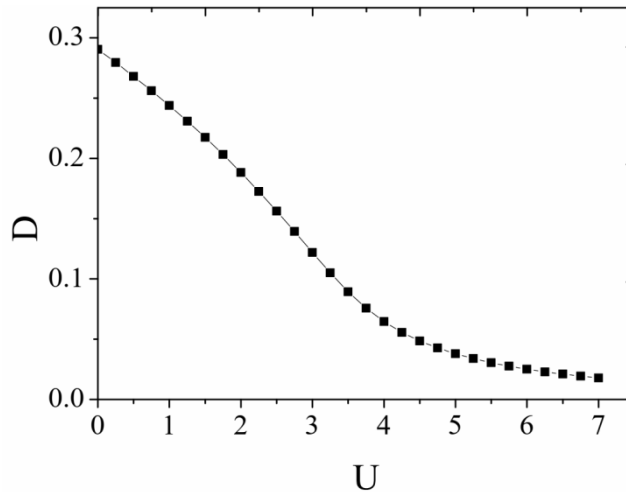
3. KẾT QUẢ NGHIÊN CỨU

Hình 1 biểu diễn DOS của IHM là hàm của tương tác Coulomb trên một nút U với $\Delta = 0.2$. Đồ thị cho thấy khi thể ion $\Delta > 0$ và không xét đến tương tác trên nút mạng ($U = 0$), hệ tồn tại một khe năng lượng tại $\omega = 0$. Do đó, hệ ở pha điện môi. So sánh với các tính toán của Le [8] khi thể ion $\Delta = 0$ và không xét đến tương tác trên nút mạng, hệ ở pha bán kim. Điều này cho thấy, thể ion chính là nguyên nhân gây ra pha điện môi này. Khi tăng tương tác trên một nút thì khe năng lượng thu hẹp lại, và hệ chuyển sang pha kim loại ($U = 1.4$). Khi thể tương tác trên một nút tiếp tục tăng lên, khe năng lượng mở ra thêm một lần nữa ($U = 4.5$) và xảy ra chuyển pha từ pha kim loại sang pha điện môi.



Hình 1. DOS là hàm của tương tác Coulomb trên một nút mạng U với $\Delta = 0.2$

Như vậy, khi tương tác trên một nút tăng, IHM xảy ra hai lần chuyển pha, từ pha điện môi sang pha kim loại và sau đó sang pha điện môi. Để phân biệt tính chất của hai vùng điện môi, ta xét số cư trú đôi D của mô hình được tính theo công thức (9). Sự phụ thuộc của số cư trú đôi D vào tương tác Coulomb trên một nút tại $\Delta = 0.2$ được thể hiện cụ thể trên Hình 2. Đồ thị cho thấy số cư trú đôi giảm khi tương tác trên một nút tăng. Ở pha điện môi thứ nhất, khi tương tác Coulomb nhỏ, mỗi nút mạng có thể chứa 2 electron, dẫn đến số cư trú đôi lớn. Trạng thái này, không có điện tử ở vùng dẫn, do đó hệ ở trạng thái điện môi. Theo lý thuyết vùng năng lượng [11], vùng điện môi thứ nhất được gọi là điện môi vùng. Ở vùng điện môi thứ hai, khi tương tác trên một nút lớn, lực đẩy giữa các điện tử lớn dẫn đến các điện tử không có xu hướng kết cặp với nhau. Do đó, số cư trú đôi ở vùng điện môi là nhỏ. Trạng thái lấp đầy một nửa, ở vùng điện môi thứ hai, mỗi nút mạng được chiếm giữ bởi một electron. Vùng điện môi thứ hai hình thành do tương quan điện tử mạnh được gọi là điện môi Mott [12].



Hình 2. Số cư trú đôi D là hàm của tương tác Coulomb trên một nút U với $\Delta = 0.2$

4. KẾT LUẬN

Bài báo cáo đã trình bày kết quả nghiên cứu chuyển pha kim loại – điện môi trong IHM mạng tổ ong hai chiều tương tự Silicene. DOS cho thấy khi tăng tương tác Coulomb trên một nút hệ xảy ra sự chuyển pha từ pha điện môi sang pha kim loại và sau đó sang pha điện môi. Để phân biệt tính chất của hai vùng điện môi này, chúng tôi đã xét số cư trú đôi D của mô hình. Ở pha điện môi vùng, số cư trú đôi của hệ lớn do các điện tử có xu hướng kết cặp. Tuy nhiên, ở pha điện môi Mott, do tương quan điện tử mạnh nên các hạt không có xu hướng kết cặp với nhau. Dẫn đến ở pha điện môi này, số cư trú đôi của mô hình là nhỏ. Như vậy, dựa vào số cư trú đôi D chúng ta có thể phân biệt được tính chất của hai vùng điện môi trong IHM. Đây là một thông số quan trọng để nghiên cứu chuyển pha kim loại – điện môi Mott.

5. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Andre Geim, Konstantin Novoselov. 2004. Electric field effect in atomically thin carbon films. *Science*, 306, 666.
- [2] Peierls, Landau. 1937. On the theory of phase transitions. *Phys. Z. Sowjetunion*, 11(26), pp.193-216.
- [3] N.D. Mermin. 1968. Crystalline order in two dimensions. *Phys. Rev*, 176, 250.
- [4] Mubashir A. Kharadi, et al . 2020. Review-Silicene: From Material to Device Applications. *ECS Journal of Solid State Science and Technology*, 9, 115031.
- [5] K. Takeda and K. Shiraishi. 1994. *Phys. Rev. B* 50, 14916.
- [6] G. G. Guzmán-Verri and L. C. Lew Yan Voon. 2007. *Phys. Rev. B*, 76, 075131.
- [7] P. De Padova, et al. 2010. Silicene structures on Silver surfaces. *Appl. Phys. Lett.* 96, 261905.
- [8] Duc Anh Le. 2013. Mott Transition In The Half-filled Hubbard Model On The Honeycomb Lattice Within Coherent Potential Approximation. *Mod. Phys. Lett. B*, 27, 1350046.
- [9] D. A. Rowlands and Zhang Yu-Zhong. 2014. Disappearance of the Dirac cone in silicene due to the presence of an electric field. *Chin. Phys. B*, 23, 037101.
- [10] Nguyễn Văn Liễn. 2003. Hàm Green trong vật lý chất rắn. NXB Đại học Quốc gia Hà Nội.
- [11] Sommerfeld A. 1928. On the electron theory of metals based on Fermian statistics. *Journal of Physics*. 47, 1.
- [12] Mott N. F. 1949. The Basis of the Electron Theory of Metals, with Special Reference to the Transition Metals. *Proceedings of the Physical Society, Section A*, 62, 416.
- [13] A. Go, G. S. Jeon. 2011. Phase transitions and spectral properties of the ionic Hubbard model in one dimension. *Phys. Rev. B*, 84, 195102.
- [14] Jongweon Cho, Ji-Woo Lee. 2017. Exact diagonalization and quantum Monte Carlo study of an ionic Hubbard model in two dimensions. *Journal of the Korean Physical Society*, 70, 494.
- [15] S. Bag, A. Garg, R. Shankar Krishnamurthy. 2015. Phase diagram of the half-filled ionic Hubbard model. *Phys. Rev. B*, 91, 235108.

ĐỘ LỆCH KHỐI LƯỢNG VÀ HẲNG SỐ TƯƠNG TÁC CỦA CÁC HẠT SƠ CẤP TỐI TRONG LÝ THUYẾT KALUZA-KLEIN GIÁN ĐOẠN

Phạm Tiến Dự

Trường Đại học Thủy lợi, email: dupt@tlu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

Như chúng ta đã biết, vật chất “sáng” bao gồm quark và lepton của Mô hình chuẩn (SM) chỉ chiếm chưa tới 5% vật chất của vũ trụ, còn lại là vật chất tối chiếm 25% và năng lượng tối chiếm 70%. Do đó, ta cần mở rộng SM để có một lý thuyết bao gồm vật chất tối. Trong lý thuyết Kaluza-Klein với các chiều ngoại phụ gián đoạn (DKKT), các hạt fermion sẽ có thêm các hạt là bạn đồng hành với chúng do chiều phụ. Các bạn đồng hành Kaluza-Klein (KKP) có thể được xem là một ứng viên cho các hạt vật chất tối chưa biết.

Mặt khác, việc mở rộng mô hình hạt có thể giúp ta giải quyết được các dị thường thực nghiệm mà SM chưa giải thích được. Một trong số đó là vấn đề “câu đố về thời gian sống của neutron” [2]. Để làm được việc này đòi hỏi ta phải xây dựng mô hình hạt sơ cấp mở rộng bằng một lý thuyết mới.

DKKT là sự kết hợp của ba trụ cột bao gồm: SM mở rộng trong Hình học không giao hoán (NCG); Thuyết tương đối tổng quát trong hình thức luận Cartan và Lý thuyết nhiều chiều không-thời gian Kaluza-Klein để thống nhất các tương tác [3]. Có thể nói rằng, lý thuyết DKKT là một lý thuyết tiềm năng khi đã kết hợp được các trụ cột quan trọng nhất của vật lý hiện đại vào trong cùng một cấu trúc toán học chặt chẽ. Điều quan trọng nhất hiện tại là hoàn thiện và kiểm chứng tính đúng đắn của nó bằng các bài toán thực tiễn. Đưa ra được các giải thích lý thuyết cũng như các tiên đoán có thể kiểm chứng bằng thực nghiệm. Do đó, chúng tôi đã xây dựng mô hình hạt sơ cấp mới từ DKKT để áp dụng cho bài toán phân rã neutron [5].

Trong bài báo này, tôi sẽ trình bày cách xây dựng mối liên hệ khối lượng và các hằng số tương tác theo các tham số của DKKT cho các KKP của các hạt sơ cấp.

2. PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

Ta áp dụng lý thuyết DKKT cho mô hình tương tác của các hạt sơ cấp trong phân rã neutron. Từ Lagrange tương tác fermion-photon tổng quát ta thu được độ lệch khối lượng và các hằng số tương tác.

3. KẾT QUẢ NGHIÊN CỨU

Trong lý thuyết DKKT các KKP của các hạt xuất hiện là do chiều phụ thứ 5 của không thời gian chỉ bao gồm 2 điểm gián đoạn. Điều này tương đồng với việc coi không-thời gian 5-chiều thành 2 lá không-thời gian 4-chiều Minkosky song song nhau [3]. Do đó mọi đại lượng trong không-thời gian thông thường được chuyển thành dạng ma trận 2×2 . Đây chính là một trường hợp đặc biệt của NCG với các ma trận không có tính giao hoán. Ta có phân tử độ dài và metric trong DKKT là

$$\begin{aligned} ds^2 &= G_{MN} dx^M dx^N = \eta_{\mu\nu} dx^\mu dx^\nu + \lambda^4 dx^5 dx^5, \\ G_{\mu\nu} &= \text{diag}(-1, 1, 1, 1), \\ G_{\mu 5} &= G_{5\mu} = 0, G_{55} = \lambda^4, \end{aligned} \tag{1}$$

ở đó $M, N = \mu, 5$ là chỉ số tọa độ không trực chuẩn và λ^2 là tham số metric dọc theo chiều phụ gián đoạn. Metric trong (1) tương ứng với vielbein mở rộng

$$\begin{aligned} E^A &= E_M^A DX^M, \quad DX^M = E_A^M E^A, \\ G^{AB} &= E_M^A G^{MN} E_N^B = \text{diag}(-1, 1, 1, 1, 1), \\ G^{MN} G_{NL} &= \delta_L^M, \end{aligned} \quad (2)$$

với $A, B = a, 5$ là chỉ số của hệ tọa độ trực chuẩn địa phương, λ là tham số metric của chiều phụ.

Trong mô hình hạt sơ cấp mới của DKKT [4], các fermion f như p, n, e, ν sẽ có một KKP tương ứng, các hạt truyền tương tác như hạt photon là một vectơ boson sẽ có hai KKP bao gồm một hạt vectơ và một hạt vô hướng. Do đó, photon sẽ có hai KKP là hạt vectơ X-photon và hạt vô hướng H-photon.

Các hạt cặp Kaluza-Klein của nhau tồn tại trên hai lá song song và chúng có thể tương tác được với nhau và với các hạt khác. Để thu nhận được Lagrange và khối lượng của các hạt, ta xem xét mô hình hạt của các tương tác photon-fermion. Ta có Lagrange của tương tác photon-fermion thông thường là

$$\begin{aligned} L &= L_f + L_{f-g} + L_g \\ &= \bar{\psi}(x)(i\not{\partial} + \not{A}(x))\psi(x) - \frac{1}{4}F_{\mu\nu}(x)F_{\mu\nu}(x), \end{aligned} \quad (3)$$

với

$$\not{A}(x) = g\gamma^\mu A_\mu(x), \quad F_{\mu\nu} = \partial_\mu A_\nu - \partial_\nu A_\mu.$$

Trong không thời gian này, mỗi fermion chỉ có một bạn đồng hành. Do đó, để thuận tiện ta biểu diễn trường fermion mở rộng để biểu diễn hai hạt cặp KK fermion như là một spinor hai hàng

$$\Psi = \begin{pmatrix} \psi_1 \\ \psi_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \psi \\ \psi_X \end{pmatrix}, \quad (4)$$

với chỉ số X để chỉ hạt cặp Kaluza-Klein của hạt đã biết.

Toán tử Dirac $\not{\partial}$ được mở rộng thành ma trận

$$\not{D} = \Gamma^M D_M = \begin{bmatrix} \not{\partial} & -m\lambda^{-2} \\ m\lambda^{-2} & \not{\partial} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

với m hằng số khối lượng.

Ma trận Dirac là

$$\Gamma^\mu = \begin{bmatrix} \gamma^\mu & 0 \\ 0 & -\gamma^\mu \end{bmatrix}, \quad \Gamma^5 = \begin{bmatrix} 0 & \lambda^{-2} \\ \lambda^{-2} & 0 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Các đạo hàm được cho bởi dạng chuẩn là

$$D_\mu = \begin{bmatrix} \partial_\mu & 0 \\ 0 & -\partial_\mu \end{bmatrix}, \quad D_5 = \begin{bmatrix} m & 0 \\ 0 & -m \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Với thế năng 4 chiều của photon $\not{A}(x)$ được mở rộng thành ma trận

$$\not{B} = \begin{bmatrix} \gamma^\mu g A_\mu(x) & \sqrt{2}gH(x) - m\lambda^{-2} \\ \sqrt{2}gH(x) - m\lambda^{-2} & \gamma^\mu (g A_\mu(x)Q - g'X_\mu(x)Q_X) \end{bmatrix}, \quad (8)$$

ở đó $A_\mu(x)$ là vectơ điện từ 4 chiều thông thường, cặp vectơ và vô hướng Kaluza-Klein của photon là $X_\mu(x)$ và $H(x)$, cuối cùng Q và Q_X tương ứng là toán tử điện tích của electron và của electron tối (ở đây, coi là bằng nhau). Hằng số g và g' lần lượt là hằng số tương tác tương ứng với các hạt truyền photon và photon tối X_{17} . Trong mô hình này, các hằng số liên kết đó là không độc lập.

Cường độ trường mở rộng được định nghĩa là

$$F = DB + \not{B} \wedge \not{B} = \Gamma^M \wedge \Gamma^N F_{MN}(x), \quad (9)$$

với tích chéo được định nghĩa là

$$\begin{aligned}\Gamma^M \wedge \Gamma^\nu &= -\Gamma^\nu \wedge \Gamma^M = \frac{1}{2}(\Gamma^M \Gamma^\nu - \Gamma^\nu \Gamma^M), \\ \Gamma^5 \wedge \Gamma^5 &= \lambda^{-4}.\end{aligned}\quad (10)$$

Lagrange cho vectơ trường mở rộng của photon là

$$\begin{aligned}L_g &= L_H - \frac{1}{4}F^{\mu\nu}F_{\mu\nu} - \frac{g'^2}{4g^2}X^{\mu\nu}X_{\mu\nu} \\ &\quad + g'^2\lambda^4 X_\mu^2(x)H^2(x)\end{aligned}\quad (11)$$

với

$$\begin{aligned}X_{\mu\nu} &= \partial_\mu X_\nu - \partial_\nu X_\mu, \quad F_{\mu\nu} = \partial_\mu A_\nu - \partial_\nu A_\mu \\ L_H &= \frac{1}{2}\partial^\mu H(x)\partial_\mu H(x) - 2g^2\left(H^2(x) - \frac{m^2}{2g^2\lambda^4}\right)^2\end{aligned}\quad (12)$$

Trong mô hình này, ta lấy $g = g'$, photon tối H có một giá trị kỳ vọng chân không $v_0 = m/\sqrt{2}g\lambda^2$ và khối lượng $m_H = \sqrt{2}m\lambda^{-2}$ do thế năng bậc 4, tạo ra khối lượng photon X là $m_X = m/\sqrt{2}$. Do đó dựa vào thí nghiệm tại ATOMKI [1], ta định nghĩa khối lượng của X là 17 MeV. Vậy khối lượng của X-photon và H-photon liên hệ với hằng số khối lượng bằng biểu thức

$$\begin{aligned}m_X &= m/\sqrt{2} = 17\text{MeV} \\ m_H &= 2m_X/\lambda^2, \quad m = 24\text{MeV}\end{aligned}\quad (13)$$

Với proton, neutron, electron và neutrino như là các thành phần fermion tối thiểu mà ta xem xét trong mô hình hạt này, ta chưa đề cập đến cấu trúc quark do ở mức năng lượng của các quá trình mà ta đang xem xét là không cần thiết, ta có các cặp $p_i(x)$, $n_i(x)$, $e_i(x)$ và $\nu_i(x)$. Với $i=1, 2$ để chỉ hạt và hạt cặp của fermion.

Do đó, Lagrange của tương tác điện từ giữa photon-fermion được tổng quát thành

$$\begin{aligned}L_{f-A} &= \text{Tr}\left[\bar{\Psi}(x)(i\not{D} + M_0^f + \not{B}(x))\Psi(x)\right] \\ &= L_f + L_{int}.\end{aligned}\quad (14)$$

với

$$L_f = \sum_{i=1,2} \bar{\psi}_i(x)i\not{\partial}\psi_i(x) + \sum_{i,j=1,2} \bar{\psi}_i(x)M^j\psi_j(x). \quad (15)$$

Ở đó, f là các fermion p, n, e, ν . Lagrange tương tác thể hiện sự tương tác của các fermion với cặp Kaluza-Klein của photon. Ma trận khối lượng riêng và khối lượng của fermion lần lượt là

$$\begin{aligned}M_0 &= \begin{bmatrix} m_1 & 0 \\ 0 & m_2 \end{bmatrix}, \\ M &= \begin{bmatrix} m_1 & -m(1+i)\lambda^{-2} \\ -m(1-i)\lambda^{-2} & m_2 \end{bmatrix}.\end{aligned}\quad (16)$$

Ta có thể sử dụng phép biến đổi unita dưới đây để chéo hóa ma trận khối lượng và thu được khối lượng riêng của cặp Kaluza-Klein của fermion

$$U_f = \begin{bmatrix} \cos\theta_f & -e^{i\alpha_f}\sin\theta_f \\ e^{-i\alpha_f}\sin\theta_f & \cos\theta_f \end{bmatrix}. \quad (17)$$

θ_f là góc trộn trạng thái của cặp Kaluza-Klein tương ứng của fermion f , α_f là góc quay của phép biến đổi.

Dùng phép biến đổi nghịch đảo để chéo hóa ma trận khối lượng

$$M'_f = U_f M_f U_f^\dagger = \begin{bmatrix} M_1^f & 0 \\ 0 & M_2^f \end{bmatrix}.$$

Nếu chọn $\alpha_f = \pi/4$, ta có ma trận khối lượng phải có dạng

$$M_f = \begin{bmatrix} M_1^f + (M_2^f - M_1^f) \sin^2 \theta_f & -\frac{1}{2\sqrt{2}}(M_2^f - M_1^f) \sin 2\theta_f (1+i) \\ -\frac{1}{2\sqrt{2}}(M_2^f - M_1^f) \sin 2\theta_f (1-i) & M_1^f + (M_2^f - M_1^f) \cos^2 \theta_f \end{bmatrix}. \quad (18)$$

Đổi chiều (18) và (16), ta thu được công thức độ chênh lệch khối lượng giữa một hạt fermion thông thường ψ và hạt cặp Kaluza-Klein của chúng ψ_X theo góc trộn là

$$M_2^f - M_1^f = m_f - m_{f_X} = \frac{2\sqrt{2}m}{\sin 2\theta_f \lambda^2}. \quad (19)$$

Thay (8) và (18) vào (15) ta có Lagrange tương tác về mặt khối lượng riêng của các fermion hay tương tác photon-fermion là

$$\begin{aligned} L_{f-A} &= g(\bar{\psi}(x)A(x)\psi(x) + \bar{\psi}_X(x)A(x)\psi_X(x)), \\ L_{f-X} &= g(\sin^2 \theta_f \bar{\psi} X(x)\psi + \cos^2 \theta_f \bar{\psi}_X X(x)\psi_X \\ &\quad + \frac{1}{2} \sin 2\theta_f \bar{\psi}_X X(x)\psi + \frac{1}{2} \sin 2\theta_f \bar{\psi} X(x)\psi_X), \\ L_{f-H} &= g \sin 2\theta_f H(x)(-\bar{\psi}\psi + \bar{\psi}_X\psi_X) \\ &\quad + g \cos^2 \theta_f H(x)(-\bar{\psi}\psi_X + \bar{\psi}_X\psi). \end{aligned} \quad (20)$$

Như vậy, chúng ta dễ dàng thu được hằng số tương tác giữa photon tối H và photon tối X với các fermion là

$$\begin{aligned} g_{Xnn} &= g \sin^2 \theta_n, \\ g_{Xn_X n_X} &= g \cos^2 \theta_n, \\ g_{Xnn_X} &= 1/2 g \sin 2\theta_n, \\ g_{X\nu\nu} &= g \sin^2 \theta_\nu, \\ g_{X\nu_X \nu_X} &= g \cos^2 \theta_\nu, \\ g_{X\nu\nu_X} &= 1/2 g \sin 2\theta_\nu, \\ g_{Hnn} &= g_{Hn_X n_X} = g \sin^2 \theta_n, \\ g_{Hn_X n_X} &= g \cos^2 \theta_n, \\ g_{H\nu\nu} &= g_{X\nu_X \nu_X} = g \sin^2 \theta_\nu, \\ g_{H\nu\nu_X} &= g \cos^2 \theta_\nu, \end{aligned} \quad (21)$$

với θ_n, θ_ν tương ứng là góc trộn của neutron và neutrino với bạn đồng hành Kaluza-Klein của chúng.

Dựa vào mô hình hạt sơ cấp mới và việc loại trừ kênh rã ra cặp electron và phản electron, phù hợp với kết quả thực nghiệm của Tang và cộng sự [6], ta đưa ra giả định bổ sung sau

$$m_n - m_{n_X} < 1,102 \text{ MeV}. \quad (22)$$

Như vậy, từ Lagrange tương tác, chúng ta đã thu được độ lệch khối lượng của các hạt fermion và bạn đồng hành Kaluza-Klein của chúng và các hằng số liên kết của photon tối H và X với các hạt fermion. Dựa vào các kết quả thực nghiệm ta cũng thiết lập giá trị và điều kiện của các tham số. Đây là cơ sở quan trọng để ta có thể đề xuất các kênh phân rã neutron và tính toán các giản đồ đó.

4. KẾT LUẬN

Trong bài báo này, từ Lagrange tương tác photon-fermion, chúng tôi đã thu được biểu thức liên hệ khối lượng của các hạt fermion với các KKP của chúng và thiết lập biểu thức khối lượng của photon tối X và H là các bạn đồng hành của photon.

Chúng tôi cũng thu được biểu thức hằng số liên kết của tương tác photon-fermion cho mô hình hạt mới. Từ đó tạo cơ sở để xem xét các bài toán tương tác hạt cơ bản với mô hình hạt được mở rộng hơn SM.

5. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] A.J.Krasznahorkay, et al. . 2016. Observation of anomalous internal pair creation in ^8Be : A possible indication of a light, neutral boson. *Physical Review Letters*. 116 (42501): 042501.
- [2] Berezhiani, Z. 2019. Neutron lifetime puzzle and neutron–mirror neutron oscillatio, *Eur. Phys. J. C* 79, 484.
- [3] Giovanni Landi, Nguyen Ai Viet, Kameshwar C. Wali. 1994. Gravity and electromagnetism in noncommutative geometry, *Physics Letters B*, Volume 326, Issues 1–2, Pages 45-50.
- [4] Nguyen Ai Viet. 2019. Extra dimension of space-time exposed by anomalies at low energy. *arXiv* 1907-04517.
- [5] Pham Tien Du et al. 2020. Decay of neutron with participation of light vector boson X17. *Journal of Physics: Conference Series* 1506, 012004.
- [6] Tang el . 2018. *Physical Review Letters*, 121 022505.

HỖ TRỢ NGƯỜI KHIẾM THỊ BẰNG ỨNG DỤNG THỊ GIÁC MÁY TÍNH KẾT HỢP IoT

Trần Thị Chung Thủy, Ngô Hoài Nam

Trường Đại học Thủy lợi, email:tranchungthuy@tlu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

Sự phát triển nhanh chóng của công nghệ trong vài thập kỷ gần đây đã làm thay đổi sâu sắc cách con người tương tác với thế giới xung quanh. Trí tuệ nhân tạo (AI) và Internet vạn vật (IoT) không chỉ mang đến tiện ích trong đời sống thường nhật mà còn mở ra nhiều tiềm năng ứng dụng mang tính nhân văn, đặc biệt là trong việc hỗ trợ các nhóm yếu thế trong xã hội. Một trong những đối tượng cần được quan tâm hàng đầu là người khiếm thị – những người phải sống trong thế giới không có ánh sáng, gặp nhiều trở ngại trong sinh hoạt và di chuyển hàng ngày.

Theo thống kê từ Tổ chức Y tế Thế giới (WHO), hiện có hơn 285 triệu người trên toàn cầu đang sống chung với tình trạng khiếm thị ở nhiều mức độ khác nhau [1]. Phần lớn trong số đó phụ thuộc vào các công cụ hỗ trợ truyền thống như gậy dò đường hoặc chó dẫn đường – những phương pháp tuy hữu ích nhưng vẫn mang tính thụ động và hạn chế về mặt phản ứng linh hoạt với môi trường. Trong bối cảnh công nghệ thị giác máy tính đã đạt đến khả năng “nhìn” và phân tích hình ảnh gần như thời gian thực, việc phát triển các thiết bị hỗ trợ người khiếm thị theo hướng chủ động và thông minh hơn trở thành một yêu cầu thiết yếu.

Xuất phát từ nhu cầu đó, đề tài tập trung vào việc xây dựng một hệ thống hỗ trợ di chuyển cho người khiếm thị bằng cách tích hợp thị giác máy tính, cảm biến siêu âm và phản hồi âm thanh. Thay vì chỉ đơn thuần phát hiện vật cản, hệ thống này hướng tới khả năng “thấu hiểu” môi trường xung quanh – nhận diện con người, phân tích hướng chuyển động, đo khoảng cách đến vật thể gần nhất – từ đó cung cấp phản hồi âm thanh ngắn gọn, dễ hiểu và kịp thời, giúp người dùng hình dung không gian ba chiều xung quanh họ.

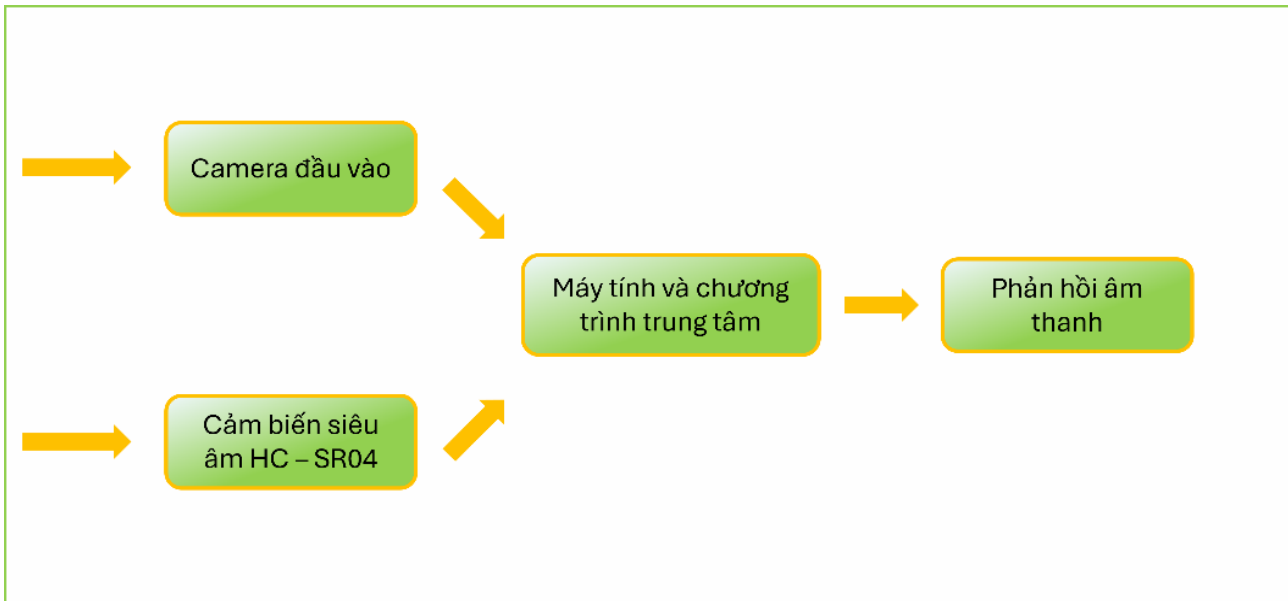
Không dừng lại ở khía cạnh công nghệ, mục tiêu của đề tài còn bao gồm việc thiết kế một hệ thống có tính ứng dụng cao: chi phí thấp, dễ chế tạo, và đủ linh hoạt để triển khai trong điều kiện thực tế tại các đô thị hoặc khu vực dân cư. Sự kết hợp giữa Python, Arduino, camera và cảm biến siêu âm không chỉ đảm bảo hiệu quả kỹ thuật, mà còn đặt nền móng cho một hướng đi khả thi trong việc hiện thực hóa các thiết bị hỗ trợ người khiếm thị – không còn giới hạn trong các phòng thí nghiệm mà trở thành một phần thiết thực của cuộc sống hàng ngày [2],[3],[4],[5].

Đề tài đã xây dựng và kiểm thử một mô hình hệ thống hỗ trợ định hướng cho người khiếm thị trong điều kiện mô phỏng – với các tình huống giả lập như có người tiến lại gần, có vật cản phía trước, hoặc có nhiều đối tượng xuất hiện cùng lúc. Hệ thống sử dụng camera để nhận diện con người và cảm biến siêu âm để đo khoảng cách, sau đó phản hồi bằng giọng nói mô tả tình huống. Mặc dù chưa được áp dụng tại một trung tâm hỗ trợ người khiếm thị hay ngoài thực địa, hệ thống đã được thử nghiệm trong môi trường phòng thí nghiệm nhằm kiểm chứng khả năng hoạt động đồng bộ của các thành phần và đánh giá tiềm năng triển khai thực tế trong tương lai.

2. CÔNG CỤ, PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU, THỰC NGHIỆM

2.1. Mô hình hệ thống tổng thể

Hệ thống hỗ trợ người khiếm thị được thiết kế trên nguyên tắc tích hợp giữa thị giác máy tính và cảm biến đo khoảng cách. Thông tin từ môi trường được thu thập thông qua camera và cảm biến siêu âm, sau đó được xử lý bằng mô hình học sâu và các thuật toán phân tích thời gian thực để đưa ra phản hồi âm thanh cho người dùng. Tất cả quá trình được thực hiện tự động, không cần thao tác phức tạp từ người sử dụng.



Hình 1. Sơ đồ cấu tạo và nguyên lý hoạt động của hệ thống

2.2. Linh kiện phần cứng

Hệ thống sử dụng một số linh kiện phổ biến và dễ triển khai:

- Webcam: Thu hình ảnh phía trước người dùng theo thời gian thực.
- Cảm biến siêu âm HC-SR04: Đo khoảng cách từ hệ thống tới vật thể gần nhất phía trước.
- Máy tính cá nhân: Dùng để chạy mô hình nhận diện và xử lý dữ liệu.
- Loa: Truyền phản hồi âm thanh đến người dùng.
- Vi điều khiển: Arduino nano

Các linh kiện được lựa chọn trên tiêu chí chi phí thấp, dễ tiếp cận và phù hợp với mục tiêu triển khai cộng đồng.

2.3. Công nghệ phần mềm và mô hình trí tuệ nhân tạo

Về mặt phần mềm, hệ thống được xây dựng chủ yếu bằng Python, tận dụng thư viện OpenCV để xử lý hình ảnh và pygame để chuyển đổi văn bản thành giọng nói tiếng Việt.

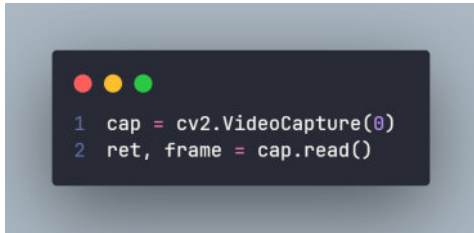
Phân nhận diện vật thể và con người trong ảnh được đảm nhiệm bởi mô hình YOLOv5n – một biến thể nhẹ, tốc độ cao, thích hợp cho các ứng dụng thời gian thực [3]. Mô hình được tiền huấn luyện và hoạt động tốt trong môi trường ánh sáng ổn định, có khả năng nhận diện nhiều đối tượng cùng lúc với độ chính xác cao.

Với một bộ hơn 2500 thuật toán đã được tối ưu, OpenCV có khả năng thực hiện nhiều tác vụ như phân loại hình ảnh, phát hiện và phân đoạn đối tượng, trích xuất đặc điểm và thậm chí nhận dạng chữ viết tay của con người. Một số thuật toán phổ biến là:

- SVM (Support Vector Machines) và KNN (K-Nearest Neighbors): phân loại và nhận dạng mẫu
- Deep Learning: mô hình học sâu từ các framework như TensorFlow và PyTorch
- YOLO: Thuật toán phát hiện đối tượng nổi bật, cho phép nhận diện nhiều đối tượng trong một lần quét ảnh duy nhất.

Trong hệ thống hỗ trợ người khiếm thị, nhiệm vụ phát hiện và theo dõi người đóng vai trò then chốt – không chỉ để cảnh báo về sự hiện diện của người khác phía trước, mà còn để định hướng di chuyển và cung cấp phản hồi âm thanh chính xác.

Một mô hình CNN sẽ phát hiện các điểm khớp (landmarks) trên cơ thể người. Cụ thể, mô hình dự đoán 33 điểm landmark 3D (tọa độ x, y và z) bao phủ toàn bộ khung xương người: từ đầu, vai, khuỷu tay, cổ tay, hông, đầu gối, cho đến mắt cá chân. Mỗi điểm được gán độ tin cậy (visibility) để đánh giá mức độ chắc chắn của dự đoán trong bối cảnh hiện tại.



Hình 2. Chương trình Python để đảm bảo rằng hệ thống có thể nhận diện và xử lý khung hình theo thời gian thực, phục vụ cho cả MediaPipe lẫn YOLOv5



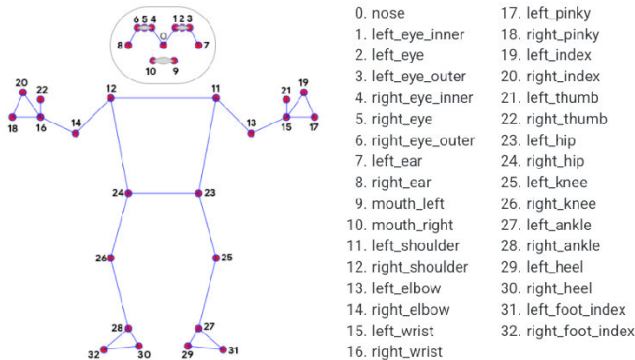
Hình 3. Chương trình Python để nhận diện các vật thể phổ thông

Khi camera truyền dữ liệu hình ảnh vào pipeline, MediaPipe sẽ liên tục:

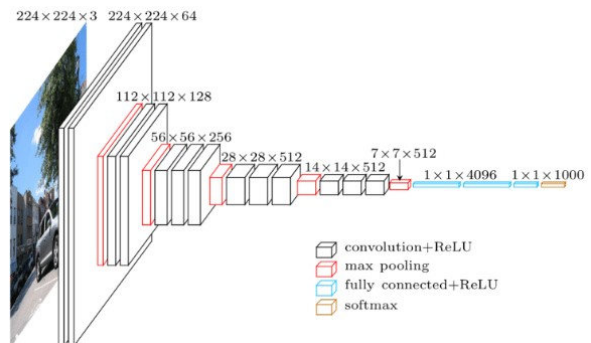
- Phát hiện có người trong khung hình hay không.
- Xác định vị trí các khớp trên cơ thể người, dù là đang di chuyển hay đứng yên.
- Cập nhật vị trí liên tục giữa các khung hình để đảm bảo theo dõi mượt mà.

Việc này không những cho phép hệ thống đếm được số lượng người phía trước mà còn phân tích được tư thế, vị trí tương đối dựa trên hướng chuyển động của các điểm landmark.

Phân tích hướng chuyển động là bước phát triển nâng cao từ nhận diện tư thế cơ bản. Dựa vào sự thay đổi tương đối vị trí các landmark theo thời gian, ta có thể xác định hướng di chuyển, tốc độ tương đối và dấu hiệu tiếp cận.



Hình 4. Các điểm Mediapipe được nhận diện trên cơ thể



Hình 5. VGG16 CNN CLASSIFY

2.4. Nhận diện tiền mặt với mạng noron tích chập

Mạng nơ-ron tích chập (Convolutional Neural Network - CNN) là một kiến trúc mạng nơ-ron nhân tạo được thiết kế đặc biệt để xử lý dữ liệu dạng hình ảnh. Nhờ khả năng tự động học và trích xuất các đặc trưng quan trọng từ ảnh thông qua các lớp tích chập và gộp. Mạng thường bao gồm các lớp tích chập để phát hiện đặc trưng cục bộ, lớp kích hoạt (thường là ReLU) để tăng tính phi tuyến, lớp gộp để giảm chiều dữ liệu và lớp kết nối đầy đủ để đưa ra dự đoán cuối cùng.

Mô hình sử dụng Transfer Learning: giữ nguyên trọng số của các lớp tích chập đã được huấn luyện sẵn trên tập dữ liệu ImageNet, đồng thời thay thế các lớp phân loại đầu ra bằng một kiến trúc tùy chỉnh phù hợp với bài toán nhận diện 4 lớp (10.000VNĐ, 20.000VNĐ, 50.000VNĐ và “Không tiền”).

2.5. Phương pháp đo khoảng cách

Việc xác định khoảng cách tới vật thể gần nhất được thực hiện bởi cảm biến HC-SR04. Dữ liệu đo được gửi về máy tính qua giao tiếp nối tiếp (serial) [5], sau đó được đồng bộ với ảnh đầu vào để cung cấp thông tin cảnh báo chính xác. Nhờ đó, hệ thống có thể đưa ra cảnh báo như “Phía trước có vật thể cách 1.2 mét” để người dùng chuẩn bị phản ứng.



Hình 6. Chương trình từ Arduino thực hiện việc lấy dữ liệu khoảng cách từ cảm biến siêu âm

2.6. Tích hợp phản hồi âm thanh

Sau khi nhận diện được số lượng người, vật thể, cùng khoảng cách tới vật gần nhất, hệ thống tổng hợp các thông tin này và chuyển đổi thành câu cảnh báo bằng giọng nói tiếng Việt. Phản hồi âm thanh được thiết kế sao cho ngắn gọn, dễ hiểu, với độ trễ thấp để đảm bảo người dùng có đủ thời gian phản ứng [2], [4]. Ví dụ: “Phía trước có 3 người.”, “Có vật cản cách bạn 0.8 mét.”, “Người đang tiến lại gần từ bên trái.”



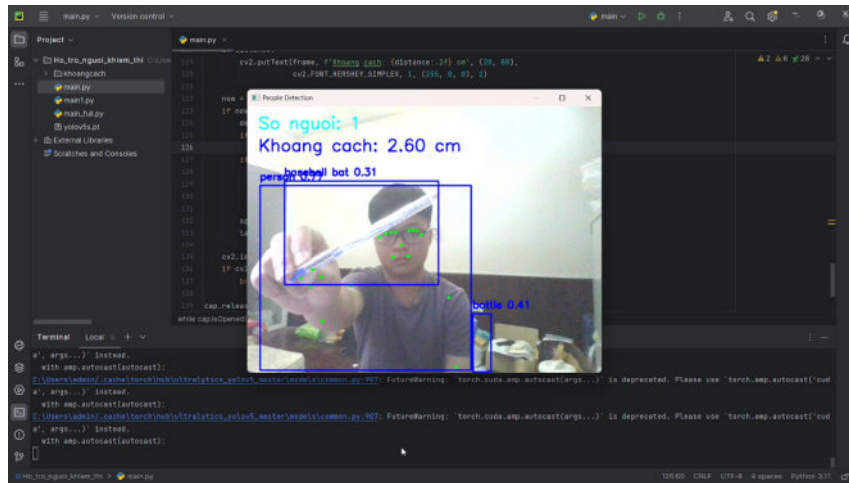
Hình 7. Chương trình từ Python được thực thi để phân tích thông tin phát cảnh báo và tùy biến thông báo

2.7. Thực nghiệm

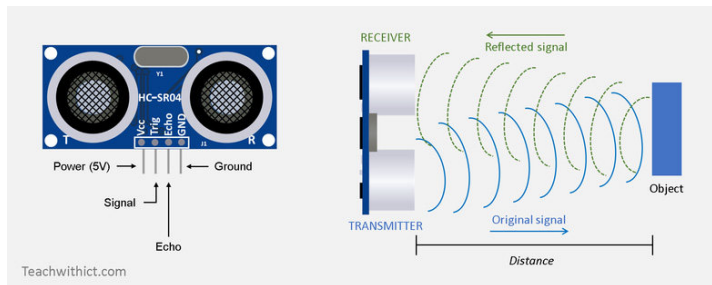
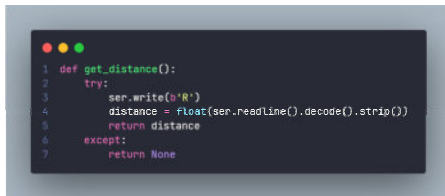
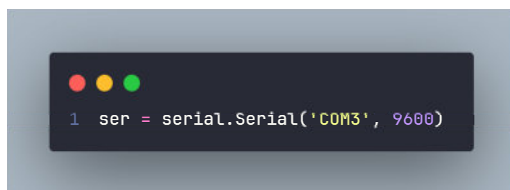
Dữ liệu đầu vào sẽ được thu nhận trực tiếp từ camera. Sau đó được chuyển đổi từ không gian màu BGR sang RGB và đưa vào pipeline phân tích bàn tay. Module Pose của MediaPipe, thuật toán phát hiện khung xương thực hiện việc xác định vị trí và số lượng khung hình có chứa người phía trước.

Sau khi xử lý dữ liệu và chuẩn hóa kích thước ảnh về 224x224 pixel – định dạng đầu vào chuẩn của VGG16 – dữ liệu được chia thành tập huấn luyện và kiểm thử theo tỷ lệ 80:20.

Sau khoảng 20–30 vòng huấn luyện, mô hình đạt độ chính xác rất cao, trên 95% trong việc phân biệt các mệnh giá. Ngoài ra, còn thử nghiệm thêm bằng cách “tinh chỉnh” một số lớp sâu hơn của VGG16 (gọi là fine-tuning) để mô hình hiểu rõ hơn về đặc điểm của tiền Việt Nam.



Hình 8. Thu dữ liệu hình ảnh từ Webcam và phân tích



Hình 9. Đo khoảng cách thời gian thực từ cảm biến siêu âm HC-SR04



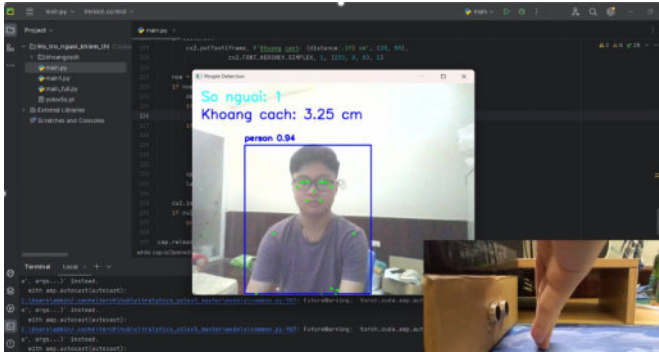
Hình 10. Phản hồi âm thanh hỗ trợ định hướng

Hạn chế và hướng hiệu chỉnh:

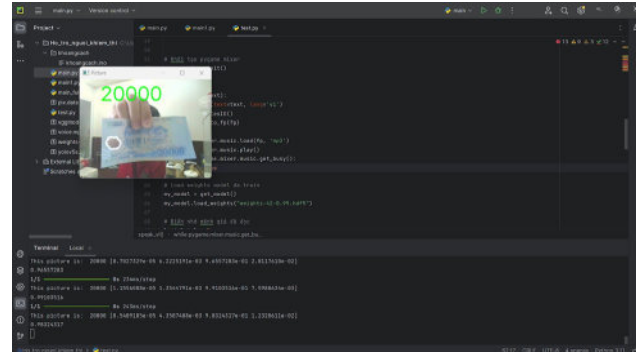
- Nhận diện kém khi ánh sáng yếu → tăng cường xử lý ảnh và tối ưu mô hình.
- Dữ liệu đo nhiễu khi thay đổi đột ngột → bổ sung thuật toán lọc tín hiệu.
- Âm thanh phản hồi có độ trễ → xem xét dùng tệp âm thanh tạo sẵn.
- Kết quả cho thấy hệ thống có tiềm năng ứng dụng, cần tiếp tục tinh chỉnh để triển khai thực tế.

3. KẾT QUẢ VÀ THẢO LUẬN

Đề tài đã tiến hành thử nghiệm trong môi trường mô phỏng: phòng kín, không gian hành lang, nơi có người di chuyển qua lại và vật thể tĩnh được bố trí cố định. Trong các thử nghiệm, hệ thống ghi nhận hình ảnh và khoảng cách, đồng thời xuất ra âm thanh cảnh báo. Kết quả thu được cho thấy: Mô hình YOLOv5n nhận diện ổn định các vật thể lớn, người, xe máy, thùng giấy,... Cảm biến siêu âm đo khoảng cách chính xác trong phạm vi dưới 2m. Phản hồi âm thanh có độ trễ dưới 1 giây, đủ nhanh cho ứng dụng hỗ trợ định hướng.



Hình 11. Hệ thống nhận diện có vật thể và phát khoảng cách cảnh báo



Hình 12. Hệ thống nhận diện tiền mệnh giá 20000 VNĐ

4. KẾT LUẬN

Đề tài đã xây dựng thành công một hệ thống hỗ trợ định hướng cho người khiếm thị, kết hợp giữa thị giác máy tính sử dụng mô hình YOLOv5n và cảm biến siêu âm HC-SR04 để nhận diện người, vật thể phía trước và đo khoảng cách tới vật thể gần nhất. Các thông tin được xử lý theo thời gian thực và phản hồi bằng âm thanh tiếng Việt giúp người dùng định hướng tốt hơn trong môi trường xung quanh.

Hệ thống bước đầu đã đáp ứng được yêu cầu kỹ thuật về thu thập hình ảnh, nhận diện đối tượng, đo khoảng cách và phản hồi giọng nói. Các tính năng này hoạt động ổn định trong môi trường mô phỏng và có khả năng mở rộng sang các điều kiện thực tế.

5. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] World Health Organization (2019) Blindness and vision impairment. [online] WHO.
- [2] Google AI Edge. (2024). Pose landmark detection guide.
- [3] Ultralytics. (2023). Comprehensive Guide to Ultralytics YOLOv5.
- [4] pygame.org. (2023). pygame.mixer - pygame v2.6.0 documentation.
- [5] Arduino Project Hub. (2020). Serial Communication between Python and Arduino.

CHẾ TẠO VÀ THỬ NGHIỆM MÔ HÌNH HỆ THỐNG TỰ ĐỘNG HÓA TRONG NUÔI TRỒNG THỦY SẢN CÔNG NGHỆ CAO

Trần Thị Chung Thủy, Vũ Xuân Dương, Nguyễn Tuấn Dũng, Nguyễn Đình Hưng

Trường Đại học Thủy lợi, email: tranchungthuy@tlu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

Ngành nuôi trồng thủy sản đóng vai trò ngày càng quan trọng trong nền kinh tế nông nghiệp của Việt Nam, đặc biệt trong bối cảnh nhu cầu tiêu thụ thủy sản trong nước và xuất khẩu không ngừng gia tăng. Tuy nhiên, quá trình phát triển của ngành vẫn còn đối mặt với nhiều thách thức như ô nhiễm môi trường, dịch bệnh trên vật nuôi, hiệu quả kinh tế chưa ổn định và phụ thuộc nhiều vào kinh nghiệm truyền thống.

Trong bối cảnh đó, việc ứng dụng các mô hình khoa học kỹ thuật tiên tiến vào nuôi trồng thủy sản đang trở thành một xu hướng tất yếu nhằm nâng cao năng suất, kiểm soát môi trường nuôi, tối ưu hóa chi phí và bảo đảm tính bền vững. Các công nghệ như mô hình dự báo môi trường, hệ thống giám sát tự động, cảm biến IoT, mô hình sinh trưởng và tối ưu hóa dinh dưỡng đang dần được nghiên cứu và đưa vào ứng dụng thực tiễn [1], [6].



Hình 1. Ứng dụng công nghệ Internet of Things (IOTs) trong nuôi tôm [1]

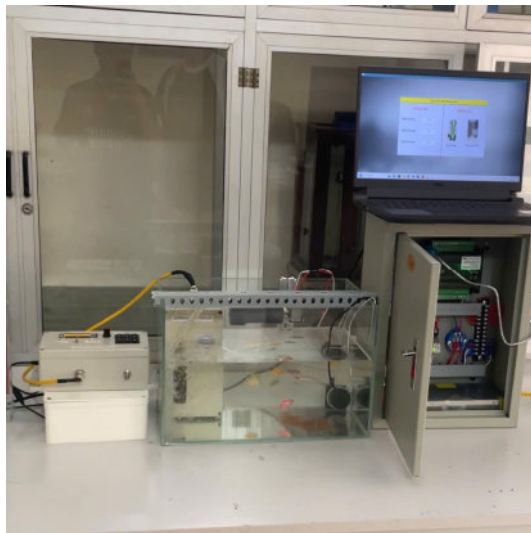
Xuất phát từ thực tiễn và nhu cầu cấp thiết đó, đề tài “**Ứng dụng mô hình khoa học kỹ thuật trong nuôi trồng thủy sản**” được thực hiện với mục tiêu tìm hiểu, đánh giá và đề xuất các mô hình kỹ thuật có tính ứng dụng cao, góp phần hỗ trợ người nuôi trồng nâng cao hiệu quả sản xuất và hướng đến phát triển bền vững ngành thủy sản.

Trong báo cáo này, chúng tôi trình bày cấu tạo, nguyên lý hoạt động và thử nghiệm chế độ tự động được lập trình sẵn của hệ thống, bao gồm bơm tự động theo giờ để bổ sung ôxi cho nguồn nước nuôi thủy sản, kiểm soát nhiệt độ, cho ăn tự động khi nhiệt độ môi trường thích hợp. Bên cạnh đó, việc kết hợp với máy điện phân ion đồng tự động để kháng khuẩn, vi sinh vật gây bệnh, tảo và nấm cho nguồn nước đã giúp cho hệ thống được hoàn chỉnh hơn trong việc chủ động kiểm soát các yếu tố môi trường trong nuôi trồng thủy sản.

2. PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

Các yếu tố của môi trường là điều kiện quan trọng, quyết định đến sản lượng nuôi trồng thủy sản, bao gồm: nhiệt độ, pH, độ mặn, độ kiềm, độ cứng, các khí độc, các yếu tố sinh học như tảo, vi sinh vật, mầm bệnh, nguồn thức ăn... Vì vậy, việc khảo sát các nguồn nuôi thủy sản hiện có để hiểu rõ các vấn đề liên quan đến môi trường, vệ sinh và hiệu quả sử dụng nguyên liệu hiện tại được coi là bước quan trọng đầu tiên để nắm rõ thực trạng, nhu cầu và xác định các mục tiêu nghiên cứu. Tiếp đó là thu thập dữ liệu về đặc tính từng loại thủy sản, điều kiện khí hậu, quy mô chăn nuôi, và các yếu tố ảnh hưởng đến sức khỏe của thủy sản.

Sau khi đã khảo sát và đánh giá thực trạng thì sẽ thiết kế và lắp đặt mô hình thực tế và đánh giá (hình 2). Việc lắp đặt các thiết bị vào mô hình, cần tiến hành điều chỉnh và hiệu chỉnh mô hình để đảm bảo hệ thống hoạt động đúng và chính xác.



Hình 2. Tổng quan hệ thống và các thiết bị được sử dụng

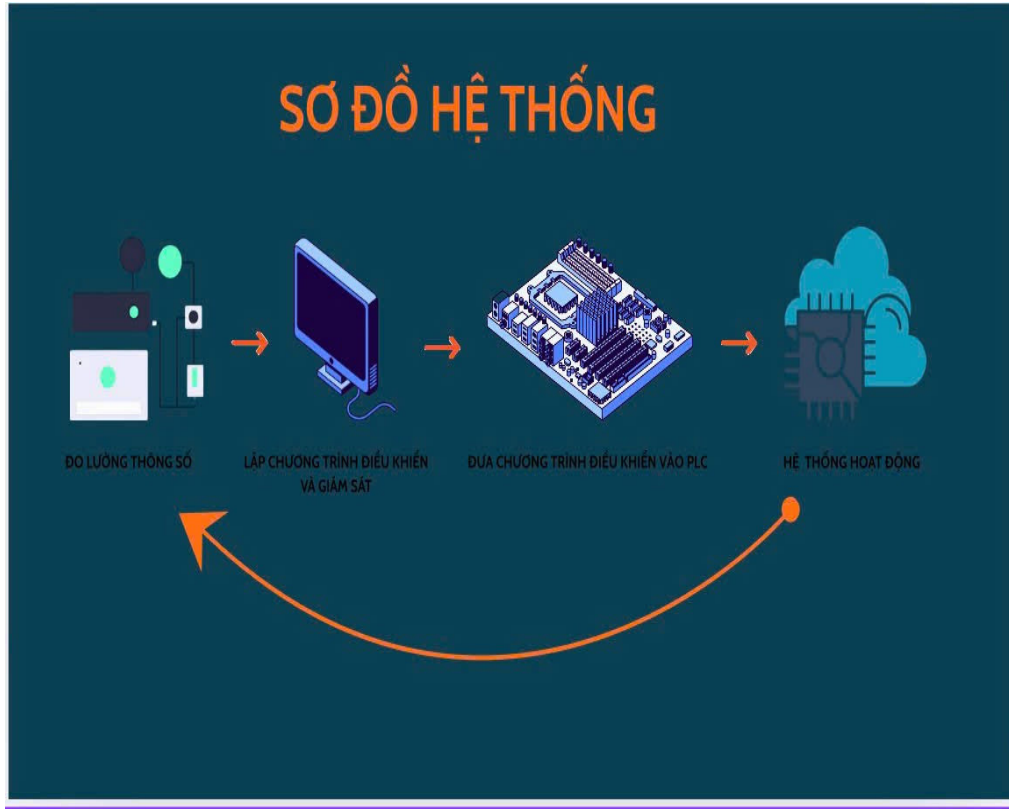
Khâu lựa chọn các thiết bị cũng cần có sự tính toán kỹ lưỡng. Bộ điều khiển và thuật toán cần dựa trên thực tế, xét thấy bộ điều khiển logic PLC có thể đáp ứng được điều kiện thực tế của ao nuôi cũng như tính mạnh mẽ của thiết bị nên đã được chọn PLC làm bộ điều khiển chính của hệ thống (hình 3).



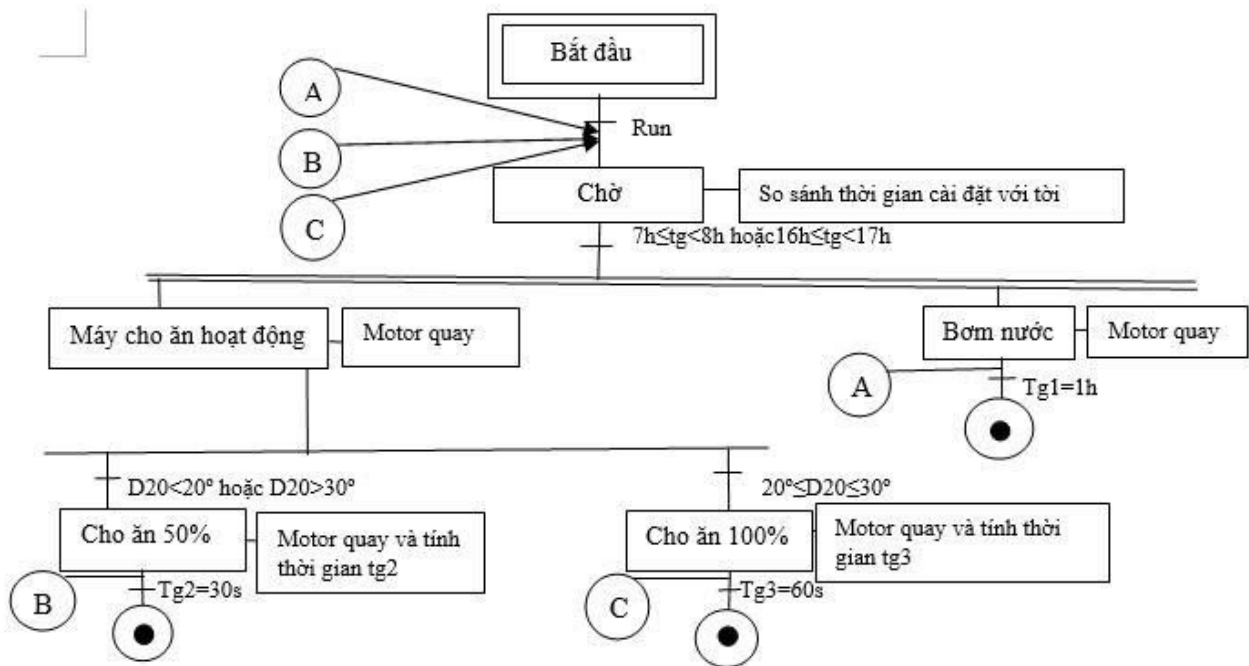
Hình 3. Hệ thống điều khiển

Cuối cùng, cần tiến hành kiểm tra và đánh giá mô hình để đảm bảo hệ thống đáp ứng các yêu cầu nghiên cứu và phát triển. Sử dụng các phần mềm đo đạc và thiết bị kiểm tra để đánh giá tính chính xác, độ tin cậy và hiệu suất của mô hình.

Sau khi đã có được mô hình mô phỏng thực tế, sẽ tiến hành viết chương trình điều khiển hệ thống theo sơ đồ sau (hình 4 và 5). Hệ thống sử dụng PLC [2], [3] và ngôn ngữ ladder để thực hiện điều khiển [4], có thể thiết lập các chế độ tự động theo ngày, tháng và lặp lại.



Hình 4. Sơ đồ hệ thống sử dụng PL



Hình 5. Sơ đồ Grafcet của hệ thống

3. KẾT QUẢ NGHIÊN CỨU

Hệ thống có các thông số kỹ thuật được thể hiện trong bảng 1 và có giao diện bên ngoài như hình 2, 3 và 4.

Bảng 1. Các thông số kỹ thuật chung của mô hình hệ thống

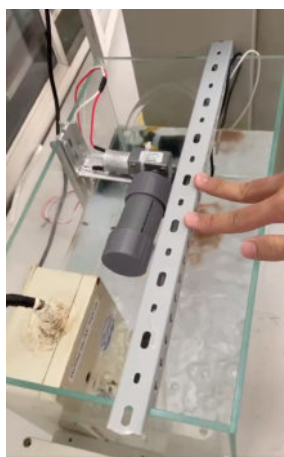
STT	Thông số	Giá trị
1	Nguồn điện đầu vào	220 VAC – 60 Hz
2	Nguồn điện đầu ra	24 VDC
3	Dòng điện tối đa	5 A
4	Kích thước hệ thống (Dài × Rộng × Cao):	70 × 30 × 25cm

Hệ thống có thể chạy ở chế độ tự động bằng cách thiết lập trong chương trình một bộ đếm thời gian (timer) để so sánh thời gian thực, kết hợp với tín hiệu đọc vào của cảm biến nhiệt độ để điều chỉnh lượng thức ăn. Máy sẽ hoạt động ở điện áp cố định, chỉ cần bật aptomat hệ thống sẽ tự động hoạt động theo thời gian cài đặt.

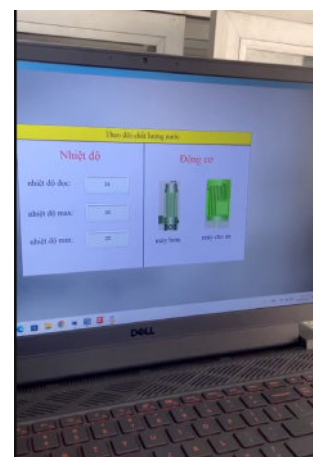
Hệ thống sẽ tự động bơm nước để tạo oxi cho thủy sản (hình 6), nhận tín hiệu từ cảm biến nhiệt độ, rồi so sánh nhiệt độ max, min cài đặt để điều chỉnh lượng thức ăn (hình 7 và 8). Thực hiện xong quá trình các thiết bị sẽ được ngắt điện và lặp lại theo thời gian đặt. Khi muốn dừng hệ thống, chỉ cần tắt aptomat hệ thống sẽ dừng cho đến khi được bật lại.



Hình 6. Máy bơm sục cung cấp ôxi cho nguồn nước nuôi thủy sản tự động bơm theo giờ cài đặt



Hình 7. Máy cho ăn tự động thả thức ăn khi nhiệt độ nước nằm trong ngưỡng cài đặt



Hình 8. Giao diện thể hiện các thông số nhiệt độ nguồn nước và chế độ hoạt động của máy bơm và máy cho ăn

Hệ thống đã được thử nghiệm với bể nuôi cá mắt ngọc, có thể tích 9 lít. Với thời gian cài đặt từ 7 giờ đến 8 giờ và từ 16 giờ đến 17 giờ, một ngày hệ thống thực hiện hai chu trình. Trong một chu trình máy bơm sẽ chạy một tiếng, máy cho ăn nhận tín hiệu đọc vào từ cảm biến nhiệt độ và so sánh (nếu nhiệt độ nước trong khoảng 20-30 độ lượng thức ăn là 100%, nếu nhiệt độ nước dưới 20 độ hoặc trên 30 độ lượng thức ăn giảm còn 50%) [5]. Bên cạnh đó, hệ thống còn được kết hợp với máy điện phân ion đồng để xử lý nguồn nước, giảm thiểu các tác nhân gây bệnh cho thủy sản (hình 2) [6].

So với các mô hình chăn nuôi thủ công, người nuôi cho ăn bằng tay không đều giờ, lượng thức ăn dựa vào kinh nghiệm dễ cho ăn quá nhiều hoặc quá ít làm giảm sự sinh trưởng, gây ô nhiễm môi trường. Thời tiết thay đổi, nếu không điều chỉnh kịp lượng thức ăn, thì thủy sản sẽ bị stress. Mô hình ứng dụng khoa học kỹ thuật mới đã tạo thói quen ăn đúng giờ cho thủy sản, tạo môi trường sống thuận lợi với nguồn oxi dồi dào và ít tác nhân gây bệnh. Hệ thống hoạt động ổn định, chính xác như đã cài đặt, đảm bảo mục tiêu đề ra của đề tài. Ưu điểm của chế độ tự động là có thể tự động hoàn toàn trong khâu nuôi trồng và giám sát, có tính ổn định chính xác cao, phù hợp với công nghiệp. Giảm thiểu thời gian, công sức cho chủ trang trại, giảm thiểu ô nhiễm nguồn nước. Mô hình có tiềm năng mở rộng và áp dụng thực tế tại các hộ nuôi nhỏ lẻ hoặc trang trại quy mô vừa.

Tuy mô hình đã hoạt động ổn định, nhưng để tăng tính tự động hóa và hiệu quả quản lý, các nghiên cứu trong thời gian tới sẽ hướng đến nâng cấp hệ thống bằng cách tích hợp thêm cảm biến đo pH để giám sát độ axit/kiềm của nước, giúp điều chỉnh môi trường phù hợp cho từng loài thủy sản. Ngoài ra, việc lắp đặt cảm biến oxy hòa tan là cần thiết để theo dõi lượng oxy trong nước, từ đó có thể cảnh báo và kích hoạt hệ thống sục khí khi cần thiết. Hệ thống cho ăn tự động theo lịch trình cũng là một phần quan trọng giúp giảm công lao động và đảm bảo lượng thức ăn hợp lý.

Các nghiên cứu tiếp theo sẽ hướng tới thử nghiệm các tính năng mới, xây dựng một mô hình nuôi thủy sản thông minh, hiệu quả và thân thiện với môi trường.

4. KẾT LUẬN

Đã chế tạo và thử nghiệm mô hình ứng dụng khoa học kỹ thuật vào nuôi trồng thủy sản, với các chức năng cơ bản như theo dõi nhiệt độ hồ nuôi và điều khiển bơm nước tự động theo thời gian đã cài đặt. Bên cạnh đó, mô hình còn kết hợp với máy điện phân ion đồng nhằm hỗ trợ khử khuẩn trong nước, góp phần cải thiện chất lượng nguồn nước và hạn chế mầm bệnh. Hệ thống này có thể đáp ứng được yêu cầu về kỹ thuật và nhu cầu trong thực tế. Các thông số quan trọng như lượng thức ăn, thời gian bơm, thời gian điện phân đã được ghi lại để đánh giá hiệu suất của hệ thống.

5. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] <https://khoathuysan.vnua.edu.vn/ung-dung-cac-cong-nghe-thong-minh-trong-nuoi-trong-thuy-san.html> (2025).
- [2] W. Bolton. 2006. Programmable Logic Controllers 4th Edition, ISBN-13: 978-0- 7506-8112-4.
- [3] Norazila Posdzi, Poloteknik Ungku Omar. 2023. Programmable logic controller (PLC): programming & Application, ISBN: 978-967-2421-35-1.
- [4] Mitsubishi Electric. 2010. MELSEC FX Family Programmable Logic Controllers Beginner's Manual.
- [5] <https://tepbac.com/technical/full/259-nhiệt-đo-môi-trường-nước-trong-nuôi-to> .2017.
- [6] Trần Thị Chung Thủy. 2023. Chủ động kiểm soát nồng độ ion bằng chế độ tự động của máy điện phân có hai điện cực đồng tan đảo cực luân phiên. Tuyển tập Hội nghị Khoa học thường niên năm 2023. ISBN: 978-604-82-7522-8.

KHẢO SÁT TÍNH CHẤT QUANG XÚC TÁC CỦA CÁC CẤU TRÚC DẠNG HẠT VÀ DẠNG THANH CeO_2 PHA TẠP CARBON

Bùi Thị Hoàn

Trường Đại học Thủy lợi, email: buithihoan@tlu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

Ô nhiễm nguồn nước là một trong những vấn đề quan trọng nhất của thế giới hiện đại. Nó không chỉ ảnh hưởng đến chất lượng sống của con người mà còn ảnh hưởng trực tiếp đến sức khỏe của con người. Các chất ô nhiễm hữu cơ từ nhiều ngành công nghiệp khác nhau là một trong những thủ phạm chính gây ô nhiễm nước. Việc thải trực tiếp nước thải ra mặt đất dẫn đến ô nhiễm nghiêm trọng nguồn nước ngọt. Xử lý quang xúc tác có thể loại bỏ các chất ô nhiễm khó phân hủy. Nhu cầu về vật liệu hiệu quả và ổn định có thể được sử dụng làm chất xúc tác quang trong xử lý nước thải đã tăng lên trong hai thập kỷ qua. Quang xúc tác dựa trên chất oxit bán dẫn đã chứng tỏ hiệu quả trong việc giải quyết vấn đề quan trọng như vậy. Ví dụ, một số loại chất ô nhiễm nguy hiểm như thuốc nhuộm hữu cơ/vô cơ, dược phẩm, kim loại nặng, thuốc diệt cỏ, chất hoạt động bề mặt, vi sinh vật và thuốc trừ sâu đã được loại bỏ khỏi nước thải công nghiệp thông qua quang xúc tác dựa trên chất bán dẫn oxit [1,2]. Trong số các oxit bán dẫn khác nhau, xeri dioxit (CeO_2) đã thu hút được sự chú ý đáng kể như một chất xúc tác quang hiệu quả vì có độ ổn định quang cao, khả năng lưu trữ oxy cao, không độc hại, khả năng chống ăn mòn quang, chi phí thấp, độ ổn định nhiệt cao và khả năng hấp thụ ánh sáng mạnh trong vùng bước sóng cực tím. Tuy nhiên, độ rộng vùng cấm lớn và tốc độ tái hợp cao của các cấu trúc nano CeO_2 đã làm giảm phần nào hoạt động quang xúc tác của chúng. Hoạt động quang xúc tác của CeO_2 trong xử lý nước thải có thể được cải thiện bằng nhiều kỹ thuật biến đổi khác nhau như thay đổi hình thái, pha tạp với kim loại và phi kim loại...[3]. Bài báo này trình bày sự ảnh hưởng của hình thái lên tính chất huỳnh quang và quang xúc tác của vật liệu CeO_2 – pha tạp carbon.

2. PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

2.1 Chế tạo và phân tích đặc tính của thanh và hạt CeO_2 pha tạp carbon

Tiền chất được chọn để chế tạo vật liệu CeO_2 pha tạp carbon là muối xeri nitrat $\text{Ce}(\text{NO}_3)_3 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$ và glucose. Dung dịch KHPO_4 được sử dụng để tạo ra vật liệu dạng thanh và dung dịch ammoniac ($\text{NH}_3 \cdot \text{H}_2\text{O}$) được sử dụng để tạo ra vật liệu dạng hạt. Quy trình chế tạo hạt CeO_2 pha tạp carbon ($\text{CeO}_2 - \text{C}$) được mô tả qua các bước sau: Đầu tiên hòa tan 2 g ceri nitrat vào 30 ml nước cất, khuấy đều trong khoảng 20 phút để thu được dung dịch trong suốt. Sau đó thêm 200 mg glucose vào dung dịch nói trên và khuấy đều đến khi thu được dung dịch đồng nhất. Nhỏ từ từ dung dịch ammoniac vào dung dịch nói trên để điều chỉnh pH của dung dịch đến 10. Đổ dung dịch vào bình thủy nhiệt và tinh thể hóa dung dịch ở 200°C trong 12h. Sau khi lấy ra khỏi lò bình thủy nhiệt được để nguội tự nhiên. Sản phẩm thu được được quay ly tâm để loại bỏ chất lỏng và rửa bằng nước cất 3 lần để loại bỏ các sản phẩm phụ hữu cơ. Sản phẩm cuối cùng được sấy khô ở 150°C trong 12h. Quy trình chế tạo thanh $\text{CeO}_2 - \text{C}$ cũng tương tự như quy trình chế tạo hạt $\text{CeO}_2 - \text{C}$. Tuy nhiên, dung dịch KHPO_4 được sử dụng để đạt đến pH = 1 thay vì dung dịch ammoniac.

Hình thái của vật liệu được phân tích bằng hiển vi điện tử truyền qua (TEM, JEOL, JEM 1010, JEOL Techniques). Phổ nhiễu xạ tia X được chụp bằng máy nhiễu xạ tia X, Siemens D5000. Phổ hồng ngoại (FTIR) của mẫu đo bằng thiết bị Fourier FTIR 6700- Thermo Nicolet.

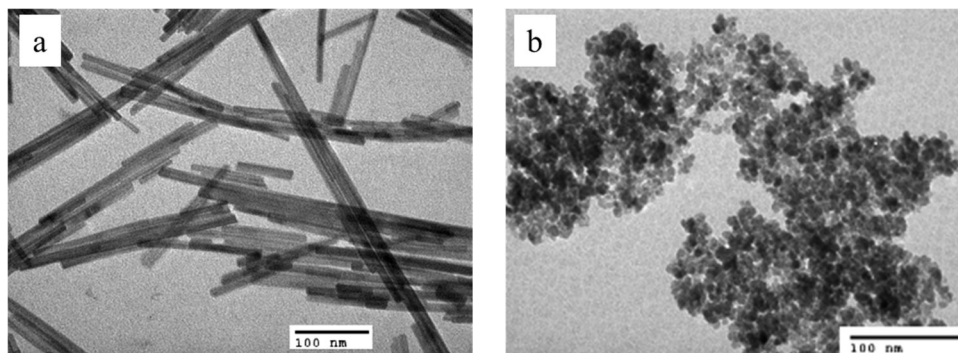
2.2. Thí nghiệm khảo sát đặc tính quang xúc tác của vật liệu

Quá trình khảo sát hoạt tính quang xúc tác của vật liệu được thực hiện theo các bước sau: Đầu tiên cho 50 mL dung dịch xanh methylene (MB) 10 ppm. Sau đó thêm xúc tác $\text{CeO}_2 - \text{C}$ khuấy

trong bóng tối khoảng 30 phút để hệ đạt đến trạng thái cân bằng hấp phụ. Chiếu đèn UV (6W) vào dung dịch và khuấy ở nhiệt độ phòng. Sau khoảng thời gian xác định lấy ra 3 mL dung dịch MB để xác định nồng độ bằng máy đo UV-Vis Cary 500.

3. KẾT QUẢ NGHIÊN CỨU

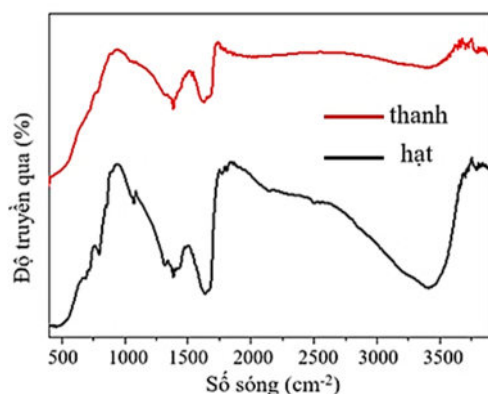
Hình 1 là ảnh hiển vi điện tử truyền qua của các hạt và thanh CeO_2 pha tạp carbon. Khi sử dụng chất xúc tác là KH_2PO_4 để pH của dung dịch bằng 1 thì vật liệu thu được có dạng thanh với bề rộng từ 7,68 đến 11,8 nm (hình 1a). Khi sử dụng chất xúc tác là dung dịch amoniac để pH của dung dịch bằng 10 thì vật liệu thu được có dạng hạt với kích thước từ 8,98 đến 11,7 nm (hình 1b).



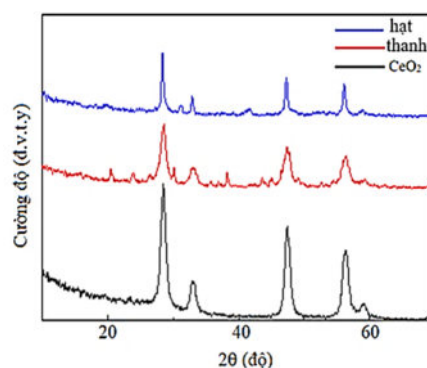
Hình 1. Ảnh hiển vi điện tử truyền qua của thanh CeO_2 pha tạp C (a) và hạt CeO_2 pha tạp C (b)

Để xác định thành phần hóa học và các nhóm chức trong vật liệu, phổ hồng ngoại biến đổi Fourier (FTIR) của vật liệu đã được sử dụng. Hình 2 là phổ hồng ngoại của hạt và thanh CeO_2 pha tạp carbon. Dải hấp thụ mạnh nằm ở vùng thấp trong khoảng $450 - 500 \text{ cm}^{-2}$ liên quan đến các dao động kéo giãn Ce-O, xác nhận sự hiện diện của các liên kết xeri oxit [4]. Các dải rộng ở vùng ($3400-3500 \text{ cm}^{-1}$ và 1635 cm^{-1}) được cho là liên quan đến nhóm -OH [5]. Sự hiện diện của carbon làm xuất hiện các đỉnh hấp thụ bổ sung trong vùng 1400 cm^{-1} (liên kết C-O) và 1700 cm^{-1} (liên kết C=O) [6].

CeO_2 có cấu trúc lập phương đơn giản và ổn định dạng fluorite với nhóm không gian $\text{Fm}\bar{3}\text{m}$. Các ion xeri tạo thành cấu trúc lập phương tâm mặt (fcc), trong khi các ion oxy tạo thành mạng lưới lập phương. Mỗi cation xeri được phối hợp bởi tám ion oxy gần nhất và mỗi anion oxy được phối hợp bởi bốn cation xeri gần nhất. Hình 3 là giản đồ nhiễu xạ tia X của CeO_2 ; thanh và hạt CeO_2 pha tạp carbon. Các đỉnh ở 28,52 tương ứng với mặt (111), 32,93 tương ứng với mặt (200), 47,5 tương ứng với mặt (220), 56,41 tương ứng với mặt (311), 58,98 tương ứng với mặt (222) (theo JCPDS card 34-0394). Điều này cho thấy CeO_2 có cấu trúc lập phương loại fluorite. Sự tồn tại của các đỉnh này trong giản đồ nhiễu xạ tia X của thanh $\text{CeO}_2 - \text{C}$ cho thấy $\text{CeO}_2 - \text{C}$ vẫn giữ cấu trúc tinh thể lập phương tâm mặt đặc trưng không bị biến đổi pha khi ở dạng thanh và dạng hạt. Một số đỉnh nhiễu xạ mới xuất hiện ở dạng hạt và dạng thanh so với CeO_2 gốc xuất hiện chủ yếu do tác động của sự pha tạp carbon lên cấu trúc tinh thể CeO_2 , tạo ra pha mới hoặc làm biến dạng tinh thể.



Hình 2. Phổ hồng ngoại FTIR của thanh và hạt CeO_2 pha tạp carbon



Hình 3. Giản đồ nhiễu xạ tia X của vật liệu CeO_2 nguyên chất, của hạt và thanh CeO_2 pha tạp carbon

Sự giảm nhẹ cường độ trong giản đồ nhiễu xạ tia X (XRD) của hạt và thanh CeO₂-C so với CeO₂ nguyên chất có thể do sự mất trật tự cấu trúc. Sự tích hợp carbon vào mạng tinh thể CeO₂ có thể gây ra rối loạn cục bộ, làm suy yếu các đỉnh nhiễu xạ do sự gián đoạn trong sắp xếp nguyên tử.

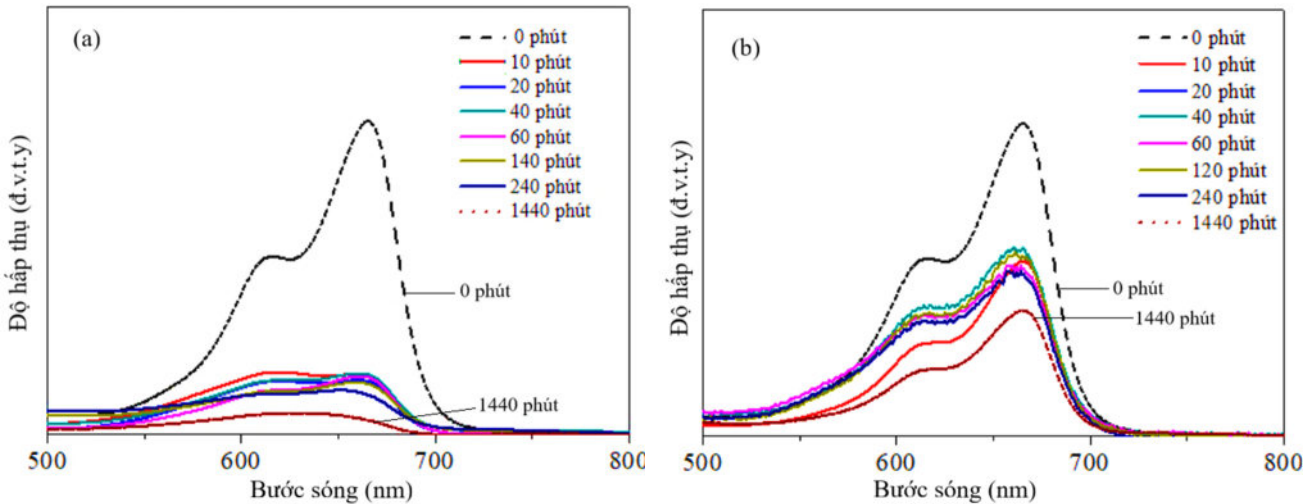
Các thí nghiệm về đặc tính quang xúc tác của vật liệu CeO₂ dạng hạt và dạng thanh đã được tiến hành. Độ suy giảm nồng độ của xanh methylene (MB) được xác định theo công thức:

$$D = \frac{C_0 - C}{C} \cdot 100\% \quad (1)$$

với C₀ – nồng độ ban đầu của MB

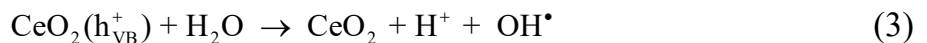
C – nồng độ của MB lúc sau.

D – độ suy giảm nồng độ của MB



Hình 4. Phổ hấp thụ của xanh methylene khi có các hạt CeO₂-C ở dạng hạt (a) và dạng thanh (b) và được chiếu bởi tia tử ngoại

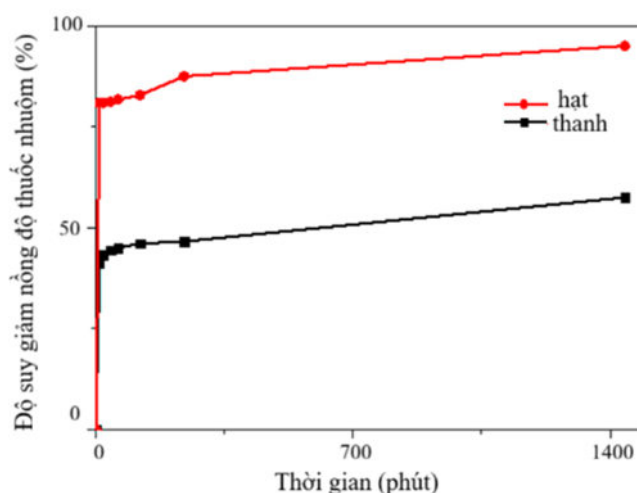
Hình 4 là phổ hấp thụ của dung dịch xanh methylene (MB) theo thời gian khi sử dụng CeO₂-C dạng hạt (hình 4a) và dạng thanh (hình 4b) làm chất xúc tác. Sau khi quay 24 h và chiếu tia UV thì nồng độ của MB khi dùng CeO₂-C dạng hạt giảm khoảng 95% trong khi dùng CeO₂-C dạng thanh giảm khoảng 57%. Khi dung dịch được chiếu xạ bởi tia tử ngoại các electron trong vùng hóa trị có thể chuyển lên vùng dẫn đồng thời tạo ra lỗ trống trong vùng hóa trị. Sự hình thành các gốc oxy hoạt tính như OH[•], O₂^{•-} hay HO₂[•] có thể được mô tả bằng các phương trình sau [7]:



trong đó hν - năng lượng của photon, VB – vùng hóa trị trong CeO₂, CB – vùng dẫn trong CeO₂; h⁺ - lỗ trống; e⁻ - electron.

Các gốc OH[•] cũng như các gốc O₂^{•-} là các gốc oxy hoạt tính chính được tạo ra trong quá trình oxi hóa nước bởi các lỗ trống và quá trình khử oxi bởi các electron quang trong vùng dẫn. Các gốc này, cùng với các gốc hydroperoxide (HO₂[•]), có hoạt tính mạnh và có thể tham gia vào quá trình phân hủy quang xúc tác các chất ô nhiễm có trong nước thải công nghiệp.

Tuy nhiên nếu sử dụng các thanh $\text{CeO}_2 - \text{C}$ làm chất xúc tác thì nồng độ của MB suy giảm ít hơn (hình 5). Điều đó cho thấy hình thái có ảnh hưởng đến tính chất quang xúc tác của vật liệu $\text{CeO}_2 - \text{C}$. So với các thanh thì các hạt nano có diện tích bề mặt tiếp xúc lớn hơn nhiều. Nhờ đó mà các hạt nano có khả năng hấp thụ thuốc nhuộm mạnh hơn, thúc đẩy các phản ứng xúc tác trên bề mặt vật liệu, nhờ đó hiệu suất phân hủy được nâng cao.



Hình 5. Sự ảnh hưởng của hình thái lên tính chất quang xúc tác của CeO_2 pha tạp C

4. KẾT LUẬN

Bài báo đã chỉ rõ phương pháp chế tạo hạt và thanh CeO_2 pha tạp carbon. Với các tiền chất như nhau để thu được vật liệu dạng thanh cần phải sử dụng chất xúc tác là dung dịch KHPO_4 ; để thu được vật liệu dạng hạt thì cần sử dụng chất xúc tác là dung dịch amoniac. Sự ảnh hưởng của hình thái lên tính chất quang xúc tác của vật liệu CeO_2 pha tạp carbon cũng đã được chỉ rõ. Vật liệu dạng hạt có diện tích bề mặt tiếp xúc nhiều hơn nên có khả năng phân hủy xanh methylene khi được chiếu xạ tia tử ngoại tốt hơn so với dạng thanh. Hiệu suất phân hủy xanh methylene của các hạt CeO_2 pha tạp carbon có thể đạt tới 95% trong khi dạng thanh chỉ đạt khoảng 57%.

5. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] H. Wang, X. Li, X. Zhao, C. Li, X. Song, P. Zhang, P. Huo, X. Li. 2022. A review on heterogeneous photocatalysis for environmental remediation: From semiconductors to modification strategies. *Chin. J. Catal.*, 43. Pp178–214.
- [2] S.P. Deshmukh, D.P. Kale, S. Kar, S.R. Shirsath, B.A. Bhavase, V.K. Saharan, S. H. Sonawane. 2020. Ultrasound assisted preparation of rGO/TiO₂ nanocomposite for effective photocatalytic degradation of methylene blue under sunlight. *NanoStruct. Nano-Obj.*, 21. Pp 100407.
- [3] Sankar Sekar. 2022. Enhanced photocatalytic crystal-violet degradation performances of sonochemically-synthesized AC-CeO₂ nanocomposites. *Ultrasonics Sonochemistry*, 90. Pp 106177.
- [4] M. Mylarappa. 2020. Synthesis and structural characterization of undoped CeO₂ and Pd doped CeO₂ for photocatalytic studies under sunlight and uv-light irradiation. *International Journal of Advanced Science and Technology*, 29(3s). Pp. 1436-1453.
- [5] Yuka Ikemoto. 2022. Infrared Spectra and Hydrogen-Bond Configurations of Water Molecules at the Interface of Water-Insoluble Polymers under Humidified Conditions. *J. Phys. Chem. B*, 126. Pp 4143–4151.
- [6] J. L. Bishop. 2021. Spectral Properties of Anhydrous Carbonates and Nitrates. *Earth and Space Science*, 8(10). Pp 1 – 43.
- [7] Elzbieta Kusmirek. 2020. A CeO₂ Semiconductor as a Photocatalytic and Photoelectrocatalytic Material for the Remediation of Pollutants in Industrial Wastewater: A Review. *Catalysts*, 10. Pp 1435.

NGHIÊN CỨU ỨNG DỤNG ĐIỀU KHIỂN TRẠM BƠM THEO THỜI GIAN THỰC VỚI PLC MITSUBISHI

Vũ Minh Quang

Trường Đại học Thủy lợi, email: quang_vm@tlu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

Hệ thống bơm cấp thoát nước đang được ứng dụng nhiều trong các công trình sản xuất, trong trồng trọt, trong các tòa nhà chung cư, khách sạn và trong sinh hoạt đời sống. Việc áp dụng các công nghệ điều khiển tiên tiến trạm bơm giúp tiết kiệm điện năng và đảm bảo cung cấp nước ổn định liên tục cho các phụ tải cũng được nhiều tác giả quan tâm nghiên cứu. Trong lĩnh vực cấp nước các giải pháp khác phục tránh việc tăng chi phí điện năng khi máy bơm chạy trong giờ cao điểm (thường là từ 18:00 đến 22:00. Điều này không chỉ giúp tiết kiệm điện mà còn tránh được tình trạng quá tải điện lưới)[2] và nghiên cứu khắc phục các hiện tượng gián đoạn cấp nước khi phụ tải sử dụng nước tăng lớn (nhất là trong các khách sạn khi đoàn du lịch đến với số lượng lớn...) là rất cần thiết.

Trong phạm vi bài báo này tập trung nghiên cứu xây dựng thuật toán điều khiển trạm bơm cấp nước theo thời gian thực với công nghệ điều khiển khả trình PLC kết hợp thiết bị giám sát hệ thống trên giao diện HMI. Từ đó lập trình điều khiển giám sát, mô phỏng hệ thống bước đầu đạt kết quả tốt.

2. PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

Bài báo sử dụng phương pháp phân tích tổng hợp từ các vấn đề thực tế bơm cấp nước. Ứng dụng lý thuyết điều khiển theo thời gian thực của PLC Qua đó lập trình theo ngôn ngữ LADDER điều khiển PLC Mitsubishi FX3U cho hệ thống. Xây dựng giao diện điều khiển giám sát trạng thái bơm và mức nước. Từ đó mô phỏng hệ thống để kiểm nghiệm các yêu cầu đặt ra.

3. KẾT QUẢ NGHIÊN CỨU

3.1 Các hàm thời gian thực trong PLC Mitsubishi

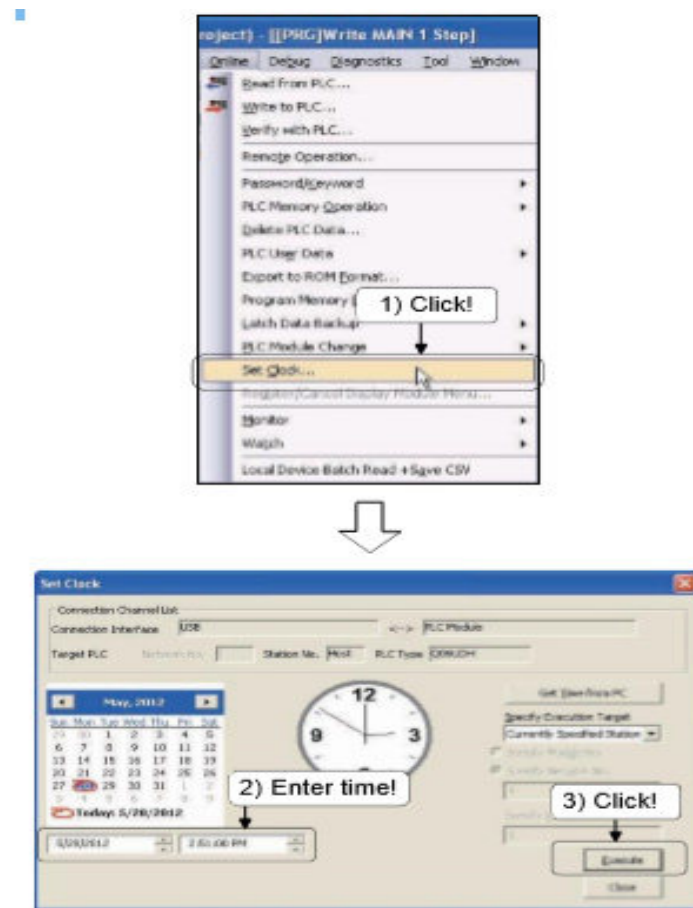
CPU tồn tại một đồng hồ với nguồn nuôi riêng đảm bảo duy trì độ chính xác thời gian ngay cả khi mất điện thời gian hàng tuần thậm chí hàng tháng. Dữ liệu thời gian của đồng hồ này có thể cài đặt hoặc đọc và điều khiển theo thời gian thực

3.1.1 Cài thời gian cho đồng hồ CPU[5]

Việc cài đặt thời gian cho đồng hồ trong bộ điều khiển khả trình CPU có thể thực hiện theo 2 cách. Đặt ngày, tháng năm, giờ, phút, giây, số ngày một tuần cho đồng hồ trên bộ điều khiển khả trình từ phần mềm và từ chương trình. Để sử dụng chức năng đồng hồ, sử dụng GX Works2 hoặc một chương trình tuần tự. Cài đặt hoặc đọc dữ liệu đồng hồ trong GX Works2.

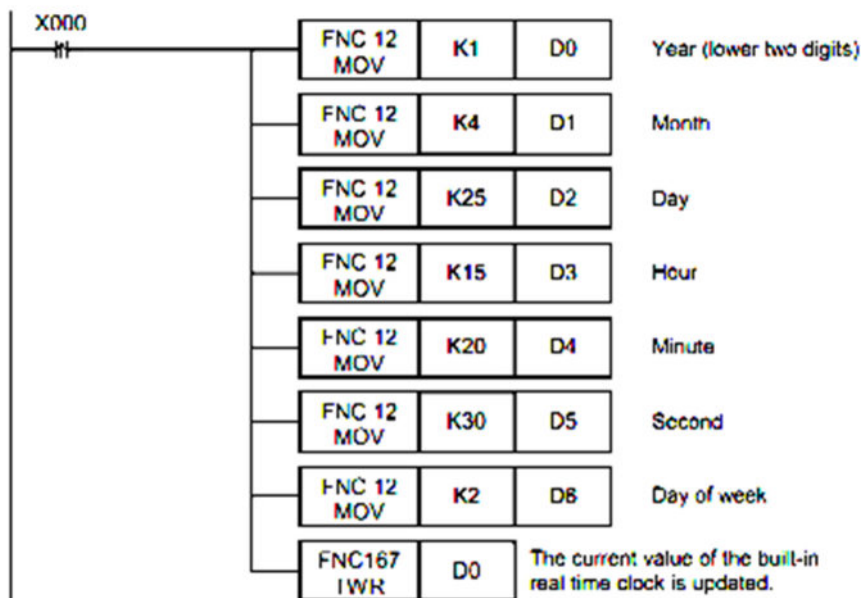
Cách 1 :Thực hiện cài đặt theo 3 bước

- 1) Click [Online] → [Set Clock] để hộp thoại Set Clock hiện lên.
- 2) Đặt ngày, tháng, năm, giờ, phút, giây, và ngày trong tuần trong hộp thoại Set Clock.
- 3) Click the 



Hình 1. Cài đặt thời gian từ phần mềm

Cách 2 : viết code ladder để cài đặt dùng hàm TWR với PLC dòng FX và tương đương, Hàm DATEWR với PLC dòng Q



Hình 2. Cài đặt thời gian từ code

3.1.2 Đọc thời gian thực trong PLC Mitsubishi

Với PLC dòng FX để đọc dữ liệu ngày, tháng, năm, giờ, phút, giây, thứ trong tuần thường sử dụng hàm [TRD Dx]. Với PLC dòng Q và tương đương thường dùng hàm [Date RD Dx] hoặc [Date RDP Dx]. Khi Dx là D0 dữ liệu thời gian được liên kết trong bảng 1-1.

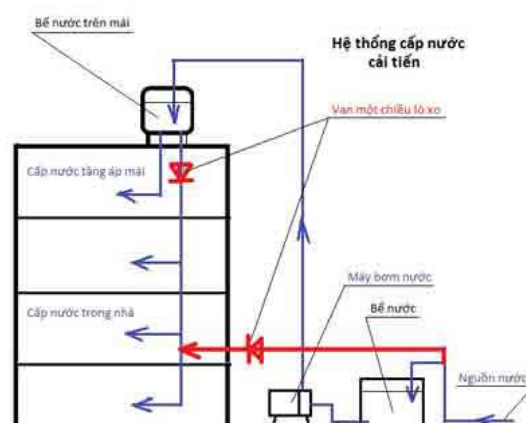
Bảng 1-1. Địa chỉ thời gian

Special data register	Device	Item	Clock data		Device	Item
	D8018	Year	0 to 99 (lower two digits)	→	D 0	Year
	D8017	Month	1 to 12	→	D 1	Month
	D8016	Day	1 to 31	→	D 2	Day
	D8015	Hour	0 to 23	→	D 3	Hour
	D8014	Minute	0 to 59	→	D 4	Minute
	D8013	Second	0 to 59	→	D 5	Second
	D8019	Day of week	0 (Sunday) to 6 (Saturday)	→	D 6	Day of week

Trên cơ sở đó tiến hành các thuật toán so sánh điều khiển theo thời gian thực ứng dụng cho các hệ thống.

3.2 Bài toán ứng dụng điều khiển thời gian thực

Trong bài báo thực hiện điều khiển trạm bơm cấp nước cho tòa nhà. Sơ đồ hệ thống như hình 3



Hình 3. Hệ thống bơm cấp nước

Trên cơ sở nhu cầu sử dụng nước thực tế xây dựng thuật toán điều khiển theo thời gian thực Các giờ cao điểm điện lưới cần tránh 18 : 00 – 22 : 00, ngoài ra còn khoảng cao điểm vừa 9 :30-11 :30. Nguyên lý làm việc của bơm dựa trên kết quả mức nước thực tế đối chiếu với các mức L_{min} và L_{max} . Có thể thực hiện điều khiển luân phiên các máy bơm để tăng hiệu quả sử dụng bơm. Điều kiện chạy bơm $L < L_{min}$. Cho đến khi $L > L_{max}$. [1]

Vận hành bơm đảm bảo cấp nước đầy đủ cho phụ tải không để gián đoạn (mất nước) đặc biệt các khung giờ cao điểm phụ tải nước 5 :30 - 7 :30 ; 18 :00- 20 :00.

Để thực hiện được yêu cầu này hoặc phải tối ưu điều khiển bơm theo thời gian thực hoặc giải pháp dùng bơm tăng áp với chi phí đầu tư vận hành cao.

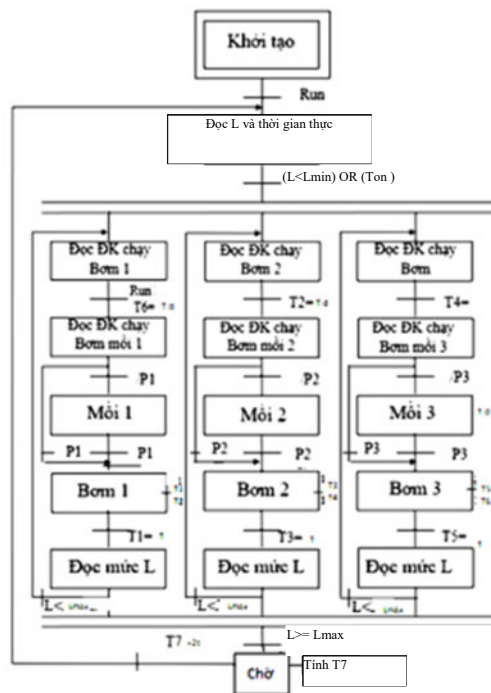
Việc điều khiển theo thời gian thực chạy máy bơm bản chất là xác định được các thời điểm khởi động máy bơm : t_{1on} ; t_{2on} ; t_{3on} (Bơm đầy bể trước các giờ cao điểm)

Quan hệ các thông số thời gian thể hiện công thức (1.1)

$$T_{on\text{ bơm}} = T_{cao\text{điểm}} - T_{đầy} \quad (1.1)$$

Thời gian giả thiết $T_{đầy} = 0.5h$. Qua đó ta xác định được T_{on} là 5h00' và 17h30'

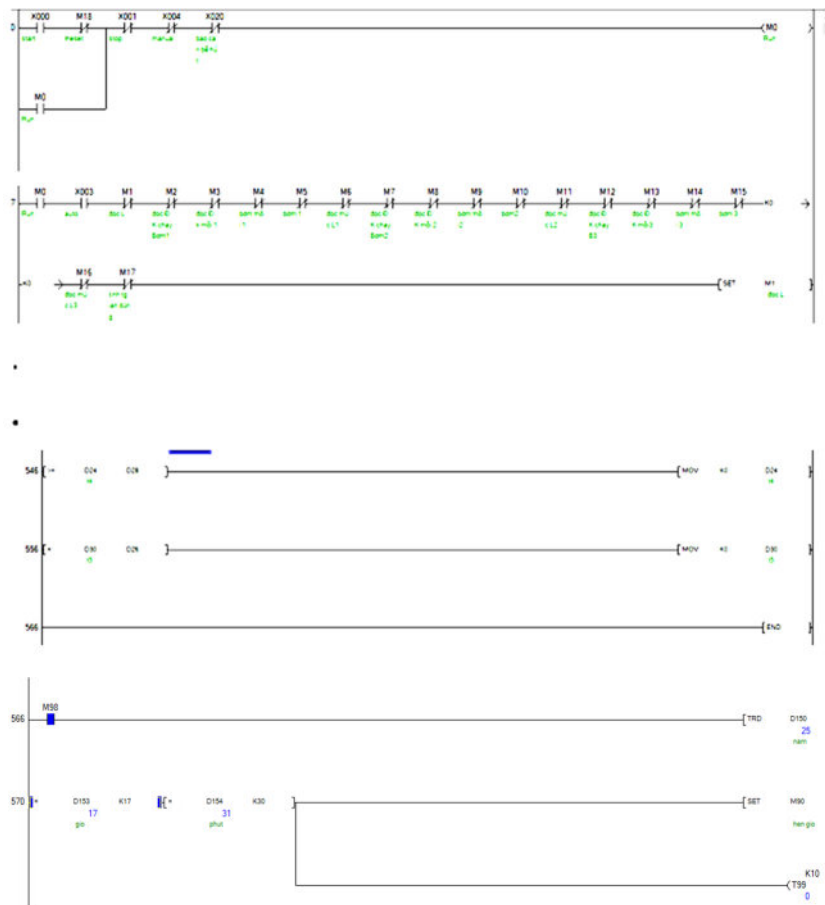
Lưu đồ thuật toán điều khiển viết dưới dạng Grafcet mô tả trên hình 4[1]



Hình 4. Lưu đồ chức năng điều khiển trạm bơm

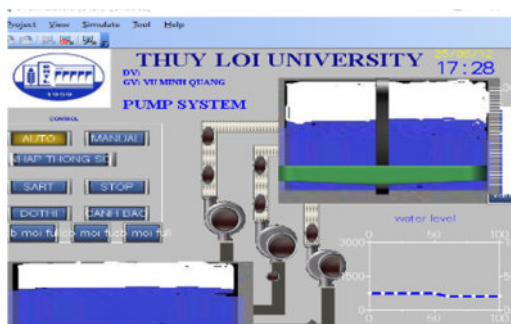
3.3. Chương trình điều khiển giám sát với PLC

Chương trình điều khiển với ngôn ngữ LADDER mô tả hình 5[5]

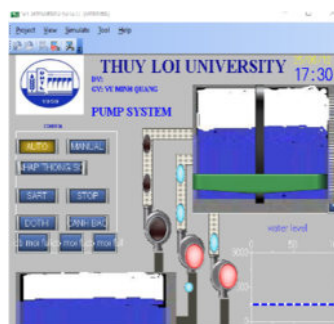


Hình 5. Chương trình điều khiển

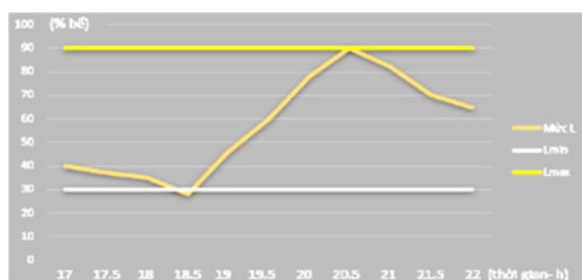
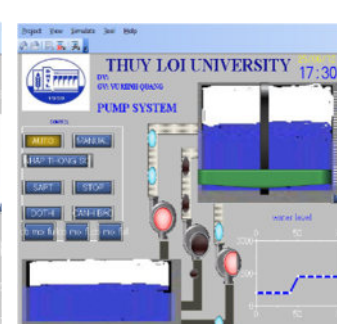
Kết quả chạy mô phỏng hình 6a; 6b; 6c; 6d



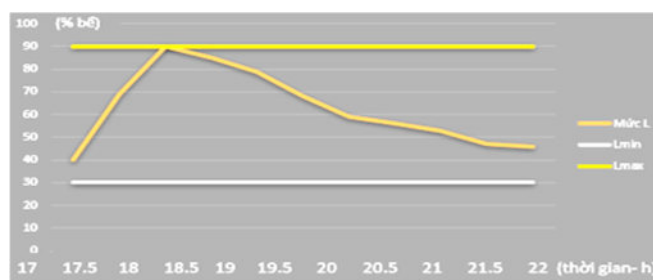
Hình 6a. Trạm bơm thời điểm 17:29



Hình 6b. Thời điểm chạy bơm lúc 17h30'



Hình 6c. chưa bơm theo thời gian thực



Hình 6d. Bơm theo thời gian thực

Qua dữ liệu phân tích hình 6c,d cho thấy khi chưa áp dụng giải pháp chạy bơm theo thời gian thực. Máy bơm đã bắt đầu chạy trong giờ cao điểm khi mực nước thấp hơn L_{min} từ 18:45 đến 20:16 điều này gây tăng chi phí vận hành đáng kể. Áp dụng giải pháp điều khiển bơm theo thời gian thực bơm đầy trước giờ cao điểm đã tránh được sử dụng điện giá cao và giảm nguy cơ ngừng cấp nước khi phụ tải nước lớn.

4. KẾT LUẬN

Bài báo tập trung nghiên cứu xây dựng thuật toán điều khiển trạm bơm làm việc luân phiên theo thời gian thực, điều khiển theo mức nước lập trình điều khiển giám sát trạm bơm với PLC có tính linh hoạt cao :Với chức năng nhập giá trị thông số đầu vào theo thời gian Ton và mức nước L_{min} và L_{max} chương trình có thể áp dụng với nhiều trạm bơm có kích thước bể xả khác nhau. Kết quả mô phỏng khẳng định tính khả thi với chế độ điều khiển bơm chạy theo thời gian thực luân phiên trạm bơm và chức năng giám sát mức nước cùng trạng thái làm việc.

5. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] G. S. Ponkovich. Nguyên tắc cơ bản về tự động hóa và tự động hóa các công trình thoát nước Mátxcova, 1975.
- [2] Thông tư 16/2014/TT-BCT, 2014.
- [3] Phạm Thị Tươi, Tự động hóa công trình cấp thoát nước, NXB XD 2003.
- [5] <https://Mitsubishi.com/GXWork2-manual>.

MÔ HÌNH CHUẨN MỞ RỘNG

Lê Thị Thắng, Đặng Thị Minh Huệ

Trường Đại học Thủy lợi, email: lethithang@tlu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

Sự kiện phát hiện boson Higgs năm 2012 của trung tâm nghiên cứu hạt nhân Châu Âu, đúng như tiên đoán của mô hình chuẩn (SM) là một mảnh ghép quan trọng, khẳng định vai trò của SM. Các hạt trong mô hình chuẩn gồm các fermion, boson và các trạng thái kết hợp giữa chúng như hadron, baryon, meson... SM là mô hình lý thuyết chuẩn dựa trên nhóm đối xứng $SU(3)_C \times SU(2)_L \times U(1)_Y$ với các kí hiệu C, L, Y lần lượt đặc trưng cho tích màu, phân cực trái và siêu tích của các trường trong mô hình. Trong đó, nhóm đối xứng $SU(3)_C$ biểu diễn tương tác mạnh tác dụng lên các quark màu và các boson chuẩn, $SU(2)_L$ là nhóm đối xứng phân cực trái biểu diễn tương tác yếu, tác động lên các fermion phân cực trái, $U(1)_Y$ là nhóm đối xứng liên quan đến số lượng tử siêu tích Y [1,2]. Theo SM, cơ chế sinh khối lượng cho các hạt là do tương tác giữa các trường phân cực phải và phân cực trái của hạt đó. Khối lượng của các fermion được sinh ra từ kết quả của cơ chế Higgs, nhờ tương tác Yukawwa của trường fermion và các lưỡng tuyến Higgs. Các hạt neutrino thuộc họ lepton, chỉ bị phân cực trái nên không có khối lượng [4-5]. Tuy nhiên, thực nghiệm về vật lý hạt gần đây chứng tỏ rằng neutrino có khối lượng, tuy rất nhỏ nhưng hoàn toàn xác định [6,10]. Các nghiên cứu cũng cho thấy neutrino có ba thế hệ, gồm có ba loại neutrino (ν_e, ν_μ, ν_τ và các phản hạt tương ứng). Khối lượng của neutrino và phản hạt neutrino cũng khác nhau do chúng có điện tích khác nhau. Hơn nữa, không lâu sau khi Higgs boson được tìm thấy, Large Hadron Collider (LHC) đã khẳng định sự tồn tại tín hiệu rõ vi phạm số lepton với tỉ lệ rõ nhánh khá cao (nhỏ hơn 10^{-3}) [3,4,9]. Theo đó, nguồn chính gây ra sự vi phạm này là do sự pha trộn giữa các thế hệ neutrino, giữa các quark và lepton và có thể có các hạt lepton mới, ngoài SM. Hơn nữa, dữ liệu thực nghiệm năm 2020 [7,13] chỉ ra rằng khối lượng và góc pha trộn các thành phần neutrino (θ) được xác định là:

$$\sin^2 \theta_{12} = 0,307 \pm 0,013; \sin^2 \theta_{13} = (2,18 \pm 0,07) \cdot 10^{-2}; \sin^2 \theta_{23} = 0,545 \pm 0,021 \text{ đối với phân bậc chuẩn (NH) và } \sin^2 \theta_{23} = 0,547 \pm 0,021 \text{ đối với phân bậc nghịch đảo (IH);} \quad (1)$$

$$\Delta m_{12}^2 = (7,53 \pm 0,18)^{-5} eV^2; \Delta m_{32}^2 = (2,453 \pm 0,034)^{-3} eV^2 (NH); \Delta m_{32}^2 = (2,453_{-0,04}^{+0,034})^{-3} eV^2 (IH) \quad (2)$$

Kết quả quan sát dao động của cả ba loại hạt neutrino cho thấy giá trị khối lượng đo được của chúng có giá trị cỡ eV. Điều đặc biệt là các giá trị này khác với giá trị khối lượng tương ứng thu được từ phá vỡ đối xứng điện yếu. Dao động neutrino là một bằng chứng thuyết phục về sự rõ vi phạm số lepton thế hệ của các lepton trung hòa. Điều này cũng gợi ý cho sự tồn tại các quá trình rõ vi phạm số lepton của các lepton mang điện mặc dù SM không dự đoán về kênh rõ này. Kết quả này gợi ý rằng khối lượng của các hạt neutrino nhỏ là thuộc loại Majorana, không phải loại Dirac. Ngoài ra, các nghiên cứu khảo sát về Muon những năm gần đây cho thấy trường Higgs bao gồm cả hạt Higgs thuần và hạt Higgs mang điện. Thành phần vô hướng của trường Higgs không bị giới hạn bởi một lưỡng tuyến Higgs duy nhất chỉ bao gồm hai hạt Higgs ở cùng trạng thái lượng tử nhưng có spin đối song như tiên đoán của SM [3-5,8,13].

Theo lý thuyết trường lượng tử, sự phá vỡ đối xứng của một trường làm phát sinh ra khối lượng của trường đó. Bên cạnh thực nghiệm, vật lý hạt lý thuyết chỉ ra rằng khối lượng của neutrino được tạo ra khi số lepton không được bảo toàn hay xuất hiện nguồn vi phạm số lepton (LNV). Lưu ý rằng, nguồn vi phạm số lepton được mô tả bởi toán tử 5 chiều Weinberg [11]. Như vậy, sự phát hiện ra khối lượng của neutrino đòi hỏi sự tồn tại của các trường mới và các hạt mới so với SM. Do đó, yêu cầu có một mô hình lý thuyết mới chứa nguồn vi phạm số lepton, giải thích hợp lý nguồn gốc khối lượng của các hạt neutrino là thực sự cần thiết.

Ngày nay, có nhiều mô hình nghiên cứu thành công cơ chế sinh khối lượng của neutrino Majorana nhờ thông qua toán tử Weiberg như các cơ chế seesaw thuận và đảo loại I, II, III hoặc chuẩn hóa toán tử biểu diễn nguồn vi phạm số lepton, góc trộn và các mô hình sinh khối lượng của neutrino theo bức xạ mức 1 vòng, hai vòng hoặc 3 vòng. Ngoài ra, một số mô hình cũng có thể theo mô hình bổ sung các toán tử nhóm đối xứng [11-13]. Tuy nhiên, ý tưởng mở rộng SM bằng cách thêm vào lưỡng tuyến neutrino-lepton ν_{RP} của SM một neutrino phân cực phải tạo thành tam tuyến lepton là một ý tưởng hợp lý, đơn giản và hứa hẹn mang lại kết quả khả quan đối với việc khắc phục các hạn chế của SM nói chung và giải quyết bài toán khối lượng neutrino nói riêng.

2. PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

Ở bài báo này, chúng tôi thêm vào lưỡng tuyến neutrino-lepton của SM một neutrino phân cực phải để mở rộng SM trên cơ sở mặc định trường Higgs có cả hạt boson Higgs chuẩn và hạt Higgs mang điện. Tức là tạo nên mô hình tam tuyến lepton-neutrino đơn giản nhất với mục đích tìm được biểu thức khối lượng của các neutrino nhỏ phù hợp giá trị thực nghiệm (1). Bắt đầu từ dựa trên Lagrangien của mô hình chuẩn:

$$L = (\bar{l} D_\mu l) (\tilde{\phi}^+ D^\mu \phi) + V(\phi^+ \phi) + h.c \quad (3)$$

với l là toán tử biểu diễn cho trường lưỡng tuyến lepton mang điện và $\tilde{l}$ là liên hợp của l , ϕ là trường lưỡng tuyến Higgs và $\tilde{\phi}$ là liên hợp của ϕ .

Kí hiệu các lưỡng tuyến lepton phân cực trái như sau:

$$\Psi_{\alpha,L} = \begin{pmatrix} \nu_{\alpha L} \\ l_{\alpha L} \end{pmatrix} \text{ với } \alpha = 1, 2, 3 \text{ và các đơn tuyến lepton phân cực phải vẫn là } (e_R, \tau_R, \nu_R). \quad (4)$$

Theo SM, trường Higgs chỉ có một lưỡng tuyến các hạt Higgs gồm hạt Higgs chuẩn (h) và trường neutrino chỉ có thành phần phân cực trái. Do tương tác Yukawa của trường fermion và các lưỡng tuyến Higgs được biểu diễn tổng quát như sau:

$$\bar{f}f = \bar{f}_L f_R + \bar{f}_R f_L \quad (5)$$

Dẫn đến Lagrangian tương tác Yukawa của Higgs và lepton có dạng:

$$L_{\text{int}} = h_{11} \bar{\Psi}_{1L} \phi l_{1R} + h_{12} \bar{\Psi}_{1L} \phi l_{2R} + h_{13} \bar{\Psi}_{1L} \phi l_{3R} + h_{21} \bar{\Psi}_{2L} \phi l_{1R} + h_{22} \bar{\Psi}_{2L} \phi l_{2R} + h_{23} \bar{\Psi}_{2L} \phi l_{3R} + h_{31} \bar{\Psi}_{3L} \phi l_{1R} + h_{32} \bar{\Psi}_{3L} \phi l_{2R} + h_{33} \bar{\Psi}_{3L} \phi l_{3R} + h.c, \quad (6)$$

với $\bar{\Psi}$ là liên hợp của Ψ .

Mối liên hệ giữa điện tích Q , siêu tích Y và spin đồng vị của các hạt trong đa tuyến n được xác định theo công thức Gellman-Nishijima có dạng:

Xét hố đen Schwarzschild (hố đen đơn giản nhất thỏa mãn phương trình Einstein) với đường chân trời dạng hình cầu. Phương trình Einstein:

$$Q = \frac{Y}{2} + I_3, \quad n = 2I + 1. \quad (7)$$

với I_3 là thành phần thứ 3 của spin đồng vị I và Y là siêu tích của hạt. Do đó, các lưỡng tuyến lepton đều có siêu tích $Y = -1$ và lưỡng tuyến Higgs có siêu tích $Y = +1$.

Các thành phần của lepton phân cực phải e_R, μ_R, τ_R được xem là các đơn tuyến tức là $n = 0$, áp dụng công thức (6), ta thu được siêu tích của e_R, μ_R, τ_R là $Y_{e_R, \mu_R, \tau_R} = -2$. Các đơn tuyến lepton phân cực phải được biểu diễn như sau: $e_R \sim (1, -2)$, $\mu_R \sim (1, -2)$ và $\tau_R \sim (1, -2)$. Các giá trị spin đồng vị I , thành phần thứ 3 của nó (I_3), siêu tích Y và điện tích Q của các lưỡng tuyến, đơn tuyến fermion được mô tả ở bảng 1 sau:

Bảng 1. Các đặc trưng của lepton theo SM

Các đa tuyến	I	I_3	Y	Q
ν_{EL}	$1/2$	$1/2$	-1	0
e_L	$1/2$	$-1/2$	-1	-1
e_R	0	0	-2	-1

Chúng tôi thực hiện mở rộng SM trở thành tam tuyến lepton-neutrino bằng cách thêm vào SM một neutrino phân cực phải, Lagangien của mô hình này có dạng:

$$L = \frac{C}{\Lambda} \left[i\bar{l}D_\mu\gamma_\mu l + i\bar{\nu}_R D_\mu\gamma_\mu \nu_R + i\bar{e}_R D_\mu\gamma_\mu e_R + (D^\mu\phi_1)(D_\mu\phi_1) + (D^\mu\phi_2)(D_\mu\phi_2) + (D^\mu\Psi_L)(D_\mu\phi_1) + (D^\mu\Psi_R)(D_\mu\phi_1) \right. \\ \left. + (D^\mu\Psi_L)(D_\mu\phi_2) + (D^\mu\Psi_R)(D_\mu\phi_2) + \lambda_e\bar{l}\phi_1 e_R + \lambda_\nu\bar{l}\phi_1 \nu_R + \lambda_e\bar{l}\phi_2 e_R + \lambda_\nu\bar{l}\phi_2 \nu_R + \frac{\lambda\nu_L}{2}\bar{\nu}_L^c\Psi_L\nu_L + \frac{\lambda\nu_R}{2}\bar{\nu}_R^c\Psi_R\nu_R + \right. \\ \left. \bar{\Psi}_L\Gamma\Psi_R\phi_1 + \bar{\Psi}_R\Gamma^+\Psi_L\phi_1^+ + \bar{\Psi}_L\Gamma\Psi_R\phi_2 + \bar{\Psi}_R\Gamma^+\Psi_L\phi_2^+ + V(\phi, \Psi) + h.c \right] \quad (8)$$

trong đó C là hằng số không thứ nguyên và Λ biểu thị cho thang đo sự vi phạm số lepton, Γ là ma trận 4 chiều, được biểu diễn như sau:

$$\Gamma^{\mu\nu} = \left\{ \begin{array}{c} g^{\mu\nu}P_X \\ [\gamma^\mu, \gamma^\nu]P_X \end{array} \right\}, \text{ với } X = L \text{ hoặc } R, P_X \text{ là toán tử chiral của lepton mang điện.} \quad (9)$$

Tam tuyến lepton-neutrino được biểu diễn bởi

$$\Psi_{\alpha,L} = \begin{pmatrix} \nu_{\alpha L} \\ l_{\alpha L} \\ \nu_{\alpha R} \end{pmatrix}, \Psi_{\alpha,R} = \begin{pmatrix} \nu_{\alpha R} \\ l_{\alpha R} \\ \nu_{\alpha R} \end{pmatrix}, \alpha = 1, 2, 3 \text{ và các đơn tuyến neutrino vẫn gồm } (e_R, \tau_R, \nu_R), \quad (10)$$

$\lambda_e, \lambda_\nu, \lambda$ là các hằng số tương tác giữa thành phần trong tam tuyến.

Các giá trị trung bình chân không của các trường Higgs, lepton – neutrino phân cực trái, phải lần lượt là:

$$\langle\phi_1\rangle \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} 0 \\ u_1 \end{pmatrix}, \langle\phi_2\rangle \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} 0 \\ u_2 \end{pmatrix}, \langle\Phi_L\rangle \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} 0 \\ v_L \end{pmatrix}, \langle\Phi_R\rangle \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} 0 \\ v_R \end{pmatrix}, \quad (11)$$

trong đó u_1, u_2 là giá trị mong đợi chân không của các trường Higgs và v_1, v_2 lần lượt là các giá trị mong đợi chân không của trường lepton – neutrino phân cực trái, phải.

Theo công trình [13], ta có:

$$\Lambda^2 = -\frac{e^2 u^2}{4\cos^2\theta}, \quad (12)$$

với $u = \sqrt{u_1^2 + u_2^2}$ có giá trị $u \approx 246\text{GeV}$ và θ là góc trộn neutrino.

Lưu ý rằng mô hình mở rộng có Lagangien (8) thỏa mãn nhóm đối xứng $SU(3)_C \times SU(2)_L \times U(1)_Y$. Thế Higgs của mô hình mở rộng là:

$$V(\phi, \Psi) = m^2(\phi_1^+\phi_1 + \phi_2^+\phi_2) + m_1^2\Psi_L^+\Psi_R + m_2^2\Psi_R^+\Psi_L + \lambda_1(\phi_1\phi_1^+)^2 + \lambda_1(\phi_2\phi_2^+)^2 \\ + \lambda_3(\phi_1\phi_1^+)(\phi_2\phi_2^+) + \lambda_4(\Psi_R^+\Psi_L)^2 + \lambda_5(\phi_1\phi_1^+)(\Psi_R^+\Psi_L) + \lambda_6(\phi_2\phi_2^+)(\Psi_R^+\Psi_L) \quad (13)$$

với $m_1 \approx 125\text{GeV}$, m_2 và m_3 là các khối lượng của lưỡng tuyến lepton - neutrino đang tìm kiếm.

Từ điều kiện cực tiểu của thế (13) phải thỏa mãn, thu được:

$$\lambda_1(\lambda_2) > 0, \lambda_3 > -2\sqrt{\lambda_1\lambda_2}, \quad (14)$$

Để cho các trung bình chân không của các trường khác không thì:

$$\lambda_3^2 < 4\lambda_1\lambda_2, \quad (15)$$

3. KẾT QUẢ NGHIÊN CỨU

Trước tiên, chúng tôi thực hiện phép dịch trường

$$\Phi_L \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \rho_1 + i\eta_1 \\ \varsigma_1 + \nu_L + i\chi_1 \end{pmatrix}, \Phi_R \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \rho_2 + i\eta_2 \\ \varsigma_2 + \nu_R + i\chi_2 \end{pmatrix}, \quad (16)$$

với ρ, ς là các thành phần vô hướng thực và η, χ là các thành phần ảo của trường lepton-neutrino.

Do tương tác giữa lưỡng tuyến lepton phân cực trái –neutrino phân cực phải với thành phần trường Higgs mang điện (đặc trưng bởi toán tử $H, \tilde{H}$) sinh khối lượng cho các lepton mang điện và nên sau khi thay (15) vào (12), (7) thu được Lagrangien tương tác sinh khối lượng cho neutrino Dirac như sau:

$$L_D = \frac{C_1}{\Lambda} (\bar{\Psi}_{1L} \nu_{\alpha R}) \tilde{H} \rho + \frac{C_2}{\Lambda} (\bar{\Psi}_{1L} \nu_{\alpha R}) \tilde{H}' \rho + \frac{C_3}{\Lambda} (\bar{\Psi}_{\alpha L} \nu_{\alpha R}) \tilde{H} \rho + \frac{C_4}{\Lambda} (\bar{\Psi}_{1L} \nu_{\alpha R}) \tilde{H}' \rho + h.c, \quad (17)$$

C_1, C_2, C_3 là các hằng số không thứ nguyên. Tương tự, tương tác giữa thành phần neutrino phân cực phải và thành phần trường Higgs vô hướng sinh khối lượng neutrino nhỏ Majorana. Lagrangien tương tác này có dạng:

$$L_{NM} = \frac{C'_1}{2\Lambda} (\bar{\Psi}_{1L} \nu_{1R}) \phi(h) + C'_2 (\bar{\Psi}_{\alpha L} \nu_{\alpha R}) \phi(h) + \frac{C'_3}{\Lambda} (\bar{\Psi}_{\alpha L} \nu_{\alpha R}) \phi(h) + h.c. \quad (18)$$

Khối lượng $m_{\nu\alpha}$ của các neutrino Majorana nhỏ được sinh ra bởi toán tử Weinberg. Dựa vào (18) chúng tôi biểu diễn dưới dạng ma trận khối lượng này dưới dạng:

$$m_{\nu\alpha} \delta_{\alpha\beta} = \frac{u^2}{\Lambda} U_{l\alpha} C_{ll'} U_{l'\beta}. \quad (19)$$

$\delta_{\alpha\beta}$ là hàm Kronecker Delta, U là ma trận Pontecorvo-Maki-Nakagawa-Sakata.

Để tính được khối lượng của neutrino theo (18), chúng ta cần chéo hóa ma trận khối lượng $m_{\nu\alpha}$ bằng cách biểu diễn theo ma trận U như sau:

$$m_\nu = U \begin{pmatrix} m_1 & 0 & 0 \\ 0 & m_2 & 0 \\ 0 & 0 & m_3 \end{pmatrix} U^T. \quad (20)$$

với U^T là ma trận chuyển vị của U và U có biểu thức

$$U = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\theta_{23} & \sin\theta_{23} \\ 0 & -\sin\theta_{23} & \cos\theta_{23} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \cos\theta_{13} & 0 & \sin\theta_{13}e^{-i\delta} \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin\theta_{13}e^{-i\delta} & 0 & \cos\theta_{13} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \cos\theta_{12} & \sin\theta_{12} & 0 \\ -\sin\theta_{12} & \cos\theta_{13} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & e^{i\alpha_1} & 0 \\ 0 & 0 & e^{i\alpha_2} \end{pmatrix}, \quad (21)$$

trong đó $\delta, \alpha_1, \alpha_2$ là các pha vi phạm tính chẵn lẻ (CP) của mô hình.

Công thức (21) cho thấy nếu chọn giá trị góc trộn neutrino thỏa mãn giá trị thực ở (1): $\sin^2 \theta_{12} = 0,307 \pm 0,013$; $\sin^2 \theta_{13} = (2,18 \pm 0,07) \cdot 10^{-2}$ và $\Lambda = 2 \cdot 10^{13} \text{ GeV}$ (khi các hằng số C_i đều bằng 1) thì các giá trị khối lượng neutrino nhỏ thu được là:

$$\Delta m_{12}^2 = (7,53 \pm 0,18) \cdot 10^{-5} \text{ eV}^2; \Delta m_{32}^2 = (2,444 \pm 0,034) \cdot 10^{-3} \text{ eV}^2 (NH); \quad (22)$$

$$\Delta m_{32}^2 = (2,55 \pm 0,034) \cdot 10^{-3} \text{ eV}^2 (IH)$$

Hơn nữa, chúng tôi cũng tính được các góc pha trộn còn lại có giá trị:

$$\sin^2 \theta_{23} = 0,512 \pm 0,022 - \text{đối với NH và } \sin^2 \theta_{23} = 0,536 \pm 0,028 - \text{đối với IH.} \quad (23)$$

Rõ ràng kết quả thu được ở biểu thức (22), (23) là hoàn toàn phù hợp với số liệu thực nghiệm đo được (1). Điều này chứng tỏ rằng mô hình nghiên cứu là hợp lý và cách tiếp cận các kết quả thu được của bài báo này là hoàn toàn chính xác, tin cậy.

4. KẾT LUẬN

Ở nghiên cứu này, bằng cách thêm vào lưỡng tuyến lepton-neutrino của SM một neutrino phân cực phải trên cơ sở sử dụng lý thuyết trường ở nhiệt độ hữu hạn, toán tử Weinberg kết hợp với ma trận Pontecorvo-Maki-Nakagawa-Sakata để mở rộng SM, chúng tôi đã thành công tìm được cơ chế tương tác sinh khối lượng cho các hạt neutrino nhỏ Majorana phù hợp với giá trị đo được từ thực nghiệm. Đây là kết quả mới của bài báo này.

Kết quả nghiên cứu khẳng định rằng việc xác định nguồn vi phạm số lepton đóng vai trò quan trọng đến sự chính xác của giá trị khối lượng thu được theo (22). Hơn nữa, kết quả này gợi ý rằng góc trộn neutrino là có thể điều chỉnh tùy thuộc mô hình lưỡng tuyến của trường Higgs.

5. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] ATLAS collaboration. 2012. Observation of a new particle in the search for the Standard Model Higgs boson with the ATLAS detector at the LHC, Phys. Lett. B 716, 1-29, <https://doi.org/10.1016/j.physletb.2012.08.020>.
- [2] ATLAS Collaboration. 2020. Searches for BSM Higgs bosons in ATLAS, POS EPS-HEP 584.
- [3] ATLAS, G. Aad et al. 2021. A search for the dimuon decay of the Standard Model Higgs boson with the ATLAS detector, Phys. Lett. B 812, 135980, 2007.07830.
- [4] The ATLAS and CMS Collaborations. 2023, and Phys. Rev. Lett 132, 021803. 2024. Evidence for the Higgs boson decay to a Z Boson and a Photon at the LHC, DOI: 10.1103/PhysRevLett.132.021803.
- [5] ATLAS Collaboration. 2024. Characterising the Higgs boson with ATLAS data from Run 2 of the LHC, Physics Reports, <https://doi.org/10.48550/arXiv.2404.05498>.
- [6] R. Kanishka, D. Indumathi, Lakshmi S. Mohan, V. Bhatnagar. 2023. Simulation analysis with rock muons from atmospheric neutrino interactions in the ICAL detector at the India-based Neutrino Observatory. The European Physical Journal C, Eur. Phys. J. C 83:1089, <https://doi.org/10.1140/epjc/s10052-023-12133-2>.
- [7] A. E. Cárcamo Hernández et. al. 2020. Fermion masses and mixings, and $g-2$ muon anomaly in a 3-3-1 model with D4 family symmetry. Eur. Phys. J. C 82, 769, <https://doi.org/10.1140/epjc/s10052-022-10639-9>.
- [8] A. E. Cárcamo Hernández, C. O. Dib, U. J. Saldaña-Salazar. 2020. When $\tan\beta$ meets all the mixing angles, Phys. Lett. B 809 (2020) 135750, <https://doi.org/10.1016/j.physletb.2020.135750>.
- [9] A. Mondragón, M. Mondragón, and E. Peinado. 2007. Lepton masses, mixings, and FCNC in a minimal S3-invariant extension of the Standard Model. Phys.Rev.D76(2007)076003, <https://doi.org/10.1103/PhysRevD.76.076003>.
- [10] D. Limit with Adams et al. (CUORE collaboration). 2020. Improved on Neutrinoless Double-Beta Decay in ^{130}Te CUORE.Phys.Rev.Lett. 124, <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.124.122501>.
- [11] M. Agostini et al. (GERDA Collaboration). 2019. Probing Majorana neutrinos with double- β decay, Science 365 1445, DOI: 10.1126/science.aav8613.
- [12] R.L. Workman et al. (Particle Data Group). 2022. The Review of Particle Physics. Prog.Theor.Exp.Phys, 083C01, <https://doi.org/10.1093/ptep/ptac097>.
- [13] S. R. Choudhury, Shouvik, and Hannestad, Steen. 2020. Updated results on neutrino mass and mass hierarchy from cosmology with Planck 2018 likelihoods. JCAP 2007 037, <https://doi.org/10.1088/1475-7516/2020/07/037>.

NGHIÊN CỨU ĐIỀU KHIỂN CHO BỘ BIẾN ĐỔI ĐA MỨC MMC HOẠT ĐỘNG Ở CHẾ ĐỘ CHỈNH LƯU TRONG HỆ THỐNG TRUYỀN TẢI ĐIỆN CAO ÁP MỘT CHIỀU

Trần Hùng Cường, Đinh Hải Linh, Nguyễn Nhất Tùng

Trường Đại học Thủy lợi, email: cuongth@thu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

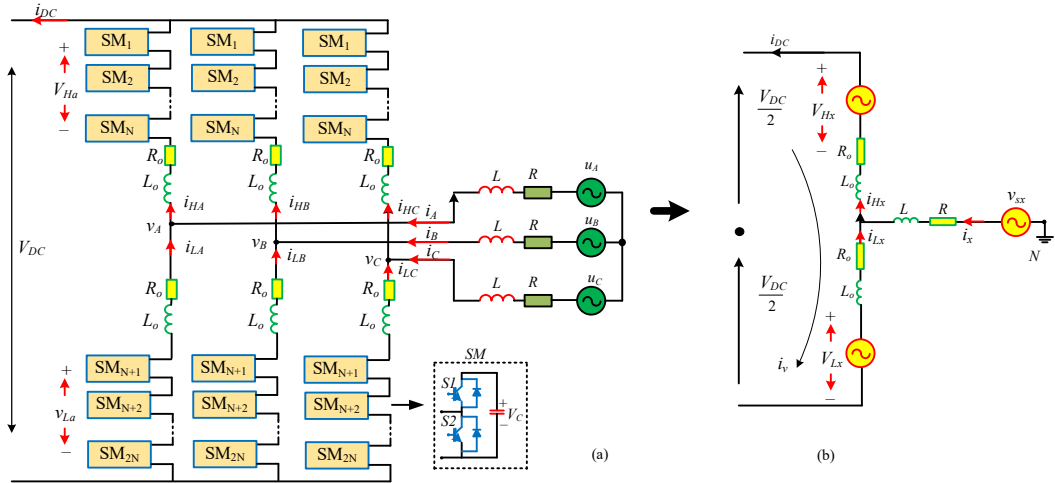
Hệ thống truyền tải điện một chiều cao áp (HVDC) đã được áp dụng rộng rãi ở nhiều nước trên thế giới [1]. Hệ thống này mang lại nhiều ưu điểm vượt trội nếu có khoảng cách truyền tải đủ lớn [2]. Khi đó, tổn thất truyền tải, chi phí đầu tư cho hệ thống dây dẫn và cột đỡ sẽ giảm đáng kể... [3]. Thành phần chính của hệ thống HVDC được cấu tạo bởi hai bộ biến đổi (BBĐ) gồm AC/DC (bộ chỉnh lưu) và DC/AC (bộ nghịch lưu), các BBĐ này được đặt ở mỗi đầu đường dây của hệ thống có nhiệm vụ biến đổi điện năng phù hợp với cấp điện áp được chuyển đổi [3], [4]. Trong đó, bộ chỉnh lưu có tác dụng chuyển từ dòng điện xoay chiều từ nhà máy điện sang dòng điện một chiều để truyền tải đi xa, trong khi đó bộ nghịch lưu có tác dụng chuyển từ dòng điện một chiều sang dòng điện xoay chiều để cung cấp công suất cho tải tiêu thụ. Đối với mỗi hệ thống khác nhau, thì cấu trúc của các BBĐ điện cũng khác nhau. Trong phạm vi của nghiên cứu này, chỉ xét đến BBĐ AC/DC (bộ chỉnh lưu). Như đã biết, trước đây các bộ chỉnh lưu được cấu tạo từ các BBĐ có điều khiển thông thường như: chỉnh lưu ba pha dùng Thyristor, Mosfet [5], ngày nay công nghệ này được nâng cấp sử dụng IGBT để có thể đóng cắt được với dòng điện và điện áp lớn hơn [5]. Tuy nhiên, bộ chỉnh lưu kiểu này chỉ tạo ra được hai mức điện áp trong mỗi chu kỳ làm việc, điều này làm cho việc áp dụng chỉnh lưu sử dụng IGBT vào các hệ thống cao áp sẽ gặp nhiều hạn chế. Lý do của sự hạn chế này là với điện áp cao hàng trăm KV thì các van IGBT với số lượng ít sẽ không có khả năng chịu đựng được và không thể hoạt động được lâu dài [6]. Để khắc phục được tình trạng này, trong bài báo này đề xuất cấu hình chỉnh lưu sử dụng BBĐ MMC với nhiều ưu điểm phù hợp với các hệ thống cao áp. Những ưu điểm có thể kể đến như: MMC có cấu trúc mô đun nên có thể mở rộng được các mức điện áp, mục đích là để chia nhỏ điện áp đầu vào thành nhiều bậc khác nhau có kích thước nhỏ hơn, điều này có ý nghĩa khi mỗi van bán dẫn chỉ phải chịu đựng mức điện áp nhỏ để có thể hoạt động ổn định lâu dài [7]. Đặc điểm này của MMC đã khắc phục được hoàn toàn các nhược điểm của các BBĐ hai mức thông thường, đồng thời tạo ra các mức điện áp trơn tru hơn. Tuy nhiên, khi áp dụng cấu hình kiểu MMC cho bộ chỉnh lưu thì việc áp dụng các phương pháp điều chế và điều khiển gặp nhiều khó khăn. Trong bài báo này sẽ đề xuất phương pháp điều chế PWM kết hợp với thuật toán điều khiển PI để áp dụng cho bộ chỉnh lưu MMC nhằm mục đích chuyển đổi điện năng từ xoay chiều sang một chiều. Trong đó, khâu điều chế PWM có tác dụng tạo ra các xung đóng cắt cho MMC nhằm đưa ra được điện áp một chiều có dạng phẳng và ổn định. Trong khi bộ điều khiển PI với hai mạch vòng dòng điện và điện áp được thiết kế để điều khiển các đại lượng dòng điện, điện áp một chiều bám với các giá trị đặt mong muốn [8]. Ưu điểm của đề xuất về điều chế và điều khiển trong bài báo này là quá trình thực hiện đơn giản và vẫn đảm bảo được chất lượng điện áp một chiều theo yêu cầu. Các đề xuất được kiểm chứng bằng mô phỏng trên phần mềm Malab/simulink, một số kết quả đạt được đã cho thấy thuật toán đề xuất là phù hợp để khẳng định MMC hoạt động tốt trong chế độ chỉnh lưu.

2. CẤU TẠO VÀ NGUYÊN LÝ HOẠT ĐỘNG CỦA MMC

2.1. Cấu tạo của MMC

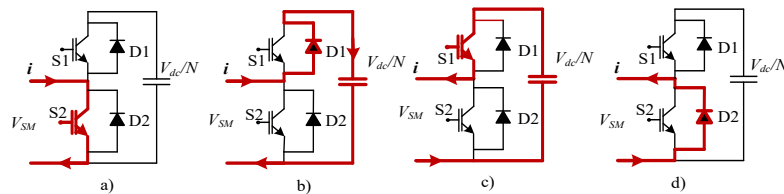
Cấu trúc của BBĐ MMC gồm có ba pha như hình 1, mỗi pha được chia thành hai nhánh gồm: nhánh trên và nhánh dưới. Mỗi nhánh gồm N các mô đun SM (Sub-module) mắc nối tiếp với nhau. Các SM này có cấu tạo và chức năng tương tự nhau. SM đơn giản nhất là dạng nửa cầu được cấu

thành từ hai van bán dẫn IGBT và một tụ điện. Hai van bán dẫn có tác dụng đóng cắt, điều chỉnh dòng điện đi qua SM. Tụ điện được dùng để lưu trữ điện áp một chiều cho SM và phóng nạp để tạo ra một mức điện áp khi MMC hoạt động. Cấu tạo đơn giản của SM là ưu điểm của MMC do có số lượng linh kiện ít và có thể dễ dàng mở rộng BBD với số mức tăng thêm để phù hợp với cấp điện áp. Mỗi nhánh của BBD được mắc thêm hai điện cảm L_o , dòng điện xoay chiều được kết nối vào điểm giữa của hai cuộn cảm này. Điện cảm L_o có tác dụng hạn chế dòng điện ngắn mạch và dòng điện vòng trong MMC. Điện trở R_o trong mỗi nhánh là đại lượng đặc trưng cho tổn hao điện trở trong các nhánh. Ở phía một chiều của BBD, tùy vào chế độ làm việc mà có thể kết nối với một nguồn DC công suất lớn hoặc để hở. Tổng điện áp phía một chiều của MMC được biểu thị qua giá trị V_{DC} . Mỗi tụ điện của SM sẽ tích điện đến mức điện áp V_{DC}/N . Như vậy điện áp xoay chiều của BBD sẽ có biên độ trên và biên độ dưới là $V_{DC}/2$ và $-V_{DC}/2$.



Hình 1. (a) Sơ đồ MMC trong chế độ chỉnh lưu tích cực; (b) Sơ đồ tương đương một pha MMC

2.2. Nguyên lý hoạt động của MMC



Hình 2. Bốn trạng thái khi hoạt động của một SM: (a) và (b) Khi dòng điện có giá trị dương; (c) và (d) Khi dòng điện có giá trị âm

Có 4 trạng thái làm việc khác nhau của SM như hình 2. Khi dòng điện nhánh có giá trị dương và van S1 khóa, S2 dẫn, dòng điện sẽ đi qua S2 (hình 2a). Tụ điện của SM không được kết nối vào mạch, SM trong trường hợp này bị bỏ qua. Khi dòng điện nhánh có giá trị dương và van S1 dẫn, S2 khóa, dòng điện sẽ đi qua D1 (hình 2b). Tụ điện của SM được kết nối vào mạch và được nạp thêm điện, SM trong trường hợp này được chèn vào. Khi dòng điện nhánh có giá trị âm và van S1 dẫn, S2 khóa, dòng điện sẽ đi qua S1 (hình 2c). Tụ điện của SM được kết nối vào mạch và được xả bớt điện, SM trong trường hợp này được chèn vào. Khi dòng điện nhánh có giá trị tức thời dương và van S1 khóa, S2 dẫn, dòng điện sẽ đi qua D2 (hình 2d). Tụ điện của SM không được kết nối vào mạch, SM trong trường hợp này bị bỏ qua. Khi vận hành một bộ MMC, tại thời điểm bất kì, số SM được chèn vào trong mỗi pha phải luôn là N [8]. Điều này đồng nghĩa với việc nếu ta bỏ qua bao nhiêu SM ở nhánh trên thì phải bật từng đấy SM ở nhánh dưới. MMC hoạt động dựa trên nguyên tắc cộng dồn điện áp. Điện áp nhánh của mỗi pha tại mỗi thời điểm là tổng giá trị điện áp tụ của các SM được chèn vào tại thời điểm đó. Điện áp đầu ra của BBD là một nửa của hiệu điện áp nhánh dưới trừ đi điện áp nhánh trên. Từ đó, giá trị điện áp đầu ra MMC nhỏ nhất là khi tất cả các SM của nhánh dưới bị bỏ qua và tất cả SM nhánh trên được chèn vào, giá trị điện áp đầu ra là lớn nhất và là $V_{DC}/2$.

2.3. Mô hình hóa MMC trong chế độ chỉnh lưu tích cực

Khi hoạt động trong chế độ chỉnh lưu tích cực, phía AC của MMC được kết nối với nguồn điện xoay chiều ba pha, phía DC để hở mạch. Để tìm ra mô hình toán học của MMC trong chế độ chỉnh lưu tích cực, ta cần phân tích sơ đồ nguyên lý của hình 1a về dạng sơ đồ một pha tương đương như hình 1b. Các pha còn lại sẽ có nguyên lý hoạt động tương tự như hình 1b này. Trong hình 1b, x = pha A, B, C; i_{DC} : Dòng một chiều trong MMC; V_{DC} : Điện áp nguồn một chiều; v_{Hx} , v_{Lx} : Điện áp nhánh trên, nhánh dưới BBĐ; i_{Hx} , i_{Lx} : Dòng điện nhánh trên, nhánh dưới BBĐ; v_{sx} : Điện áp lưới; v_x : Điện áp đầu ra MMC; i_x : Dòng điện đầu ra MMC; i_{vx} : Áp dụng định luật Kirchhoff cho sơ đồ hình 1b và biến đổi ta được các mối quan hệ giữa dòng điện và điện áp của MMC trong hình 1, cụ thể:

Dòng điện đầu ra theo công thức:
$$i_x = i_{Hx} - i_{Lx} \quad (1)$$

Quan hệ giữa điện áp một chiều và phía xoay chiều như các phương trình (2) và (3).

$$v_{Hx} - v_{Lx} + L_o \frac{d(i_{Hx} - i_{Lx})}{dt} + R_o (i_{Hx} - i_{Lx}) + 2Ri_x + 2L \frac{di_x}{dt} + 2v_{sx} = 0 \quad (2)$$

$$\Rightarrow \frac{di_x}{dt} = \frac{-1}{L_o + 2L} [v_{Hx} - v_{Lx} + 2v_{sx} + (R_o + 2R)i_x] \quad (3)$$

Đặt: $L_{eq} = \frac{L_o}{2} + L; R_{eq} = \frac{R_o}{2} + R; v_x = \frac{v_{Lx} - v_{Hx}}{2}$, Phương trình (3) trở thành phương trình (4).

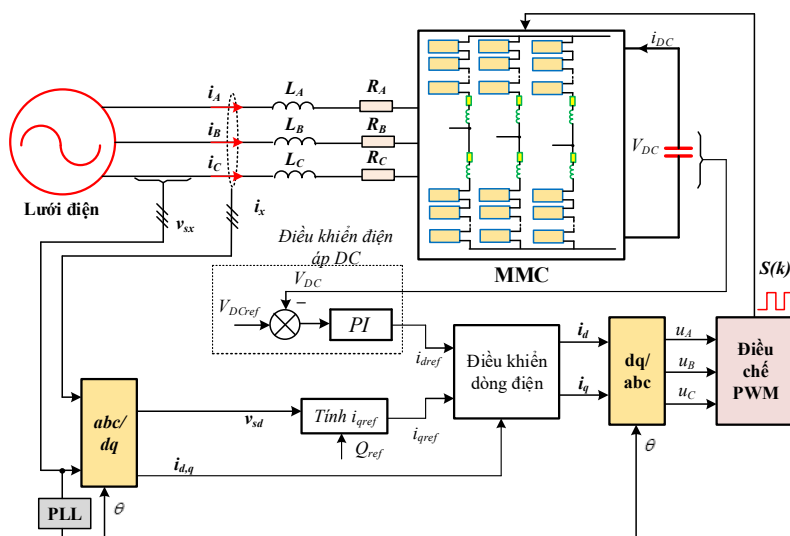
$$\frac{di_x}{dt} = \frac{-1}{L_{eq}} [-v_x + v_{sx} + R_{eq} i_x] \quad (4)$$

Áp dụng phép biến đổi Park, ta có được mô hình dòng điện của MMC trong hệ tọa độ $0dq$ như phương trình (5).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{L_{eq}} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-R_{eq}}{L_{eq}} & \omega \\ -\omega & \frac{-R_{eq}}{L_{eq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{eq}} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (5)$$

3. ĐIỀU CHẾ VÀ ĐIỀU KHIỂN CHO MMC TRONG CHẾ ĐỘ CHỈNH LƯU

3.1. Thiết kế bộ điều khiển PI cho MMC trong chế độ chỉnh lưu tích cực



Hình 3. Cấu trúc điều khiển chỉnh lưu MMC sử dụng bộ điều khiển PI và điều chế PWM

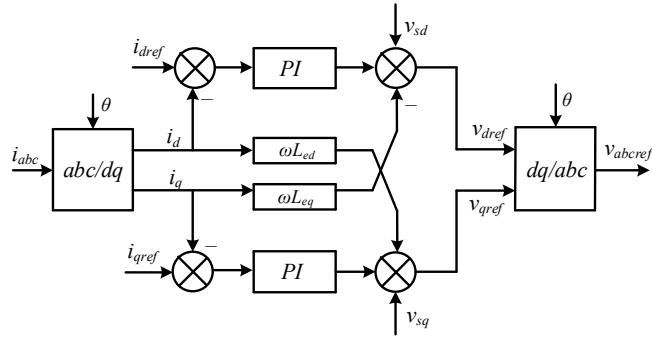
Quá trình điều chế PWM cho bộ chỉnh lưu MMC cũng tương tự như quá trình điều chế cho MMC ở chế độ nghịch lưu trong tài liệu [9]. Vì vậy trong nội dung nghiên cứu này chỉ tập trung thiết kế điều khiển PI cho bộ MMC hoạt động ở chế độ chỉnh lưu tích cực. Như đã biết, tác dụng của bộ

điều khiển PI là phát tín hiệu điều khiển sao cho tín hiệu cần điều khiển phải bám vào giá trị đặt cho trước. Cấu trúc điều khiển MMC trong chế độ chỉnh lưu tích cực được trình bày trong hình 3 gồm hai mạch vòng điều khiển. Mạch vòng điều khiển bên ngoài đảm nhận nhiệm vụ điều khiển điện áp DC, tính toán ra dòng điện đặt trực tiếp cho mạch vòng bên trong. Mạch vòng dòng điện bên trong sẽ điều khiển dòng điện đầu ra của MMC. Vì là mạch vòng bên trong, bộ điều khiển PI cho dòng điện phải có đáp ứng nhanh. Khối PLL có chức năng tính ra góc điện áp lưới, cung cấp giá trị θ cho các phép biến đổi Park. Qua đó, điện áp xoay chiều của MMC sẽ được đồng bộ với lưới điện.

Trong mô hình toán học MMC ở phương trình (5), ta giả sử R_{eq} rất nhỏ, ta loại bỏ nó khỏi mô hình, sau đó chuyển về đối dấu, mô hình toán học (5) trở thành hệ phương trình (6).

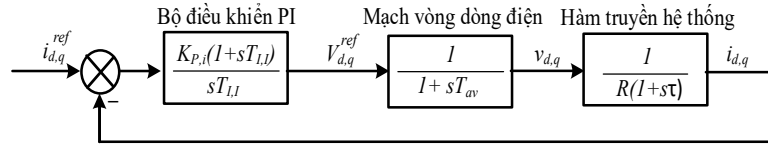
$$\begin{cases} v_d = v_{sd} + L \frac{d}{dt} i_d - L \omega i_q \\ v_q = v_{sq} + L \frac{d}{dt} i_q - L \omega i_d \end{cases} \quad (6)$$

Dựa vào mô hình (6), rút ra được cấu trúc điều khiển dòng điện đầu ra MMC với hai kênh điều khiển i_d , i_q kết hợp với các thành phần đơn kênh.



Hình 4. Cấu trúc mạch vòng dòng điện

Hai dòng điện i_d , i_q có mô hình toán học tương tự nhau nên việc tính toán tham số cho bộ điều khiển PI cũng là giống nhau. Mục tiêu của vòng điều khiển dòng điện là phải có đáp ứng nhanh vì vậy ta sử dụng tiêu chuẩn tối ưu độ lớn để tính toán tham số cho bộ PI. Bỏ qua thành phần xen kênh và điện áp lưới, một sơ đồ khối cho mạch vòng dòng điện được thể hiện trong hình 5.

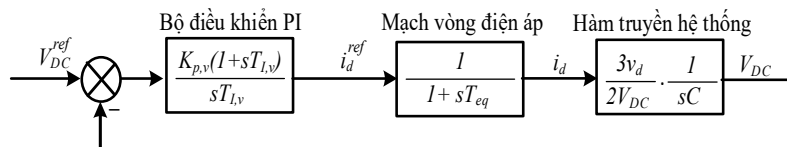


Hình 5. Sơ đồ khối mạch vòng điều khiển dòng điện

Bộ tham số cho bộ điều khiển PI của mạch vòng dòng điện là:

$$\begin{cases} T_{L,i} = \tau \\ K_{P,i} = \frac{\tau R}{2T_{av}} \end{cases} \quad (7)$$

Trong chế độ chỉnh lưu tích cực, điện áp phía một chiều của MMC là yếu tố quan trọng nhất cần phải điều khiển. Mục đích của mạch vòng điện áp là tạo ra giá trị đặt cho dòng i_d , làm đầu vào cho mạch vòng dòng điện. Sơ đồ khối cho mạch vòng điều khiển điện áp sẽ có dạng như hình 6.



Hình 6. Sơ đồ khối mạch vòng điều khiển điện áp một chiều

Xác định được hai tham số cho bộ điều khiển là:

$$\begin{cases} T_{I,v} = aT_{eq} \\ K_{p,v} = \frac{2V_{DC}C}{3v_dT_{eq}\sqrt{a}} \end{cases} \quad (8)$$

với giá trị a tùy chọn (thông thường sẽ chọn bằng 4).

3.2. Tính toán dòng điện đặt cho bộ điều khiển dòng i_q

Dòng điện đặt trục q sẽ được tính từ công suất phản kháng mà MMC trao đổi với lưới điện. Trong hệ tọa độ $0dq$, công thức để tính công suất phản kháng của BBD là:

$$Q = \frac{-3}{2}(v_{sd}i_q - v_{sq}i_d) \quad (9)$$

Nhờ vào bộ PLL, điện áp xoay chiều của MMC và điện áp lưới sẽ được đồng bộ với nhau. Khi đó, giá trị v_{sq} của điện áp lưới sẽ bằng 0, ta có được công thức tính công suất phản kháng như sau:

$$Q = \frac{-3}{2}v_{sd}i_q \quad (10)$$

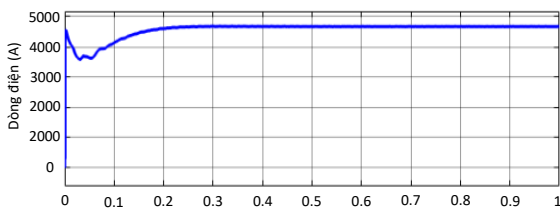
Với v_{sd} được đo về từ lưới và giá trị Q_{ref} , ta tính được giá trị đặt cho dòng điện theo công thức:

$$i_{qref} = \frac{-2}{3} \frac{Q_{ref}}{v_{sd}} \quad (11)$$

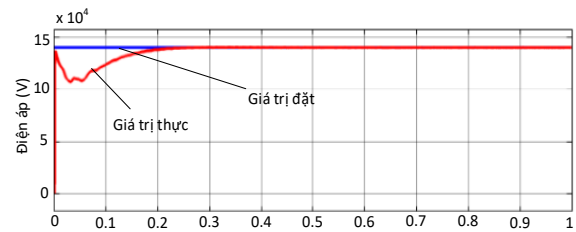
4. MÔ PHỎNG VÀ ĐÁNH GIÁ KẾT QUẢ

Bảng 1. Thông số mô phỏng hệ thống

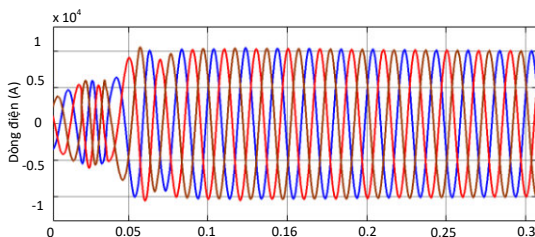
Thông số	Kí hiệu	Giá trị	Thông số	Kí hiệu	Giá trị
Điện áp phía xoay chiều	V_{AC}	60 kV	Điện cảm nhánh	L_o	0,013H
Tần số điện áp xoay chiều	f	50Hz	Tần số điều chế PWM	f_{PWM}	5000 Hz
Số lượng SM mỗi nhánh	N	15 SM	Điện trở giữa lưới và MMC	R_f	0,03Ω
Điện áp phía một chiều	V_{DC}	140 kV	Điện cảm giữa lưới và MMC	L_f	0,15H
Điện trở nhánh	R_o	0,03Ω			



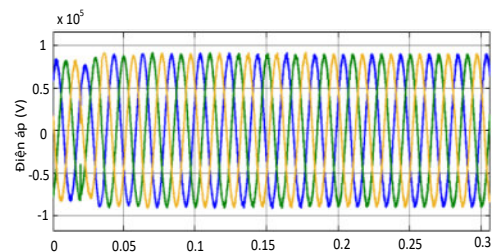
Hình 7. Dòng điện phía một chiều của MMC



Hình 8. Điện áp một chiều của MMC

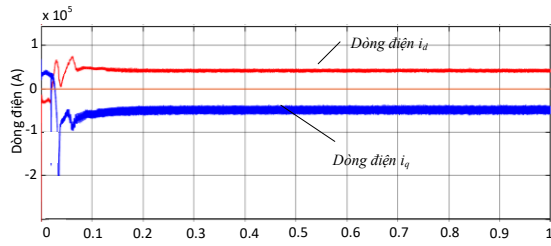


Hình 9. Dòng điện phía xoay chiều của MMC

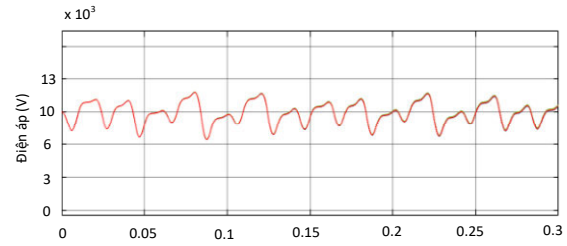


Hình 10. Điện áp xoay chiều của MMC

Hình 7 và hình 8 là kết quả dòng điện và điện áp phía một chiều của MMC, kết quả cho thấy dòng điện và điện áp có giai đoạn quá độ là 0,2s sau đó hoạt động ổn định và bám giá trị đặt mong muốn là 140kV. Với thời gian quá độ là 0,2s được đánh giá là khoảng thời gian đáp ứng rất ngắn khi áp dụng các thuật toán đề xuất. Khi hoạt động ổn định, không xuất hiện việc giao động điện áp. Điều này chứng tỏ MMC đã đạt yêu cầu về chất lượng dòng điện, điện áp so với mục tiêu ban đầu.



Hình 11. Dòng điện i_d và i_q trong hệ tọa độ dq



Hình 12. Điện áp các tụ nhánh trên pha A của MMC

Hình 9 và hình 10 là kết quả của dòng điện, điện áp phía xoay chiều của MMC. Các kết quả cho thấy dưới tác động của bộ điều khiển PI để chuyển dòng điện xoay chiều sang một chiều thì các thông số dòng điện và điện áp phía xoay chiều đầu vào cho MMC vẫn có dạng hình sin chuẩn. Điều này đáp ứng các yêu cầu về chất lượng hoạt động cho MMC. Hình 11 là kết quả dòng điện i_d và dòng điện i_q trong hệ trục dq được điều khiển bởi bộ điều khiển PI, kết quả cho thấy dòng điện luôn ổn định, độ đập mạch của kết quả này là nhỏ và có thể chấp nhận được. Hình 12 là kết quả của điện áp trên các tụ điện của nhánh trên pha A. Kết quả cho thấy độ đập mạch của tụ điện dao động trong khoảng 30%. Giá trị này có thể giúp cho tụ điện hoạt động ổn định và lâu dài.

5. KẾT LUẬN

Bài báo này đã đưa ra được mô hình cấu trúc, mô hình hóa và mô hình điều khiển BBD MMC hoạt động trong chế độ chỉnh lưu, các phân tích được thực hiện bằng việc thiết kế hệ thống điều khiển cho bộ biến đổi MMC sử dụng khâu điều chế PWM và điều khiển PI nhằm chuyển đổi điện năng từ AC sang DC với thời gian đáp ứng nhanh và chất lượng tốt. Kết quả nghiên cứu được kiểm chứng bằng phần mềm Matlab/Simulink đã chứng minh được tính đúng đắn của thuật toán đề xuất. Nghiên cứu thành công là nền tảng cơ bản để áp dụng các thuật toán điều khiển và điều chế có chất lượng hơn, đây cũng là cơ sở lý thuyết để có thể triển khai hệ thống trong các dự án thực tế.

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Nguồn ngân sách khoa học và công nghệ trường Đại học Thủy lợi trong đề tài mã số CS2025-25. Tác giả xin chân thành cảm ơn Trường Đại học Thủy lợi đã tài trợ kinh phí thực hiện đề tài.

6. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Marcin Zygmanski, Bogusław Grzesik, Radosław Nalepa. 2013. Capacitance and Inductance Selection of the Modular Multilevel Converter. 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE).
- [2] M Ahmed Zama. 2023. Modeling and Control of Modular Multilevel Converters (MMCs) for HVDC applications. 2023 IEEE 2nd International Power Electronics and Application Symposium (PEAS).
- [3] Hari Babu Gobburu, Vijay B. Borghate, Prafullachandra M. Meshram. 2023. A Level Enhanced Nearest Level Control for Modular Multilevel Converter Without Using Sensors. IEEE Transactions on Industry Applications, 59(4), pp 4364 – 4374.
- [4] Yunting Liu, Fang Zheng Peng. 2019. Modular Multilevel Converter with Self Voltage Balancing. 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC).
- [5] Binbin Li, Junlin Hu and Dianguo Xu. 2020. Hybrid Back-to-Back MMC System for Variable Speed AC Machine Drives. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 5(2), pp 114 – 125.
- [6] Xiaoqiong He, Jun Peng, Zi Liu. 2019. A Novel Advanced Traction Power Supply System Based on Modular Multilevel Converter. IEEE Access, Vol 7, pp 165018 – 165028.
- [7] Jianyu Pan, Yihao Du and Ziwei Ke. 2023. DC-Bus Voltage Sensorless Control of an Active Rectifier with Modular Multilevel Converter. Energies 2023, 16, pp 6569 – 6578.
- [8] Tony Endré Slettbaek. 2018. A Voltage Dip Mitigation System based on Back-to-Back HVDC Converter Topology. 2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications.
- [9] Trần Hùng Cường. 2022. Áp dụng phương pháp điều chế dịch mức cho bộ biến đổi đa mức. Hội nghị Khoa học thường niên Trường ĐH Thủy lợi 2022.

PHÂN TÍCH SỰ HÌNH THÀNH MÔMEN VÀ MÔ HÌNH TOÁN CÓ XÉT ĐẾN HỖ CẢM CỦA ĐỘNG CƠ TỪ TRỞ CHUYỂN MẠCH SRM

Đinh Hải Linh

Trường Đại học Thủy lợi. email:linhdh@thu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

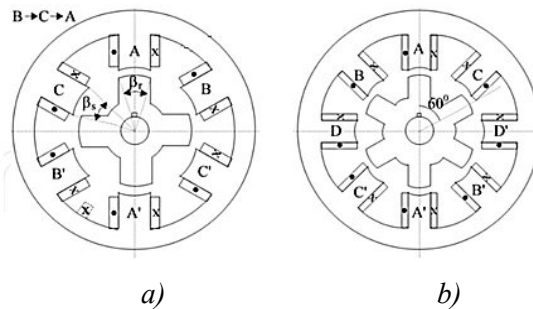
Động cơ từ trở (Switched Reluctance Motor - SRM) là loại động cơ có nhiều ưu điểm như kết cấu đơn giản, không sử dụng chổi than hay nam châm vĩnh cửu, có thể làm việc ở dải tốc độ cao, hiệu suất cao, không cần bảo trì; rất thích hợp dùng cho xe điện. Tuy nhiên động cơ SRM có nhược điểm là độ nhấp nhô mômen cao, độ rung ồn lớn.

SRM cấu tạo và nguyên lý rất khác so với động cơ xoay chiều và động cơ một chiều truyền thống: Stator được ghép bằng các lá thép kỹ thuật điện, dạng cực lồi. Dây quấn stator là dây quấn tập trung quấn trên mỗi cực stator, các cuộn dây được đặt trên các cặp cực đối nhau, ở mỗi pha chúng được mắc nối tiếp hoặc song song. Rôto được chế tạo bằng thép dạng cực lồi. Số cực stator nhiều hơn số cực rôto, các dạng kết cấu SRM thường gặp: tỉ số số cực stator/số cực rôto là 6/4, 12/8, 8/6, 12/10... Các cấu trúc này luôn đảm bảo cho mômen tổng tại mọi vị trí luôn khác không. Số cực của rôto sẽ quyết định tần số đóng, ngắt dòng điện trên mỗi pha dây quấn của stator [1]:

$$f_s = \frac{\omega}{2\pi} \cdot N_r \quad (1)$$

trong đó: N_r là số cực rotor, ω là tần số góc quay rotor, f_s là tần số đóng ngắt dòng điện các pha stator.

Số pha động cơ SRM được phân chia dựa trên số cực stator. Dòng điện được đóng, cắt lần lượt cho từng pha dây quấn stator. Khi dòng điện tại pha thứ nhất được ngắt đi thì đến lượt pha thứ hai mới được cấp dòng, dòng điện tại pha hai ngắt thì pha ba bắt đầu được cấp dòng, cứ như vậy cho đến khi dòng điện được cấp hết cho các pha dây quấn của stator và chu kỳ đóng cắt lại được lặp lại.



Hình 1. Kết cấu động cơ SRM loại 6/4 (a) và 8/6 (b)

Khi có dòng điện kích thích vào cuộn dây trên cực stator thì rôto sẽ chuyển động dịch chuyển sao cho cực rôto tương ứng gần nhất với cực stator bị kích thích để thẳng hàng với cực stator đó, là vị trí mà từ trở của mạch từ có giá trị nhỏ nhất.

Nghiên cứu này tập trung phân tích nguyên lý hình thành mômen động cơ từ trở và xây dựng mô hình toán là cơ sở để xây dựng các phương pháp điều khiển và phân tích đặc tính mômen động cơ từ trở SRM.

2. NGUYÊN LÝ HÌNH THÀNH MÔMEN ĐỘNG CƠ TỪ TRỞ SRM

Mômen điện từ được tính toán dựa trên nguyên lý cơ bản của sự biến đổi năng lượng điện – cơ (động cơ điện): Năng lượng điện đầu vào bằng tổng năng lượng cơ đầu ra cấp cho tải, độ tăng năng lượng từ trường và các tổn hao dưới dạng nhiệt (tổn hao đồng, tổn hao sắt từ, tổn hao cơ, tổn hao

phụ). Tổn hao đồng là thành phần tổn hao trên điện trở của dây quấn; tổn hao phụ và tổn hao cơ là thành phần tổn hao do các mômen cản do sóng điều hoà bậc cao, tổn hao ma sát và một số nguyên nhân khác của máy điện quay; tổn hao sắt từ gồm tổn hao từ trễ và tổn hao Phucô. Ta có [2]:

$$W_e = W_{tt} + W_{co} \quad (2)$$

trong đó: W_e là năng lượng điện đầu vào; W_{tt} là năng lượng từ trường; W_{co} là năng lượng cơ đầu ra.

Trong khoảng thời gian dt năng lượng nguồn cung cấp là dW_e (không kể tổn hao đồng), cân bằng với tổng độ tăng năng lượng từ trường dW_{tt} và độ tăng năng lượng cơ dW_{co} (có kể đến tổn hao cơ và tổn hao phụ) trong khoảng thời gian đó, ta có phương trình [3]:

$$dW_e = dW_{tt} + dW_{co} \quad (3)$$

trong đó:

dW_e - biến thiên (thay đổi) năng lượng điện đầu vào, khoảng thời gian dt ,

$$dW_e = u i dt = e \cdot i \cdot dt = i d\psi$$

dW_{tt} - biến thiên năng lượng tích lũy trong từ trường, khoảng thời gian dt .

dW_{co} - biến thiên năng lượng cơ, khoảng thời gian dt .

Trong khoảng thời gian dt , dưới tác dụng của mômen T làm di chuyển phần quay được góc $d\theta$, nên độ biến thiên năng lượng cơ được tính là: $dW_{co} = T d\theta$. Do đó:

$$dW_{tt} = dW_e - T d\theta \quad (4)$$

Dưới tác dụng của mômen điện từ, phần động di chuyển “chậm” góc $d\theta$, ứng với sự thay đổi khe hở không khí làm giảm từ trở, di chuyển với tốc độ chậm, dòng điện i không thay đổi trong quá trình phần động dịch chuyển. Từ thông móc vòng thay đổi do đó sức điện động cảm ứng và dW_e đều khác không. Mômen điện từ được tính là

$$T = \partial W_{co} / \partial \theta \quad \text{với } i = \text{const} \quad (5)$$

Suy ra mômen điện từ tác dụng lên phần ứng:

$$T = \partial W'_{tt} / \partial \theta \quad \text{với } i = \text{const} \quad (6)$$

trong đó W'_{tt} là phần đối năng lượng từ trường. Mặt khác do quan hệ $\Psi(i)$ vùng khe hở không khí là tuyến tính nên:

$$W'_{tt} = W_{tt} = \frac{1}{2} L(\theta) \cdot i^2 \quad (7)$$

Do đó mômen được tính là:

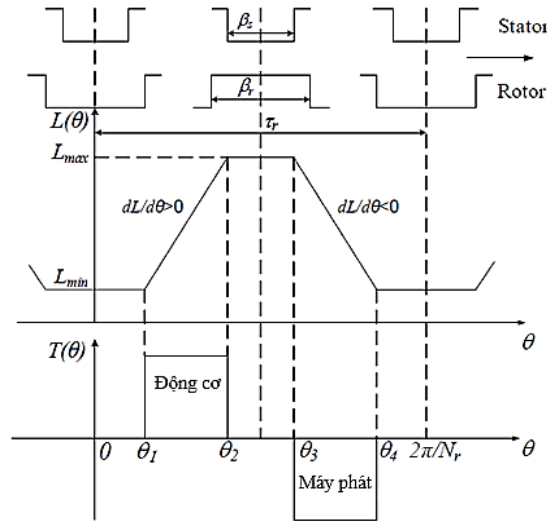
$$T = \frac{\partial W'_{tt}}{\partial \theta} = \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (8)$$

trong đó: L là điện cảm (H); i là dòng điện cấp cho một pha dây quấn stator; θ là góc dịch chuyển của rôto.

Từ biểu thức (8) ta nhận thấy mômen của động cơ từ trở SRM có những đặc điểm như: Mômen phụ thuộc biến thiên của điện cảm theo vị trí rôto; Mômen tỷ lệ thuận với bình phương dòng điện; Hướng quay của động cơ phụ thuộc vào thứ tự cấp dòng điện kích thích trên các cực stator; Động cơ có thể làm việc trên cả bốn góc phần tư với một bộ biến đổi thích hợp sử dụng van bán dẫn; Động cơ không dùng trực tiếp nguồn ba pha mà cần sử dụng bộ biến đổi.

Theo (8) sự biến thiên của mômen hoàn toàn phụ thuộc vào sự biến thiên điện cảm trên từng pha dây quấn của động cơ với một dòng điện không đổi. Mặt khác sự biến thiên của điện cảm L lại hoàn toàn phụ thuộc vào kích thước mạch từ, góc cực stator β_s , góc cực rôto β_r .

Mômen của động cơ được sinh ra trong quá trình điện cảm biến thiên từ vị trí lệch trục hoàn toàn đến vị trí đồng trục hoàn toàn. Ở sườn lên của điện cảm, biến thiên của điện cảm theo vị trí rôto dương ($dL/d\theta > 0$) thì phát sinh mômen dương (chế độ động cơ). Ở sườn xuống của điện cảm, biến thiên điện cảm theo vị trí rôto âm ($dL/d\theta < 0$) thì phát sinh mômen âm (chế độ máy phát) (hình 2).



Hình 2. Sơ đồ nguyên lý phát sinh mômen của SRM [1]

Nhận xét: Điện cảm bắt đầu tăng từ L_{min} đến L_{max} là thời điểm mà vị trí mỗ cực của rôto bắt đầu phủ cực stator, khi đó mômen động cơ tăng từ không lên mômen cực đại. Về mặt điều khiển thì đây là góc muộn nhất để phát xung dòng điện, điện áp hay còn gọi là góc mở dòng điện (θ_{on}). Ở chế độ động cơ thì yêu cầu bộ điều khiển SRM chỉ cấp dòng điện cho từng pha ở sườn lên của điện cảm. Tương tự như vậy ở chế độ máy phát, điện cảm giảm từ L_{max} về L_{min} , yêu cầu bộ điều khiển SRM chỉ cấp dòng điện cho từng pha ở sườn xuống của điện cảm. Khi cực của rôto phủ hoàn toàn cực stator thì không có sự biến thiên điện cảm ($dL/d\theta = 0$), lúc này mô men bằng 0.

Từ sự phân tích sự hình thành mô men ở trên có thể thấy góc cực stator và góc cực rôto là những thông số chính quyết định sự biến thiên của điện cảm và từ đó tác động lớn đến mômen và độ nhấp nhô mômen của động cơ.

3. MÔ HÌNH TOÁN ĐỘNG CƠ TỪ TRỞ SRM

Xét động cơ SRM 3 pha, mô hình toán của SRM được mô tả gồm các hệ phương trình vi phân của điện áp, từ thông và phương trình mômen.

Phương trình cân bằng điện áp trên một pha dây quấn là [3]

$$u_k = R_k i_k + \frac{d\psi_k(\theta, i_k)}{dt} \quad (9)$$

trong đó i_k là dòng điện pha dây quấn thứ k, R_k là điện trở stator pha dây quấn thứ k, u_k là điện áp pha dây quấn thứ k, ψ_k là giá trị từ thông mỗ vòng của pha dây quấn thứ k.

$$\psi_k(\theta, i_k) = L_k(\theta, i_k) i_k \quad (10)$$

Thế vào (9) ta có

$$u_k = R_k i_k + \frac{\partial \psi_k(\theta, i_k)}{\partial i_k} \frac{di_k}{dt} + \frac{\partial \psi_k(\theta, i_k)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (11)$$

trong đó: L_k là giá trị điện cảm phụ thuộc vào vị trí rôto và giá trị dòng điện pha.

Phương trình điện áp (15) gồm 3 thành phần: sụt áp trên điện trở R_k ; giá trị điện cảm biến thiên theo dòng điện và vị trí rôto; giá trị sức điện động (s.đ.đ) e. Trong đó s.đ.đ e được tính là:

$$e = \frac{dL_k(\theta, i_k)}{d\theta} \omega i_k \quad (12)$$

Từ biểu thức (12) có thể thấy dấu của s.đ.đ e phụ thuộc vào chiều biến thiên điện cảm theo vị trí góc rôto và chiều dòng điện. Vì dòng điện là dòng một chiều, luôn dương nên dấu của e được xác định bởi sự biến thiên điện cảm theo vị trí góc rôto $dL/d\theta$. Khi $dL/d\theta > 0$, sức điện động e là dương

và có xu hướng buộc dòng điện phải giảm đi, ngược với điện áp đặt vào và khi đó bộ chuyển đổi công suất điện được cung cấp chuyển thành công suất cơ học (chế độ động cơ). Khi $dL/d\theta < 0$, sức điện động e là âm và có xu hướng tăng dòng điện và khi đó công suất cơ được chuyển đổi thành điện năng (chế độ máy phát). Biên độ của dòng điện được xác định theo sự thay đổi tốc độ quay của rôto ω . Do vậy dòng điện luôn được xác định, giới hạn bởi mối quan hệ giữa sức điện động e và điện áp u .

Khi xét đến hồ cảm phương trình điện áp trên 3 pha dây quấn của SRM được viết như sau:

$$\begin{cases} u_a = R_s i_a + \frac{d\psi_a}{dt} \\ u_b = R_s i_b + \frac{d\psi_b}{dt} \\ u_c = R_s i_c + \frac{d\psi_c}{dt} \end{cases} \quad \text{Trong đó từ thông các pha là:} \quad \begin{cases} \psi_a = L_a(\theta, i_a) i_a + M_{ab}(\theta, i_b) i_b + M_{ac}(\theta, i_c) i_c \\ \psi_b = L_b(\theta, i_b) i_b + M_{ba}(\theta, i_a) i_a + M_{bc}(\theta, i_c) i_c \\ \psi_c = L_c(\theta, i_c) i_c + M_{cb}(\theta, i_b) i_b + M_{ca}(\theta, i_a) i_a \end{cases} \quad (13)$$

trong đó: u_a, u_b, u_c là điện áp đặt vào pha A, pha B, pha C; R_s là điện trở dây quấn một pha của động cơ; i_a, i_b, i_c là dòng điện đi vào pha A, pha B, pha C; ψ_a, ψ_b, ψ_c lần lượt là từ thông của pha A, pha B, pha C.

L_a, L_b, L_c là tự cảm của pha A, pha B, pha C.

M_{ab}, M_{ac} : là hồ cảm giữa cuộn dây pha B, pha C với cuộn dây pha A.

M_{ba}, M_{bc} là hồ cảm giữa cuộn dây pha A, pha C với cuộn dây pha B.

M_{ca}, M_{cb} là hồ cảm giữa cuộn dây pha A, pha B với cuộn dây pha C.

Sự biến thiên từ thông trên các pha được biến đổi như sau:

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_a}{dt} &= \frac{d(L_a(\theta, i_a) i_a + M_{ab}(\theta, i_b) i_b + M_{ac}(\theta, i_c) i_c)}{dt} \\ &= \frac{L_a(\theta, i_a) di_a}{dt} + \frac{M_{ab}(\theta, i_b) di_b}{dt} + \frac{M_{ac}(\theta, i_c) di_c}{dt} \\ &\quad + \frac{i_a dL_a(\theta, i_a)}{dt} + \frac{i_b dM_{ab}(\theta, i_b)}{dt} + \frac{i_c dM_{ac}(\theta, i_c)}{dt} \\ \frac{d\psi_b}{dt} &= \frac{L_b(\theta, i_b) di_b}{dt} + \frac{M_{ba}(\theta, i_a) di_a}{dt} + \frac{M_{bc}(\theta, i_c) di_c}{dt} \\ &\quad + \frac{i_b dL_b(\theta, i_b)}{dt} + \frac{i_a dM_{ba}(\theta, i_a)}{dt} + \frac{i_c dM_{bc}(\theta, i_c)}{dt} \\ \frac{d\psi_c}{dt} &= \frac{L_c(\theta, i_c) di_c}{dt} + \frac{M_{ca}(\theta, i_a) di_a}{dt} + \frac{M_{cb}(\theta, i_b) di_b}{dt} \\ &\quad + \frac{i_c dL_c(\theta, i_c)}{dt} + \frac{i_a dM_{ca}(\theta, i_a)}{dt} + \frac{i_b dM_{cb}(\theta, i_b)}{dt} \end{aligned} \quad (14)$$

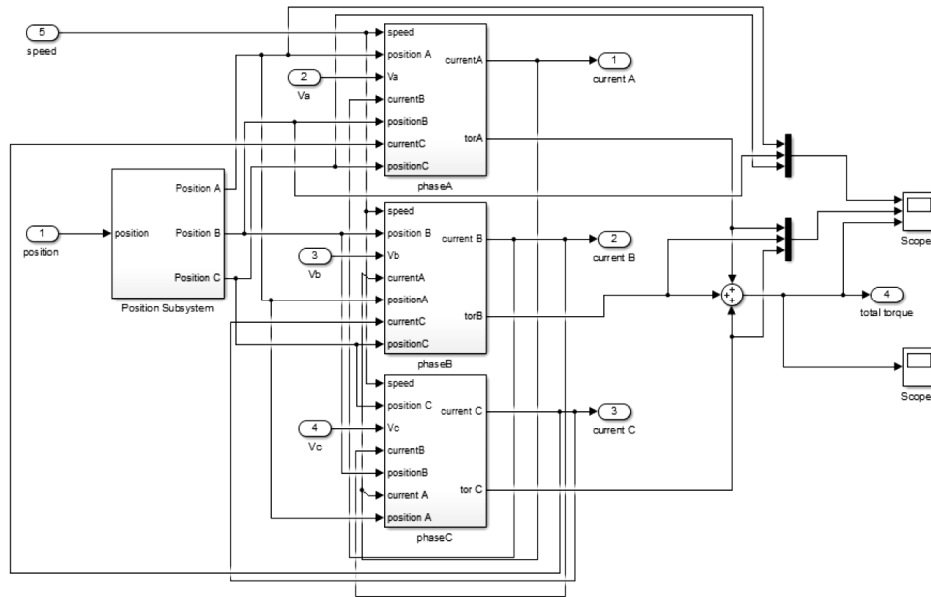
Phương trình cân bằng mômen của động cơ SRM là:

$$T = T_l + T_{fr} + \frac{J}{N_r} \frac{d\omega}{dt} \quad (15)$$

trong đó: T là mômen điện từ của động cơ; T_l là mômen tải; T_{fr} là mômen ma sát; J là mômen quán tính; N_r là số cực rôto và ω là tốc độ góc.

4. XÂY DỰNG MÔ HÌNH TRÊN MATLABSIMULINK VÀ KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

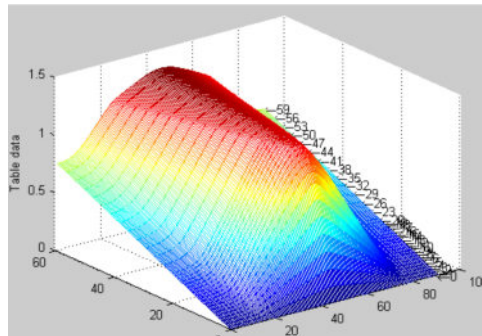
Sử dụng phần mềm MATLAB/Simulink để mô phỏng đặc tính mômen từ các phương trình toán của SRM. Mô hình ba pha của động cơ SRM như hình 3.



Hình 3. Mô hình ba pha SRM

Kết quả mô phỏng SRM như sau:

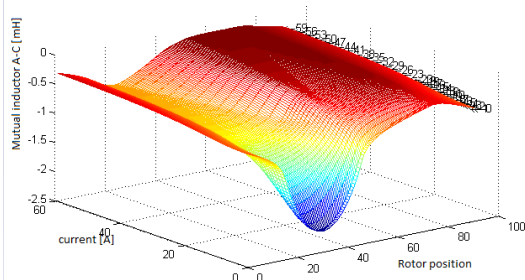
Đặc tính từ thông theo vị trí góc rotor và dòng điện, với các giá trị dòng điện từ 0 đến 60A, bước nhảy là 3A.



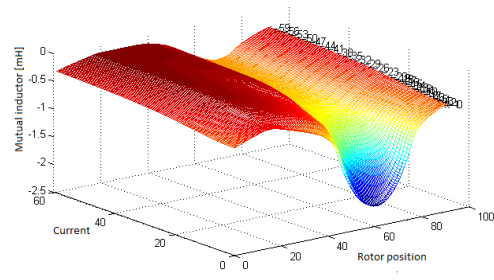
Hình 4. Đặc tính từ thông theo vị trí rotor và dòng điện

Từ thông tăng khi vị trí của rotor nằm trong vùng từ 0° đến 45° . Trong vùng này mômen của động cơ dương. Từ 45° đến 90° thì từ thông giảm, trong vùng này mômen động cơ sinh ra âm. Do vậy động cơ có bốn vùng làm việc tương ứng với từng chế độ hoạt động của động cơ, góc phần tư thứ 1,3 là chế độ động cơ và góc phần tư thứ 2,4 là chế độ máy phát.

Hỗ cảm của các pha C, B tác dụng lên pha A với SRM như hình 5a, 5b.



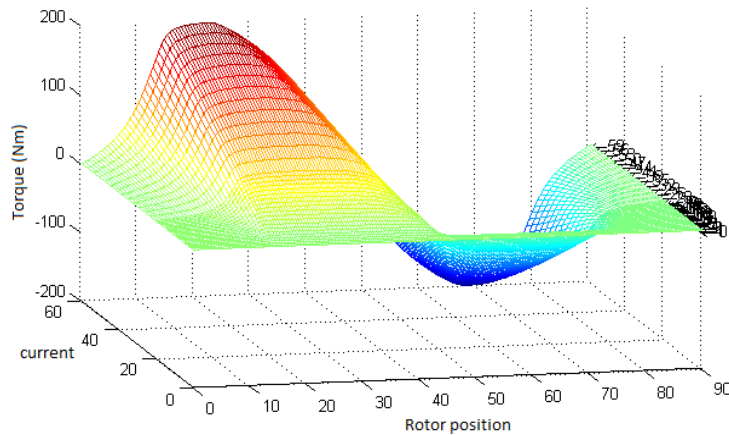
Hình 5a. Hỗ cảm pha C tác dụng lên pha A



Hình 5b. Hỗ cảm pha B tác dụng lên pha A

Kết quả hình 5 cho thấy hồ cảm giữa các pha của động cơ cũng biến thiên theo vị trí góc quay của rotor và dòng điện. Giá trị hồ cảm có ảnh hưởng trực tiếp đến đặc tính từ thông chính, do đó khi điều khiển dòng điện cho SRM cũng cần xét đến đây đủ.

Đặc tính mômen tĩnh của SRM theo vị trí góc quay của rotor và dòng điện với dòng điện 0 đến 60A như hình 6.



Hình 6. Đặc tính mômen theo vị trí rotor và dòng điện

Kết quả hình 6 cho thấy mômen dương sinh ra khi rotor nằm trong góc từ 0° đến 45° so với vị trí lệch trục hoàn toàn. Mômen âm sinh ra khi rotor nằm trong góc từ 45° đến 90° so với vị trí lệch trục hoàn toàn. Dòng điện tăng thì mômen cũng tăng theo; mômen tăng tỉ lệ bình phương với dòng điện.

5. KẾT LUẬN

Mômen động cơ từ trở SRM được hình thành trên nguyên tắc từ trở nhỏ nhất, sự biến thiên điện cảm trên từng mô quyết định độ lớn của mômen và độ nhấp nhô mômen. Độ nhấp nhô mômen lớn làm cho động cơ SRM có độ rung ồn lớn. Việc phân tích sự hình thành mômen giúp cho người thiết kế điện tử cho động cơ có được sự tính toán tốt nhất cho những yêu cầu về độ rung ồn của động cơ. Đồng thời xây dựng mô hình toán cho SRM để đưa ra các bài toán điều khiển SRM nhằm tối thiểu hóa hơn nữa về độ nhấp nhô mômen và tối đa hóa mômen trung bình.

6. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Krishnan. 2021. Switched reluctance motor drives, Modeling, simulation, analysis, design, and applications. J. David Irwin, Auburn University.
- [2] Phạm Văn Bình. 2008. Máy điện tổng quát. Nhà xuất bản giáo dục. Mã số: 7B716Y8-DAI.
- [3] Minh Dinh Bui, S. Schneider, S. Arnaout, and U. Schaefer. 2013. Torque maximization of a high-speed switched reluctance starter in acceleration test. the 15th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2013, no. 1, pp. 1–5, doi: 10.1109/EPE.2013.6631908.
- [4] Sreeram K, Preetha P K, Javier Rodríguez-García; Carlos Álvarez-Bel. A Comprehensive Review of Torque and Speed Control Strategies for Switched Reluctance Motor Drives. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2025, Volume: 9, Issue: 1, pp. 46-75, doi: 10.30941/CESTEMS.2025.00006.

THIẾT KẾ VÀ CHẾ TẠO THIẾT BỊ ĐO NHỊP TIM, HUYẾT ÁP VÀ NỒNG ĐỘ OXY TRONG MÁU ỨNG DỤNG IOT

Đoàn Hữu Chức, Lê Xuân Tổng Tuân, Ngô Văn Hoàng

Trường Đại học Thủy lợi, email: chucdh@tlu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

Trong bối cảnh thế giới đang chứng kiến sự gia tăng nhanh chóng của các vấn đề sức khỏe liên quan đến lão hóa dân số và bệnh mãn tính, nhu cầu về các giải pháp giám sát sức khỏe cá nhân tại nhà ngày càng trở nên cấp thiết[1]. Theo Tổ chức Y tế Thế giới (WHO), hơn 1,3 tỷ người trên toàn cầu mắc các bệnh không lây nhiễm như cao huyết áp, tiểu đường, và bệnh tim mạch, chiếm khoảng 71% tổng số ca tử vong hàng năm[1][2]. Đặc biệt, tại các khu vực nông thôn và vùng sâu vùng xa, nơi cơ sở hạ tầng y tế còn hạn chế, việc tiếp cận các thiết bị giám sát y tế hiện đại gặp nhiều khó khăn, dẫn đến tình trạng phát hiện bệnh muộn và tỷ lệ tử vong cao. Sự phát triển của công nghệ Internet of Things (IoT) đã mở ra cơ hội để giải quyết những thách thức này thông qua các hệ thống giám sát từ xa, cho phép người dùng tự quản lý sức khỏe và cung cấp dữ liệu kịp thời cho các chuyên gia y tế[3].

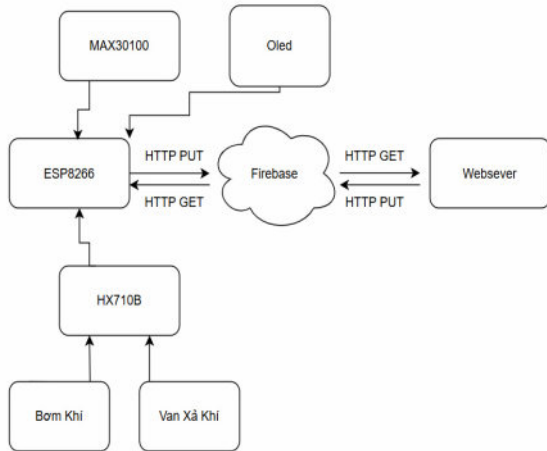
Tuy nhiên, các hệ thống hiện tại còn nhiều hạn chế: đa số chỉ đo nhịp tim, SpO₂ bằng cảm biến quang học như MAX30100, chưa tích hợp đo huyết áp chính xác; thiết bị thương mại giá cao, thiếu đồng bộ dữ liệu thời gian thực; vấn đề cá nhân hóa và bảo mật chưa được giải quyết triệt để [4][5].

Nghiên cứu này đề xuất hệ thống giám sát sức khỏe tại nhà chi phí thấp dựa trên IoT, tích hợp cảm biến HX710B (huyết áp), MAX30100 (nhịp tim, SpO₂), vi điều khiển ESP8266 NodeMCU, cùng các thuật toán lọc Kalman và trung bình động. Dữ liệu được hiển thị trên OLED SSD1306, truyền qua REST API lên Firebase và đồng bộ với giao diện web <https://nckh-yte.web.app> hỗ trợ theo dõi từ xa và cảnh báo sức khỏe[6][7].

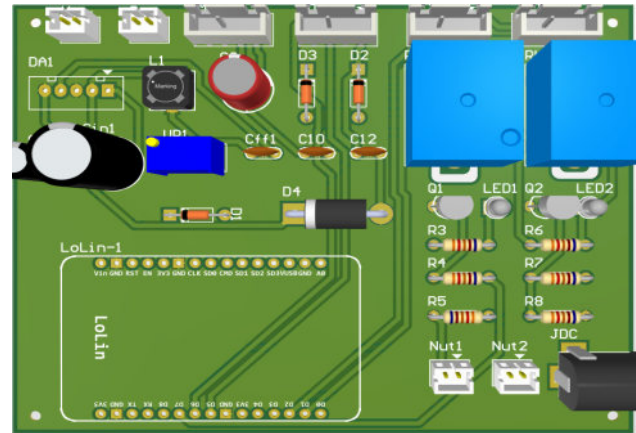
Mục tiêu chính của nghiên cứu là phát triển một hệ thống chi phí thấp, dễ tiếp cận, và phù hợp với các khu vực có điều kiện kinh tế hạn chế, đồng thời giảm tải cho các cơ sở y tế lớn bằng cách hỗ trợ tự quản lý sức khỏe tại nhà. Hệ thống được thiết kế để phục vụ đặc biệt cho người cao tuổi và bệnh nhân mãn tính, những đối tượng cần theo dõi thường xuyên các chỉ số sức khỏe, đồng thời cung cấp dữ liệu cho bác sĩ từ xa thông qua nền tảng Firebase. Đóng góp nổi bật của nghiên cứu nằm ở việc tích hợp đo huyết áp chi phí thấp với HX710B, cá nhân hóa dữ liệu thông qua mã định danh duy nhất (UID), và lưu trữ ngoại tuyến với LittleFS, vượt trội so với các nghiên cứu trước đây chỉ tập trung vào một hoặc hai chỉ số. Nghiên cứu được tiến hành qua các giai đoạn thiết kế phần cứng, lập trình điều khiển, và thử nghiệm thực tế trên hai tình nguyện viên. Kết quả ban đầu cho thấy hệ thống đạt độ chính xác cao (huyết áp ± 2 mmHg, nhịp tim $\pm 1-2$ bpm, SpO₂ $\pm 1\%$ so với Omron), vận hành ổn định trong 95% các lần đo, và hứa hẹn tiềm năng lớn trong lĩnh vực y tế. Tuy nhiên, để đạt tiêu chuẩn y tế quốc tế và mở rộng ứng dụng thực tiễn, nghiên cứu cần tiếp tục cải tiến thuật toán, hiệu chỉnh cảm biến, và triển khai thử nghiệm trên quy mô lớn hơn. Phần tiếp theo của bài báo sẽ trình bày chi tiết về thiết kế hệ thống, kết quả thử nghiệm, và phân tích so sánh với các nghiên cứu hiện có, nhằm khẳng định giá trị khoa học và thực tiễn của giải pháp đề xuất.

2. THIẾT KẾ HỆ THỐNG PHẦN CỨNG

Sơ đồ khối và mạch in của hệ thống cho trên hình 1 và 2 dưới đây. Sơ đồ này cung cấp cái nhìn tổng quan về cách các thành phần phần cứng và phần mềm tương tác với nhau để thực hiện chức năng giám sát sức khỏe:



Hình 1. Sơ đồ khối của hệ thống



Hình 2. Mạch in PCB của hệ thống

Sơ đồ khối hệ thống minh họa quy trình hoạt động và tương tác giữa các thành phần trong hệ thống giám sát sức khỏe dựa trên IoT. Người dùng thực hiện đăng ký hoặc đăng nhập trên giao diện web (Web Server) để tạo hoặc xác thực mã định danh duy nhất (UID). UID này được gửi lên Firebase Realtime Database để lưu trữ và đồng bộ với ESP8266 NodeMCU. Sau khi nhận UID, ESP8266 thu thập dữ liệu từ hai cảm biến chính: MAX30100 đo nhịp tim và độ bão hòa oxy trong máu (SpO2) bằng phương pháp quang mạch đỏ[7], và HX710B đo áp suất không khí trong túi hơi để tính huyết áp thông qua phương pháp dao động[8]. Dữ liệu thô từ các cảm biến được xử lý bởi ESP8266, sau đó hiển thị các thông số (huyết áp, nhịp tim, SpO2) trên màn hình OLED SSD1306 tại chỗ. Đồng thời, ESP8266 truyền dữ liệu đã xử lý lên Firebase qua giao thức HTTP/REST API. Giao diện web (Web Server) sau đó lấy dữ liệu từ Firebase, hiển thị các thông số sức khỏe theo thời gian thực, đưa ra chẩn đoán cơ bản, kết quả đo lường và lịch sử theo dõi, hỗ trợ người dùng và bác sĩ trong việc giám sát từ xa. Toàn bộ quy trình đảm bảo dữ liệu được đồng bộ hóa và truy cập hiệu quả giữa các thành phần.

Nhóm tác giả đã thiết kế và chế tạo một mạch in (PCB) tùy chỉnh để tích hợp các thành phần phần cứng của hệ thống giám sát sức khỏe dựa trên IoT. Mạch này sử dụng nền tảng vi điều khiển ESP8266 làm trung tâm, kết hợp với các linh kiện điện tử để hỗ trợ đo lường và truyền dữ liệu. Thiết kế tập trung vào việc tối ưu hóa không gian, đảm bảo tính ổn định và dễ dàng lắp ráp, với mục tiêu tạo ra một thiết bị nhỏ gọn và phù hợp để nhân rộng[10]. Sơ đồ mạch in và mạch mô phỏng của thiết bị đo, với kích thước nhỏ gọn, được sắp xếp và đi dây hợp lý để tối ưu kích thước và giảm nhiễu đo. Mạch in được thiết kế bằng phần mềm chuyên dụng Altium, với bố trí các linh kiện được tối ưu hóa để giảm nhiễu tín hiệu và đảm bảo hiệu suất hoạt động[11].

3. QUY TRÌNH XỬ LÝ TÍN HIỆU

3.1. Xử lý tín hiệu nhịp tim

Tín hiệu nhịp tim được trích xuất từ kênh hồng ngoại của cảm biến quang học. Sau khi thu nhận, tín hiệu PPG được số hóa và qua tiền xử lý: bộ lọc thông thấp loại bỏ nhiễu tần số cao, bộ lọc thông cao khử trôi nền, giúp phản ánh biến thiên thể tích máu theo chu kỳ tim [12].

Tiếp theo, thuật toán peak detection xác định cực đại cực tiểu dựa trên đạo hàm bậc nhất kết hợp ngưỡng động. Khoảng cách giữa hai đỉnh hợp lệ (RR interval) được tính bằng giây, từ đó suy ra nhịp tim theo công thức:

$$HR = \frac{60}{RR}$$

Kết quả được làm mượt bằng trung bình động hoặc Kalman filter để giảm dao động ngẫu nhiên. Các nghiên cứu gần đây cho thấy kết hợp tiền xử lý thích ứng và phát hiện đỉnh thời gian thực giúp nâng cao độ chính xác của phép đo nhịp tim trong điều kiện sử dụng hàng ngày [13][14].

3.2. Xử lý tín hiệu SpO₂

Sau khi xác định nhịp tim, tín hiệu SpO₂ được tính toán từ hai kênh quang: đỏ (660 nm) và hồng ngoại (940 nm). Tín hiệu được tách thành thành phần một chiều (**DC**) phản ánh hấp thụ nền và thành phần xoay chiều (**AC**) do dòng máu động mạch gây ra.

Tỉ số hấp thụ được tính:

$$R = \frac{\frac{AC_{red}}{DC_{red}}}{\frac{AC_{ir}}{DC_{ir}}}$$

Trong đó ACRed và DCRred là thành phần dao động và nền của tín hiệu đỏ, còn ACir và DCir là thành phần tương ứng của tín hiệu hồng ngoại.

Độ bão hòa oxy trong máu được suy ra từ phương trình hiệu chuẩn thực nghiệm:

$$SpO_2 = a - b * R$$

Trong đó các hệ số a,ba, ba,b được hiệu chuẩn lâm sàng theo tiêu chuẩn ISO 80601-2-61:2023 [14]. Kết quả được làm mượt bằng trung bình động và loại bỏ giá trị bất thường do chuyển động hoặc nhiễu môi trường.

3.3. Xử lý tín hiệu huyết áp

Với cảm biến áp suất HX710B, phương pháp dao động được áp dụng. Túi hơi được bơm đến 160–180 mmHg để chặn dòng máu. Khi van xả khí mở, áp suất giảm đều (2–3 mmHg/s), HX710B ghi lại liên tục tín hiệu áp lực. Các dao động nhỏ xuất hiện khi máu bắt đầu chảy lại qua động mạch. Tín hiệu được lọc bằng trung bình động để loại bỏ nhiễu. Đường bao dao động được dựng từ chuỗi biên độ: Biên độ cực đại → MAP (Mean Arterial Pressure).SYS (huyết áp tâm thu) xác định tại 55–65% biên độ cực đại.DIA (huyết áp tâm trương) xác định tại 75–85% biên độ cực đại [15][16].

Kết quả cuối cùng được hiển thị trên OLED SSD1306 và truyền lên Firebase, đảm bảo giám sát liên tục và chính xác.

4. LƯU ĐỒ THUẬT TOÁN

Các thuật toán được thiết kế để xử lý dữ liệu thô từ các cảm biến (HX710B, MAX30100, MLX90614) nhằm đảm bảo độ chính xác và giảm nhiễu trong quá trình đo huyết áp, nhịp tim và SpO₂. Thuật toán được triển khai trên vi điều khiển ESP8266, tối ưu hóa hiệu suất, đồng thời hỗ trợ hiển thị, truyền dữ liệu lên Firebase, và phân tích cơ bản trên giao diện web [16].

Lưu đồ thuật toán của chương trình đo Nhịp tim và SpO₂

Lưu đồ mô tả quy trình đo nhịp tim và SpO₂ bằng MAX30100 trên ESP8266 cho ở hình 3. Sau khởi động, cảm biến thu tín hiệu quang từ đèn LED, bộ lọc Kalman loại nhiễu, thuật toán phát hiện đỉnh tính nhịp tim từ tín hiệu hồng ngoại, trong khi SpO₂ được tính từ tỷ lệ AC/DC giữa hai đèn. Trung bình động ổn định kết quả, sau đó hiển thị trên OLED và truyền lên Firebase, đảm bảo đo lường liên tục và chính xác.

Lưu đồ thuật toán của chương trình đo Huyết áp (HX710B module cảm biến áp suất)

Quy trình đo huyết áp bằng HX710B trên ESP8266. Sau khi khởi động, rơ-le kích hoạt bơm khí để phồng túi hơi đến 180 mmHg, HX710B thu thập dữ liệu áp suất và ghi nhận các dao động khi van xả giảm áp. Thuật toán trung bình động lọc nhiễu, xác định MAP tại đỉnh dao động, sau đó tính SYS và DIA dựa trên ngưỡng. Kết quả được hiển thị trên OLED và truyền lên Firebase, đảm bảo theo dõi liên tục nếu người dùng yêu cầu.

Lưu đồ thuật toán của chương trình ESP8266 lên Webserver

Sau khi khởi động và kết nối Wi-Fi, ESP8266 xác thực với Firebase để lấy UID, đảm bảo dữ liệu cá nhân hóa. Dữ liệu từ **MAX30100** và **HX710B** được xử lý (lọc Kalman, dao động), hiển thị tại chỗ, đồng thời truyền lên Firebase bằng **HTTP PUT**. Webserver lấy dữ liệu qua **HTTP GET**, hiển thị dưới dạng bảng và biểu đồ động. Nếu mất kết nối, dữ liệu tạm lưu trong **LittleFS** và được đồng bộ lại khi kết nối phục hồi, đảm bảo tính liên tục[18]. Quy trình lặp lại để theo dõi thời gian thực.

Phần mềm của hệ thống giám sát sức khỏe tích hợp IoT được thiết kế để đảm bảo việc thu thập, xử lý, hiển thị và truyền dữ liệu một cách hiệu quả giữa các thành phần phần cứng và giao diện người dùng. Thiết kế tập trung vào việc tối ưu hóa hiệu suất, hỗ trợ đồng bộ thời gian thực và tích hợp các chức năng cơ bản của trí tuệ nhân tạo (AI) để hỗ trợ chẩn đoán[19]. Phần mềm được triển khai trên hai nền tảng chính: vi điều khiển ESP8266 và giao diện web, với Firebase Realtime Database đóng vai trò trung tâm lưu trữ và đồng bộ.

Giao diện web đăng ký được phát triển bằng HTML, CSS, JavaScript và tích hợp Firebase JavaScript SDK. Các chức năng chính liên quan đến Firebase bao gồm:

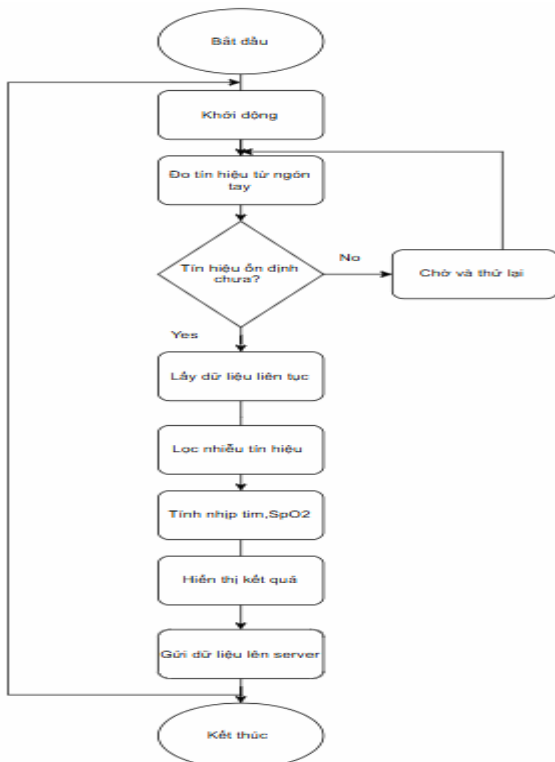
Đăng ký/đăng nhập: tạo và đồng bộ UID.

Hiển thị dữ liệu: bảng & biểu đồ động, cập nhật thời gian thực.

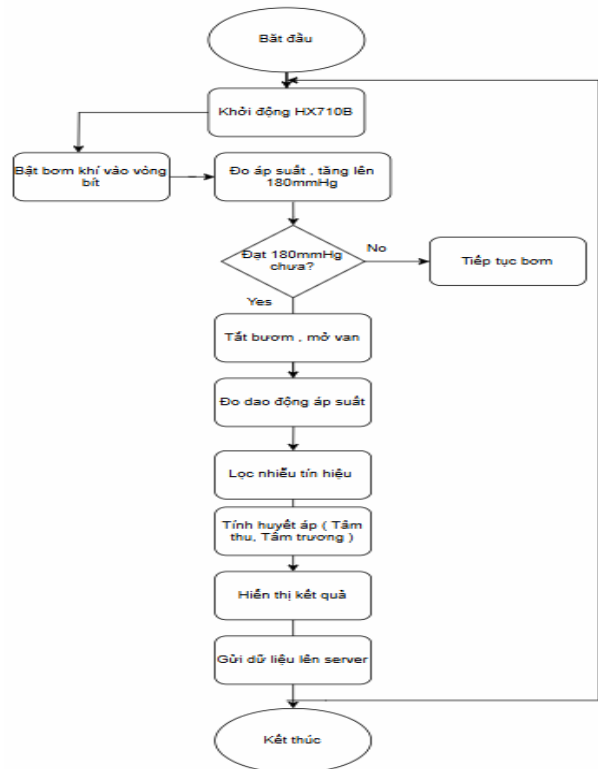
Chẩn đoán cơ bản: so sánh dữ liệu với ngưỡng chuẩn y tế (theo WHO) để đưa ra cảnh báo.

Chức năng chính của giao diện web người dùng:

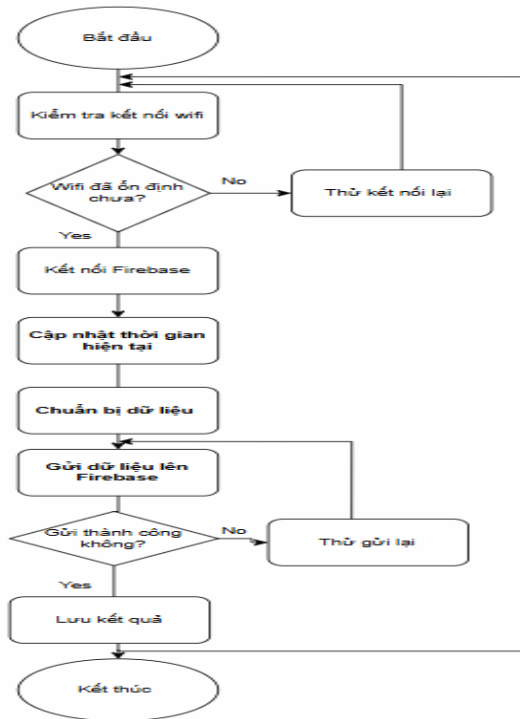
Giao diện web truy xuất dữ liệu từ Firebase Realtime Database qua HTTP GET, hiển thị các thông số sức khỏe (huyết áp SYS/DIA, nhịp tim, SpO₂) dưới dạng bảng và biểu đồ động, đồng bộ thời gian thực để người dùng theo dõi ngay khi có dữ liệu mới.



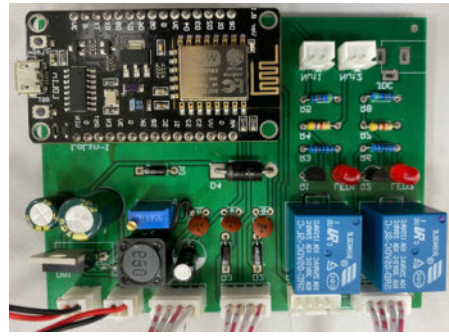
Hình 3. Thuật toán chương trình đo nhịp tim và SpO2



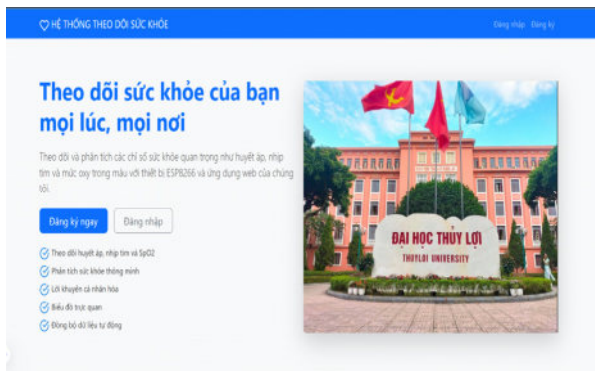
Hình 4. Sơ đồ thuật toán đọc cảm biến Hx710B



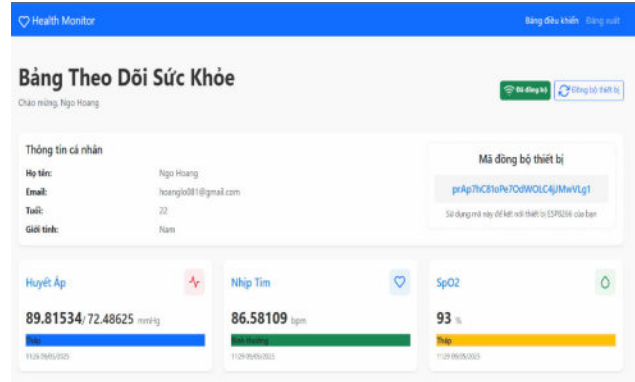
Hình 5. Thuật toán đưa dữ liệu lên Webserver



Hình 6. Sản phẩm thực tế



Hình 7. Giao diện đăng ký tài khoản trên Webserver



Hình 8. Bảng theo dõi trên Web

Lưu trữ và hiển thị lịch sử đo: Giao diện web lấy dữ liệu lịch sử từ Firebase, trình bày dưới dạng bảng hoặc biểu đồ theo thời gian, giúp người dùng và bác sĩ theo dõi xu hướng sức khỏe.

Chẩn đoán cơ bản và kết luận: Hệ thống tự động so sánh kết quả với ngưỡng chuẩn WHO (ví dụ: huyết áp $>140/90$ mmHg $\rightarrow$ “Huyết áp cao”; nhịp tim >100 bpm $\rightarrow$ “Nhịp tim nhanh”) để đưa ra cảnh báo và khuyến nghị.

5. KẾT LUẬN

Hệ thống giám sát sức khỏe tại nhà dựa trên công nghệ Internet of Things (IoT) đã được xây dựng thành công. Nhóm tác giả đã thiết kế và tối ưu hóa mạch tích hợp cảm biến HX710B để đo huyết áp theo phương pháp dao động, cảm biến MAX30100 để đo nhịp tim và độ bão hòa oxy trong máu SpO2, tất cả được điều khiển bởi vi điều khiển ESP8266 NodeMCU. Nhóm tác giả cũng đã lập trình thành công các thuật toán xử lý dữ liệu, đảm bảo độ chính xác và hiển thị thông tin trên màn hình OLED SSD1306. Bên cạnh đó, một giao diện web riêng tại <https://nckh-yte.web.app> cho phép đồng bộ dữ liệu thời gian thực và tích hợp tính năng cảnh báo sức khỏe cơ bản, hỗ trợ theo dõi từ xa

hiệu quả. Dữ liệu được truyền qua Firebase Realtime Database với khả năng lưu trữ ngoại tuyến bằng LittleFS, đảm bảo tính liên tục trong mọi điều kiện mạng. Kết quả nổi bật là hệ thống đã hoàn thiện mang lại giải pháp chi phí thấp, dễ tiếp cận, hỗ trợ người cao tuổi và bệnh nhân mãn tính tại vùng sâu vùng xa, đồng thời giảm tải đáng kể cho các cơ sở y tế. Hệ thống này đã khẳng định tiềm năng ứng dụng của IoT trong y tế thông minh, đánh dấu một bước tiến quan trọng trong lĩnh vực chăm sóc sức khỏe cá nhân.

6. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] L. Zhao, C. Liang, Y. Huang, G. Zhou, Y. Xiao, N. Ji, N. Zhao, “Emerging sensing and modeling technologies for wearable and cuffless blood pressure monitoring,” *npj Digital Medicine*, vol. 6, no. 1, Article 97, 2023.
- [2] “Global burden of hypertension: Emerging concepts and approaches for its management,” *Lancet Regional Health – Southeast Asia*, vol. 15, 100214, 2023.
- [3] A. N. Rojas, F. C. Mosquera, “Advances and Challenges Associated with Low-Cost Pulse Oximeters in Home Care Programs: A Review,” *Sensors*, vol. 24, no. 19, Article 6284, 2024.
- [4] “An IoT-based wearable health monitoring system using PPG and cloud integration,” *Healthcare Technology Letters*, vol. 10, no. 5, pp. 152–160, 2023.
- [5] D. J. Finlay, A. P. Payne, et al., “Trends in remote health monitoring and wearable devices for chronic disease management,” *Journal of Medical Internet Research*, vol. 25, p. e42217, 2023.
- [6] V. A. Odeh, “Recent Advances in the Wearable Devices for Monitoring and Management of Heart Failure,” *Sensors*, 2024.
- [7] P. Manickam, S. A. Mariappan, S. M. Murugesan, S. Hansda, A. Kaushik, R. Shinde, and S. P. Thipperudraswamy, “Artificial Intelligence (AI) and Internet of Medical Things (IoMT) Assisted Biomedical Systems for Intelligent Healthcare,” *Biosensors*, vol. 12, no. 8, 562, 2022.
- [8] K. B. Kim and H. J. Baek, “Photoplethysmography in Wearable Devices: A Comprehensive Review of Technological Advances, Current Challenges, and Future Directions,” *Electronics*, vol. 12, no. 13, 2923, 2023.
- [9] C. Barry, D. Tang, C. Caves, et al., “Oscillometric blood pressure measurements on a smartphone,” *Scientific Reports*, 14, 15008, 2024.
- [10] M. M. Alam, S. Malik, et al., “Design and Implementation of an Open-Source IoT-based Health Monitoring System with Firebase Integration,” *J. Low Power Electronics and Applications*, vol. 13, no. 4, p. 57, 2023.
- [11] N. Arandia, E. García-Menéndez, A. Santamaría-Paz, et al., “Embedded Sensor Systems in Medical Devices,” *Sensors*, 22(24), 9917, 2022.
- [12] A. O. Adegbeye, et al., “PCB Design Optimization Techniques for IoT Medical Devices: A Review,” *Sensors*, vol. 21, no. 22, p. 7654, 2021.
- [13] Sensors. Robust PPG Peak Detection Using Dilated Convolutional Neural Networks. *Sensors*. 2022.
- [14] ScienceDirect. Efficient and lightweight detection of PPG onset and systolic peaks. *Measurement*. 2022.
- [15] W. Chen, S. Dols, J. Hernandez, et al., “Real-time peak detection method for photoplethysmographic signals,” *Biosensors*, vol. 12, no. 6, p. 373, 2022.
- [16] J. E. Sharman, I. Tan, G. S. Stergiou, C. Lombardi, F. Saladini, M. Butlin, R. Padwal, K. Asayama, A. Avolio, T. M. Brady, A. Murray, and G. Parati, “Automated ‘oscillometric’ blood pressure measuring devices: how they work and what they measure,” *Journal of Human Hypertension*, vol. 37, no. 2, pp. 93–100, 2023.
- [17] N. Delfan and M. Forouzanfar, “Hybrid Deep Morpho-Temporal Framework for Oscillometric Blood Pressure Measurement,” *IEEE Journal of Biomedical and Health Informatics*, vol. 27, no. 11, pp. 5293–5301, 2023.
- [18] Journal of Big Data. Remote patient monitoring and classifying using the Internet of Things (RPMS). *J Big Data*. 2021.
- [19] “AI-driven wearable bioelectronics in digital healthcare: Recent advances and perspectives,” *Biosensors*, vol. 15, no. 7, p. 410, 2025.

PHÂN TÍCH ĐIỀU KHIỂN ĐIỆN ÁP ĐẦU NGUỒN ĐIỆN NĂNG LƯỢNG TÁI TẠO NỘI HỆ THỐNG

Đinh Hải Linh, Phạm Văn Hòa

Trường Đại học Thủy lợi. email:linhdh@thu.edu.vn

1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Một nguồn điện năng lượng tái tạo (NLTT) như nhà máy điện gió (ĐG), nhà máy điện pin mặt trời (ĐMT) có quy mô công suất tới vài trăm megawatt (MW) được nối với hệ thống điện (HT) bằng đường dây cao áp (thường là 110kV). Nguồn điện này có nhiệm vụ cấp điện cho phụ tải địa phương và phụ tải trong vùng, đồng thời trao đổi công suất với hệ HT qua đường dây kết nối. Đặc thù chung của nguồn điện này là công suất phát không ổn định do phụ thuộc tiềm năng năng lượng tự nhiên (tiềm năng gió với ĐG, bức xạ mặt trời đối với ĐMT), có thể phát tới công suất max, cũng có thể không phát công suất, không ổn định. Do đặc thù phát công suất nêu trên, lượng trao đổi công suất với hệ thống qua đường dây kết nối thay đổi rất lớn cả về giá trị công suất lẫn hướng (phát về hệ thống hay lấy từ hệ thống về). Điều này rất ảnh hưởng đến khả năng tải của đường dây liên kết, chất lượng điện áp đối với các phụ tải khu vực nhà máy điện NLTT và tại thanh góp (TG) phía HT; ngoài ra gây khó khăn cho việc chỉnh định bảo vệ rơ le khi có sự thay đổi hướng truyền tải công suất trên đường dây liên kết [1],[2],[3].

Các máy phát điện gió công suất lớn khi kết nối hệ thống điện, trong quá trình vận hành có gây ảnh hưởng nhất định đến ổn định điện áp của lưới điện. Việc mất ổn định điện áp của chúng có thể gây ảnh hưởng đến một số nút lân cận [4]. Để cải thiện độ ổn định điện áp và tần số của hệ thống điện gió kết nối lưới điện, nhiều phương án được đưa ra như dùng siêu tụ điện cho các tua-bin gió để điều chỉnh điện áp và tần số [5].

Trong bài báo này tập trung vào phân tích việc điều khiển điện áp phía TG của nhà máy NLTT nhằm đảm bảo chất lượng điện áp cho các phụ tải khu vực và trên TG phía HT. Để minh tỏ cho lý luận là ví dụ tính toán cho một nhà máy ĐG nối hệ thống.

2. PHƯƠNG PHÁP PHÂN TÍCH ĐIỀU KHIỂN ĐIỆN ÁP KHI NGUỒN ĐIỆN NLTT NỐI HT

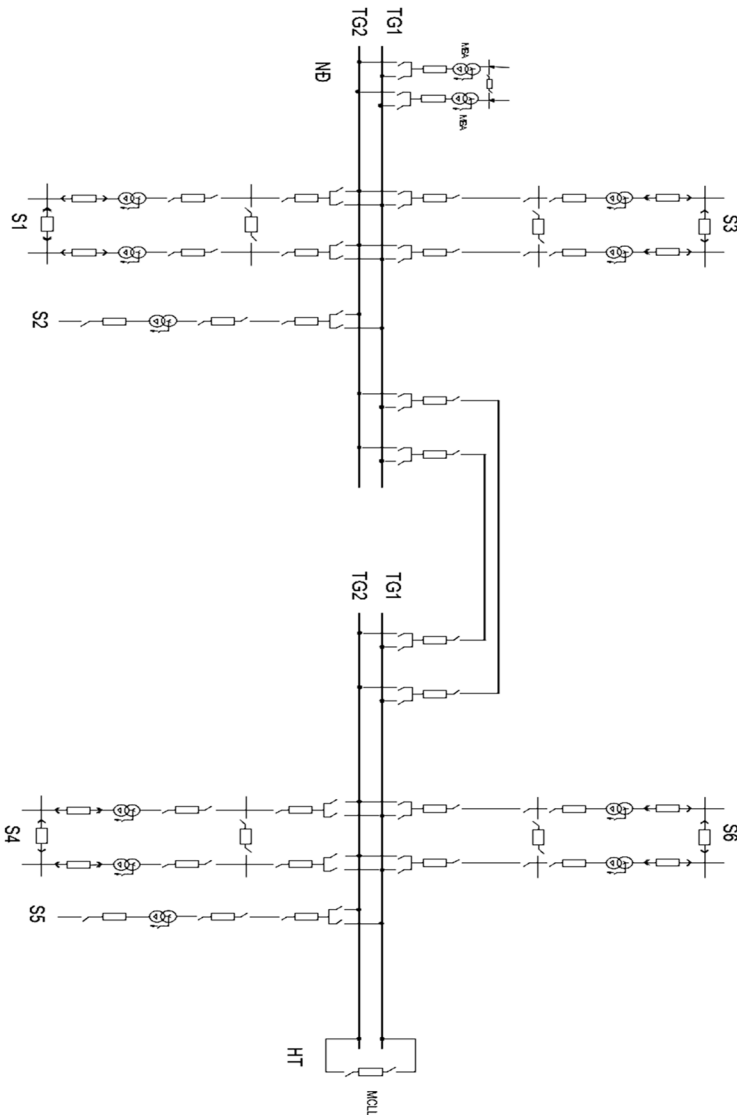
Nhà máy điện NLTT nối HT có dạng đặc trưng như trên hình 1[1]. Phía nhà máy là tổ hợp các tổ tuabin gió, các nhóm tấm PMT với Inverter được thu gom công suất rồi kết nối lên có TG nhà máy (thường là điện áp 22kV). Tại TG nhà máy, một phần công suất trích cho tự dùng nhà máy và cấp cho phụ tải địa phương, công suất còn lại phát TG góp điện áp cao (thường là 110kV) bằng hai máy biến áp (MBA) tăng áp. Từ TG này cấp điện cho phụ tải khu vực (ví dụ S1, S2, S3 trên hình 1) và trao đổi công suất với HT bằng đường dây liên kết (thường là mạch kép).

Công suất các phụ tải thay đổi tùy theo nhu cầu và công suất phát của nhà máy NLTT là do tiềm năng tự nhiên (tốc độ gió, bức xạ mặt trời). Chúng ta có thể phân tích cho một số chế độ đặc trưng điển hình, cụ thể:

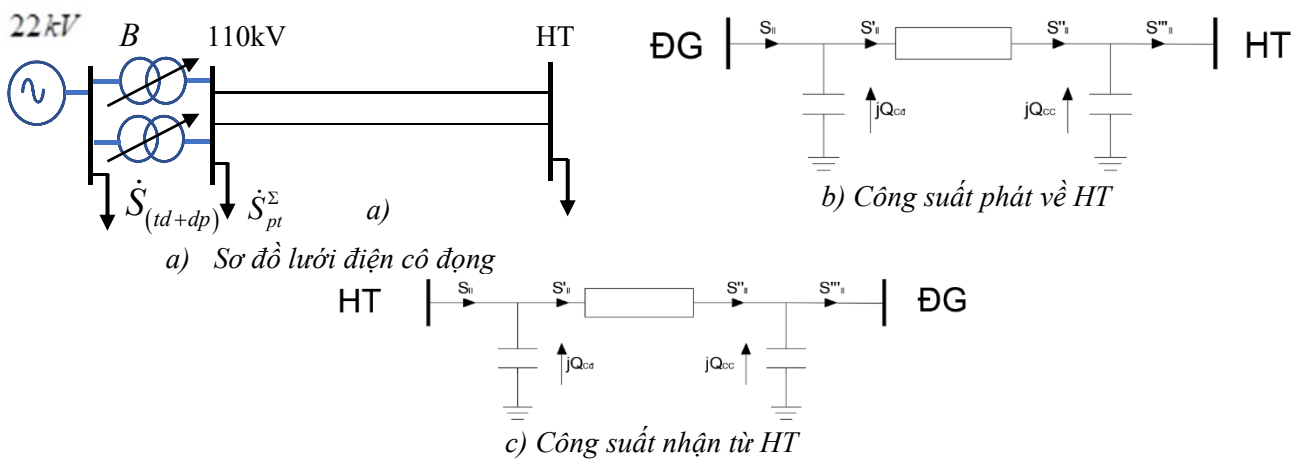
- Đối với phụ tải : chế độ cực đại (giờ cao điểm), chế độ cực tiểu (giờ thấp điểm) và chế độ trung bình;
- Đối với nguồn điện NLTT: chế độ phát công cực đại, chế độ phát công suất cực tiểu hay chế độ phát công suất theo cùng giờ với tải do tiềm năng NLTT hay do theo điều độ hệ thống điện.

Với mỗi chế độ đặc trưng này ta tiến hành xác định gần đúng công suất đầu đường dây các phụ tải vùng và công suất trên đường dây liên kết, từ đó khẳng định trị số điện áp cần có tại TG phía điện áp cao của nhà máy, gọi là điện áp yêu cầu và được điều khiển bằng thiết bị điều khiển đầu phân áp tại MBA tăng áp của nhà máy để đạt có gần với trị số điện áp yêu cầu. Từ trị số điện áp phân áp của MBA tính toán các dòng công suất, điện áp các nút, để từ đó đánh giá chất lượng điện áp.

Vấn đề xem xét chủ yếu tập trung vào công suất truyền tải trên đường dây liên kết để điều khiển điện áp TG phía cao áp của nhà máy, vậy sơ đồ hình 1 có thể cô đọng theo sơ đồ hình 2a. Trong sơ đồ này phía 22kV có phụ tải tự dùng và địa phương, phụ tải khu vực phía thanh góp cao (110kV) với tổng công suất đầu các đường dây phụ tải là $\dot{S}_{pt}^{\Sigma}$.



Hình 1. Nhà máy điện NLTT kết nối HT



Hình 2. Luồng công suất trên đường dây liên kết

Tại đầu đường dây liên kết, phía TG nhà máy công suất phát lên HT (hình 2b) hay nhận về từ HT (hình 2c) là tương quan giữa công suất phát lên từ nhà máy tại TG cao áp $\dot{S}_{NM}^C$ và công suất tổng các phụ tải $\dot{S}_{pt}^\Sigma$ lấy điện từ TG này, ta có :

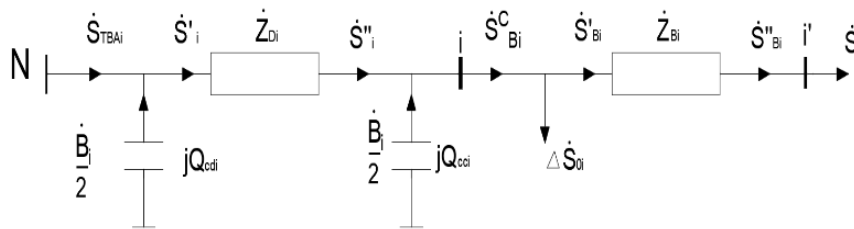
- Nếu $\dot{S}_{NM}^C > \dot{S}_{pt}^\Sigma$ thì công suất phát về hệ thống (hình 2b) : $\dot{S}_i = \dot{S}_{NM}^C - \dot{S}_{pt}^\Sigma$ (1a)

- Nếu $\dot{S}_{NM}^C < \dot{S}_{pt}^\Sigma$ thì công suất phát về hệ thống (hình 2c) : $\dot{S}_i'' = \dot{S}_{pt}^\Sigma - \dot{S}_{NM}^C$ (1b)

Trong đó :

$\dot{S}_{NM}^C$ - công suất phát của nguồn điện NLTT trừ đi điện tự dùng, công suất phụ tải 22kV và tổn thất trong MBA tăng áp;

$\dot{S}_{pt}^\Sigma$ - tổng công suất đầu các đường dây cấp cho phụ tải khu vực, mà mỗi công suất đầu đường dây $\dot{S}_{TBai}$ được tính từ phụ tải cộng với tổn thất công suất trong MBA và trên đường dây, có xét đến công suất phản kháng phát do đường dây sinh ra ra theo sơ đồ thay thế hình 3.



Hình 3. Sơ đồ tính công suất đầu đường dây

Sau khi xác định được công suất phát ra (hình 2b) hay nhận về (hình 2c) tại đầu đường dây liên kế phía nguồn NLTT, có thể định giá trị điện áp cần có phía TG cao của nhà máy, chẳng hạn:

- Vào giờ cao điểm, phụ tải max, nguồn điện NLTT phát max, công suất phát về HT (hình 2b) thì $U = 1,1 U_{dm}$;

- Vào giờ thấp điểm, phụ tải min, nguồn điện NLTT phát max, công suất phát về HT (hình 2b) thì $U = (1,05 \div 1,1) U_{dm}$;

- Vào giờ cao điểm, phụ tải max, nguồn điện NLTT phát min, công suất nhận từ HT (hình 2c) thì $U = 1,05 U_{dm}$;

Với điện áp yêu cầu, xác định điện áp đầu phân áp đối với MBA tăng áp nhà máy theo công thức [2]:

$$U_{pa}^{tt} = \frac{U_{Hdd}}{U_H} U_{yc}^C + \Delta U_B \quad (2)$$

trong đó : U_{Hdm} - điện áp định mức phía hạ (22kV) ; U_H - điện áp điều chỉnh tại TG 22kV, trong phạm vi $\pm 4\%$ lệch so với định mức hay cố định 23kV nhờ hệ thống điều chỉnh nội bộ của nhà máy ; ΔU_B - tổn thất điện áp trên MBA.

Từ kết quả tính theo công thức (2), chọn đầu phân áp U_{pa} tương ứng. Khi đó điện áp TG phía cao của nhà máy sẽ là [2] :

$$U_C = U_H \frac{U_{pa}}{U_{Hdm}^B} - \Delta U_B \quad (3)$$

Với giá trị điện áp TG phía cao áp của nhà máy, dễ dàng xác định các dòng công suất công suất, điện áp các nút phụ tải, điện áp phía HT, từ đó đánh giá chất lượng điện áp cho toàn khu vực.

Việc tính công suất đầu $\dot{S}_i' = P_i' + jQ_i'$, công suất cuối $\dot{S}_i'' = P_i'' + jQ_i''$ mỗi đoạn dây (i) cũng như điện áp nút được xác định theo các công thức sau [2]:

- Trường hợp tính từ đầu đoạn dây, khi công suất từ TG cao áp của nhà máy đi ra (hình 2b, hình 3) [2]:

$$\left. \begin{aligned} \Delta \dot{S}_i &= \frac{P_i'^2 + Q_i'^2}{U_{idaui}^2} (R_i + jX_i); \dot{S}_i'' = \dot{S}_i' - \Delta \dot{S}_i \\ \Delta U_i &= \frac{P_i'R_i + Q_i'X_i}{U_{idaui}}; U_{icuoi} = U_{idaui} - \Delta U_i \end{aligned} \right\} \quad (3a)$$

- Trường hợp tính từ cuối đoạn dây, khi công suất từ HT về nhà máy (hình 2c) [2]:

$$\left. \begin{aligned} \Delta \dot{S}_i &= \frac{P_i''^2 + Q_i''^2}{U_{cuoi}^2} (R_i + jX_i); \dot{S}_i' = \dot{S}_i'' + \Delta \dot{S}_i \\ \Delta U_i &= \frac{P_i''R_i + Q_i''X_i}{U_{icuoi}}; U_{idaui} = U_{icuoi} + \Delta U_i \end{aligned} \right\} \quad (3b)$$

Trong quá trình vận hành phụ tải thay đổi, việc điều chỉnh điện áp cũng phải tích hợp tương ứng nhờ MBA có điều chỉnh dưới tải một cách tự động hay bằng tay qua giao diện qua màn hình. Trong trường hợp MBA không có điều chỉnh dưới tải thì phải xét một số trạng thái tải và phát điện hình, tính toán chọn đầu phân áp, sau đó tổng hợp chọn đầu phân áp cố định hợp lý nhất, rồi kiểm tra độ lệch điện áp theo tiêu chuẩn.

3. PHÂN TÍCH ĐÁNH GIÁ VÀ GIẢI PHÁP CHỈNH ĐỊNH ĐIỆN ÁP CHO LƯỚI ĐẶC TRƯNG

3.1. Số liệu lưới điện hình 1

Số liệu về MBA như trong bảng 1 và số liệu về đường dây như trong bảng 2.

Bảng 1. Thông số MBA

TBA	Loại MBA	Thông số kỹ thuật						Thông số tính toán		
		Uđm(KV)		Un (%)	ΔPn (kW)	ΔP0 (kW)	I0 (%)	R (Ω)	X (Ω)	ΔQ ₀ (kVar)
		Cao	Hạ							
Tăng áp	2xTDC-125000/110	115 ± 9x1,78%	22	10,5	520	120	0,55	0,33	11,1	678
S1	2xTPDH-25000/110	115 ± 9x1,78%	22	10,5	120	29	0,80	2,54	55,9	200
S2	1xTPDH-25000/110	115 ± 9x1,78%	22	10,5	120	29	0,80	2,54	55,9	200
S3	2xTPDH-16000/110	115 ± 9x1,78%	22	10,5	85	21	0,85	4,38	86,7	136

Đầu phân áp $U_{da} = 115 \pm 9x1,78\% / 22kV$, một nấc : $1,78\%.115 = 2,047$ kV, tại nấc 0 là 115kV, còn lại như bảng 1a.

Bảng 1a. Điện áp đầu phân áp MBA

Nấc	1	2	3	5
Up/a	117,047	119,094	121,141	125,235
Nấc	-1	-2	-3	-5
Up/a	112,953	110,906	108,859	104,765

Bảng 2. Thông số đường dây

Đường dây	Mã dây	n	L (km)	r0 (Ω / km)	x0 (Ω / km)	b0 (10 ⁻⁶ s / km)	Icp (A)	R (Ω)	X (Ω)
ĐG-1	AC-95	2	41,23	0,33	0,429	2,65	330	6,8	8,8
ĐG-2	AC-120	1	53,85	0,27	0,423	2,69	380	14,54	22,78
ĐG-3	AC-75	2	50,99	0,45	0,440	2,58	265	11,47	11,22
ĐG-HT	AC-180	2	90,50	0,17	0,409	2,82	445	7,70	18,51

3.2 Phân tích một số chế độ đặc trưng

Số liệu về một số chế độ đặc trưng thể hiện trên bảng 3.

Bảng 3. Một số chế độ đặc trưng

Chế độ	Phụ tải;(MVA)	Công suất phát;(MVA)
1	$\dot{S}_1 = (30 + j14,53)$ $\dot{S}_2 = (20 + j9,69)$ $\dot{S}_3 = (20 + j9,69)$	Công suất ĐG phát max $\dot{S}_{TG}^{(22kV)} = (110 + j68,2)$
2	$\dot{S}_1 = (21 + j10,17)$ $\dot{S}_2 = (14 + j6,78)$ $\dot{S}_3 = (14 + j6,78)$	Công suất ĐG phát max $\dot{S}_{TG}^{(22kV)} = (110 + j68,2)$
3	$\dot{S}_1 = (30 + j14,53)$ $\dot{S}_2 = (20 + j9,69)$ $\dot{S}_3 = (20 + j9,69)$	Công suất ĐG phát min $\dot{S}_{TG}^{(22kV)} = (45 + j27,9)$

Tính toán cho các chế độ đặc trưng được thực hiện bằng phần mềm tính toán chế độ ETAP, kết quả tóm tắt trong bảng 4. Các tính toán như sau :

- Công suất đầu các đường dây phụ tải bằng phụ tải cộng tổn thất trong máy biến áp, cộng tổn thất công suất đường dây, có xét đến công suất phản kháng do đường dây sinh ra (hình 3).

- Các công suất nhà máy phát lên TG cao $\dot{S}_{NM}^C$, công suất tổng các phụ tải $\dot{S}_{pt}^{\Sigma}$ đã phân tích ở trên, còn công suất phát lên đường dây liên kết được tính theo công thức (1a), (1b). Đối với chế độ 1 và chế độ 2, công suất phát ra từ TG nhà máy (hình 2b) lần lượt là (33,07+j22,02) MVA và (56,05+j38,01) MVA ; còn ở chế độ 3 thì công suất phát từ hệ thống về (hình 2c), tại TG nhà máy nhận một lượng công suất là (27,76+j11,32) MVA.

- Các điện áp yêu cầu ở 2 chế độ đầu là 121kV, chế độ 3 là 115 kV, từ đó theo công thức (2) xác định tính điện áp phân áp U_{pa}^{tt} , căn cứ đầu phân áp của MBA chọn nấc cùng giá trị điện áp phân áp (bảng 1a), tiếp theo theo công thức (3) xác định điện áp TG cao U^C của nhà máy.

- Theo các công thức (3a) và (3b) xác định các dòng công suất trên các đoạn, điện áp tại TG cao của phụ tải, điện áp tại TG của hệ thống.

Qua tính toán các chế độ đặc trưng tải và nguồn, kết quả trên bảng 3 cho cụ thể một nhà máy ĐG nối hệ thống có một số nhận xét như sau :

1) Nhờ chọn trị số điện áp điều khiển tại TG phía điện áp cao nhà máy ĐG, chọn đầu phân áp MBA tại nhà máy đảm bảo được điện áp tại TG phía điện áp cao các phụ tải vùng và điện áp TG phía hệ thống (xem bảng 3).

2) Dù phụ tải vùng ở giờ cao điểm hay thấp điểm mà nguồn ĐG đảm bảo đủ công suất tới max để đầu phân áp cố định nấc (+1), không cần thay đổi thì điện áp TG phía cao của nhà máy đạt được tới $1,1U_{dm}$, dẫn đến đảm chất lượng điện áp tại TG phía cao các phụ tải và TG phía HT. Đầu phân áp cố định, quả là đơn giản cho quá trình vận hành.

3) Khi phụ tải vùng max, mà công suất phát nhà máy ĐG chỉ đạt min, thì tại TG phía điện áp cao của nhà máy phải nhận công suất từ HT về. Khi đó phải chỉnh chọn đầu phân áp để điện áp TG này phải đạt tới $1,05U_{dm}$ để đảm bảo điện áp tại TG cao các phụ tải vùng, nhưng phải đảm bảo điện áp TG phía HT không quá $1,1U_{dm}$. Điều này dẫn đến phải điều chỉnh lại đầu phân áp hoặc tự động hay bằng tay qua giao người máy, phải trang bị thiết bị điều khiển đầu phân áp.

Kết quả tính toán một số chế độ của hệ thống như trong bảng 4.

Bảng 4. Kết quả tính toán một số chế độ

Chế độ	Công suất đầu đường dây (MVA)	Công suất phát (MVA)	Điện áp phía nhà máy (kV)	Điện áp tại phụ tải (kV)
1	$\dot{S}_1 = (30,83 + j15,66)$ $\dot{S}_2 = (20,85 + j11,46)$ $\dot{S}_3 = (21,45 + j9,03)$	$\dot{S}_{pt}^{\Sigma} = (73,13 + j36,65)$ $\dot{S}_{NM}^C = (106,2 + j58,17)$ $\dot{S}_i = (33,07 + j22,02)$	$U_{yc}^C = 121; U_{pa}^{tt} = 118,70$ $U_{pa}^{chon(+1)} = 117,047$ $U_c = 119,407$	$U_1 = 116,437$ $U_2 = 114,057$ $U_3 = 116,387$ $U_{TG}^{HT} = 113,507$
2	$\dot{S}_1 = (21 + j10,17)$ $\dot{S}_2 = (14 + j6,78)$ $\dot{S}_3 = (14 + j6,78)$	$\dot{S}_{pt}^{\Sigma} = (50,15 + j20,16)$ $\dot{S}_{NM}^C = (106,2 + j58,17)$ $\dot{S}_i = (56,05 + j38,01)$	$U_{yc}^C = 121; U_{pa}^{tt} = 118,96$ $U_{pa}^{chon(+1)} = 117,047$ $U_c = 119,407$	$U_1 = 117,357$ $U_2 = 116,057$ $U_3 = 117,352$ $U_{TG}^{HT} = 109,907$
3	$\dot{S}_1 = (30 + j14,53)$ $\dot{S}_2 = (30 + j14,53)$ $\dot{S}_3 = (30 + j14,53)$	$\dot{S}_{pt}^{\Sigma} = (73,13 + j36,15)$ $\dot{S}_{NM}^C = (43,37 + j24,83)$ $\dot{S}_i^m = (27,76 + j11,32)$	$U_{yc}^C = 115; U_{pa}^{tt} = 111,261$ $U_{pa}^{chon(-2)} = 110,906$ $U_c = 114,686$	$U_1 = 112,286$ $U_2 = 109,786$ $U_3 = 112,226$ $U_{TG}^{HT} = 119,986$

Kết quả bảng 4 cho thấy ở chế độ 1 và 2 ĐG cấp cho các phụ tải, còn thừa cấp về hệ thống, điện áp TG phía nhà máy chỉnh tối đa 121kV và do đầu phân áp hữu hạn chỉ chỉnh được 119,407 kV, khi đó các tải và TG của HT nhận điện nên điện áp giảm. Trong khi chế độ ĐG cấp điện không đủ cho các tải, phải nhận điện từ HT về để bù vào, lúc đó điện áp TG điện gió phải hạ xuống 115 kV và đầu phân áp chỉ chỉnh được đến 114,686kV, điện áp các tải cũng thấp theo nhưng đều xấp xỉ 110kV, để đảm bảo chất lượng điện áp thì khi này TG HT là đầu nguồn đạt 119,986 kV, trong phạm vi dưới cho phép là 121kV. Để nâng cao chất lượng điện áp tốt hơn nữa thì có thể nâng điện áp phía TG ĐG lên nữa, tuy nhiên đầu phân áp nấc cao hơn thì điện áp phía TG HT lại có thể vượt quá phạm vi cho phép là 121kV. Nếu như nhà máy điện ĐG này không có phụ tải vùng, chỉ có phần phụ tải nhỏ phía 22kV thì việc điều khiển điện áp tại TG phía cao áp chỉ việc bằng đặt đầu phân áp của MBA ở nấc cố định để cho điện áp đạt tới $1,1U_{dm}$ là phù hợp, làm đơn giản việc điều khiển điện áp tại nhà máy. Điều này cũng có thể đúng đối với nhà máy điện PMT.

4. KẾT LUẬN

Đối với nhà máy điện NLTT, do nguồn phát không ổn định, cần phải tìm các giải pháp vận hành, trong đó có giải pháp điều khiển điện áp TG phía điện áp cao để đảm bảo chất lượng điện áp. Việc tính toán lựa chọn mức điện áp phù hợp cho các chế độ đặc trưng là yếu tố chủ yếu để đảm bảo chất lượng điện áp của hệ thống. Kết quả bài báo đã đưa ra được các đề xuất về các mức điện áp điện áp trên thanh góp phù hợp cho từng chế độ đặc trưng.

5. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Nguyễn Nhất Tùng, PGS.TS Phạm Văn Hòa, TS Nguyễn Quang Thuán. 2024. Giáo trình “Phân điện trong nhà máy điện & trạm biến áp”-mục 2.4. Sơ đồ nối điện nhà máy điện gió và pin mặt trời. Nhà xuất bản khoa học và kỹ thuật, 2024.
- [2] Phạm Văn Hòa, Nguyễn Nhất Tùng, Trịnh Trọng Chương, Nguyễn Công Chính. 2025. Lưới điện. Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật.
- [3] Trần Đình Long, “Tự động hóa hệ thống điện”, ĐHBK Hà Nội.
- [4] Trịnh Trọng Chương, 2011. Nghiên cứu các đặc trưng sụp đổ điện áp trong lưới điện có kết nối nhà máy điện gió. Tạp chí Phát triển KH&CN, Tập 14, số K2 – 2011, trang 80-95.
- [5] Zhongliang Li, Fang Liu. Frequency and voltage regulation control strategy of Wind Turbine based on supercapacitors under power grid fault. 2023. Energy Reports, Volume 10, November 2023, Pages 2612-2622. <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2023.09.067>.

PHÁT XẠ GẦN BỜ VÙNG ĐỒNG THỜI CỦA CÁC CẤU TRÚC LAI HÓA ZnS/ZnO

Nguyễn Văn Nghĩa

Trường Đại học Thủy lợi, email: nghiangvan@tlu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

ZnS là bán dẫn thuộc nhóm A^{II}B^{VI} thường cho phát xạ gần bờ vùng, là các phát xạ có nguồn gốc từ sự tái hợp của các điện tử ở đáy vùng dẫn với các lỗ trống ở đỉnh vùng hóa trị, ở bước sóng ~340 nm (ứng với độ rộng vùng cấm ~3,68-3,9 eV) [1]. ZnO là ô xít bán dẫn thường cho phát xạ gần bờ vùng ở bước sóng 380 nm (ứng với độ rộng vùng cấm ~3,3 eV) [2]. Phát xạ gần bờ vùng của các cấu trúc này chỉ xuất hiện khi chất lượng kết tinh của các tinh thể ZnS, ZnO cao [3, 4]. Khi hai cấu trúc này kết hợp với nhau tạo thành cấu trúc lai hóa, nhiều tính chất mới thú vị xuất hiện, chẳng hạn như các đai micro lai hóa ZnS/ZnO có thể cho phát xạ laser mạnh với ngưỡng phát laser thấp [5], hay xuất hiện các đỉnh phát xạ mới từ các cấu trúc nano dạng đai lai hóa ZnS/ZnO [6].

Trong công bố này, các cấu trúc ZnS/ZnO lai hóa kích thước micro-nano mét được chế tạo bằng phương pháp bốc bay nhiệt cho đồng thời phát xạ gần bờ vùng của cả ZnS và ZnO, mở ra tiềm năng ứng dụng của vật liệu này trong lĩnh vực phát xạ tử ngoại.

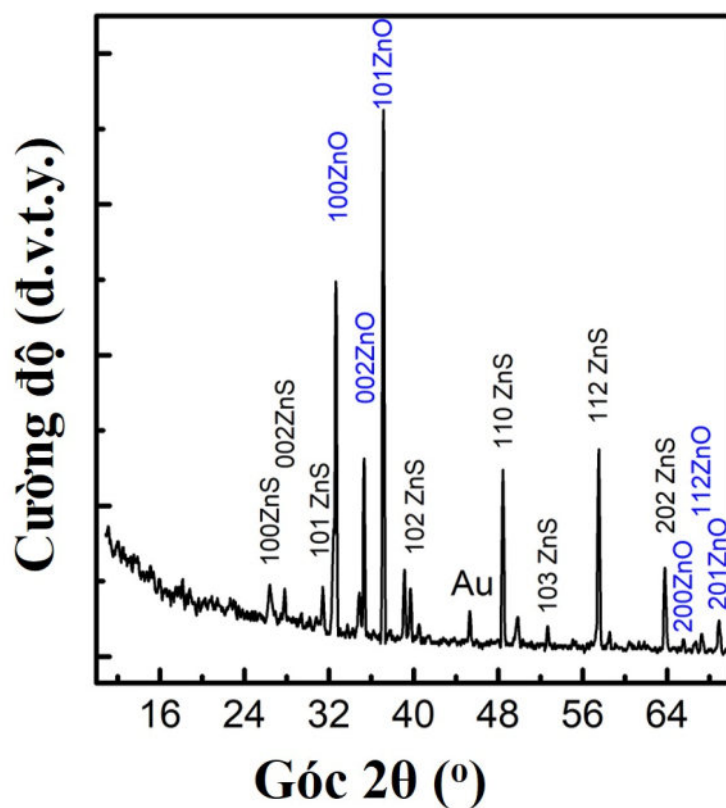
2. PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

Phương pháp bốc bay nhiệt được sử dụng để chế tạo các cấu trúc lai hóa ZnS/ZnO. Từ nhiệt độ phòng, lò ống nằm ngang được gia nhiệt với tốc độ 10 °C/phút tới nhiệt độ 1700 °C và giữ ở nhiệt độ này trong 30 phút. Thuyền đựng 1g bột ZnS đặt trong ống thạch anh và đưa vào khoảng giữa của lò ống nằm ngang ở vùng nhiệt độ 1170 °C. Khí Ar với lưu lượng 80 cm³/phút đưa hơi ZnS kết hợp với ô xi dư trong buồng phản ứng hoặc tiền chất lỏng đọng trên các đế Si/SiO₂ phủ lớp Au dày 10 nm đặt tại vùng nhiệt độ ~ 1000 °C mọc lên các cấu trúc lai hóa.

Hình thái của các cấu trúc này được khảo sát qua ảnh chụp từ kính hiển vi điện tử quét phát xạ trường (FESEM), thành phần được phân tích từ phổ tán sắc năng lượng tia X (EDS), pha cấu trúc được nghiên cứu thông qua giản đồ nhiễu xạ tia X (XRD), tính chất quang được nghiên cứu từ phổ huỳnh quang (PL) sử dụng bước sóng kích thích 266 nm từ nguồn laser xung.

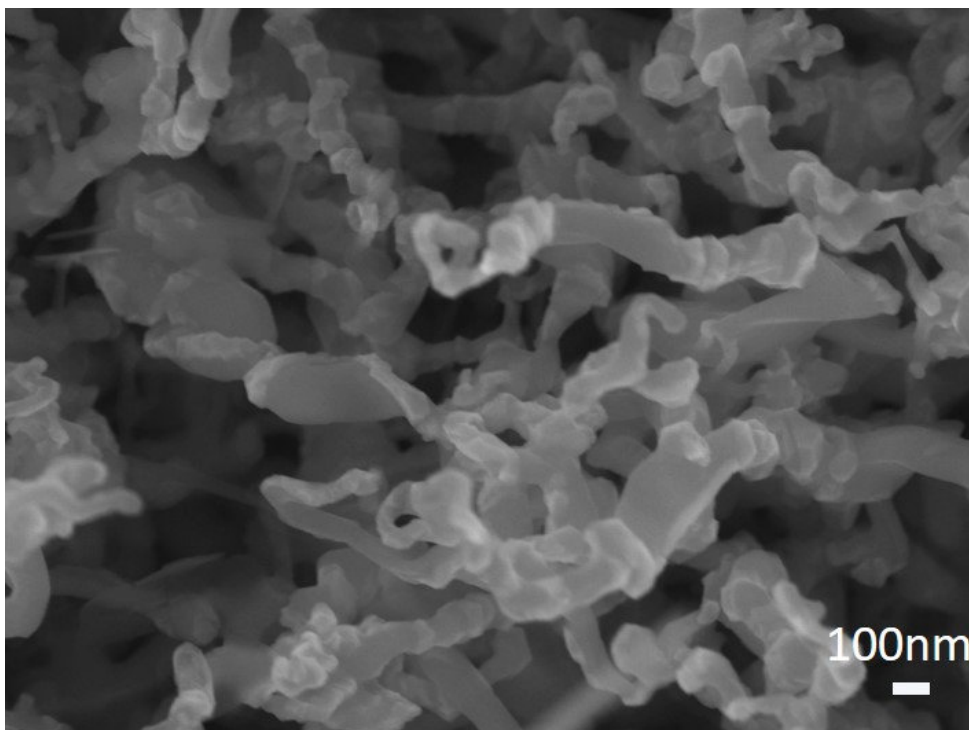
3. KẾT QUẢ VÀ THẢO LUẬN

Pha của các cấu trúc lai hóa ZnS/ZnO được nghiên cứu thông qua phổ XRD. Như biểu diễn trên hình 1, tồn tại đồng thời hai pha ZnS và ZnO trong các cấu trúc lai hóa, trong đó đỉnh ứng với mặt tinh thể (101) ở góc $2\theta = 37,2^\circ$ của pha ZnO chiếm ưu thế vượt trội. Trong số các đỉnh nhiễu xạ ứng với pha ZnS cấu trúc lục giác, đỉnh ứng với mặt tinh thể (112) ở góc nhiễu xạ $2\theta = 57,5^\circ$ có cường độ mạnh nhất. Ngoài ra còn có một đỉnh nhiễu xạ ứng với góc $2\theta = 45,3^\circ$ của Au là kim loại xúc tác cho quá trình mọc. Quá trình mọc ra các cấu trúc lai hóa ZnS/ZnO này có thể theo cơ chế hơi – lỏng – rắn (VLS). Theo đó ở nhiệt độ cao, lớp Au xúc tác nóng chảy và co cụm trên bề mặt đế Si/SiO₂. Hơi ZnS thăng hoa kết hợp với ô xi dư trong buồng phản ứng hoặc từ tiền chất được dòng khí Ar vận chuyển đến bám vào các giọt xúc tác Au, lắng đọng trong các giọt này và đạt đến trạng thái quá bão hòa, từ đó mọc lên các cấu trúc lai hóa ZnS/ZnO.



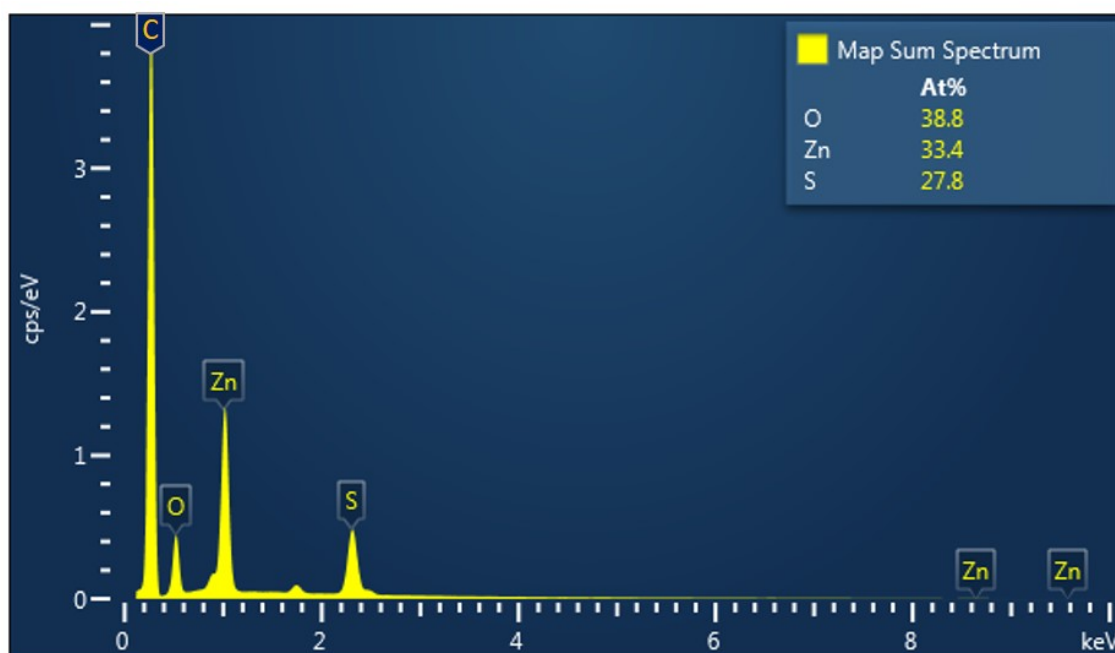
Hình 1. Phổ XRD của các cấu trúc lai hóa ZnS/ZnO

Hình thái của các cấu trúc lai hóa ZnS/ZnO được quan sát nhờ ảnh chụp từ kính hiển vi điện tử quét phát xạ trường.



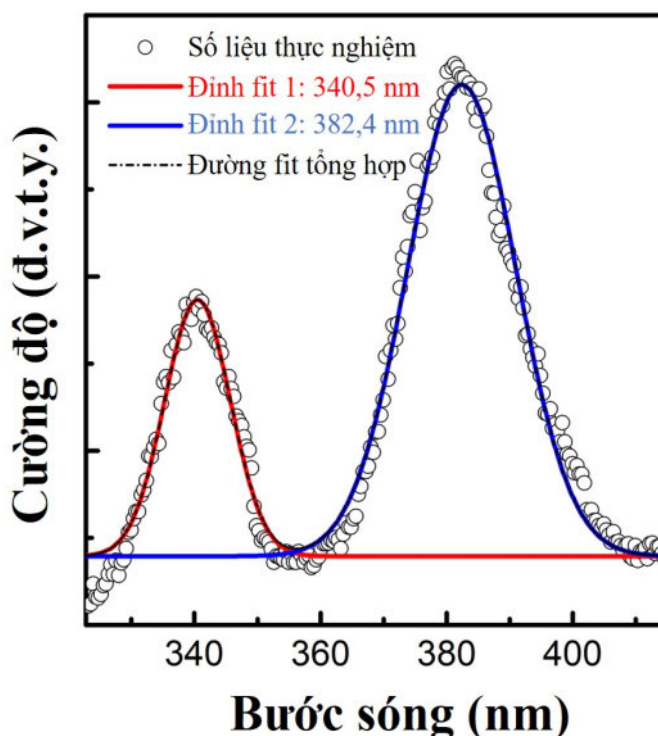
Hình 2. Ảnh FESEM của các cấu trúc lai hóa ZnS/ZnO

Như quan sát được trên hình 2, các cấu trúc ZnS/ZnO bề ngang không đồng nhất với đường kính từ vài chục đến vài trăm nano mét mọc theo hướng ngẫu nhiên thành các đoạn không thẳng nối tiếp nhau. Thành phần nguyên tử của các cấu trúc này được nghiên cứu thông qua phổ tán sắc năng lượng tia X và được biểu diễn trên hình 3.



Hình 3. Phổ tán sắc năng lượng tia X của các cấu trúc lai hóa ZnS/ZnO

Thành phần nguyên tử của các cấu trúc ZnS/ZnO gồm các nguyên tố Zn, S, O với tỉ lệ phần trăm nguyên tử theo thứ tự là 33,4%, 27,8% và 38,8% (Hình 3). Tỉ lệ phần trăm của các thành phần nguyên tử được tính từ cường độ tích phân ứng với các vị trí đỉnh trong phổ EDS. Nguyên tố cacbon C xuất hiện do sử dụng băng cac-bon để gắn mẫu trên để trước khi chụp ảnh FESEM và đo EDS. Từ phổ tán sắc năng lượng tia X và các phân tích từ phổ XRD, có thể thấy các cấu trúc lai hóa ZnS/ZnO đã được tạo thành từ phương pháp bốc bay nhiệt.



Hình 4. Phổ PL của các cấu trúc lai hóa ZnS/ZnO

Để nghiên cứu khả năng phát xạ tử ngoại của các cấu trúc lai hóa này, phổ huỳnh quang được tiến hành đo dưới bước sóng kích thích 266 nm của nguồn laser xung. Kết quả được biểu diễn trên hình 4.

Có thể thấy trong dải tử ngoại gần xuất hiện hai đỉnh phát xạ. Để xác định vị trí chính xác của hai đỉnh này, hai hàm Gaussian được chọn để fit các số liệu thực nghiệm. Như biểu diễn trên hình 4, đường fit tổng hợp gần như trùng với đường cong thực nghiệm với hai đỉnh hàm Gaussian ở các vị trí có bước sóng 340,5 nm và 382,4 nm. Đỉnh phát xạ ở bước sóng 340,5 nm ứng với năng lượng 3,65 eV là do chuyển mức gần bờ vùng của ZnS, đỉnh này xuất hiện khi các cấu trúc có chất lượng kết tinh cao [3]. Đỉnh 382,4 nm ứng với năng lượng 3,25 eV là do chuyển mức vùng – vùng đặc trưng của các cấu trúc ZnO [4]. Mỗi cấu trúc ZnS hay ZnO đơn pha chỉ cho một dải phát xạ gần bờ vùng đặc trưng, cấu trúc lai hóa ZnS/ZnO trong nghiên cứu này cho đồng thời phát xạ gần bờ vùng của hai cấu trúc thành phần.

4. KẾT LUẬN

Các cấu trúc lai hóa ZnS/ZnO đã được chế tạo thành công bằng phương pháp bốc bay nhiệt. Hình thái, thành phần và pha của các cấu trúc lai hóa này đã được khảo sát thông qua ảnh FESEM, phổ EDS và giản đồ XRD. Các kết quả phân tích thành phần nguyên tử và cấu trúc cho thấy tồn tại đồng thời cả hai pha ZnS và ZnO lục giác trong các cấu trúc chế tạo được. Các cấu trúc này cho phát xạ gần bờ vùng đồng thời của cả ZnS và ZnO, mở ra tiềm năng ứng dụng của vật liệu lai này trong lĩnh vực phát xạ tử ngoại.

5. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Arif, S. 2025. Atomic scale DFT based investigation of tuning and quantum modulation of zinc blende ZnS bandgap for next-generation materials. RSC Advances, 15(31). Pp. 25349-25361.
- [2] Van Nguyen, N., Nguyen, H. D., Van Phan, D., Trinh, T. D., Do, B. D., Nguyen, H. T., & Le, M. Q. 2024. Modulating emission color in Mn-doped ZnS/ZnO microbelts via thermal evaporation process. Journal of Materials Science: Materials in Electronics, 35(9). Pp. 620.
- [3] Chang, Y., Wang, M., Chen, X., Ni, S., & Qiang, W. 2007. Field emission and photoluminescence characteristics of ZnS nanowires via vapor phase growth. solid state communications, 142(5). Pp. 295-298.
- [4] Babu, K. S., Reddy, A. R., Sujatha, C., & Reddy, K. V. 2013. Optimization of UV emission intensity of ZnO nanoparticles by changing the excitation wavelength. Materials Letters, 99. Pp. 97-100.
- [5] Nghia, N. V., Dung, N. D., Huy, P. T., & Nguyen, D. H. 2017. Lasing from ZnO nanocrystals in ZnO-ZnS microbelts. Journal of Electronic Materials, 46(6). Pp. 3295-3300.
- [6] Yan, J., Fang, X., Zhang, L., Bando, Y., Gautam, U. K., Dierre, B., & Golberg, D. 2008. Structure and cathodoluminescence of individual ZnS/ZnO biaxial nanobelt heterostructures. Nano Letters, 8(9). Pp. 2794-2799.

NGHIÊN CỨU ỨNG DỤNG CƠ SỞ DỮ LIỆU CHUỖI THỜI GIAN TRONG LĨNH VỰC THU THẬP VÀ XỬ LÝ DỮ LIỆU THỜI GIAN THỰC

Lê Trung Dũng

Trường Đại học Thủy lợi, email: dung_lt@tlu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

Ngày nay, các thiết bị cảm biến thông minh đã được phát triển và phổ biến rộng rãi. Các hãng sản xuất phần cứng và phần mềm đều đã có những sản phẩm phục vụ nhu cầu của cá nhân lẫn tổ chức lớn. Cụ thể là các sản phẩm của các hãng lớn về dịch vụ Internet như Amazon [1], Google [2], Apple [3].

Tuy nhiên, dữ liệu từ cảm biến được lưu trữ theo thời gian cần dung lượng lớn, người dùng cần phải chi trả cho những dịch vụ lưu trữ của nhà cung cấp. Hơn nữa, người dùng có một nỗi lo rất lớn về bảo mật. Những thông tin này được lưu trữ, phân tích trên nền tảng điện toán đám mây. Tương tự như vậy, các sản phẩm cảm biến thông minh cũng được nghiên cứu và thương mại hóa với các công ty công nghệ trong nước như BKAV [4], FPT [5]... Xu hướng chung là sử dụng nền tảng công nghệ sẵn có của hãng sản xuất. Từ đó dữ liệu được thu thập, xử lý trên nền tảng điện toán đám mây. Do vậy vẫn có nguy cơ rò rỉ dữ liệu thông qua trung tâm dữ liệu. Bài báo [6], [7], [8], [9] cũng cho thấy những nguy cơ tiềm tàng đối với các thiết bị IoT và cần phải nâng cao tính bảo mật cho hệ thống.

Ngoài ra để tối ưu hóa lưu trữ và xử lý dữ liệu từ cảm biến có đặc tính chuỗi thời gian cần phải có các hệ thống cơ sở dữ liệu chuỗi thời gian. Hơn nữa, để lưu trữ dữ liệu trong thời gian dài cần phải có không gian lưu trữ lớn và cần phải có khoản kinh phí để duy trì khả năng lưu trữ này.

Một trong những xu hướng nghiên cứu là áp dụng mã nguồn mở trong lĩnh vực thu thập và xử lý dữ liệu cảm biến theo thời gian thực. Để tối ưu hóa truy vấn và xử lý dữ liệu cảm biến có đặc tính chuỗi thời gian, các hệ thống cơ sở dữ liệu chuỗi thời gian được phát triển như InfluxDB [10], Tiger Data [11] Prometheus [12], QuestDB [13], Apache Druid [14]...

Trên cơ sở đánh giá trên, mục tiêu đặt ra của báo cáo là Nghiên cứu ứng dụng cơ sở dữ liệu chuỗi thời gian trong lĩnh vực thu thập và xử lý dữ liệu thời gian thực. Hệ thống được xây dựng nhằm mục đích tự chủ việc lưu trữ và xử lý dữ liệu chuỗi thời gian theo thời gian thực, trên nền tảng thiết bị IoT, không phụ thuộc vào bất cứ nền tảng điện toán đám mây nào. Bài toán đặt ra khả năng lưu trữ dữ liệu tại chỗ. Người sử dụng hoàn toàn có thể, giám sát từ xa cảm biến và truy vấn dữ liệu từ bất cứ đâu có Internet. Mọi dữ liệu được truyền đi trực tiếp từ máy chủ lưu trữ tới người dùng, đảm bảo tính bảo mật, riêng tư trên môi trường Internet.

2. HỆ THỐNG LƯU TRỮ DỮ LIỆU CHUỖI THỜI GIAN THỰC

2.1. Đặc điểm của dữ liệu chuỗi thời gian

Dữ liệu chuỗi thời gian là một chuỗi các điểm dữ liệu được sắp xếp theo thứ tự thời gian. Mỗi điểm dữ liệu bao gồm hai thành phần chính: một dấu thời gian (timestamp) và một giá trị (value). Sự bùng nổ của các thiết bị IoT, cảm biến công nghiệp, hệ thống giám sát ứng dụng và hạ tầng đã tạo ra một lượng dữ liệu chuỗi thời gian khổng lồ. Việc xử lý loại dữ liệu này đặt ra nhiều thách thức:

Tốc độ ghi cực lớn: Hàng triệu cảm biến có thể gửi dữ liệu đồng thời mỗi giây.

Khối lượng dữ liệu khổng lồ: Dữ liệu được tích lũy liên tục, nhanh và chiếm không gian nhớ lớn.

Câu lệnh truy vấn tập trung vào thời gian: Các truy vấn thường liên quan đến các khoảng thời gian.

Nhu cầu phân tích tức thì: Dữ liệu cần được phân tích gần như ngay lập tức để đưa ra cảnh báo hoặc quyết định.

Các cơ sở dữ liệu quan hệ như MySQL [15] hay PostgreSQL [16], cũng như các cơ sở dữ liệu RDBMS (Relational Database Management System) khác, vốn được thiết kế cho các giao dịch (OLTP) và các mối quan hệ phức tạp, thường gặp khó khăn trong việc đáp ứng các yêu cầu trên do kiến trúc không được tối ưu cho việc ghi dữ liệu nối tiếp và truy vấn dựa trên thời gian.

2.2. Cơ sở dữ liệu chuỗi thời gian

Cơ sở dữ liệu chuỗi thời gian (Time series database - TSDB) được thiết kế để tối ưu hóa việc lưu trữ dữ liệu chuỗi thời gian và các truy vấn tổng hợp theo thời gian. Đặc điểm và ưu điểm vượt trội của TSDB:

Hiệu suất ghi dữ liệu cao: TSDB sử dụng các cấu trúc dữ liệu như Log-Structured Merge-Tree (LSM Tree) để tối ưu hóa việc ghi nối tiếp dữ liệu mới, cho phép xử lý hàng triệu điểm dữ liệu mỗi giây mà không làm giảm hiệu suất hệ thống.

Nén dữ liệu hiệu quả: Dữ liệu chuỗi thời gian thường có tính lặp lại và dự đoán được. TSDB áp dụng các thuật toán nén thông minh (ví dụ: Gorilla, Delta-delta encoding) giúp giảm dung lượng lưu trữ lên đến 90% so với không nén, tiết kiệm chi phí hạ tầng đáng kể.

Truy vấn theo thời gian nhanh: Với chỉ mục được xây dựng xoay quanh dấu thời gian, TSDB cho phép thực hiện các truy vấn phức tạp như tổng hợp (aggregation), lấy mẫu (sampling), và lọc theo khoảng thời gian một cách nhanh chóng.

Quản lý vòng đời dữ liệu: TSDB thường có các chính sách lưu trữ (retention policies) và lấy mẫu lại (downsampling) tự động. Điều này giúp cân bằng giữa chi tiết và chi phí lưu trữ.

2.3. Các hệ thống TSDB phổ biến

2.3.1. InfluxDB

InfluxDB là một trong những TSDB mã nguồn mở độc lập (standalone) phổ biến nhất. InfluxDB được thiết kế với mục tiêu hiệu suất cao cho việc ghi và truy vấn dữ liệu chuỗi thời gian.

Ngôn ngữ truy vấn:

- InfluxQL: Ngôn ngữ có cú pháp tương tự SQL.
- Flux: Một ngôn ngữ kịch bản (scripting language) chức năng mạnh mẽ hơn, cho phép thực hiện các phép biến đổi, phân tích và kết hợp dữ liệu phức tạp.

Ưu điểm:

- Hiệu suất ghi và truy vấn rất cao.
- Hệ sinh thái hoàn chỉnh.
- Dễ dàng cài đặt và bắt đầu sử dụng.

Nhược điểm:

- Phiên bản mã nguồn mở có hạn chế về phát triển cụm phân tán và tính sẵn sàng cao (High Availability).
- Ngôn ngữ Flux mạnh mẽ nhưng có đường cong học tập (learning curve) cao hơn so với SQL.

Ứng dụng: Giám sát DevOps, ứng dụng IoT, phân tích dữ liệu thời gian thực đòi hỏi một giải pháp tất cả-trong-một (all-in-one).

2.3.2. Prometheus

Prometheus không chỉ là một cơ sở dữ liệu mà là một hệ thống giám sát và cảnh báo mã nguồn mở hoàn chỉnh. Được phát triển tại SoundCloud và hiện là một dự án của Cloud Native Computing Foundation (CNCF).

Ngôn ngữ truy vấn PromQL: Một ngôn ngữ truy vấn chức năng cực kỳ mạnh mẽ, được thiết kế đặc biệt cho dữ liệu chuỗi thời gian đa chiều.

Ưu điểm:

- Tích hợp hoàn hảo với môi trường cloud-native và Kubernetes.
- Mô hình kéo đơn giản, mạnh mẽ.

- PromQL linh hoạt cho việc phân tích và cảnh báo phức tạp.
- Cộng đồng lớn và hệ sinh thái rộng.

Nhược điểm:

- Không được thiết kế cho lưu trữ dài hạn.
- Không phải là giải pháp tốt cho việc lưu trữ log hoặc dữ liệu sự kiện.

Ứng dụng: Giám sát hệ thống, hạ tầng, container, microservices, đặc biệt trong môi trường Kubernetes.

2.3.3. Tiger Data

Tiger Data (Tiền thân là TimescaleDB) là một phần mở rộng (extension) cho PostgreSQL. Tiger Data tích hợp vào PostgreSQL, kết hợp những gì tốt nhất của cả TSDB và RDBMS.

Sử dụng SQL toàn diện: Điểm mạnh của Tiger Data là việc sử dụng ngôn ngữ truy vấn SQL.

Ưu điểm:

- Sử dụng ngôn ngữ quen thuộc là SQL và PostgreSQL.
- Khả năng kết hợp dữ liệu quan hệ và dữ liệu chuỗi thời gian trong cùng một hệ thống.
- Tận dụng được tính ổn định và các tính năng phong phú của PostgreSQL.
- Có nhiều hàm chuyên dụng cho phân tích chuỗi thời gian (time_bucket, first, last).

Nhược điểm:

- Hiệu suất ghi có thể không tốt như các hệ thống được xây dựng chuyên biệt cho dữ liệu chuỗi thời gian như InfluxDB trong một số trường hợp.

- Việc quản trị và tối ưu phức tạp hơn.

Ứng dụng: Phân tích dữ liệu chuỗi thời gian song song với dữ liệu quan hệ (ví dụ: một ứng dụng IoT cần lưu dữ liệu cảm biến và thông tin chi tiết về thiết bị).

2.3.4. Các hệ thống TSDB khác

OpenTSDB: Một trong những TSDB thế hệ đầu tiên, được xây dựng trên nền tảng Big Data như Hadoop [17] và HBase [18]. OpenTSDB được thiết kế để xử lý quy mô cực lớn nhưng có thể phức tạp để cài đặt và quản lý.

Graphite: Một hệ thống giám sát lâu đời và đơn giản, bao gồm các thành phần như Carbon (listener) và Whisper (thư viện lưu trữ). Dù không mạnh mẽ bằng các hệ thống hiện đại, nó vẫn được sử dụng vì sự đơn giản và đáng tin cậy.

M3DB: Được phát triển bởi Uber để xử lý hàng tỷ điểm dữ liệu. M3DB tập trung vào hiệu quả lưu trữ và khả năng lưu trữ dài hạn với chi phí thấp, phù hợp cho các hệ thống quy mô hành tinh (planet-scale).

2.3.5. Kết luận

Trong các hệ thống TSDB trên, không có hệ thống nào vượt trội trong tất cả các trường hợp. InfluxDB vượt trội với hệ sinh thái trọn vẹn và có hiệu suất cao. Trong khi đó, Prometheus vượt trội trên hệ thống điện toán đám mây. Với Tiger Data, hệ thống có ưu điểm với ngôn ngữ SQL và mô hình dữ liệu quan hệ. Hệ thống thực tế đòi hỏi sự phân tích kỹ thuật kỹ lưỡng và yêu cầu kỹ thuật để chọn TSDB phù hợp.

3. MẠNG RIÊNG ẢO

Mạng riêng ảo (Virtual Private Network - VPN) là một công nghệ tạo ra một kết nối mạng an toàn và được mã hóa qua một mạng công cộng như Internet. Bài báo ưu tiên các hệ thống mạng riêng ảo cho phép tự xây dựng một máy chủ và máy khách VPN mã nguồn mở với nhiều lợi ích vượt trội: toàn quyền kiểm soát dữ liệu, minh bạch về mã nguồn, và chi phí vận hành thấp. Bài viết này sẽ phân tích các giao thức và phần mềm mã nguồn mở phổ biến và lựa chọn giải pháp phù hợp với hệ thống.

3.1. WireGuard

WireGuard là một giao thức VPN hiện đại, được thiết kế với mục tiêu đơn giản, tốc độ cao và bảo mật mạnh mẽ. WireGuard đang trở thành lựa chọn hàng đầu cho hầu hết các trường hợp sử dụng.

Ưu điểm:

- Tốc độ cực nhanh: Hiệu suất vượt trội so với OpenVPN và IPsec, lý tưởng cho streaming, chơi game, và truyền tệp lớn.
- Mã nguồn tinh gọn: Chỉ khoảng 4.000 dòng mã nguồn, giúp việc kiểm tra và phát hiện lỗ hổng bảo mật dễ dàng.
- Bảo mật hiện đại: Sử dụng các thuật toán mã hóa tân tiến nhất (ChaCha20, Poly1305, Curve25519).
- Dễ cấu hình: Mô hình cấu hình dựa trên khóa công khai/riêng tư, tương tự như SSH.
- Kết nối và chuyển mạng ổn định: Ổn định với thiết bị di động khi thường xuyên chuyển đổi giữa Wi-Fi và 4G/5G.

Nhược điểm:

- Quản lý người dùng thủ công phức tạp khi có nhiều client. Mỗi client cần một cặp khóa và cấu hình riêng.

Ứng dụng: Có thể sử dụng cho mục đích cá nhân và doanh nghiệp nhỏ, ưu tiên tốc độ và mã hóa tiên tiến.

3.2. OpenVPN

OpenVPN là dự án mạng riêng ảo mã nguồn mở đã phát triển từ năm 2001, nổi tiếng về sự ổn định và bảo mật.

Ưu điểm:

- Độ tin cậy và ổn định cao: Đã được sử dụng và kiểm tra rộng rãi trong nhiều năm.
- Bảo mật mạnh mẽ: Hỗ trợ mã hóa AES-256 và nhiều thuật toán khác, có thể tùy chỉnh cao.
- Có khả năng vượt tường lửa: Có thể cấu hình trên cổng bất kỳ, bao gồm cả cổng 443 (HTTPS), do vậy có thể vượt qua các tường lửa nghiêm ngặt.
- Hỗ trợ đa nền tảng.

Nhược điểm:

- Tốc độ chậm hơn WireGuard: Mã nguồn phức tạp và hoạt động trong không gian người dùng (userspace).
- Cấu hình phức tạp: Thiết lập máy chủ OpenVPN đòi hỏi nhiều kiến thức và kinh nghiệm.

Ứng dụng: Được sử dụng trong trường hợp yêu cầu độ tin cậy tuyệt đối, khả năng tùy chỉnh cao, và khi cần vượt qua các tường lửa nghiêm ngặt mà WireGuard có thể bị chặn.

3.3. IPsec/IKEv2

IPsec (Internet Protocol Security) là một bộ giao thức bảo mật mạng, và IKEv2 (Internet Key Exchange version 2) là giao thức dùng để thiết lập kết nối, được tích hợp sẵn vào hầu hết các hệ điều hành.

Ưu điểm:

- Hỗ trợ gốc (Native Support): Không cần cài đặt phần mềm máy khách trên Windows, macOS, iOS, và Android. Máy khách chỉ cần cấu hình cài đặt mạng và thêm cấu hình VPN.
- Tốc độ cao: Nhanh hơn OpenVPN, đặc biệt trên các thiết bị có hỗ trợ tăng tốc mã hóa phần cứng.
- Ổn định: Đặc biệt là trên các thiết bị di động nhờ giao thức MOBIKE.

Nhược điểm:

- Cấu hình tại máy chủ phức tạp: Yêu cầu cài đặt và cấu hình nhiều thành phần (ví dụ: strongSwan).
- Ít linh hoạt: Khó khăn trong việc thay đổi cổng kết nối.

Ứng dụng: Được ứng dụng khi cần triển khai VPN đơn giản trong việc cài đặt cho người dùng cuối bằng cách tận dụng ứng dụng khách có sẵn của hệ điều hành.

3.4. Kết luận

Trong các hệ thống VPN mã nguồn mở kể trên, không có hệ thống nào vượt trội trong tất cả các trường hợp. WireGuard được sử dụng trong trường hợp cần đến tốc độ và chuẩn mã hóa tiên tiến. Trong khi đó OpenVPN thể hiện sự ổn định và được kiểm chứng trong thời gian dài. IPsec/IKEv2 được lựa chọn khi cần sự tinh giản mà không cần cài đặt phần mềm ở phía máy khách.

4. KẾT QUẢ NGHIÊN CỨU

Hệ thống được xây dựng dựa trên thiết bị IoT để thu thập dữ liệu và gửi về máy chủ. Trong đó, máy chủ được cài đặt hệ điều hành Ubuntu 22.04 LTS, và hệ thống cơ sở dữ liệu InfluxDB. Hệ thống máy chủ web dùng để hiển thị, giám sát dữ liệu được thực thi trên máy chủ cài đặt InfluxDB. Hệ thống sử dụng InfluxDB [10], cơ sở dữ liệu nguồn mở phổ biến nhất dành cho các nhà phát triển quản lý dữ liệu chuỗi thời gian. InfluxDB có thể cài đặt ở mọi môi trường, từ các thiết bị IoT, máy tính, hay các thiết bị biên (edge computing).

4.1. Tổng quan cấu trúc của hệ thống

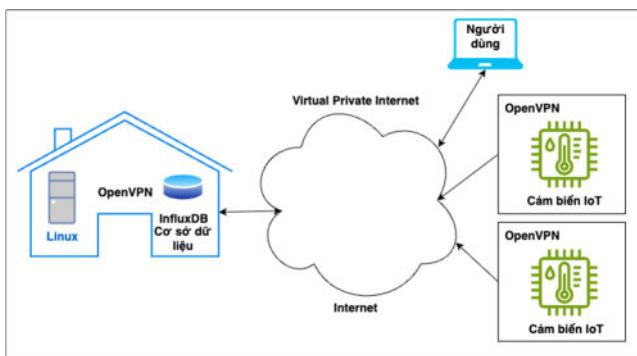
Hình 1 mô tả tổng quan cấu trúc của hệ thống. Trong đó hệ thống cơ sở dữ liệu chuỗi thời gian, hệ thống cảm biến thông minh và giao diện giám sát được kết nối với nhau thông qua mạng riêng ảo OpenVPN. Người dùng có thể truy cập giao diện giám sát từ xa thông qua môi trường Internet. Toàn bộ hệ thống được tự xây dựng, không dùng nền tảng điện toán đám mây nên có thể tránh được nguy cơ rò rỉ dữ liệu qua dịch vụ của nhà cung cấp. Ngoài ra hệ thống được tăng cường bảo mật thông qua hệ thống VPN mã nguồn mở đáng tin cậy là OpenVPN.

4.2. Nút cảm biến

Cảm biến thu thập dữ liệu nhiệt độ, độ ẩm bằng cảm biến DHT11 và sử dụng mạch nhúng Beagle Bone Black hoặc Raspberry đã được cài đặt OpenVPN Client để gửi dữ liệu về máy chủ. Ngôn ngữ lập trình được sử dụng để đọc giá trị nhiệt độ và độ ẩm từ cảm biến là Python. Tần suất đọc dữ liệu và gửi về máy chủ của mỗi cảm biến là 1 giá trị/phút.

4.3. Cơ sở dữ liệu

Máy chủ lưu trữ dữ liệu được triển khai trên máy tính chạy hệ điều hành Linux và hệ thống cơ sở dữ liệu chuỗi thời gian. Ngoài ra máy chủ cũng được cài đặt OpenVPN Server để tạo mạng riêng ảo cho toàn bộ hệ thống.



Hình 1. Tổng quan cấu trúc của hệ thống

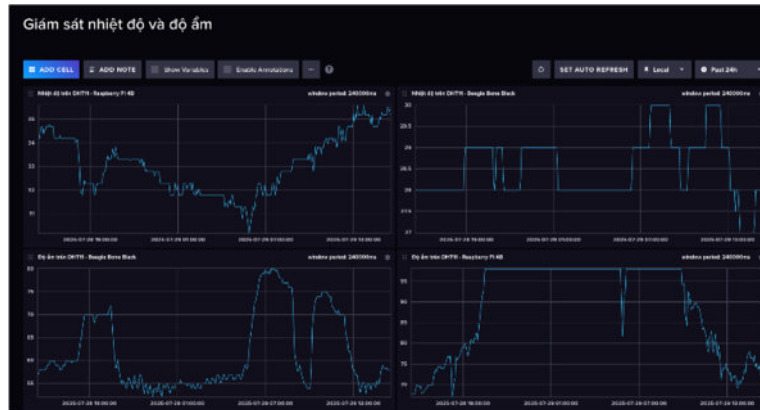


Hình 2. Giao diện đăng nhập cơ sở dữ liệu InfluxDB

4.4. Giao diện giám sát

Giao diện giám sát được triển khai ngay trên máy tính chạy hệ điều hành Linux và hệ thống cơ sở dữ liệu chuỗi thời gian. Hình 2 mô tả giao diện màn hình đăng nhập cơ sở dữ liệu chuỗi thời gian InfluxDB. Giao diện này cho phép quản trị hệ cơ sở dữ liệu như tạo, sao chép, xóa các cơ sở dữ liệu. Ngoài ra công cụ cũng cho phép tạo các màn hình giao diện giám sát dữ liệu nhận về từ các cảm biến.

Hình 3 mô tả giao diện giám sát dữ liệu nhiệt độ trên 02 cảm biến DHT11 gắn trên 02 máy tính nhúng Raspberry Pi 4B và Beagle Bone Black và được bố trí ở 02 vị trí địa lý khác nhau. Giao diện này hoàn toàn có thể mô tả dữ liệu trong một khoảng thời gian dài theo yêu cầu của người dùng.



Hình 3. Giao diện giám sát dữ liệu

5. KẾT LUẬN

Bài báo đã tự xây dựng được hệ thống giám sát từ xa dựa trên hệ thống cơ sở dữ liệu chuỗi thời gian. Hệ thống máy chủ và cảm biến sử dụng mạng riêng ảo để kết nối từ xa và đảm bảo vấn đề bảo mật. Ngoài ra, bài báo xây dựng hệ thống giao diện giám sát dựa trên tiện ích Dashboard trên phần mềm cơ sở dữ liệu chuỗi thời gian InfluxDB, điều này giúp cho việc triển khai giao diện một cách nhanh chóng. Hệ thống hoàn toàn được triển khai trên nền tảng mã nguồn mở, tự phát triển, không dựa vào bất cứ dịch vụ điện toán đám mây nào, điều này giúp cho việc tự chủ hệ thống, giảm nguy cơ rò rỉ dữ liệu từ phía nhà cung cấp dịch vụ.

Hệ thống có thể tiếp tục được mở rộng và triển khai trên diện rộng với nhiều hệ thống cơ sở dữ liệu hơn và nhiều loại cảm biến từ nhiều vị trí địa lý khác nhau.

6. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] <https://www.amazon.com/smart-home/s?k=smart+home>
- [2] <https://home.google.com/welcome>
- [3] <https://www.apple.com/shop/accessories/all/homekit>
- [4] <https://www.bkavsmarthome.vn>
- [5] <https://www.fptshop.com.vn/smarthome>
- [6] SecurityWeek News, "IoT Devices Easily Hacked to be Backdoors: Experiment, SECURITYWEEK (Jan. 13, 2016)," 13 1 2016. <http://www.securityweek.com/iot-devices-easily-hacked-be-backdoors-experiment>
- [7] J. Radcliffe, "Blackhat," https://media.blackhat.com/bh-us-11/Radcliffe/BH_US_11_Radcliffe_Hacking_Medical_Devices_WP.pdf.
- [8] J. Westling, "Future of the Internet of Things in Mission Critical Applications," 2016.
- [9] A. V. A. K. P. K. C. D. Z.-Y. Soteris Constantinou, "IMCF: The IoT Meta-Control Firewall for Smart Buildings.," EDBT, 2021.
- [10] <https://www.influxdata.com>
- [11] <https://www.tigerdata.com>
- [12] <https://www.prometheus.io>
- [13] <https://www.questdb.com>
- [14] <https://druid.apache.org>
- [15] <https://www.mysql.com>
- [16] <https://www.postgresql.org>
- [17] <https://hadoop.apache.org>
- [18] <https://hbase.apache.org>

CÁC TÍNH CHẤT NHIỆT ĐỘNG CỦA HỔ ĐEN

Vũ Kim Thái¹, Đặng Thị Minh Huệ²

¹Trường Đại học Kinh tế Kỹ thuật Công nghiệp, email: vkthai@uneti.edu.vn

²Trường Đại học Thủy lợi

1. GIỚI THIỆU CHUNG

Hổ đen trong vũ trụ đã được tiên đoán phải tồn tại từ hệ quả của thuyết tương đối rộng do Einstein đề ra năm 1915. Đó là một vùng không gian đặc biệt giới hạn bởi một mặt biên gọi là chân trời, chứa đựng vật chất đậm đặc đến nỗi lực hấp dẫn của nó với vật chất xung quanh nó rất mạnh. Lực hấp dẫn này bẻ cong không gian xung quanh, làm mất hút ánh sáng. Sự hình thành hổ đen có thể được hiểu như sau: Một ngôi sao khi cạn kiệt nhiên liệu đến lúc không còn đủ năng lượng để chống lại lực hấp dẫn sẽ bắt đầu sụp đổ. Khi đó, nó nóng lên, lõi ngày càng trở nên đặc hơn. Cuối cùng, lõi trở thành đặc đến mức lực hấp dẫn là quá mạnh trong một vùng không gian xác định, được giới hạn bởi một mặt bao gọi là chân trời sự kiện. Không gì có thể thoát ra khỏi chân trời sự kiện đó kể cả ánh sáng. Vùng không gian giới hạn này được gọi là hổ đen với trung tâm chính là lõi ngôi sao đã sụp đổ. Tức là, bất cứ thứ gì ở bên ngoài hổ đen khi vượt qua chân trời sự kiện đều bị hút vào và cũng không có thứ gì ở bên trong đường chân trời sự kiện của hổ đen có thể thoát ra [4]. Mọi định luật vật lý lượng tử không còn đúng khi áp dụng cho vùng trung tâm của hổ đen. Ngày nay, lý thuyết trường Conformal đối ngẫu (AdS/CFT) do Juan Maldacena đề xuất năm 1997 được xem là phù hợp khi khảo sát cơ chế vận động và tồn tại của vật chất bên trong hổ đen [5].

Sự tồn tại của hổ đen được khẳng định lần đầu tiên vào năm 1930 bởi nhà thiên văn học Subrahmanyan Chandrasekhar. Tuy nhiên, mãi hơn 30 năm sau bằng chứng về sự tồn tại này mới được khẳng định nhờ sự kiện phát hiện ra các chuẩn tinh (là những tia khí và vật chất cực nóng). Sự kiện này là minh chứng cho sự tồn tại của các hổ đen siêu lớn gây ra từ trường xoáy cực lớn, nuốt chửng các ngôi sao và phóng ra chuẩn tinh. Các nghiên cứu thiên văn cho thấy tồn tại hai loại hổ đen, hổ đen loại sao và hổ đen siêu khối lượng. Hổ đen sao được hình thành từ sự sụp đổ, đứt gãy hấp dẫn của một ngôi sao đơn lẻ hoặc từ sự hợp nhất của hai sao neutron. Khối lượng của nó lớn gấp khoảng 3 đến 50 lần khối lượng Mặt Trời. Hổ đen siêu khối lượng có khối lượng lớn hơn khoảng 50.000 lần đến hàng tỷ lần khối lượng Mặt Trời. Tuy nhiên, hiện tại các nhà khoa học vẫn chưa rõ hổ đen siêu khối lượng hình thành như thế nào. Các nhà thiên văn học đã chứng minh rằng hổ đen siêu khối lượng luôn được tìm thấy ở trung tâm của một thiên hà, ví dụ như ở trung tâm dải ngân hà của chúng ta [1,2,7,8].

Các nghiên cứu thiên văn gần đây chỉ ra rằng hổ đen có ba đặc tính quan trọng, độc lập, có thể đo được là khối lượng, điện tích và spin. Nhưng, các đặc tính của hổ đen tích điện vẫn đang là vấn đề quan tâm của các nhà thiên văn bởi vì trong vũ trụ, các lỗ đen luôn quay và đa số có điện tích bằng không. Các tính chất nhiệt động của hổ đen giúp cho chúng ta hiểu rõ về nhiệt độ, quy luật nhiệt động của hổ đen. Từ đó thu được điểm đặc biệt của hổ đen tích điện so với hổ đen trung hòa. Vì vậy, nghiên cứu các tính chất nhiệt động của hổ đen thông qua entropy của nó là thực sự cần thiết và hữu ích.

2. PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

Ở bài báo này, chúng tôi bước đầu nghiên cứu lý thuyết về các tính chất nhiệt động của hổ đen nhờ sử dụng lý thuyết AdS/CFT, phương pháp nhiệt động học và vận dụng các tính chất của không thời gian đối ngẫu để tìm ra biểu thức entropy của hổ đen. Từ đó có thể đưa ra kết luận về vài đặc tính của hổ đen tích điện.

Sử dụng các tính chất của hạt chuyển động trong không thời gian đối ngẫu AdS có độ đo được viết dưới dạng

$$ds^2 = g_{\mu\nu} dx^\mu dx^\nu \quad (1)$$

với $g_{\mu\nu}$ là ma trận hệ số độ đo cong, x^μ là ký hiệu tọa độ của hạt trong không thời gian khảo sát ($\mu = t, x, y, z$). Trong AdS/CFT, tọa độ đồng thời gian vai trò đặc biệt khác với thuyết tương đối rộng, người ta không nhấn mạnh vào thời gian tọa độ vì nó phụ thuộc vào hệ tọa độ. Thay vào đó, người ta nhấn mạnh vào thời gian thích hợp τ . Tuy nhiên, mối liên hệ giữa t và τ ở vị trí quan sát r là:

$$d\tau_r^2 = |g^{00}(r)| dt^2 \quad (2)$$

Sử dụng tính chất của không thời gian đối ngẫu AdS, biểu thức độ đo của vùng không gian xung quanh tâm lỗ đen Schwarzschild, giới hạn bởi chân trời lúc này có dạng:

$$ds^2 = -\left(1 - \frac{2GM}{r}\right) dt^2 + \frac{dr^2}{1 - \frac{2GM}{r}} + r^2 d\Omega^2, \quad (3)$$

r là khoảng cách so với tâm hố đen, $d\Omega$ là phần tử thẳng nhỏ trong hệ đơn vị độ đo cong. Nhớ rằng tại vị trí $r = 0$ là điểm kỳ dị của vùng không thời gian khảo sát, chính là điểm kỳ dị của hố đen, nơi đó lực hấp dẫn cực mạnh. Lưu ý rằng, bán kính chân trời của hố đen là nghiệm của phương trình $ds^2 = 0$.

Xét hố đen Schwarzschild (hố đen đơn giản nhất thỏa mãn phương trình Einstein) với đường chân trời dạng hình cầu. Phương trình Einstein:

$$R_{\mu\nu} - \frac{1}{2} g_{\mu\nu} R = 8\pi G T_{\mu\nu}, \quad (4)$$

$T_{\mu\nu}$ là ten xơ xung - năng lượng và R là hằng số Ricci xác định qua ten xơ Ricci $R_{\mu\nu}$: $R = g^{\mu\nu} R_{\mu\nu}$.

Vận dụng lý thuyết Hawking về bức xạ: Bức xạ mà hố đen phát ra được xem như là bức xạ của vật đen, tuân theo bức xạ Hawking. Nhiệt độ của hố đen được xác định từ công thức nhiệt độ Hawking [3]:

$$T_{BH} = T_{Hk} = \frac{\hbar c^3}{8\pi k_B GM} \quad (5)$$

Các tính chất nhiệt động của hố đen được thể hiện qua Entropy của nó nên chúng tôi vận dụng các nguyên lý nhiệt động học cho hố đen để tìm ra biểu thức của Entropy S : đối với hố đen trung hòa thì $dS = dE/T$. Nếu hố đen mang điện tích Q thì phải thỏa mãn phương trình Einstein-Maxwell:

$$R_{\mu\nu} - \frac{1}{2} g_{\mu\nu} R = 2G \left(F_{\mu\rho} F_\nu^\rho - \frac{1}{4} g_{\mu\nu} F^2 \right), \quad \Delta_\nu F_{\mu\nu} = 0, \quad F_{\mu\nu} = \partial_\mu A_\nu - \partial_\nu A_\mu, \quad (6)$$

A_μ là thế gauge của trường điện từ và đối với điện trường thì $A_0 = -\frac{Q}{r}$. Trong trường hợp này,

phương trình nhiệt động học là:

$$dE = TdS + \mu dQ, \quad \mu \text{ là thế hóa học, } E \text{ là năng lượng của hố đen.} \quad (7)$$

3. KẾT QUẢ NGHIÊN CỨU

Ở nghiên cứu này, để tìm hiểu về các tính chất của hố đen, chúng tôi coi rằng đường chân trời của hố đen là một hình cầu có bán kính không đổi. Trước tiên, chúng tôi khảo sát chuyển động của một hạt khối lượng m khi nó đến gần chân trời. Bán kính chân trời xác định theo công thức:

$$r_{\text{hori}} = \frac{2GM}{c^2} \equiv r_0, \quad (8)$$

trong đó G là hằng số hấp dẫn, M là khối lượng của hố đen, c là tốc độ ánh sáng [6]. Do đó chuyển động trong vùng không gian giới hạn bởi đường chân trời là một ví dụ về chuyển động trong không thời gian đối ngẫu.

Thực hiện các bước tương tự như ở [9], thu được phương trình chuyển động của hạt bên trong không gian đối ngẫu giới hạn bởi chân trời của hố đen Schwarzschild có dạng như sau:

$$\frac{d^2 x^\mu}{d\tau^2} + \frac{1}{2} g^{\mu\nu} (\partial_\nu g_\mu + \partial_\mu g_\nu - \partial_\mu g_{\mu\nu}) \left(\frac{dx^\mu dx^\nu}{d\tau^2} \right) = 0, d\tau^2 = g^{00} dt^2, \quad (9)$$

$g^{\mu\nu}$ là nghịch đảo của $g_{\mu\nu}$ và được xác định từ phương trình Einstein (4). Như vậy, các tính chất chuyển động của hạt được suy ra từ phương trình (9). Ở vị trí gần đường chân trời trong không thời gian thích hợp τ thì $\frac{dr}{d\tau} \simeq -1$. Do đó, hạt chuyển động trong không thời gian đối ngẫu thì không thể tiếp cận đến đường biên của không gian này mà bị bật trở lại khi chạm vào đường biên. Hơn nữa, một hạt có khối lượng m và động lượng p , chuyển động trong không thời gian đối ngẫu luôn thỏa mãn hệ thức: $p^2 \simeq -m^2$ [6]. Tức là chuyển động của hạt khối lượng m , mang năng lượng E bên trong chân trời của hố đen không thể vượt qua chân trời sự kiện nên không thể thoát ra, kể cả ánh sáng. Bởi vì năng lượng của hạt photon ánh sáng sẽ bị giảm dần khi khoảng cách r tăng lên và năng lượng E sẽ bằng không khi photon ánh sáng chạm tới chân trời.

Tiếp theo, chúng tôi xét hố đen Schwarzschild (trung hòa) ở trạng thái có năng lượng E , khối lượng M trong AdS/CFT. Theo Einstein, E tỉ lệ thuận với M nên khi vật chất bị hút, rơi vào hố đen, khối lượng hố đen tăng thêm là dM và năng lượng lỗ đen tăng lên một lượng dE . Điều đó dẫn đến trường ảnh hưởng hấp dẫn của hố đen được mở rộng hay chân trời sẽ phải mở rộng ra làm cho diện tích chân trời (A) tăng lên. Tức là dA, dE tỉ lệ thuận với dM . Theo thuyết tương đối rộng,

$$GdM \simeq K.dA \text{ với } K \text{ là hằng số hấp dẫn bề mặt, } K = \frac{c^4}{4GM}. \quad (10)$$

Lúc này nhiệt độ Hawking (5) trở thành

$$T_{Hk} = \frac{\hbar c^3}{8\pi k_B GM} = \frac{\hbar K}{2\pi k_B c}. \quad (11)$$

Do đó, trong AdS/CFT, biểu thức liên hệ giữa khối lượng M và diện tích bề mặt chân trời hình cầu của hố đen là:

$$A = 4\pi r_0^2 = 4\pi \frac{4G^2 M^2}{c^4} = \frac{16\pi G^2 M^2}{c^4}. \quad (12)$$

Thay (12) vào (10) thu được

$$GdM = \frac{K}{8\pi} dA \rightarrow dM = \frac{K}{8\pi G} dA, \quad (13)$$

Dẫn đến

$$d(Mc^2) = c^2 dM = \frac{c^2 K}{8\pi G} dA. \quad (14)$$

$$\text{hay: } dE = \frac{c^2 K}{8\pi G} dA = \frac{\hbar K}{2\pi k_B c} \frac{c^3 k_B}{4G\hbar} dA = T_{BH} \frac{c^3 k_B}{4G\hbar} dA. \quad (15)$$

Do đó, thu được biểu thức Entropy:

$$dS = \frac{dE}{T} = \frac{c^3 k_B}{4\pi G\hbar} dA \rightarrow S = \frac{c^3 k_B A}{4\pi G\hbar}. \quad (16)$$

Biểu thức (16) cho thấy rằng Entropy của hố đen sẽ không đổi khi diện tích giới hạn bởi chân trời của nó không đổi. Khi có vật thể bị rơi vào hố đen thì năng lượng lỗ đen tăng lên, đồng thời chân trời của nó mở rộng (A tăng). Tức là hố đen trung hòa cũng vận động theo chiều tăng của entropy.

Sau đây, chúng tôi khảo sát Entropy của hố đen tích điện Q cũng có chân trời là hình cầu bán kính r_0 , gọi là hố đen AdS Reissner-Nordström (RN). Trong trường hợp này, hố đen tích điện phải thỏa mãn phương trình Einstein – Maxwell (6). Do đó, ngoài đặc tính có lực hấp cực mạnh nói trên thì hố đen tích điện còn phát ra từ trường xoáy do bản thân hố đen luôn quay. Từ trường xoáy này càng lớn nếu điện tích Q càng lớn. Vì có thêm trường điện từ nên độ đo cong bây giờ có biểu thức:

$$ds^2 = -\left(1 - \frac{2GM}{r} + \frac{GQ^2}{r^2}\right)dt^2 + \frac{dr^2}{1 - \frac{2GM}{r} + \frac{GQ^2}{r^2}} + r^2 d\Omega^2. \quad (17)$$

Biểu thức (17) chỉ ra rằng phương trình $ds^2 = 0$ có hai nghiệm phân biệt $r^+; r^-$ khi $Q < \sqrt{GM}$. Tức là hố đen tích điện Q có hai chân trời khi $Q < \sqrt{GM}$, không có chân trời nếu $Q > \sqrt{GM}$ và chỉ có một chân trời nếu $Q = \sqrt{GM}$. Đây là một kết quả thú vị và biểu thức (17) còn được viết dưới dạng

$$ds^2 = -\left(1 - \frac{r^+}{r}\right)\left(1 - \frac{r^-}{r}\right)dr^2 + \frac{dr^2}{\left(1 - \frac{r^+}{r}\right)\left(1 - \frac{r^-}{r}\right)} + r^2 d\Omega^2, \quad (18)$$

trong đó $2GM = r^+ + r^-$ và $GQ^2 = r^+ r^-$, $r^\pm = GM \pm \sqrt{G^2 M^2 - GQ^2}$.

Tiếp tục thực hiện các bước tương tự như đối với hố đen Schwarzschild trong AdS/CFT và chọn hệ đơn vị $\hbar = 1, c = 1$, chúng tôi thu được nhiệt độ và Entropy của hố đen RN lần lượt là:

$$T = \frac{r^+ - r^-}{4\pi(r^+)^2} = \frac{1}{2\pi} \frac{\sqrt{G^2 M^2 - GQ^2}}{2GM \left(GM + \sqrt{G^2 M^2 - GQ^2} \right) - GQ^2}, \quad (19)$$

$$S = \frac{4\pi(r^+)^2}{4G} = \frac{\pi}{G} \left(GM + \sqrt{G^2 M^2 - GQ^2} \right)^2. \quad (20)$$

Biểu thức (19) cho thấy hố đen RN chỉ phát ra bức xạ Hawking khi $M\sqrt{G} > Q$. Hơn nữa, do $dE = \mu dQ$, $\mu = A_0|_{r=\infty} - A_0|_{r=r^+}$ suy ra biểu thức thế hóa học của lỗ đen:

$$\mu = \frac{Q}{r^+} = \sqrt{\frac{1}{G} \frac{r^-}{r^+}}, \quad (21)$$

Tuy nhiên, biểu thức (20) cho thấy Entropy S của hố đen tích điện là một hằng số hữu hạn khi $Q = M\sqrt{G}$. Kết luận này mang đến sự khác biệt với quy luật nhiệt động học của hố đen trung hòa.

4. KẾT LUẬN

Ở nghiên cứu này, bằng cách sử dụng lý thuyết đối ngẫu Conformal và lý thuyết Hawking để khảo sát các tính chất của hố đen trung hòa và hố đen tích điện. Chúng tôi thu được các kết quả chính như sau:

1. Xây dựng được biểu thức Entropy cho hố đen Schwarzschild và hố đen RN.
2. Khẳng định hố đen RN chỉ phát ra bức xạ Hawking khi $M\sqrt{G} > Q$ trong khi hố đen Schwarzschild luôn phát ra bức xạ Hawking.
3. Kết quả nghiên cứu cho thấy hố đen RN có hai tính chất khác biệt so với hố đen trung hòa: thứ nhất, hố đen tích điện có tới hai chân trời nếu điện tích của nó thoả mãn $Q < \sqrt{GM}$. Thứ hai là Entropy của hố đen tích điện là một hằng số không đổi khi $Q = M\sqrt{G}$. Nhưng nếu $Q = M\sqrt{G}$ thì $Q > \sqrt{GM}$, tương ứng với trường hợp hố đen tích điện không có chân trời và Entropy của nó là một hằng số. Đây là phát hiện mới của bài báo.

5. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Collazos J. Alfredo. 2023. Black Holes: Properties, Formation, and Significance in Astrophysics.
- [2] Bidyut Hazarika and Prabwal Phukon. 2025. Thermodynamic Properties and Shadows of Black Holes in $f(R, T)$ Gravity. ArXiv.2410.00606v3[gr-qc] 14-Feb.
- [3] Hawking, S. W. 1976. Black holes and thermodynamics. Physical Review D, 13(2), 191-197.
- [4] Kip Thorne. 1994. Black Holes and Time Warps: Einstein's Outrageous Legacy, W.W. Norton & Company.
- [5] Juan M. Maldacena. 1998. The large N limit of superconformal field theories and supergravity. Adv. Theor. Math. Phys. 2, 231.
- [6] R.M. Wald. 1994. Quantum Field Theory in Curved Space-time and Black Hole Thermodynamics. The University of Chicago Press, Chicago.
- [7] Roger Penrose, Reinhard Genzel, and Andrea Ghez. 2020. Super Black Hole at the center of our Galaxy. Nobel Prize in Physics 2022.
- [8] Tetiana Obikhod, Ievgenii Petrenko. 2016. Properties of black holes and their searches at the LHC. IOSR Journal of Applied Physics (IOSR-JAP). Vol 8, Issue 6. Ver 4, pp. 62-71.
- [9] Vu Kim Thai, Dang Thi Minh Hue. 2024. Chuyển động trong không thời gian đối ngẫu. Tuyển tập Hội nghị Khoa học thường niên năm 2024, pp.285-287. ISBN: 978-604-82-8175-5.

ỨNG DỤNG IoT TRONG HỆ THỐNG ĐO VÀ GIÁM SÁT MỨC NƯỚC

Ngô Thị Lành, Trần Văn Hội

Trường Đại học Thủy lợi, email: lanhnt@thlu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

Việc giám sát mực nước đóng vai trò quan trọng trong nhiều lĩnh vực như nông nghiệp, quản lý tài nguyên nước, phòng chống lũ lụt, và nuôi trồng thủy sản. Với sự phát triển của công nghệ Internet vạn vật (IoT), các hệ thống giám sát mực nước đã trở nên hiệu quả hơn, cho phép thu thập, truyền tải và phân tích dữ liệu theo thời gian thực mà không cần sự can thiệp trực tiếp của con người. Công nghệ IoT kết hợp với các giao thức truyền thông tầm xa, năng lượng thấp như LoRa (Long Range) đã mở ra cơ hội xây dựng các hệ thống giám sát thông minh, tiết kiệm chi phí và năng lượng. Các hệ thống IoT đã được ứng dụng thành công trong giám sát chất lượng nước trong nuôi trồng thủy sản, sử dụng mạng cảm biến không dây và hạ tầng máy chủ để lưu trữ và phân tích dữ liệu. Ngoài ra, các nghiên cứu về nông nghiệp thông minh cho thấy sự kết hợp giữa IoT và cảm biến giúp tối ưu hóa việc quản lý tài nguyên nước, giảm thiểu lãng phí và tăng hiệu quả sản xuất.

Các nghiên cứu gần đây cho thấy IoT sử dụng nhiều công nghệ truyền thông như wifi, LoRa (Long Range). Điển hình như công trình của Badr et al. [1] đã đề xuất một hệ thống giám sát mực nước thời gian thực sử dụng ESP32 và giao thức MQTT, với giải pháp này chỉ sử dụng trong các hệ thống có sóng wifi. Trong khi đó, nghiên cứu của Praveen K. M. [2] nhấn mạnh việc tích hợp LoRa trong mạng cảm biến giúp tiết kiệm năng lượng và mở rộng vùng phủ sóng, tuy nhiên hệ thống mới ở dạng thử nghiệm trên board cảm biến nên tính ổn định thấp. Một bài tổng quan [3] đã phân tích sâu các ứng dụng LoRaWAN trong quản lý nước - bao gồm đo chất lượng nước, đo mực nước và phát hiện rò rỉ - và nhấn mạnh ưu điểm về chi phí thấp, hiệu suất năng lượng cao và kết nối vùng xa. Công trình Daniel A., [4] xây dựng hệ thống đo mực nước sử dụng Arduino kết hợp cảm biến siêu âm HC-SR04, tuy nhiên nhược điểm của cảm biến siêu âm HC-SR04 không có khả năng chống nước.

Bài báo này trình bày giải pháp thiết kế, xây dựng một hệ thống đo và giám sát mực nước sử dụng cảm biến siêu âm JSN-SR04T để đo mực nước, kết hợp giao thức truyền thông LoRa để xây dựng mạng cảm biến, sau đó truyền về bộ tập trung ESP32 để kết nối internet, dữ liệu được đưa lên firebase để lưu trữ và kết nối với thingspeak để hiển thị dữ liệu, giám sát từ xa. Công trình tập trung vào tính ổn định của hệ thống nhờ thiết kế phần cứng PCB, sử dụng cảm biến JSN-SR04T có khả năng chống nước, xây dựng firebase và giao diện web sử dụng thingspeak để giám sát từ xa.

2. THIẾT KẾ HỆ THỐNG IoT

2.1. Phân tích, thiết kế hệ thống đề xuất

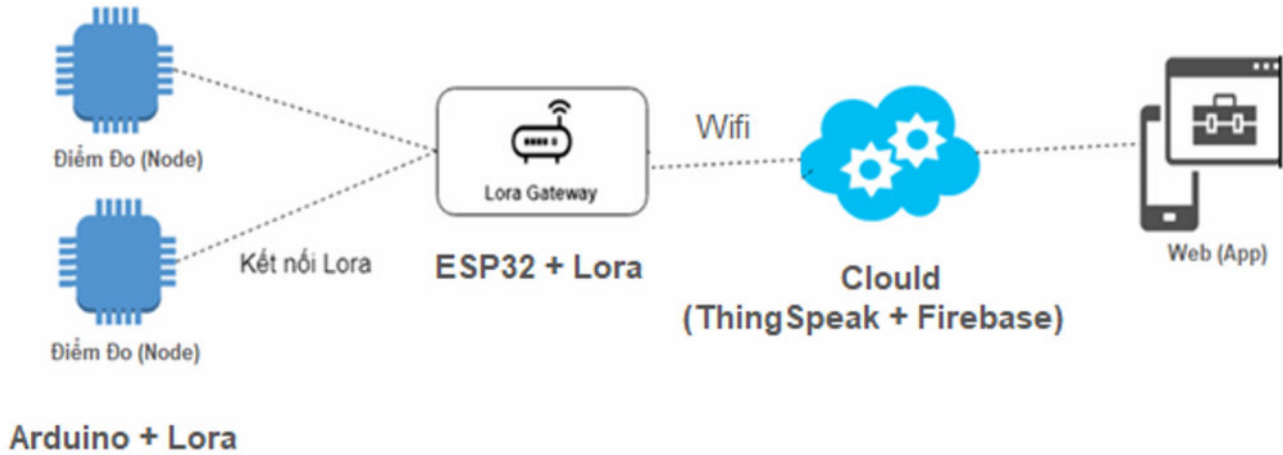
Hệ thống được thiết kế để giám sát mực nước trong các bể chứa, sông, hoặc hồ, với các yêu cầu: Đo mực nước chính xác và đảm bảo tính thời gian thực, dữ liệu được cập nhật liên tục và khả năng truyền thông tầm xa, khả năng kết nối internet và lưu trữ trên đám mây. Để đảm bảo truyền thông tầm xa, và tiêu thụ năng lượng thấp, hệ thống thiết kế lựa chọn truyền thông LoRa cho phép giám sát ở các khu vực xa xôi mà không cần hạ tầng mạng phức tạp. Các node IoT có thể sử dụng pin mặt trời hoặc pin năng lượng thấp, phù hợp cho triển khai lâu dài; yêu cầu về khả năng mở rộng, hệ thống hỗ trợ thêm nhiều node IoT để giám sát nhiều vị trí. Từ yêu cầu trên, nhóm tác giả đề xuất thiết kế hệ thống đo và giám sát mực nước như hình 1.

Trong đó các điểm đo (node IoT) sử dụng vi điều khiển Arduino Nano để kết nối với cảm biến siêu âm, kết nối với module LoRa để truyền dữ liệu về gateway. Để tăng khoảng cách truyền node IoT cũng được thiết kế để thực hiện chức năng chuyển tiếp các gói tin từ các node ở xa về bộ tập trung gateway.

Gateway LoRa: Đóng vai trò một thiết bị quản lý trung tâm, nó thu thập dữ liệu của tất cả các node có trong mạng lưới, xử lý và truyền dữ liệu về đám mây. Gateway sử dụng vi điều khiển ESP32 kết nối module LoRa để nhận dữ liệu từ các node IoT và truyền đến máy chủ đám mây thông qua truyền thông wifi.

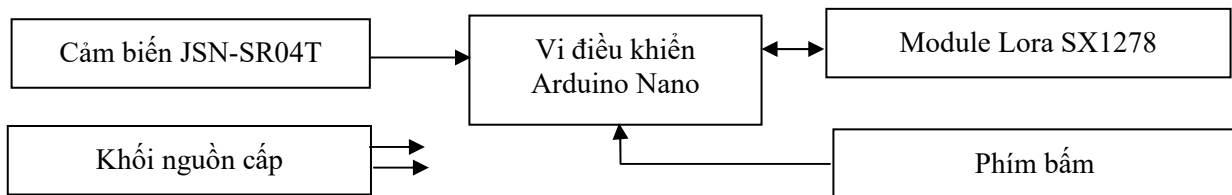
Máy chủ đám mây: Lưu trữ, xử lý dữ liệu trên Firebase, và cung cấp giao diện người dùng qua nền tảng ThingSpeak.

Giao diện người dùng: Hiển thị dữ liệu mực nước theo thời gian thực và gửi cảnh báo khi mực nước vượt ngưỡng.



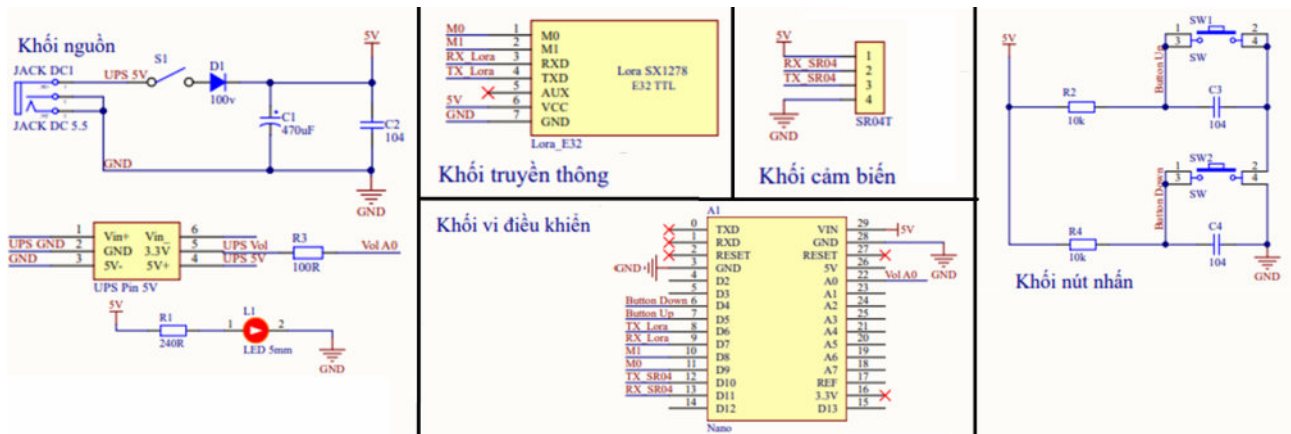
Hình 1. Sơ đồ thiết kế hệ thống đo mực nước

2.3. Thiết kế Node IoT



Hình 21. Sơ đồ khối của node IoT.

Cảm biến siêu âm được lựa chọn sử dụng là JSN-SR04T, đây là cảm biến có khả năng chống nước, với dải hoạt động rộng từ 20 cm – 600 cm, độ chính xác ± 1 cm, độ phân giải 3 mm, góc đo 70 độ.



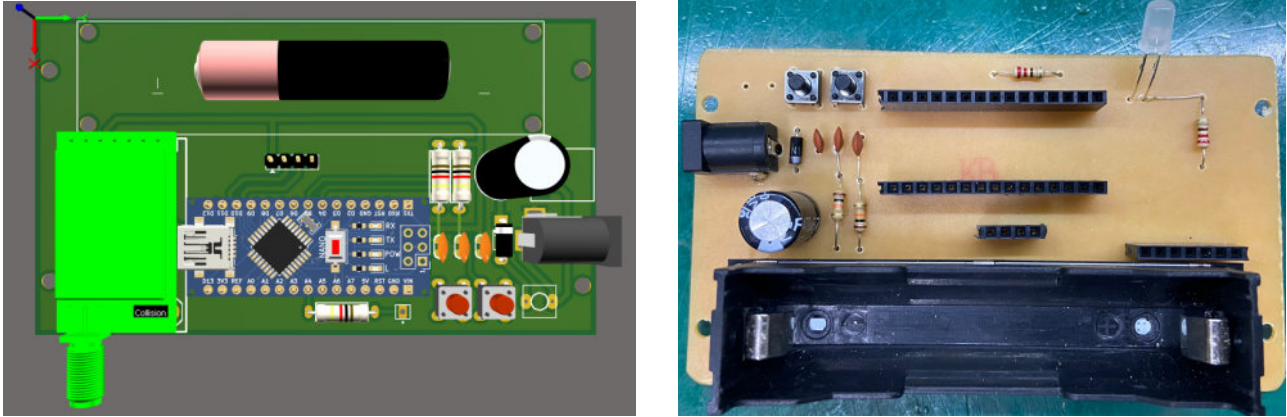
Hình 3. Sơ đồ nguyên lý của Node dữ liệu

Khởi nguồn sử dụng nguồn DC cấp ngoài hoặc pin lithium-ion 3.7V: có nhiệm vụ cung cấp nguồn điện cho toàn bộ mạch điều khiển bao gồm khối vi điều khiển, khối truyền thông, cảm biến.

Vi điều khiển Arduino: sẽ nhận tín hiệu từ cảm biến siêu âm JSN-SR04T và gửi bản tin đến Gateway thông qua module truyền thông Lora SX1278 và điều khiển khối chấp hành.

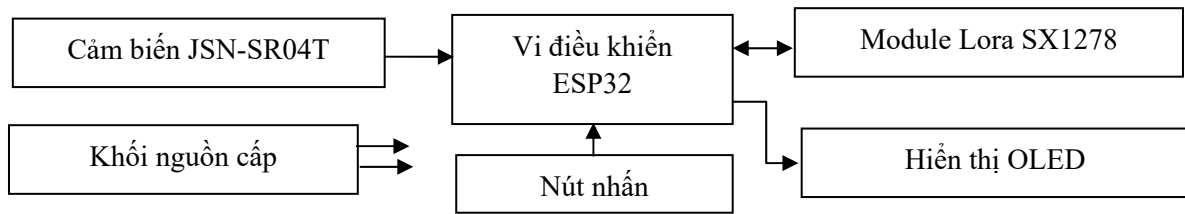
Module Lora SX1278 hoạt động ở tần số 433 MHz, truyền dữ liệu với tốc độ 0.3-19.2 kbps có nhiệm vụ gửi các gói tin dữ liệu từ node IoT đến node trung tâm Gateway. Để truyền thông tầm xa và tốc độ thấp, tham số chọn hệ số SF = 12, băng thông BW = 125 KHz, tỉ lệ mã CR 4/8.

Mạch in được thiết kế bằng phần mềm Altium Designer, đảm bảo tối ưu hóa không gian và kết nối. Mạch in 3D và mạch thực tế được thể hiện trên hình 4.



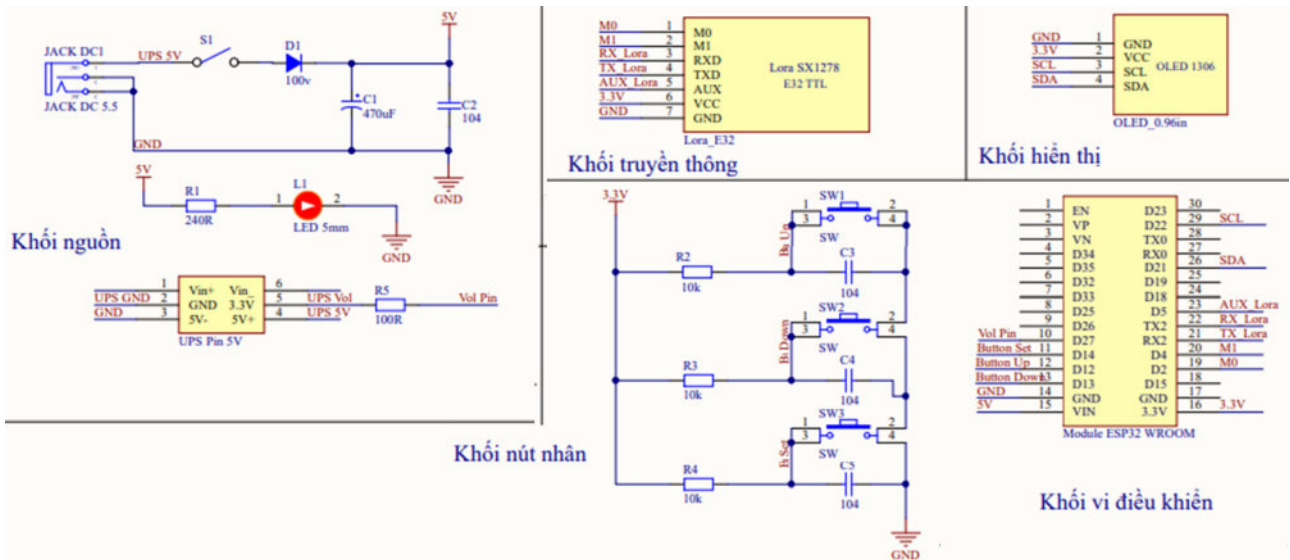
Hình 42. Mạch in 3D và mạch thực tế của Node dữ liệu

2.4. Thiết kế Gateway



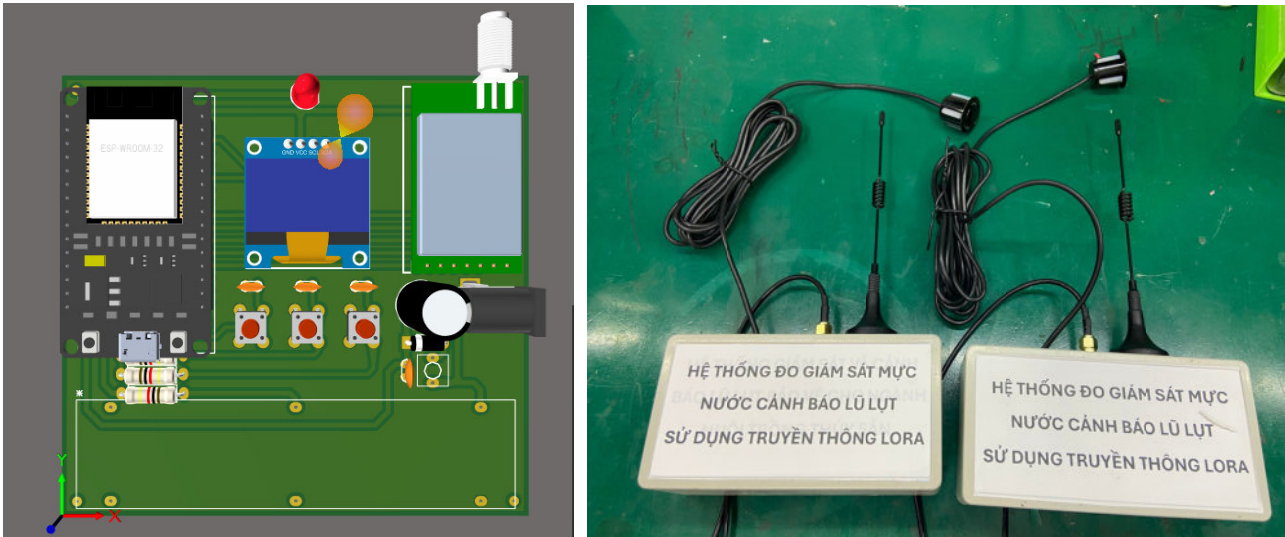
Hình 53. Sơ đồ khối của Gateway

Tương tự như Node IoT, khối nguồn cấp của gateway: có nhiệm vụ cung cấp nguồn điện cho toàn bộ mạch điều khiển bao gồm khối vi điều khiển, khối truyền thông, khối hiển thị.



Hình 6. Sơ đồ nguyên lý cho Gateway

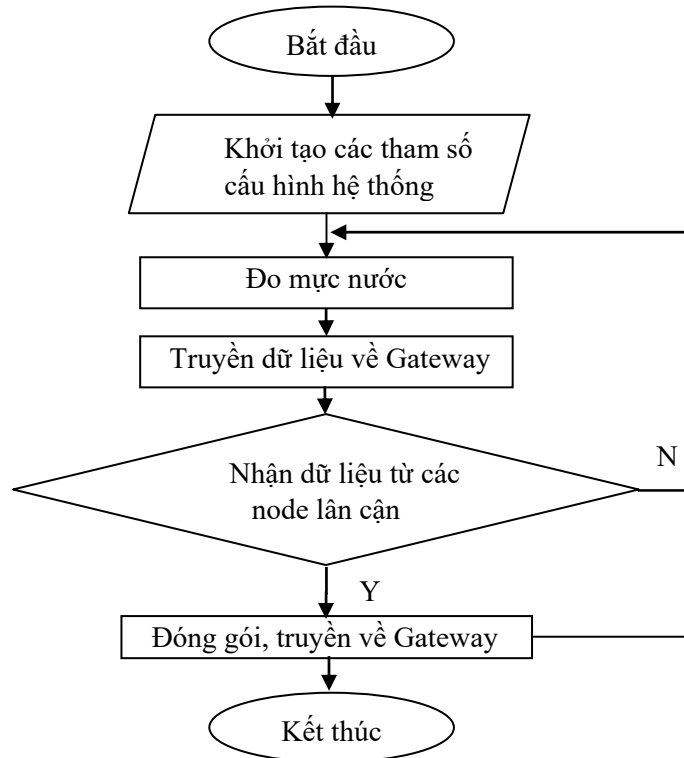
Bộ vi điều khiển sử dụng ESP32 có chức năng kết nối mạng internet thông qua sóng wifi, vi điều khiển sẽ nhận dữ liệu từ node IoT thông qua module truyền thông SX1278 và hiển thị thông số của cảm biến lên OLED. Gateway cũng có thể sử dụng như là một điểm đo khi kết hợp với cảm biến siêu âm. Sơ đồ mạch nguyên lý thể hiện trên hình 6, mạch in và sản phẩm hoàn thiện thể hiện trên hình 7.



Hình 7. Hình ảnh mạch in 3D và sản phẩm thực tế

3. LẬP TRÌNH, THỬ NGHIỆM HỆ THỐNG

3.1. Lưu đồ thuật toán của node dữ liệu



Hình 8. Lưu đồ thuật toán Node con

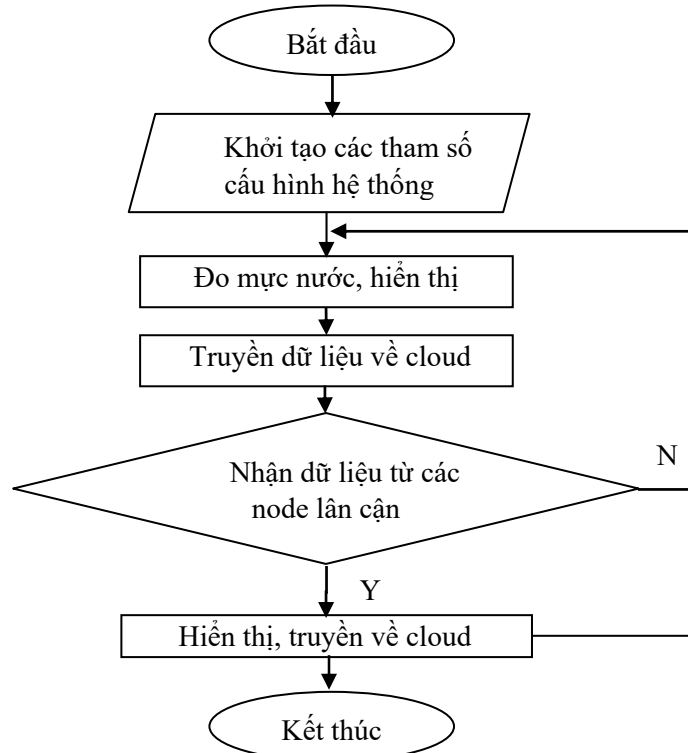
Lưu đồ thuật toán của hệ thống bao gồm các bước:

Khởi tạo: Khởi động Arduino, cảm biến JSN-SR04T, và module LoRa. **Đo mực nước:** Gửi tín hiệu siêu âm, tính toán khoảng cách dựa trên thời gian phản hồi, xử lý dữ liệu, chuyển đổi khoảng cách thành mực nước (cm). **Truyền dữ liệu về gateway:** Gửi dữ liệu mực nước qua LoRa đến gateway.

Sau khi truyền lên gateway node thực hiện thu dữ liệu từ các node hoặc từ gateway truyền về, mỗi node và gateway có một ID nhận dạng được truyền cùng dữ liệu. Nếu dữ liệu từ các node khác chuyển đến, node sẽ mở gói tin kiểm tra sau đó đóng gói để chuyển tiếp về gateway.

Lặp lại: Lặp lại quá trình sau khoảng thời gian 1s.

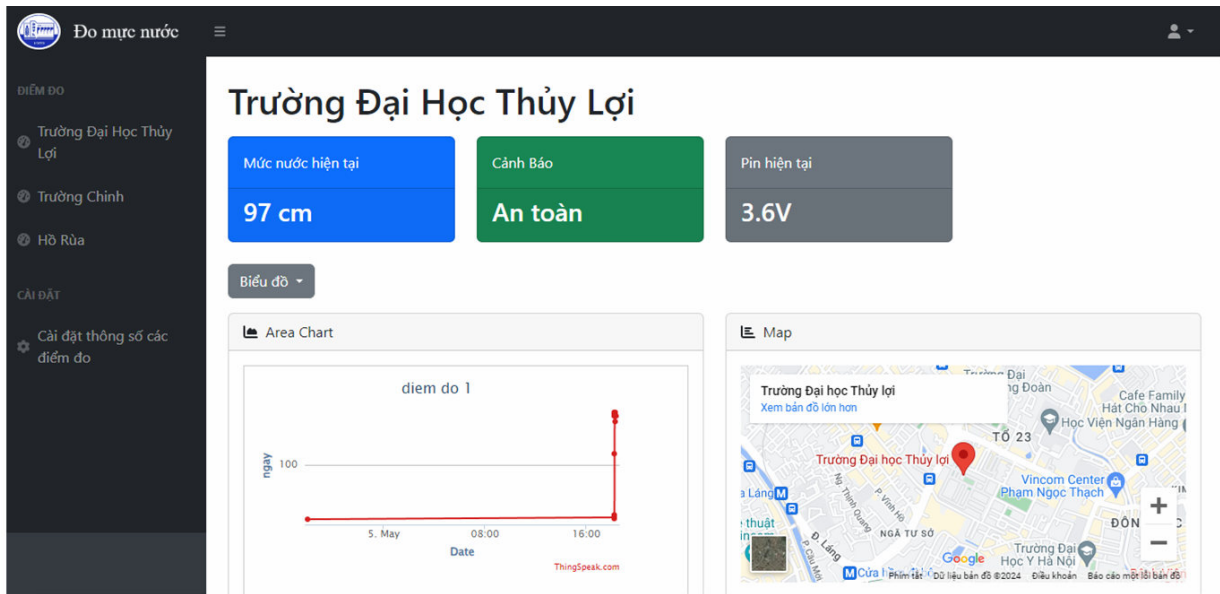
3.2. Lưu đồ thuật toán của Gateway



Hình 9. Lưu đồ thuật toán Node trung tâm

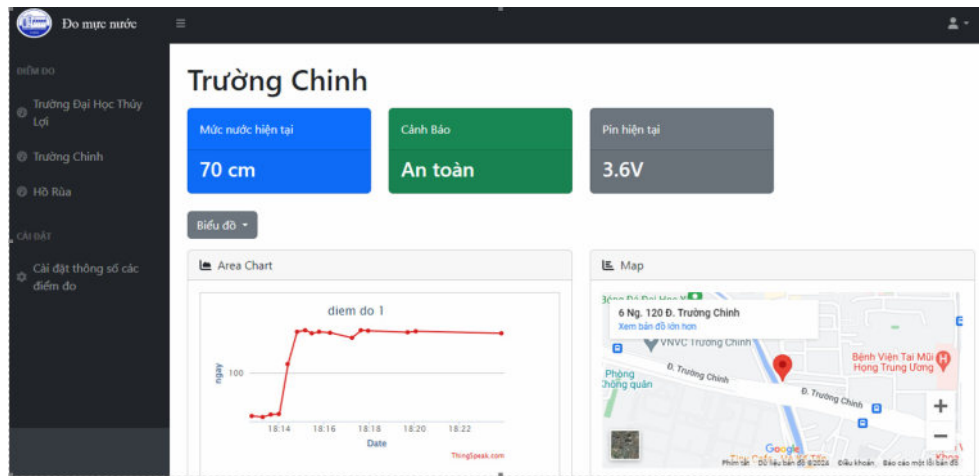
3.3. Lập trình thử nghiệm hệ thống

Sau khi cấp nguồn cho mạch thì node IoT thực hiện đo mực nước, sau đó truyền thông qua Lora về cho gateway, dữ liệu được đưa lên firebase để lưu trữ và sử dụng hiển thị trên web để giám sát từ xa.



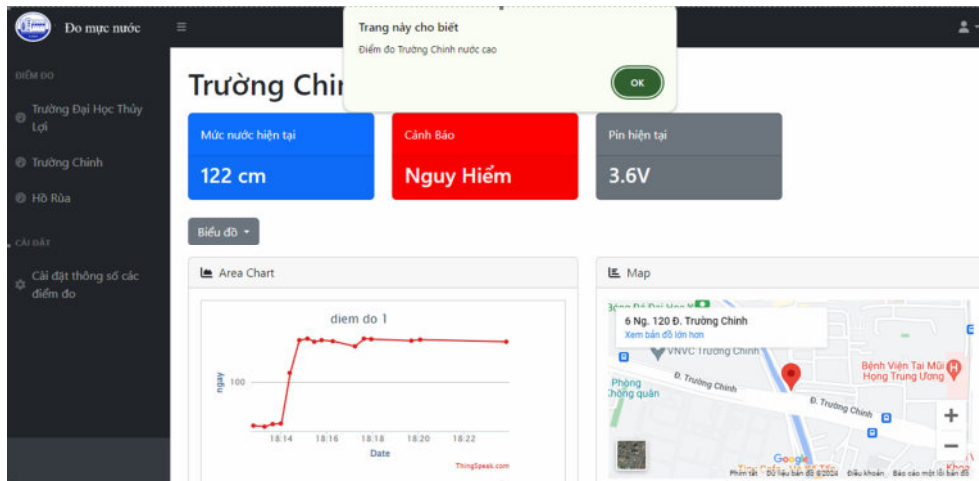
Hình 10. Kết quả đo được tại điểm đo Đại học Thủy lợi

Quá trình thử nghiệm tại một vài điểm đo cho thấy, thiết bị hoạt động tốt với độ chính xác ± 1 cm, với khoảng cách truyền thông xa, trong điều kiện có vật cản khoảng cách giữa mạch phát và mạch thu là dưới 1 km, và dưới 1,5 km trong điều kiện không có vật cản. Hình ảnh kết quả đo thử nghiệm điểm đo 1 tại bể đài phun nước quảng trường sinh viên được thể hiện trên hình 10, dữ liệu đo được truyền về gateway và hiển thị kết quả trên màn hình OLED, đồng thời truyền thông về cloud và hiển thị kết quả đo trên web. Kết quả đo thử nghiệm điểm đo tại sông lừ đường Trường Chinh, kết quả đo được thể hiện trên hình 11.



Hình 11. Kết quả đo được tại điểm đo Trường Chinh

Hệ thống có chức năng cảnh báo khi mực nước vượt ngưỡng quy định, ngoài ra có thể phân tích kết quả đo và cảnh báo trong thời gian xác định.



Hình 12. Kết quả đo mực nước vượt ngưỡng cảnh báo

4. KẾT LUẬN

Hệ thống đo và giám sát mực nước sử dụng công nghệ IoT, LoRa, và cảm biến siêu âm đã được thiết kế và thử nghiệm thành công. Hệ thống đáp ứng các yêu cầu về giám sát thời gian thực, tiết kiệm năng lượng, và khả năng mở rộng. Kết quả thực nghiệm cho thấy hệ thống phù hợp cho các ứng dụng như quản lý bể nước, giám sát mực nước sông hồ, và phòng chống lũ lụt. Hướng phát triển trong tương lai bao gồm tích hợp trí tuệ nhân tạo để dự đoán mực nước và tối ưu hóa thuật toán truyền dữ liệu.

5. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Mahmood A, Al-Shareeda, Ahmed M. A., Mustafa A. H., Zaid H. M. K., M. A. H.. 2025. Secure IoT-Based Real-Time Water Level Monitoring System Using ESP32 for Critical Infrastructure. Journal of Cyber Security and Risk Auditing. 2. Pp 43-51.
- [2] Praveen K. M., Pooja M., Gotte R. K., Sneha, R. A., Rajesh S. 2023. Design and Implementation of a LoRa-Based Water Quality Monitoring System. 2023 3rd International Conference on Advancement in Electronics & Communication Engineering (AECE). Pp 120-124.
- [3] Enas F. K et al. 2025. LoRaWAN-based smart water management IoT applications: areview. Journal of Information and Telecommunication. 9(3). Pp 1-27.
- [4] Daniel A., Reshma R., Reshma F., Rilty T., Reshma T. 2019. IoT Based Smart Water Monitoring System. International Journal for Scientific Research & Development. 7(3). Pp. 1910-1913.

THIẾT KẾ HỆ THỐNG NHÀ THÔNG MINH SỬ DỤNG TRUYỀN THÔNG NRF VÀ GIAO THỨC MQTT

Trần Văn Hội, Ngô Thị Lành

Trường Đại học Thủy lợi, email: hoitv@tlu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

Nhà thông minh (Smart Home) là một trong những ứng dụng nổi bật của công nghệ Internet vạn vật (IoT – Internet of things), cho phép các thiết bị trong gia đình – như đèn chiếu sáng, ổ cắm, điều hòa, khóa cửa – có thể giao tiếp, điều khiển và theo dõi từ xa thông qua mạng internet. Theo Alrawais và cộng sự (2017), sự bùng nổ của các thiết bị IoT đặt ra những thách thức về bảo mật, khả năng tương tác và tính mở rộng hệ thống [1].

Trong những năm gần đây, nhiều nghiên cứu đã được thực hiện nhằm cải tiến kiến trúc mạng và công nghệ truyền thông trong các hệ thống nhà thông minh. Wang và cộng sự (2018) đã xây dựng một hệ thống nhà thông minh sử dụng Zigbee và nền tảng cloud, cho thấy hiệu quả trong việc tiết kiệm năng lượng và điều khiển tự động [2]. Trong khi đó, Rehman et al. (2021) đề xuất mô hình giao tiếp sử dụng giao thức MQTT kết hợp ESP32 nhằm giảm độ trễ và tăng tính mở rộng [3].

Bên cạnh đó, Singh và Yadav (2020) đã phát triển một hệ thống điều khiển thiết bị gia dụng sử dụng ESP32 và nền tảng Blynk, góp phần đơn giản hóa quá trình triển khai nhà thông minh cho người không chuyên [4]. Trong lĩnh vực kiểm soát truy cập, Sharma & Dutta (2022) nghiên cứu tích hợp RFID và keypad vào hệ thống khóa cửa thông minh nhằm tăng tính an toàn và tiện ích [5].

Từ các kết quả nghiên cứu trên, bài báo này đề xuất một mô hình nhà thông minh tích hợp các chức năng giám sát môi trường, điều khiển thiết bị và quản lý truy cập, với các nút sử dụng vi điều khiển STM32 và module NRF24L01, trong khi gateway sử dụng ESP32 để thu thập và gửi dữ liệu lên máy chủ HiveMQ thông qua giao thức MQTT. Mô hình này có ưu điểm về chi phí, độ ổn định và khả năng mở rộng cho các ứng dụng thực tế.

2. PHÂN TÍCH, THIẾT KẾ HỆ THỐNG

2.1. Yêu cầu và thiết kế kiến trúc hệ thống

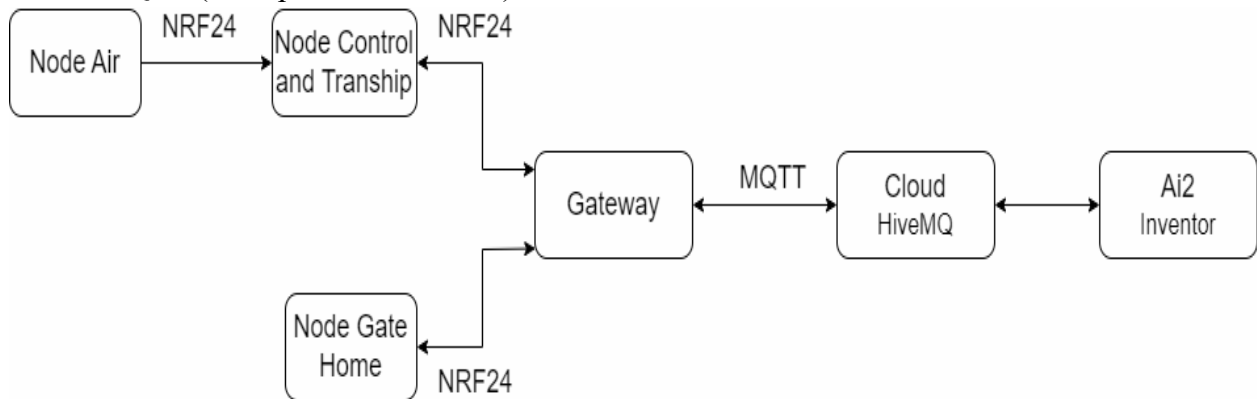
Hệ thống nhà thông minh đề xuất thể hiện trên hình 1. Hệ thống gồm có ba nút chức năng độc lập và một bộ tập trung (Gateway), việc truyền dữ liệu từ các nút cảm biến với nhau và với gateway sử dụng module NRF24L01 phát ở dải tần ISM 2.4 GHz. Bộ tập trung Gateway thực hiện truyền dữ liệu lên đám mây cloud thông qua sóng wifi, hệ thống sử dụng giao thức MQTT để truyền dữ liệu lên cloud dựa trên nền tảng HiveMQ. Mỗi nút được thiết kế để thực hiện một tập hợp chức năng riêng biệt, đảm bảo khả năng mở rộng, chia sẻ tải xử lý, và tăng độ ổn định toàn hệ thống.

Nút 1 (Node Air): Thực hiện chức năng thu nhận nhiệt độ, độ ẩm và khí CO₂ từ môi trường trong phòng và gửi đến nút 2. Có còi cảnh báo khi nồng độ CO₂ cao.

Nút 2 (Node Control and Tranship): Để tăng khoảng cách truyền thông giữa nút cảm biến và gateway, nhóm thực hiện thiết kế nút cảm biến kết hợp chức năng chuyển tiếp gói tin từ các nút khác đến gateway. Ngoài ra nút còn thực hiện chức năng điều khiển hai thiết bị điện gia dụng thông qua module relay. Cho phép điều khiển thiết bị tại chỗ (cảm biến chạm) hoặc từ Gateway và ứng dụng web.

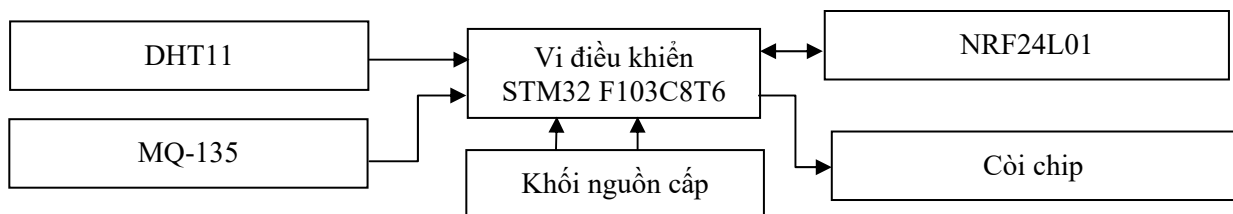
Nút 3 (Node Gate House): Kiểm soát cửa bằng RFID và mật mã thông qua bàn phím keypad, hiển thị thông tin lên màn hình, điều khiển động cơ bước, truyền và nhận dữ liệu với Gateway.

Bộ tập trung Gateway: Thu thập dữ liệu từ các nút qua NRF24L01, hiển thị thông tin hệ thống lên màn hình TFT (dữ liệu môi trường, trạng thái thiết bị, cửa). Giao tiếp với cloud HiveMQ qua giao thức MQTT (kênh publish/subscribe).



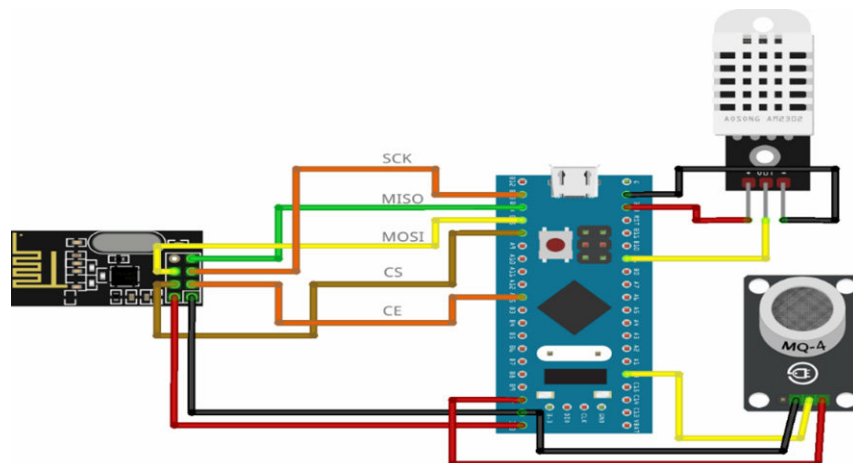
Hình 1. Sơ đồ tổng quan của hệ thống

2.2. Thiết kế Node Air



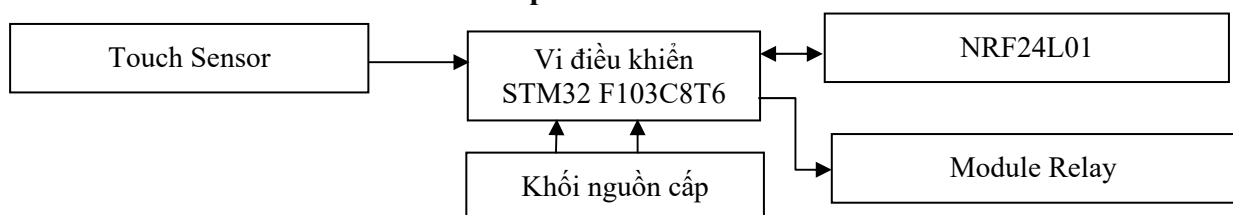
Hình 2. Sơ đồ khối Node Air

Sơ đồ khối Node Air thể hiện trên hình 2. Hệ thống sử dụng vi điều khiển STM32F103C8T6, thực hiện nhận dữ liệu từ cảm biến DHT11, MQ-135, điều khiển các quá trình giao tiếp, truyền nhận dữ liệu thông qua NRF24L01, còi cảnh báo khi chất khí vượt ngưỡng. Sơ đồ nguyên lý của Node Air thể hiện trên hình 3.



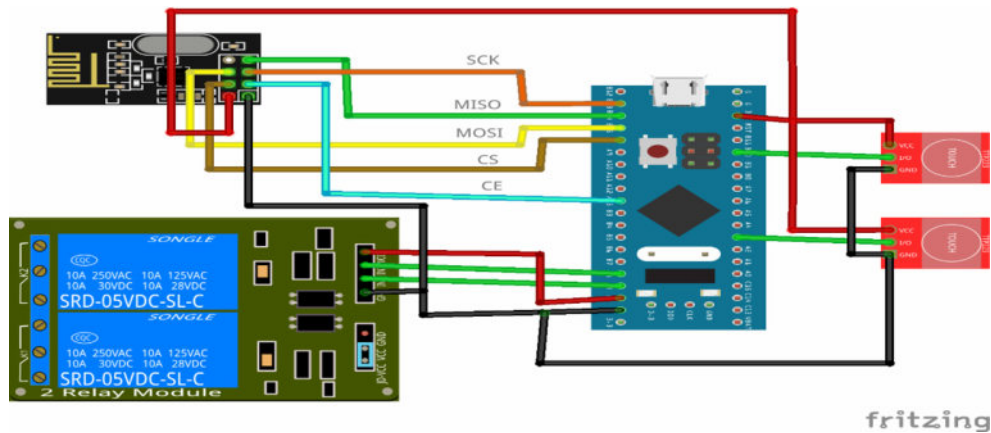
Hình 3. Sơ đồ mạch nguyên lý Node Air

2.3. Thiết kế Node Control and Tranship



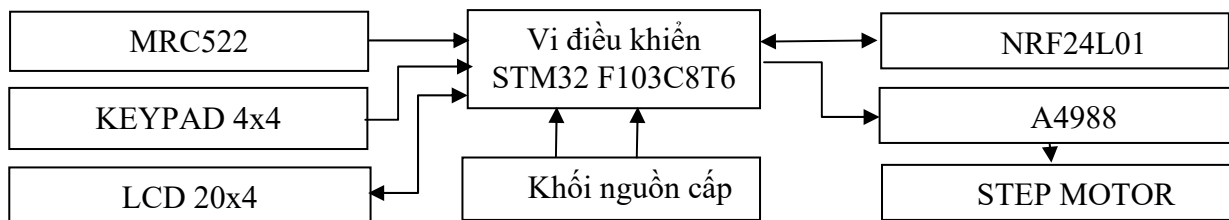
Hình 4. Sơ đồ khối hệ thống Node Control and Tranship

Sơ đồ khối Node Control and Tranship thể hiện trên hình 4. Nút này cũng sử dụng vi điều khiển STM32F103C8T6, thực hiện nhận lệnh từ cảm biến chạm (touch sensor), hoặc nhận lệnh từ người dùng trên ứng dụng web truyền thông qua module NRF24L01 để điều khiển bật/tắt thiết bị thông qua Relay. Đồng thời vi điều khiển nhận trạng thái của thiết bị truyền về cloud, nhận dữ liệu từ Node Air để chuyển tiếp về Gateway và ngược lại. Sơ đồ mạch nguyên lý thể hiện trên hình 5.



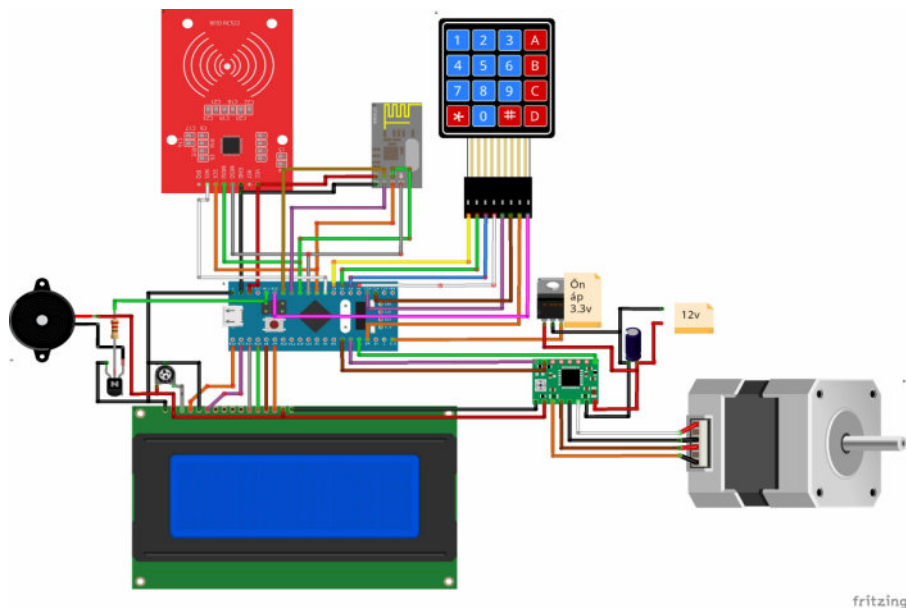
Hình 5. Sơ đồ nguyên lý Node Control and Tranship

2.4. Thiết kế Node Gate House



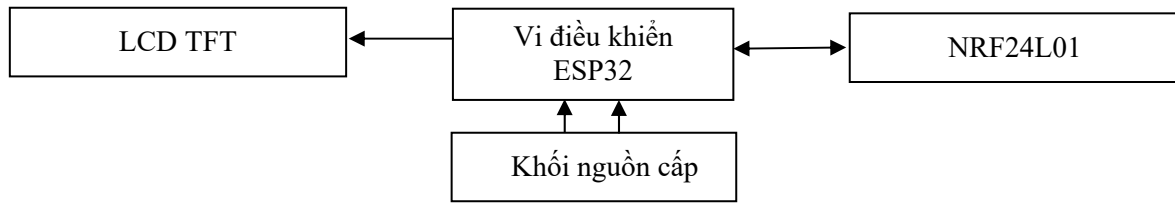
Hình 6. Sơ đồ khối Node Gate Home

Sơ đồ khối Node Gate Home thể hiện trên hình 6. Vi điều khiển STM32F103C8T6 giao tiếp và nhận dữ liệu từ mạch đọc thẻ từ MRC522 và nhận mã từ phím Keypad 4x4, đưa ra hiển thị thông tin cài đặt thêm/xóa thẻ RFID, hiển thị cài đặt mật khẩu, trạng thái cửa trên LCD, điều khiển Module A4988 và motor để đóng mở cửa. Thông tin trạng thái cửa sẽ được truyền lên cloud để giám sát từ xa đồng thời lệnh từ giao diện người dùng điều khiển được thu bởi NRF24L01. Sơ đồ nguyên lý thể hiện trên hình 7.



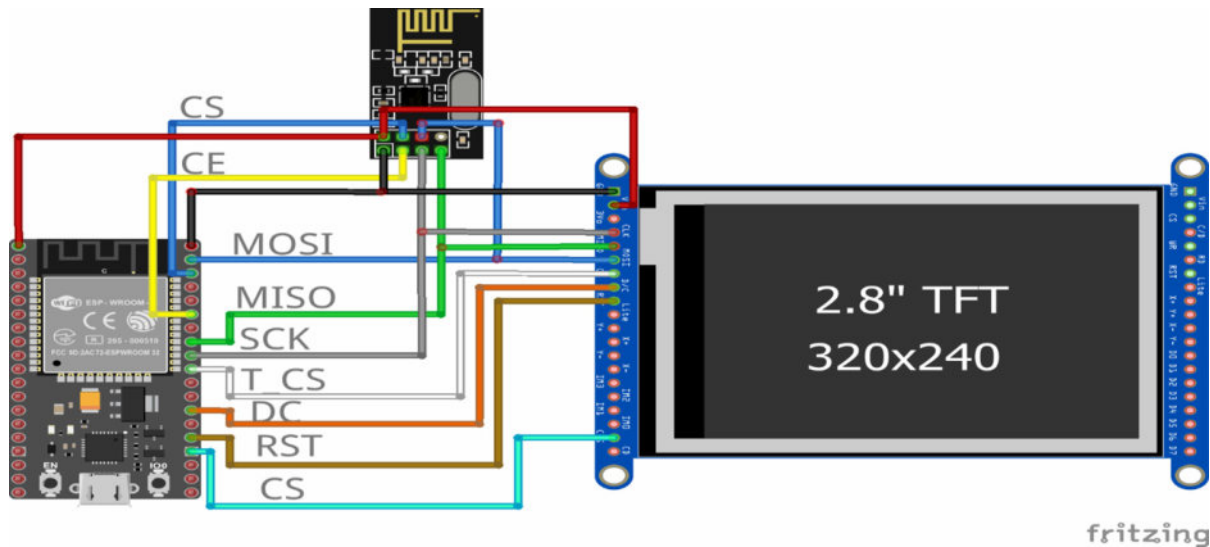
Hình 7. Sơ đồ nguyên lý Node Gate Home

2.5. Thiết kế bộ tập trung Gateway



Hình 8. Sơ đồ khối Gateway

Sơ đồ khối bộ tập trung Gateway thể hiện trên hình 8. Hệ thống sử dụng vi điều khiển ESP32 để giao tiếp với mạng internet thông qua sóng wifi, vi điều khiển truyền/nhận dữ liệu tới/từ các nút thông qua NRF24L01, hiển thị dữ liệu thu được từ các nút lên LCD TFT. Sơ đồ nguyên lý thể hiện trên hình 9.

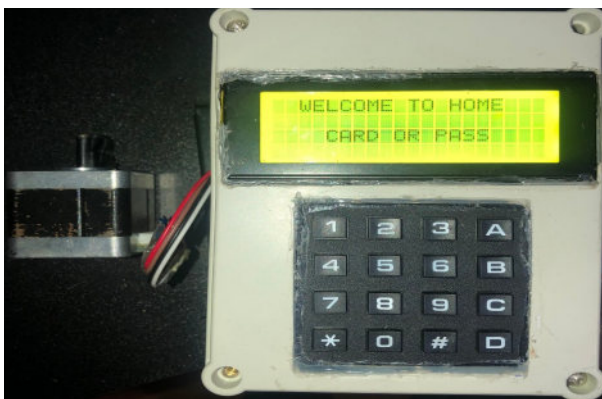


Hình 9. Sơ đồ kết nối Gateway

3. KẾT QUẢ LẬP TRÌNH, THỬ NGHIỆM HỆ THỐNG

Sau khi thiết kế mạch nguyên lý, hoàn thiện sản phẩm, thực hiện xây dựng thuật toán và lập trình cho các nút và cấu hình cloud HiveMQ, xây dựng giao diện app. Hệ thống đã thử nghiệm, kết quả hoạt động của hệ thống như sau:

Node Air: Cứ sau 5 giây hệ thống sẽ đọc nhiệt độ, độ ẩm không khí và truyền dữ liệu đo được sang Node Tranship. Nồng độ khí CO₂ được kiểm tra liên tục nếu nồng độ CO₂ lớn hơn mức cho phép lập tức sẽ có còi cảnh báo kêu và truyền dữ liệu cảnh báo đến Node Control and Tranship để gửi cảnh báo đến Application cảnh báo người dùng.



Hình 10. Hình ảnh khi ở chế độ chờ



Hình 11. Hình ảnh mở cửa bằng thẻ slaver

Node Control and Tranship: Khi nhận được tín hiệu từ cảm biến chạm sẽ làm thay đổi trạng thái của Relay (bật hoặc tắt thiết bị 220V) và truyền dữ liệu sang Gateway. Khi Module NRF24L01 nhận được dữ liệu, hệ thống sẽ kiểm tra xem là dữ liệu của Node Air hay Gateway. Nếu dữ liệu từ Node Air không có cảnh báo thì chỉ truyền dữ liệu nhiệt độ, độ ẩm và CO₂ qua Gateway, nếu có cảnh báo thì chỉ truyền tín hiệu cảnh báo. Nếu dữ liệu là từ Gateway thì sẽ cập nhật trạng thái của relay đồng thời gửi lại trạng thái của relay nhằm xác nhận relay đã thay đổi trạng thái thành công.

Node Gate House: Thực hiện các chức năng thêm, xóa, kiểm tra thẻ RFID để khiêu khiển đóng/mở cửa, đồng thời hiển thị trạng thái lên LCD và gửi dữ liệu lên cloud, các hoạt động này thể hiện trên hình 10, 11, 12. Đồng thời có thể thực hiện tạo, thay đổi, kiểm tra mật khẩu để thực hiện đóng mở cửa, thể hiện trên hình 13. Nút này cũng có thể nhận lệnh để điều khiển từ xa qua app.

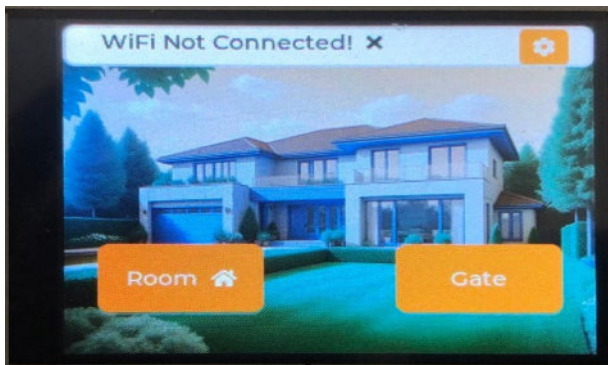


Hình 12. Hình ảnh trạng thái thêm thẻ

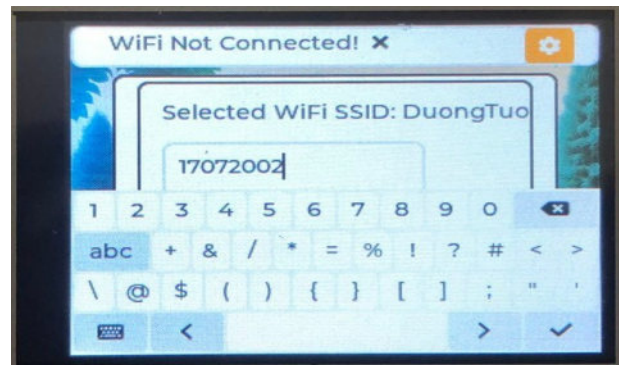


Hình 13. Hình ảnh trạng thái tạo mật khẩu

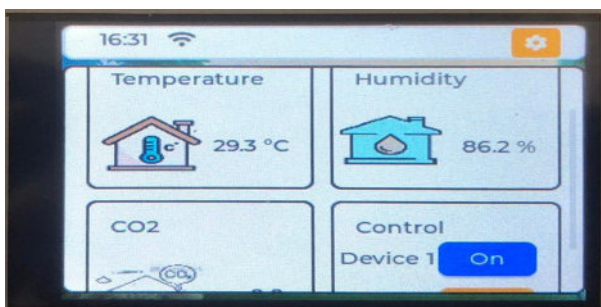
Kết quả thiết lập kết nối wifi của Node Gateway thể hiện trên hình 14, 15. Kết quả thu được từ các Node Air và Node Gate House thể hiện trên hình 16, 17.



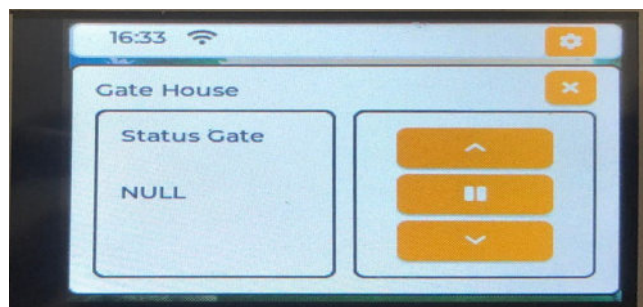
Hình 14. Màn hình chính khi chưa kết nối Wifi



Hình 15. Nhập mật khẩu để kết nối Wifi



Hình 16. Màn hình chính hiển thị thông số Node Air và Node Control



Hình 17. Màn hình điều khiển Node Gate House

Để xây dựng giao diện giám sát và điều khiển từ xa, nhóm tác giả sử dụng phần mềm AI2 Inventor, đây là một công cụ phát triển phần mềm dựa vào việc kéo thả các khối, được thiết kế để giúp người dùng tạo ứng dụng di động mà không cần có kinh nghiệm lập trình sâu. AI2 cung cấp một giao diện trực quan, người dùng sử dụng các khối lập trình trực quan để xử lý sự kiện, giao diện giám sát điều khiển thể hiện trên hình 18.



Hình 18. Giao diện giám sát, điều khiển

4. KẾT LUẬN

Bài báo đã trình bày quá trình thiết kế một mô hình nhà thông minh tích hợp các chức năng giám sát môi trường, điều khiển thiết bị gia dụng và quản lý truy cập, sử dụng vi điều khiển STM32/ESP32 và module truyền thông NRF24L01 kết hợp với giao thức MQTT. Hệ thống được thiết kế theo kiến trúc phân tán gồm ba node chức năng độc lập và một gateway trung tâm, giúp nâng cao tính ổn định, khả năng mở rộng và giảm tải xử lý cho từng thành phần. Kết quả thử nghiệm cho thấy hệ thống hoạt động ổn định, truyền nhận dữ liệu hiệu quả giữa các nút và gateway, cảnh báo kịp thời khi phát hiện chất lượng không khí vượt ngưỡng, điều khiển thiết bị chính xác qua cảm biến chạm và ứng dụng app. Đồng thời, việc sử dụng nền tảng HiveMQ và phần mềm AI2 Inventor đã hỗ trợ hiệu quả trong việc giám sát và điều khiển từ xa thông qua giao diện người dùng thân thiện.

5. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Alrawais, A., Alhothaily, A., Hu, C., & Cheng, X. 2017. Fog Computing for the Internet of Things. Security and Privacy Issues. IEEE Internet Computing, 21 (2). pp. 34–42.
- [2] Wang, Y., Liu, Y., & Xie, L. 2018. Design and Implementation of ZigBee-based Smart Home System. Sensors & Transducers, 219 (3). pp. 55–61.
- [3] Rehman, A., et al. 2021. MQTT Protocol Based Smart Home Architecture Using ESP32. Journal of Communications Software and Systems, 17(4). pp. 352–360.
- [4] Singh, R., & Yadav, S. 2020. Smart Home Automation System Using IoT and ESP32. International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT), 9(7). pp. 1110–1113.
- [5] Sharma, V., & Dutta, R. 2022. RFID and Keypad-Based Access Control System for Smart Homes. International Journal of Computer Applications, 184(36). pp. 25–30.
- [6] Zhang, C., Li, W., & Zhao, H. 2023. Lightweight Wireless Communication Using NRF24L01 for Embedded IoT Networks. Journal of Sensor and Actuator Networks, 12(1), 14.

XÂY DỰNG MÔ HÌNH TỔNG QUÁT CHO BÀI TOÁN ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT

Nguyễn Đức Minh

Trường Đại học Thủy lợi, email: minhnd@tlu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

Những năm gần đây, sử dụng phương pháp điều khiển trượt (SMC) để điều khiển quỹ đạo của rô bốt có đặc tính động học phi tuyến đã nhận được rất nhiều sự quan tâm của các nhà nghiên cứu. Đây là bộ điều khiển phi tuyến có thể dùng được cho cả hệ tuyến tính và phi tuyến. Phương pháp điều khiển trượt tương đối dễ thực hiện so với các phương pháp điều khiển phi tuyến khác, nhưng trong các hệ thống động phi tuyến lại tồn tại rất nhiều nhiễu và các tham số bất định, do đó nó làm giảm chất lượng điều khiển. Để giải quyết vấn đề này, sử dụng bộ điều khiển trượt kết hợp với mạng nơ ron (NN) để giảm sự bất định của hệ thống đã được giới thiệu bởi các nghiên cứu [1], trong các nghiên cứu này, các thuật toán điều khiển đều dựa trên lý thuyết Lyapunov, cấu trúc bộ điều khiển trượt và thuật toán học của mạng nơ ron để phát triển. Khi đó sự ổn định của hệ thống được đảm bảo và tăng cường hiệu suất chỉnh định tính động học của hệ thống.

2. PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

Trong nghiên cứu này, tác giả đề xuất phương án kết hợp giữa bộ điều khiển trượt dạng PID với mạng nơ ron để loại bỏ nhiễu và các thành phần bất định của hệ động học phi tuyến trong bài toán đồng thuận đa rô bốt. Ưu điểm của phương pháp điều khiển trượt là tác động nhanh, ổn định với nhiễu hoặc thậm chí các thông số của đối tượng thay đổi bất định, nhưng nếu muốn thiết kế được bộ điều khiển trượt thì điều kiện tiên quyết là ta cần phải biết chính xác các mô hình của đối tượng. Trong khi đó, việc ước lượng on-line các đối tượng phi tuyến và nhiễu bất định lại chính là ưu điểm của mạng nơ ron. Khi kết hợp hai phương pháp này lại, ta sẽ lấy hai ưu điểm ở hai phương pháp làm các nhiệm vụ khác nhau. Đối với mạng nơ ron, ta chỉ sử dụng tính năng nhận dạng và bù nhiễu bất định, còn bộ điều khiển thì ta sử dụng SMC để tăng tốc độ ổn định của hệ.

Dựa vào lý thuyết ổn định Lyapunov trong [2-3], nghiên cứu này đã chứng minh được rằng phương pháp điều khiển được đề xuất đã điều khiển các đầu ra của tất cả các rô bốt di chuyển theo quỹ đạo mẫu, theo điều kiện giao thức truyền thông giữa các rô bốt được xây dựng bởi lý thuyết đồ thị. Trong nghiên cứu này, lần đầu tiên mạng nơ ron kết hợp với bộ điều khiển trượt dạng PID [4-5] được thiết lập để giải quyết vấn đề nhiễu bất định trong bài toán đồng thuận của hệ đa rô bốt. Nghiên cứu này có 3 đóng góp chính sau đây:

- (i) Thiết kế được một bộ điều khiển nơ ron thích nghi để khử nhiễu và các thành phần bất định trong hệ động học phi tuyến của hệ đa rô bốt. Sự ổn định của hệ khi sử dụng phương án do nhóm tác giả đề xuất đã được chứng minh bằng lý thuyết Lyapunov.
- (ii) Tính toán được bộ tham số bất định.
- (iii) Thuật toán đồng thuận đã được thiết kế để xây dựng bộ điều khiển cho hệ đa rô bốt.

2.1. Bộ điều khiển trượt

Một mặt trượt dạng tổng quát được định nghĩa như sau:

$$s(t) = e(t) + \Lambda_1 \frac{de(t)}{dt} + \dots + \Lambda_{n-1} \frac{d^{n-1}e(t)}{dt^{n-1}} \quad (1)$$

trong đó $s(t)$ là mặt trượt, $e = q - q_d$ là sai lệch giữa quỹ đạo thực và quỹ đạo thiết kế. $\Lambda_i = (\Lambda_1, \Lambda_2, \dots, \Lambda_{n-1})$ với $i = 1, 2, \dots, n-1$ là các hệ số. Khi $s_{(t=0)} = 0$, để đảm bảo $\lim_{t \rightarrow 0} e(t) = 0$, chúng ta phải lựa chọn các hệ số Λ_i của đa thức đặc trưng như sau:

$$\Lambda(z) = 1 + \Lambda_1 z + \dots + \Lambda_{n-1} z^{n-1} \quad (2)$$

trong đó $\Lambda(z)$ là đa thức Hurwitz với các biến số thực. Tất cả các biến số của điều kiện $\Lambda(z)$ cùng dấu. Trong trường hợp này, ta giả thiết rằng $\Lambda_k > 0$, với $k = 1, 2, \dots, n-1$.

Thông thường, với những đối tượng có đặc tính động học phi tuyến thì mặt trượt trong bộ điều khiển thường được lựa chọn có dạng PD hoặc PID. Loại mặt trượt dạng PI không được lựa chọn vì nó rất khó điều khiển do tính ổn định không cao và thời gian chuyển tiếp là tương đối dài.

Theo nguyên tắc thiết kế thiết kế trong [6, 7, 8], sử dụng các hàm dấu, mặt trượt lựa chọn như sau:

Mặt trượt dạng PID:

$$s = \dot{e} + \Lambda_1 e + \Lambda_2 \int_0^t e dt \quad (3)$$

Trong đó $s = [s_1, s_2, \dots, s_n]^T$ và Λ_1, Λ_2 là các ma trận xác định đối xứng đồng nhất dương. e là sai lệch giữa tín hiệu mẫu và tín hiệu đầu ra.

2.2. Đề xuất mạng nơ ron cho hệ Euler - Lagrange:

Xét một hệ rô bốt n bậc tự do, bao gồm nhiều khâu và ma sát, phương trình toán học Euler – Lagrange của hệ có dạng như sau:

$$D(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) + F_r\dot{q} + \tau_d = \tau \quad (4)$$

trong đó $D(q) \in R^{n \times n}$ là ma trận đối xứng xác định dương, $C(q, \dot{q}) \in R^n$ là lực li tâm và lực Coriolis, $F_r(\dot{q}) \in R^n$ là lực ma sát, $G(q) \in R^n$ là lực trọng trường, $\tau_d \in R^n$ là nhiễu phi tuyến tổng quát, $\tau \in R^n$ là các vector mômen điều khiển đầu vào, $q, \dot{q}, \ddot{q} \in R^n$ lần lượt là các vector quỹ đạo, vận tốc, gia tốc của link.

Đặc tính 1: Ma trận quán tính $D(q)$ là ma trận đối xứng và đồng nhất dương, nó thỏa mãn điều kiện:

$$\forall s \in R^n, \quad \underline{g}s^T s \leq s^T Ds \leq \overline{g}s^T s$$

trong đó $\underline{g}$ and $\overline{g}$ là các hệ số dương đã biết.

Đặc tính 2: Ma trận của lực li tâm và lực Coriolis $C(q, \dot{q})$ được xác định sao cho $(\dot{D} - 2C)$ là một Skew-Symmetric, tức là nó có đặc điểm:

$$s^T (\dot{D} - 2C)s = 0, \quad \forall s \neq 0$$

Trong phương trình (4), ta đặt:

$$F(q, \dot{q}, \ddot{q}, t) = F_r\dot{q} + \tau_d \quad (5)$$

$$\text{Và} \quad \tau_0 = D(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) \quad (6)$$

Như vậy phương trình (6) được viết lại như sau:

$$\tau = \tau_0 + F(q, \dot{q}, \ddot{q}, t) \quad (7)$$

Trong hệ động học phi tuyến, nhiễu và ma sát là nguyên nhân chính làm giảm chất lượng điều khiển. Vì vậy, để tăng chất lượng điều khiển, trong nghiên cứu này tác giả đã đề xuất một mạng nơ ron được bù vào trong (5).

Trong các nghiên cứu về điều khiển thích nghi, mạng nơ ron trong [5] hầu hết được sử dụng cho các đối tượng phi tuyến không xác định là các mô hình xấp xỉ bởi khả năng tính toán xấp xỉ gần đúng của chúng. Cấu trúc mạng nơ ron nhân tạo có khả năng xấp xỉ được viết lại như sau:

$$F(q, \dot{q}, \ddot{q}, t) = F(s) = W\sigma + \varepsilon \quad (8)$$

trong đó ε là sai lệch xấp xỉ và $\bar{\varepsilon}$ là giới hạn trên của ε tức là $(|\varepsilon| \leq \bar{\varepsilon})$. σ là hàm Gaussian.

Ta định nghĩa hàm trọng số w_{ji} để xây dựng một mạng nơ ron xấp xỉ, do đó phương trình (8) được viết lại như sau:

$$F(s) = \sum_{j=1}^n w_{ji} \sigma_i + \varepsilon \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (9)$$

Hàm Gaussian có dạng như sau:

$$\sigma_i = \exp\left(-\frac{s_i - c_i}{\lambda_i^2}\right) \quad (10)$$

Trong đó $s^i = [s^1, s^2, \dots, s^N]^T$ là đầu vào của mạng RBF (Radial Basis Function), $c^i = [c^1, c^2, \dots, c^N]^T$ là hệ số trung tâm của mạng, λ_i là chiều rộng của mạng, tùy chọn.

2.3. Lý thuyết đồ thị ma trận Laplacian

Lý thuyết đồ thị được sử dụng để làm giao thức truyền thông giữa các rô bốt và gọi đó là đồ hình truyền thông. Nếu số lượng rô bốt là m , thì đồ hình G bao gồm các đỉnh $\gamma = \{v^1, v^2, \dots, v^m\}$, các cạnh $\varsigma \subseteq \gamma \times \gamma$ và ma trận trọng số liên kề $A = [\delta_{ij}] \in R^{m \times m}$, trong đó $\delta_{ij} > 0$ tức là rô bốt i có thể nhận tín hiệu từ rô bốt j , còn nếu không thì $\delta_{ij} = 0$. Ma trận liên kề A là ma trận đối xứng được xác định bởi $\delta_{ij} = \delta_{ji}$. Để liên kết với A , ma trận Laplacian được định nghĩa bằng $L = [l_{ij}] \in R^{m \times m}$, trong đó $[l_{ij}] = \sum_{j=1, j \neq i}^m \delta_{ij}$ and $l_{ij} = \delta_{ij}, i \neq j$.

Bổ đề 1: Zero là một giá trị riêng đơn giản của L khi và chỉ khi đồ thị G được thiết kế dạng hình cây.

Bổ đề 2: Đồ thị G được kết nối tốt khi và chỉ khi $\text{rank}(L) = n - 1$.

Bổ đề 3: Trên cùng một hàng của ma trận Laplacian L , các phần tử đại số có giá trị bằng nhau.

Mục tiêu của nghiên cứu này như sau:

- Giới thiệu một bộ điều khiển trượt có cấu trúc phù hợp với đối tượng có đặc tính động học phi tuyến để đạt được hiệu suất điều khiển tốt nhất mặc dù không có thông số hệ thống chính xác.
- Thiết kế một bộ điều khiển mạng nơ ron thích nghi sao cho $e = q - q_d$ bám sai lệch hội tụ nhanh về trạng thái cân bằng với thời gian ngắn nhất.
- Giới thiệu phương pháp đồng thuận hoặc đồng bộ cho hệ đa rô bốt có đặc tính động học phi tuyến.

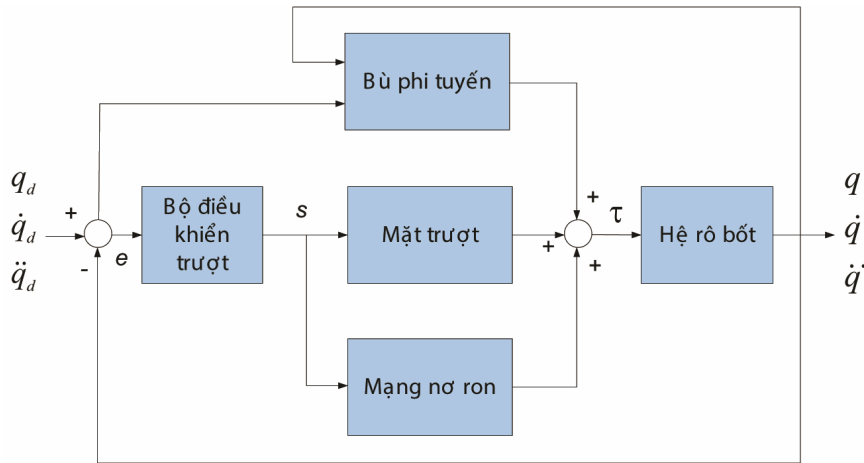
3. PHÂN TÍCH ỔN ĐỊNH

Trong phần này, điều khiển trượt đã giới thiệu trong (4) được sử dụng để chứng minh tính ổn định của hệ thống khi sử dụng mạng nơ ron để bù nhiễu vào hệ thống có đặc tính động học phi tuyến. Kết quả phân tích ở cuối phần này chứng minh rằng mặt trượt dạng PID là phù hợp với hệ có đặc tính động học phi tuyến.

Theo phương trình (4) và (5) ta có:

$$\begin{aligned} \ddot{q} &= D^{-1}(q)[\tau - C(q, \dot{q})\dot{q} - G(q) - F_r\dot{q} - \tau_d] \\ &= D^{-1}(q)\tau - D^{-1}(q)[C(q, \dot{q})\dot{q} - G(q) - F(q, \dot{q}, \ddot{q}, t)] \end{aligned} \quad (11)$$

Theo nghiên cứu này, tác giả đề xuất cấu trúc điều khiển như hình 1. Mạng nơ ron với hệ học online được bù nhiễu và ma sát. Đối tượng điều khiển là tạo được quỹ đạo q bám sát với quỹ đạo mẫu q_d mặc dù trong hệ có nhiễu bất định và ma sát.



Hình 1. Cấu trúc điều khiển của mạng nơ ron bù phi tuyến

Để giải quyết vấn đề này, ta xét một hàm Lyapunov $V(t)$, dựa vào lý thuyết ổn định Lyapunov, nếu ta tạo được một luật điều khiển mà ở đó đạo hàm của $V(t)$ nhỏ hơn 0 thì quỹ đạo của rô bốt sẽ tiến tới mặt trượt $s = 0$ trong khoảng thời gian nhất định và giữ chúng trên mặt trượt s .

Chọn hàm Lyapunov như sau:

$$V(t) = \frac{1}{2}(s^T Ds + \sum_{j=1}^n w_j^T w_j) \quad (12)$$

Đây là một hàm xác định dương $V(t) > 0, \forall s \neq 0$

Đạo hàm (12) theo thời gian ta được:

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= \frac{1}{2}[s^T D\dot{s} + s^T \dot{D}s + s^T D\dot{s} + \sum_{j=1}^n (\dot{w}_j^T w_j + w_j^T \dot{w}_j)] \\ &= \frac{1}{2}s^T \dot{D}s + s^T D\dot{s} + \sum_{j=1}^n w_j^T \dot{w}_j \end{aligned} \quad (13)$$

Theo phương trình động học (5) cả $C(q, \dot{q})$ và $D(q)$ đáp ứng đặc tính 2, tức là:

$$s^T (\dot{D} - 2C)s = 0, \quad \forall s \in R^n \leftrightarrow s^T \dot{D}s = 2s^T Cs \quad (14)$$

Ma trận $(\dot{D} - 2C)$ là ma trận đối xứng, đặc điểm này đảm bảo hệ thống không bị ảnh hưởng bởi lực được xác định bởi $C(q, \dot{q})\dot{q}$

Do đó từ (13) và (14) ta có:

$$\dot{V}(t) = s^T Cs + s^T D\dot{s} + \sum_{j=1}^n w_j^T \dot{w}_j \quad (15)$$

Tiếp theo, xét bề mặt trượt có cấu trúc PID (3).

Trong trường hợp này, để ổn định hệ Euler – Lagrange (4), ta đề xuất luật điều khiển như sau:

$$\tau = D\ddot{q}_d + C\dot{q}_d + G - D(\Lambda_1 \dot{e} + \Lambda_2 e) - C(\Lambda_1 e + \Lambda_2 \int_0^t e dt) - Ks - \gamma \frac{s}{\|s\|} + (1 + \eta)W\sigma \quad (16)$$

Với mặt trượt loại này và mạng nơ ron (9) để bám quỹ đạo mẫu của hệ Euler – Lagrange (4) với sai lệch e tiến tới 0, ta đề xuất luật điều khiển như sau:

$$\tau = D\ddot{q}_d + C\dot{q}_d + G - D\Lambda \dot{e} - C\Lambda e f - Ks - \gamma \frac{s}{\|s\|} + (1 + \eta)W\sigma \quad (17)$$

Và thuật toán học $\dot{w}_i$

$$\dot{w}_i = -\eta s \sigma_i \quad (18)$$

trong đó K là ma trận xác định dương, $\gamma, \eta > 0$

Định lý 3.1: Xét hệ Euler – Lagrange (4), bộ điều khiển trượt (3), mạng nơ ron xấp xỉ (9) với hàm Gaussian (10), luật điều khiển được đề xuất trong (17) và thuật toán học (18). Các tín hiệu trong hệ bị chặn và bám sai lệch e tiến tới mặt trượt s trong một khoảng thời gian nhất định.

Chứng minh: Từ (15) và (3) ta có:

$$\begin{aligned} Cs + D\dot{s} &= C(\dot{e} + \Lambda_1 e + \Lambda_2 \int_0^t e dt) + D(\ddot{e} + \Lambda_1 \dot{e} + \Lambda_2 e) \\ &= C(-\dot{q}_d + \Lambda_1 e + \Lambda_2 \int_0^t e dt) + D(-\ddot{q}_d + \Lambda_1 \dot{e} + \Lambda_2 e) + C\dot{q} + D\ddot{q} \end{aligned} \quad (19)$$

Tiếp tục thay vào (20) sẽ được:

$$Cs + D\dot{s} = C(-\dot{q}_d + \Lambda_1 e + \Lambda_2 \int_0^t e dt) + D(-\ddot{q}_d + \Lambda_1 \dot{e} + \Lambda_2 e) + \tau - G - W\sigma - \varepsilon \quad (20)$$

Thế (16) vào (20) ta được:

$$Cs + D\dot{s} = -Ks - \gamma \frac{s}{\|s\|} + \eta W\sigma - \varepsilon \quad (21)$$

Thay (21) vào (15)

$$\dot{V}(t) = s^T (-Ks - \gamma \frac{s}{\|s\|} + \eta W\sigma - \varepsilon) + \sum_{j=1}^n \omega_j^T \dot{\omega}_j \quad (22)$$

Từ các phương trình (9), (10) và (17) ta có thể viết lại phương trình (22) như sau:

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= s^T (-Ks - \gamma \frac{s}{\|s\|} + \eta W\sigma - \varepsilon) - \eta W\sigma \\ &= s^T (-Ks - \gamma \frac{s}{\|s\|} - \varepsilon) \end{aligned} \quad (23)$$

Từ phương trình (23) ta dễ dàng nhận thấy rằng $\dot{V}(t) < 0$ với mọi $s \neq 0$ và $\dot{V}(t) = 0$ khi và chỉ khi $s = 0$. Do đó, với mặt trượt (3), luật điều khiển (16), thuật toán học (17) và mạng nơ ron (8), rô bốt sẽ bám quỹ đạo thiết kế q_d với sai lệch $e \rightarrow 0$. Theo lý thuyết ổn định Lyapunov, ta có thể biết rằng quỹ đạo chuyển động sẽ tiếp cận tới mặt trượt $s = 0$ trong khoảng thời gian nhất định. Khi đó dễ dàng kết luận rằng hệ sẽ tiệm cận ổn định.

4. KẾT LUẬN

Trong các bài toán truyền thống về điều khiển rô bốt, ta thường chọn mặt trượt dạng PD kết hợp với mạng nơ ron để bám quỹ đạo. Tuy nhiên, trong quá trình ứng dụng điều khiển thực tế thì bộ điều khiển trượt truyền thống đã bộc lộ những hạn chế. Thứ nhất đó là rất khó tính toán được bộ tham số của hệ thống. Thứ hai là luôn tồn tại sóng tần số cao trong đầu vào điều khiển, gây nên hiện tượng dao động không ngừng. Để giảm dao động liên tục và cải thiện độ chính xác cho hệ đa rô bốt, tác giả đã đề xuất mặt trượt dạng PID với mạng nơ ron học online. Với thành phần tích phân (I) trong mặt trượt (4), khi $e \rightarrow 0$, hệ sẽ làm cho $\int e dt \rightarrow 0$ và nó giúp loại bỏ các tác động của nhiễu và các lỗi tích hợp, dẫn đến độ chính xác cao hơn.

Bộ điều khiển trượt PID sử dụng chức năng lọc nhiễu được đề xuất bởi một số nhà nghiên cứu trước đây có ưu điểm là nhanh chóng hội tụ về mặt trượt, nhưng lại không chứng minh được sự ổn định của hệ và vẫn còn tồn tại các dao động xung quanh bề mặt trượt. Do đó, trong bài báo này, bộ điều khiển trượt PID không được lựa chọn là bộ điều khiển chính, nó chỉ là một dạng mặt trượt được sử dụng trong quá trình điều khiển.

Để giải quyết những hạn chế này, phương pháp điều khiển trong nghiên cứu này đã đề xuất sự kết hợp giữa mạng nơ ron với bộ điều khiển trượt dạng PID sử dụng cho hệ đa rô bốt có đặc tính động học và phi tuyến đã triệt tiêu nhiễu và các thành phần bất định một cách hiệu quả và cải thiện hiệu suất điều khiển một cách đáng kể.

Trong thời gian tới, tác giả sẽ tiếp tục sửa dụng phương pháp điều khiển này để chứng minh định lượng, điều khiển cho một hệ rô bốt có đặc tính động học phi tuyến. Kết quả chứng minh sẽ được trình bày trong bài báo năm tới.

5. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Haghshenas, H.; Badamchizadeh, M.A.; Baradarannia, M. 2016. Containment control of heterogeneous linear multi-agent systems. *Automatica* 2016, 54, 210–216.
- [2] Minh, N.D.; Wang, W.; Zhuang, Y. 2016. Consensus of Multi-Agent Systems with Euler–Lagrange System Using Neural Networks Controller. *ICIC Express Lett*, 10, 1697–1704.
- [3] Cai, Z.W.; Huang, L.H.; Zhua, M.X.; Wang, D.S. 2016. Finite-time stabilization control of memristor-based neural networks. *Nonlinear Anal. Hybrid Syst.* 20, 37–54.
- [4] Bernardes, T.; Montagner, V.F.; Gründling, H.A.; Pinheiro, H. 2014. Discrete-time sliding mode observer for sensorless vector control of permanent magnet synchronous machine. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 61, 1679–1691.
- [5] Vieira, R.P.; Gastaldini, C.C.; Azzolin, R.Z.; Grundling, H.A. 2014. Sensorless sliding-mode rotor speed observer of induction machines based on magnetizing current estimation. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 61, 4573–4582.
- [6] JunMin Park; Wookyong Kwon; PooGyeon Park. 2023. An Improved Adaptive Sliding Mode Control Based on Time-Delay Control for Robot Manipulators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Volume: 70, Issue: 10, 10363 – 10373.
- [7] Jaemin Baek; Wookyong Kwon. 2020. Practical Adaptive Sliding-Mode Control Approach for Precise Tracking of Robot Manipulators. *Appl. Sci.* 2020, 10(8), 2909.
- [8] Omar Mohamed Gad; Raouf Fareh; Hissam Tawfik; Saif Sinan; Sofiane Khadraoui & Maamar Bettayeb. 2024. Optimized Power Rate Sliding Mode Control for a Robot Manipulator Using Genetic Algorithms. *Robot and Applications*. Volume 22, 3166–3176.

TỰ ĐỘNG NHẬN DẠNG TÍN HIỆU ĐIỀU CHẾ TRONG HỆ THỐNG OFDM DỰA TRÊN MẠNG NƠ RON TÍCH CHẬP

Mai Văn Lập

Trường Đại học Thủy lợi, email: lapmv@thu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

Kỹ thuật ghép kênh phân chia theo tần số trực giao (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM) là một loại điều chế đa sóng mang. Ưu điểm của kỹ thuật này là hiệu suất phổ cao, giảm nhiễu xuyên ký tự (ISI) và hiệu ứng đa đường, khả năng chống lại nhiễu đồng kênh bằng thông hẹp trong hệ thống không dây.

OFDM đã và đang được áp dụng rộng rãi trong các hệ thống 4G, 5G, thông tin quang, DVB-T2, DVB-S2, IEEE 802.11a, Hiperlan2 và tiêu chuẩn truy cập không dây băng thông rộng IEEE 802.16a [1].

Trong hệ thống OFDM thường sử dụng kỹ thuật điều chế là M-PSK và M-QAM, để cân bằng giữa hiệu suất phổ, tốc độ với tỉ lệ lỗi bit (BER) người ta dùng kỹ thuật điều chế thích nghi [2].

Thông thường, bên thu phải biết trước bên phát đã dùng kỹ thuật điều chế nào để giải điều chế cho phù hợp. Như vậy ngoài thông tin cần truyền phải truyền thêm thông tin về loại điều chế, dẫn đến giảm hiệu suất truyền tín hiệu. Để nâng cao hiệu suất truyền tín hiệu, trong các hệ thống tiên tiến thường dùng các kỹ thuật tự động nhận dạng tín hiệu điều chế. Đối với vấn đề này, đã có nhiều công bố về các phương pháp phân loại điều chế của tín hiệu đơn sóng mang. Một số phân loại sử dụng phương pháp quyết định lý thuyết [3][4] đòi hỏi sự hiểu biết chính xác về tần số đầu thu và tín hiệu đồng bộ. Cách tiếp cận khác thuộc phương pháp nhận diện mẫu. Trong lĩnh vực này, sử dụng một sự phối hợp các đặc trưng thống kê của tín hiệu như ước lượng tần số tức, pha và biên độ tức thời [5], phương pháp này hiệu quả kém đối với SNR thấp. Một phương pháp khác dựa trên tích lũy bậc cao (high order cumulants-HOC) [6][7], có vai trò quan trọng trong nhận dạng điều chế. Điều này là vì nó có thể nhận diện các loại điều chế không xác định từ quan sát đầu ra ngay cả khi tín hiệu bị nhiễu Gaussian trắng cộng tính (AWGN). Ngày nay khi mạng Nơ ron phát triển đã có nhiều phương pháp được áp dụng như dùng mạng Nơ ron tích chập nhận dạng tín hiệu điều chế [8], nhận dạng tín hiệu điều chế dùng Fast Deep learning [9].

Trong bài báo này tác giả dùng mạng nơ ron tích chập (Convolutional Neural Networks - CNNs) để nhận dạng các loại tín hiệu điều chế như: M-PSK và M-QAM trong hệ thống OFDM.

2. PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

Tác giả sử dụng phương pháp nghiên cứu lý thuyết về kỹ thuật điều chế (M-PSK, M-QAM), kỹ thuật ghép kênh theo tần số trực giao (OFDM), mạng nơ ron tích chập (CNN) và mô phỏng hệ thống OFDM sử dụng CNN để nhận dạng tín hiệu điều chế bằng phần mềm chuyên dụng.

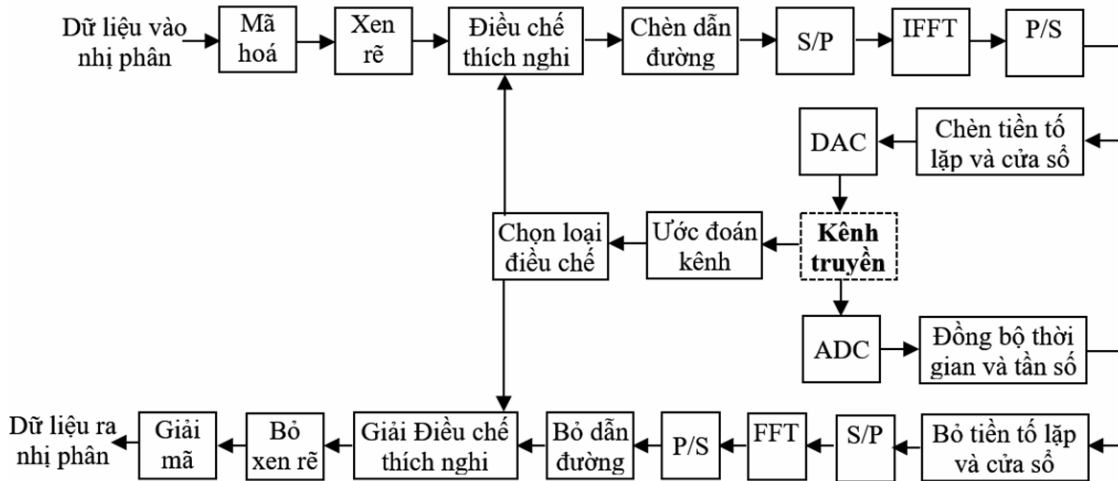
3. MÔ HÌNH HỆ THỐNG

3.1. Nhận dạng tín hiệu điều chế

Trong hệ thống OFDM, để có thể nâng cao hiệu suất đường truyền thường dùng kỹ thuật điều chế thích nghi như hình 1.

Tại phía thu, người ta có thể tự động nhận dạng để giải điều chế để khôi phục lại tín hiệu ban đầu.

Các phương pháp nhận dạng điều chế truyền thống thường dựa trên việc trích xuất các đặc trưng thủ công từ tín hiệu như: Tích lũy bậc cao (high order cumulants-HOC), Trích xuất đặc trưng thống kê của tín hiệu như tần số, ước lượng pha và biên độ tức thì.



Hình 1. Mô hình hệ thống OFDM sử dụng điều chế thích nghi

Tuy nhiên, các phương pháp này có những hạn chế như: hiệu suất suy giảm ở SNR thấp, các đặc trưng này thường nhạy cảm với nhiễu, dẫn đến hiệu suất kém khi SNR thấp, không linh hoạt v.v.

Học sâu khắc phục những hạn chế này. Mạng nơ-ron sâu có khả năng tự động học các đặc trưng phân cấp từ dữ liệu thô, từ các đặc trưng cấp thấp đến các đặc trưng cấp cao (như các mẫu điều chế phức tạp). Với đủ dữ liệu huấn luyện, các mô hình học sâu có thể học được các đặc trưng tốt hơn, ít bị ảnh hưởng bởi nhiễu, dẫn đến hiệu suất tốt hơn ở SNR thấp. Sau khi được huấn luyện, mô hình có thể tổng quát hóa tốt cho các tín hiệu chưa từng thấy, miễn là chúng thuộc cùng một phân bố dữ liệu.

3.2. Các kiến trúc mạng nơ-ron

Hiện nay có nhiều mạng học sâu như: CNNs (Convolutional Neural Networks - CNNs), RNNs (Recurrent Neural Networks, đặc biệt là LSTM (Long Short-Term Memory), DNNs (Deep Neural Networks - DNNs).

Tuy nhiên trong vấn đề nhận dạng điều chế, CNN thường là lựa chọn ưu tiên do khả năng xử lý hiệu quả các tín hiệu I/Q miền thời gian, tự động học các "bộ lọc khớp" cho các mẫu tín hiệu khác nhau.

Mạng nơ-ron tích chập (Convolutional Neural Networks - CNNs): Rất hiệu quả trong việc xử lý dữ liệu có cấu trúc lưới như hình ảnh và chuỗi thời gian. Các lớp tích chập có khả năng phát hiện các mẫu cục bộ và bất biến dịch chuyển, rất phù hợp cho việc nhận dạng các đặc trưng tín hiệu trong miền thời gian hoặc tần số.

3.3. Kết quả nghiên cứu

3.3.1. Tạo tập dữ liệu

Một tập dữ liệu chất lượng cao là yếu tố then chốt cho sự thành công của bất kỳ mô hình học sâu nào. Trong nghiên cứu này, tác giả dùng phần mềm mô phỏng giả lập tạo ra một tập dữ liệu tín hiệu OFDM để đảm bảo tính đa dạng và kiểm soát được các tham số kênh truyền.

Các loại điều chế: tác giả sử dụng các loại điều chế số phổ biến được sử dụng trong hệ thống OFDM như: QPSK, 8PSK, 4QAM, 16QAM, 64QAM và 256QAM.

Tham số hệ thống OFDM: Số lượng sóng mang con (N_{sc}): 64. Độ dài tiền tố lặp (N_{cp}): 16. Số lượng ký hiệu OFDM trên mỗi khung: 128.

Mô hình kênh: Để mô phỏng môi trường truyền dẫn thực tế, tác giả mô phỏng kênh là kênh nhiễu trắng Gaussian cộng tính (Additive White Gaussian Noise - AWGN): Với các mức tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu (SNR) khác nhau, từ -20 dB đến +20 dB, với bước nhảy 2 dB.

Định dạng dữ liệu đầu vào: Tín hiệu OFDM thu được sau khi điều chế là một chuỗi các mẫu phức và được biểu diễn thành 2 thành phần: Thành phần cùng pha (In phase - I) và thành phần vuông pha (Quadrature - Q) trong miền thời gian vì nó cho phép mạng học sâu tự động trích xuất các đặc trưng mà không cần tiền xử lý phức tạp, đặc biệt hữu ích khi các hiệu ứng kênh không lý tưởng làm biến dạng các đặc trưng truyền thống. Mỗi mẫu tín hiệu sẽ có độ dài cố định 128 mẫu phức.

3.3.2. Kiến trúc mạng CNN

Kiến trúc mạng CNN được lập trình với các thư viện mở và có cấu trúc như sau:

- Lớp đầu vào (Input Layer): Nhận dữ liệu đầu vào là ma trận chứa phần thực (I) và phần ảo (Q) của tín hiệu vào, mỗi tín hiệu gồm 128 mẫu.
- Khối Convolutional 1: Gồm 64 bộ lọc (filters), mỗi filter kích thước 2×3 (gộp cả 2 kênh I/Q, quét theo chiều dài 3 mẫu thời gian). Hàm kích hoạt ReLU.
- Khối Convolutional 2: Gồm 16 filters, kích thước 1×3 . Hàm kích hoạt ReLU.
- Khối Fully Connected và Dropout: Lớp kết nối đầy đủ với 256 neuron. Hàm kích hoạt ReLU. Dropout 50% giúp chống overfitting.
- Lớp đầu ra: Lớp fully connected với số lượng neuron là 6, bằng số loại điều chế (số class). Hàm kích hoạt là Softmax chuyển giá trị đầu ra về xác suất trên từng lớp.

3.3.3. Quy trình huấn luyện và đánh giá

Chuẩn bị dữ liệu: Dữ liệu được phần mềm giả lập tạo ra gồm 6 dạng tín hiệu điều chế, đó là: QPSK, 8PSK, 4QAM, 16QAM, 64QAM, 256QAM. Mỗi tín hiệu gồm 128 mẫu, được tách thành 2 thành phần I và Q. Tín hiệu được thêm nhiễu Gaussian với mức SNR từ -20 dB đến 20 dB.

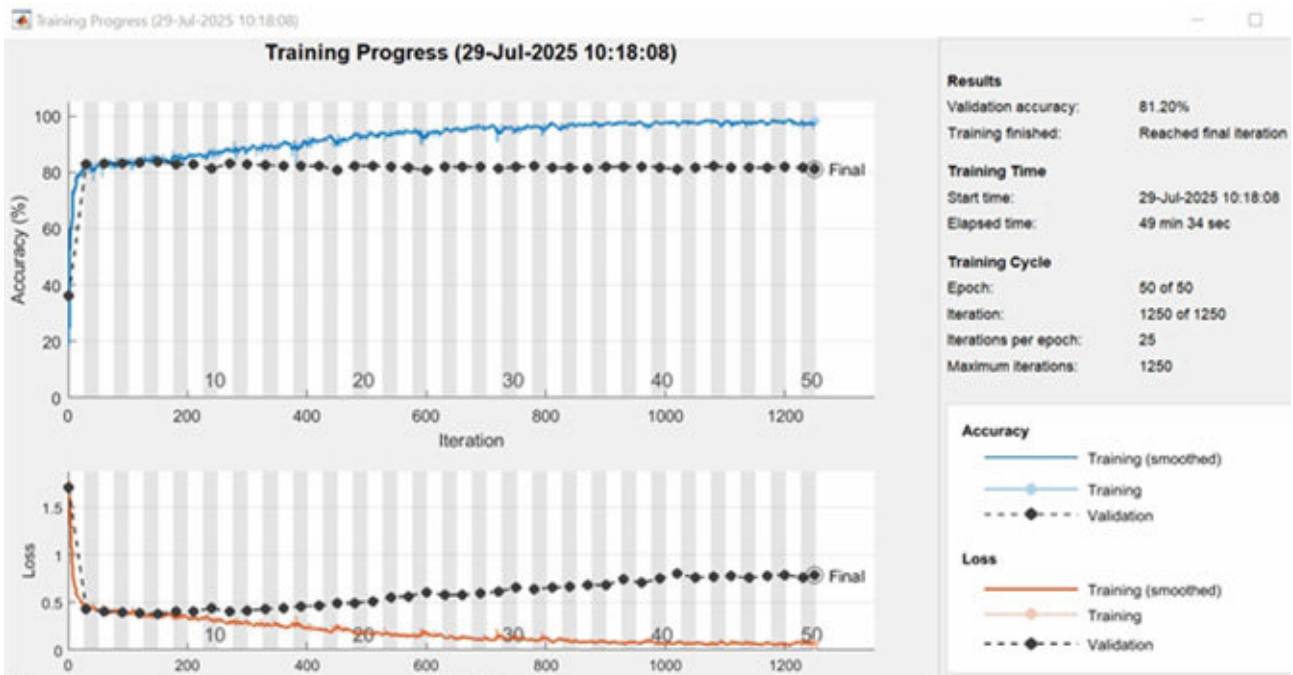
Tập dữ liệu được chia ngẫu nhiên thành tập huấn luyện (70%) và tập kiểm tra (30%).

Cài đặt tham số huấn luyện: Thuật toán tối ưu Adam, Số epoch: 50, Mini batch size: 1024. Dữ liệu được shuffle mỗi epoch, có sử dụng tập validation là tập kiểm tra để theo dõi quá trình huấn luyện.

Quá trình huấn luyện (Training): Mỗi epoch, dữ liệu sẽ qua lần lượt các lớp (forward pass), Tính hàm loss (cross-entropy), Áp dụng thuật toán lan truyền ngược (backpropagation) để cập nhật trọng số, theo dõi accuracy trên tập validation và hiển thị quá trình huấn luyện.

Đánh giá mô hình: Với tập test, phân loại và tính độ chính xác (accuracy) tổng, tính accuracy riêng theo từng mức SNR để đánh giá độ chính xác trên các mức nhiễu khác nhau, vẽ biểu đồ Accuracy vs SNR (độ chính xác theo tín hiệu trên nhiễu), Vẽ ma trận nhầm lẫn (confusion matrix) cho từng mức SNR để quan sát chi tiết hiệu quả phân loại từng lớp điều chế (modulation).

3.4. Kết quả mô phỏng và thảo luận

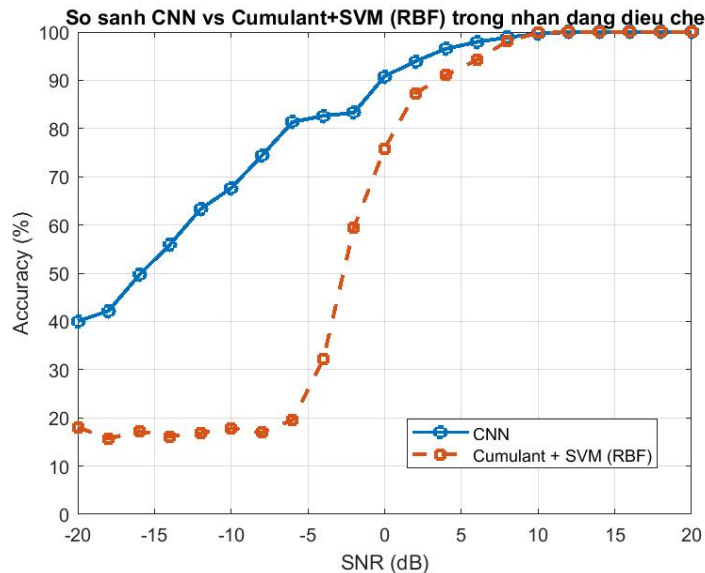


Hình 2. Quá trình training và Validation

Kết quả quá trình training và validation như hình 2 ta thấy:

- Accuracy train nhanh tăng ổn định, đạt trên 80-85%, cho thấy model học được đặc trưng tốt trên dữ liệu huấn luyện.
- Accuracy validation lên tới khoảng 75-80% (xem trên biểu đồ) cũng đã khá tốt, chứng tỏ model có khả năng tổng quát tương đối.
- Đường validation còn một số dao động nhỏ, chưa hoàn toàn mượt nhưng chấp nhận được với bài toán và dữ liệu dạng tín hiệu nhiễu/phức tạp như modulation classification.

Loss training và validation giảm rõ, không quá lệch nhau, không bị overfitting nặng nên tổng thể là đạt yêu cầu.



Hình 3. Độ chính xác nhận dạng qua SNR của CNN và Cumulant+SVM

Kết quả nhận dạng tín hiệu điều chế theo SNR như hình 3. Kết quả mô phỏng so sánh nhận dạng tín hiệu theo CNN và Cumulant + SVM (RBF). Cumulant + SVM (RBF) là phương pháp cổ điển chuẩn sử dụng đặc trưng thống kê bậc cao (cumulant) kết hợp SVM để phân loại [7]. Cụ thể, các đặc trưng được trích xuất từ tín hiệu bao gồm cumulant bậc 2 và 4, moment bậc 3 và bậc 4 chuẩn hóa của thành phần I/Q. Sau đó, các đặc trưng này được phân loại bằng Support Vector Machine (SVM) với kernel Radial Basis Function (RBF). Từ hình ta thấy, khi SNR thấp (nhiều nhiễu, dưới -5dB) độ chính xác của CNN cao hơn rất nhiều, khi tăng SNR trên 10dB thì 2 phương pháp có độ chính xác tiệm cận 100%. Điều này cho thấy hệ thống CNN có thể hoạt động tốt hơn Cumulants + SVM trong môi trường SNR thấp.

Ma trận nhầm lẫn giữa các dạng tín hiệu điều chế QPSK, 8PSK, 4QAM, 16QAM, 64QAM, 256QAM sử dụng CNN ở SNR=0dB và 10dB như hình 4.

Với Confusion Matrix của CNN tại SNR = 0 dB:

Các tín hiệu điều chế mức thấp QPSK, 8PSK, 4QAM: 100% nhận dạng đúng (ô chéo chính hoàn toàn đen, % = 100).

Tín hiệu điều chế 16QAM: 95.5% đúng, 4.5% bị nhầm sang 64QAM → chứng tỏ CNN chưa tách rõ ràng khi nhiễu nhiều.

Tín hiệu điều chế 64QAM: chỉ 59.5% đúng, nhầm lẫn khá nhiều (37% nhầm sang 256QAM, 3.5% sang 16QAM).

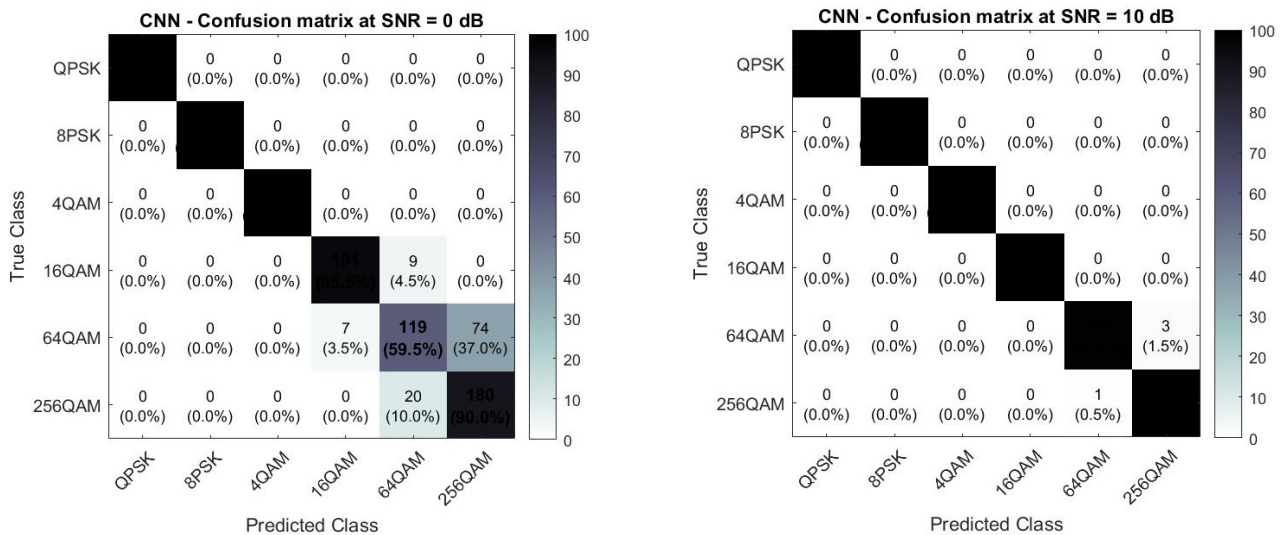
Tín hiệu điều chế 256QAM: 90% đúng, 10% bị nhầm sang 64QAM.

Với Confusion Matrix của CNN tại SNR = 10 dB:

Các tín hiệu điều chế mức thấp QPSK, 8PSK, 4QAM, 16QAM: 100% đúng, không có nhầm lẫn.

Tín hiệu điều chế 64QAM: 98.5% đúng, chỉ 1.5% nhầm sang 256QAM.

Tín hiệu điều chế 256QAM: 99.5% đúng, 0.5% nhầm sang 64QAM.



Hình 4. Ma trận nhầm lẫn giữa các dạng điều chế tại SNR = 0dB và 10dB

4. KẾT LUẬN

Trong bài báo này tác giả đã sử dụng phương pháp nhận dạng tín hiệu điều chế trong hệ thống OFDM dựa trên CNN cho 6 dạng tín hiệu điều chế bao gồm: QPSK, 8PSK, 4QAM, 16QAM, 64QAM, 256QAM. Từ các kết quả trên ta thấy nhận dạng tín hiệu điều chế dùng CNN tốt hơn so với phương pháp truyền thống đặc biệt khi ở SNR thấp hay có nhiễu lớn. Từ đó cho thấy khả năng ứng dụng của của mạng Nơ ron trong các lĩnh vực mạng truyền thông là rất lớn và có khả năng ứng dụng cao.

5. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] G. Barb and M. Ottesteanu. 2020. 4G/5G: A Comparative Study and Overview on What to Expect from 5G. 43rd International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP). Milan, Italy.
- [2] Hussein Sultan Radhi, Sabah S. Abudlkareem and Abdullah Th. Abdalsatir. 2018. Adaptive modulation for enhanced ofdm systems using fuzzy logic. ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences.
- [3] Soliman S. S., Hsue Shue-Zen. 1992. Signal classification using statistical moments. IEEE Transactions on Communications. Vol. 40, pp. 908-916.
- [4] Wei Wen, Mendel J. M. 2000. Maximum-Likelihood Classification for Digital Amplitude-Phase Modulations. IEEE Transactions on Communications. Vol. 48, pp. 189-193.
- [5] A. K. Nandi, E. E. Azzouz. 1995. Automatic analogue modulation recognition. *Signal Processing*. Vol. 46, pp. 211- 222.
- [6] Dobre O. A, Bar-Ness Y., Wei Su. 2003. Higher-order cyclic cumulants for high order modulation classification. IEEE MILCOM 2003. Oct. 13-16. Vol. 1, pp. 112-117.
- [7] Xin Zhou, Ying Wu, Bin Yang. 2010. Signal Classification Method Based on Support Vector Machine and High-Order Cumulants. Wireless Sensor Network 2:48-52.
- [8] Timothy J. O'Shea1, Johnathan Corgan, and T. Charles Clancy. 2016. Convolutional Radio Modulation Recognition Networks. EANN 2016, CCIS 629, pp. 213–226.
- [9] Ramjee S, Ju S, Yang D, Liu X, Gamal AE, Eldar YC. 2021. Fast Deep Learning for Automatic Modulation Classification. IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking. Aug 26;1901.05850.

NGHIÊN CỨU XÂY DỰNG HỆ SINH THÁI GIÚP CHẨN ĐOÁN SỚM VÀ ĐIỀU TRỊ CHO NGƯỜI BỆNH PARKINSON

Ngô Quang Vĩ, Đinh Mạnh Hoàng, Nguyễn Thị Quỳnh, Lê Trung Hiếu

Trường Đại học Thủy lợi, email: vihoangnq@tlu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

Parkinson là rối loạn thần kinh tiến triển, chủ yếu ảnh hưởng đến hệ vận động, với các triệu chứng phổ biến như run tay, cứng cơ, chậm vận động và mất thăng bằng, tỉ lệ nam/nữ mắc mới toàn bộ chuẩn hóa theo tuổi được ước tính là 1,46 (95% CI 1,24 – 1,72). Không có nơi nào trên thế giới miễn nhiễm với bệnh. Mặc dù hiện nay chưa có phương pháp điều trị triệt để, nhưng việc phát hiện sớm và can thiệp đúng cách có thể giúp cải thiện đáng kể chất lượng cuộc sống của người bệnh [1].

Trên thế giới, việc chẩn đoán bệnh Parkinson thường tận dụng những lợi thế từ các phương pháp hiện đại như sử dụng hình ảnh não bộ (MRI) kết hợp với mạng nơron tích chập (CNN) [2] hoặc phân tích video ghi lại động tác gõ ngón tay của người bệnh bằng các mô hình học sâu [3]. Những phương pháp này đã cho thấy hiệu quả cao trong việc nhận diện các biểu hiện của bệnh thông qua các đặc trưng hình ảnh và chuyển động. Và cũng có một số phương pháp liên quan đến xử lý ảnh giúp chẩn đoán bệnh như: phương pháp vẽ theo một vòng tròn cho trước như công trình ở [4] ưu điểm của phương pháp là bệnh nhân chỉ cần vẽ một vòng tròn rồi căn cứ vào đó thuật toán do tác giả đề xuất sẽ đưa ra nhận định về người vẽ có bị mắc căn bệnh Parkinson hay không. Tuy nhiên phương pháp còn khá nhiều hạn chế trong quá trình chẩn đoán do có thể bị nhầm lẫn với bệnh run vô căn [5]. Hay những công trình [6] đây là những công trình nói về phương pháp chẩn đoán bệnh Parkinson dựa theo dáng đi. Ưu điểm của phương pháp xử lý ảnh là đơn giản, dễ thực hiện tuy nhiên cần có mẫu dữ liệu lớn để hệ thống học và cần thời gian quan sát theo dõi lâu dài mới đưa ra kết luận chính xác. Để tăng độ chính xác trong khi đo và quán sát người bệnh có một số công trình dùng phương pháp kết hợp như kết hợp xử lý ảnh với sóng não [7]. Một số công trình lại kết hợp với sóng điện cơ ở tay để đưa ra kết quả như [8]. Ưu điểm của các phương pháp là chẩn đoán có tỷ lệ chuẩn xác cao hơn khi có các cảm biến sóng não và cảm biến điện cơ đi kèm, điều này giúp quá trình chẩn đoán dễ dàng hơn. Tuy nhiên bệnh nhân lại phải gắn sóng não và cảm biến điện cơ nên khó tiếp cận và thăm khám từ xa.

Tại Việt Nam, các ứng dụng công nghệ hiện nay chủ yếu tập trung vào việc hỗ trợ bệnh nhân Parkinson trong sinh hoạt hàng ngày và cải thiện chất lượng cuộc sống [9]. Tuy nhiên, vẫn chưa có phần mềm chuyên biệt nào ứng dụng kỹ thuật xử lý ảnh để trực tiếp phục vụ cho việc chẩn đoán bệnh Parkinson. Việc phát triển và triển khai các phương pháp chẩn đoán hiện đại, đặc biệt là dựa trên công nghệ thị giác máy tính và trí tuệ nhân tạo, vẫn còn gặp nhiều hạn chế do thiếu hụt về cơ sở hạ tầng, nguồn lực con người cũng như chi phí đầu tư. Bên cạnh đó, các phương pháp chẩn đoán sử dụng cảm biến gia tốc [10] – vốn đòi hỏi thiết bị chuyên dụng và sự hỗ trợ từ các cơ sở y tế – vẫn chưa phổ biến và khó triển khai rộng rãi ở các tuyến y tế cơ sở hoặc vùng sâu vùng xa [11].

Do đó nhóm tác giả tổng hợp lại các kết quả đã nghiên cứu qua các bài báo, và nhận thấy cần đề xuất một “**Hệ sinh thái**” cho người bệnh Parkinson. Hệ sinh thái này giúp người bệnh có thể thăm khám được từ xa dựa trên nền tảng internet có sẵn, và các thiết bị có thể kết nối với mạng như máy tính, điện thoại. Từ đây người khám có thể chủ động cho việc tìm hiểu, nghiên cứu và tự kiểm tra về căn bệnh mà mình mắc phải. Bài báo cũng đề xuất thêm các phương pháp lọc ảnh như bộ lọc Butterworth và Thuật toán Fast Fourier Transform (FFT) để chuyển từ miền thời gian sang miền tần số. Bài báo được chia ra làm các phần sau: Phần 2 Công nghệ đề xuất trong chẩn đoán và theo dõi bệnh, Phần 3 Kết quả chạy thử nghiệm trên hệ sinh thái, Phần 4 Kết luận.

2. CÔNG NGHỆ ĐỀ XUẤT TRONG CHẨN ĐOÁN VÀ THEO DÕI BỆNH

Trong bối cảnh nhu cầu chẩn đoán sớm và theo dõi tiến triển bệnh Parkinson ngày càng cấp thiết, việc ứng dụng các công nghệ hiện đại đã trở thành xu hướng tất yếu nhằm nâng cao hiệu quả và độ chính xác của quá trình chăm sóc bệnh nhân. Phần này tập trung đề xuất công nghệ tiên tiến có khả năng hỗ trợ việc chẩn đoán, theo dõi bệnh Parkinson.

2.1. Đo tần số run của bàn tay ứng dụng công nghệ xử lý ảnh

Một trong những biểu hiện phổ biến và dễ nhận biết nhất của bệnh Parkinson là run tay nhịp nhàng khi nghỉ. Việc đo đặc tần số run tay là một cách khách quan và chính xác có thể hỗ trợ đáng kể trong quá trình chẩn đoán và theo dõi tiến triển bệnh. Nhằm khắc phục hạn chế của phương pháp quan sát chủ quan từ bác sĩ, công nghệ xử lý ảnh kết hợp với trí tuệ nhân tạo đã mở ra những hướng đi mới, cụ thể như hệ thống đo tần số run tay dựa trên xử lý video được trình bày sau đây.

2.1.1. Ứng dụng thư viện MediaPipe trong xử lý ảnh

Ứng dụng sử dụng thư viện MediaPipe của Google để nhận diện các điểm mốc (landmarks) trên bàn tay từ video đầu vào (có thể quay trực tiếp qua camera hoặc tải video có sẵn) theo như Hình 1. MediaPipe Hands hoạt động theo hai giai đoạn chính:

(1) Phát hiện bàn tay (Hand Detection): Hệ thống sử dụng mạng nơ-ron tích chập (Convolutional Neural Networks - CNN) để xác định vị trí của bàn tay trong khung hình đầu vào. Kết quả của giai đoạn này là một hình chữ nhật (bounding box) bao quanh khu vực có chứa bàn tay.

(2) Ước lượng các điểm mốc (Hand Landmark Estimation): Sau khi phát hiện được vị trí bàn tay, MediaPipe tiến hành xác định 21 điểm mốc (landmarks) trên bàn tay. Các điểm này bao gồm vị trí các khớp và đầu ngón tay, cho phép mô tả chi tiết tư thế và hình dạng của bàn tay trong không gian ba chiều. Mỗi điểm mốc được biểu diễn bằng một bộ tọa độ (x, y, z), trong đó x và y là vị trí theo chiều ngang và dọc trên khung hình (chuẩn hóa từ 0 đến 1), còn z biểu diễn chiều sâu tương đối. Trong nghiên cứu này, để đơn giản hóa bài toán và tập trung vào dao động theo phương thẳng đứng (trục y), thì ta giả sử hai điểm đặc trưng được lựa chọn theo dao động lớn nhất của 5 ngón ví dụ ở đây là ngón út :

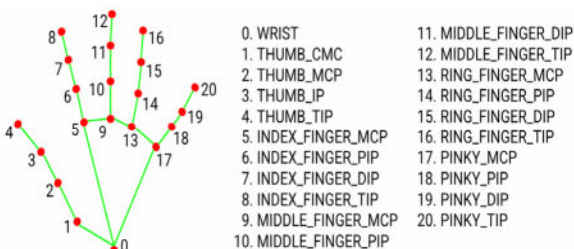
Landmark 17: khớp PINKY_MCP của ngón út

Landmark 20: khớp PINKY_TIP – chỉ số 20

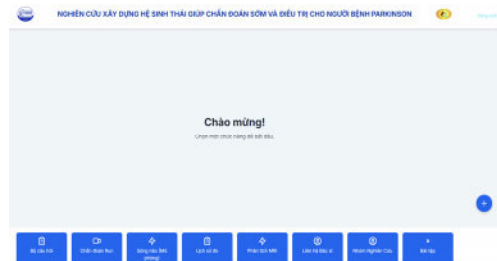
Chuỗi tín hiệu dao động của bàn tay theo thời gian được xây dựng bằng cách tính hiệu độ cao của hai điểm mốc trên trong mỗi khung hình:

$$s(t) = y_{20}(t) - y_{17}(t) \quad (1)$$

trong đó: $s(t)$ - Tín hiệu dao động tại thời điểm t, $y_{20}(t)$ - Tọa độ theo trục y của đầu ngón út tại thời điểm t, $y_{17}(t)$ - Tọa độ theo trục y của gốc ngón út tại thời điểm t.



Hình 1. Các mốc điểm tay trong Mediapipe



Hình 2. Hệ sinh thái người bệnh Parkinson

Tín hiệu $s(t)$ phản ánh sự dao động theo phương thẳng đứng của bàn tay trong quá trình ghi hình. Với giả định rằng khi run, tay sẽ dao động qua lại xung quanh vị trí trung tâm, tín hiệu này sẽ mang tính chu kỳ, là cơ sở để phân tích tần số dao động trong các bước tiếp theo như lọc tín hiệu và biến đổi Fourier (FFT) [12].

2.1.2. Đề xuất bộ lọc Butterworth cho tiền xử lý tín hiệu

Sau khi thu được tín hiệu dao động của tay thông qua tọa độ các điểm mốc (landmark) trong MediaPipe, tín hiệu này có thể chứa nhiễu từ các chuyển động không mong muốn hoặc từ môi trường. Do đó, cần áp dụng kỹ thuật tiền xử lý tín hiệu để loại bỏ các thành phần nhiễu và giữ lại thông tin dao động thực sự có liên quan đến triệu chứng run của bệnh nhân Parkinson. Trong các nghiên cứu [13], [14], có thể thấy việc đo độ run tay bằng camera là khả thi, tuy nhiên, hầu hết các nghiên cứu không đề cập đến việc sử dụng bộ lọc tín hiệu như Butterworth trong quá trình xử lý. Bộ lọc Butterworth có đặc tính là đáp ứng biên độ mượt mà, không có gợn trong dải thông và dải dừng, giúp duy trì hình dạng tín hiệu một cách tự nhiên.

Tín hiệu đầu vào $s(t)$ được lọc thông qua một bộ lọc thông dải có dải tần được chọn từ 2 Hz đến 10 Hz. Đây là khoảng tần số điển hình của run do Parkinson, theo các nghiên cứu y học trước đó. Phương trình chung của bộ lọc Butterworth bậc n có hàm truyền đạt theo như [15] là:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}} \quad (2)$$

trong đó: ω - tần số góc, ω_c - tần số cắt, n - bậc của bộ lọc

Trong ứng dụng số, bộ lọc được hiện thực hóa dưới dạng rời rạc bằng cách sử dụng thuật toán thiết kế bộ lọc số (digital filter design). Các hệ số lọc được tính toán và áp dụng lên chuỗi tín hiệu thời gian bằng các hàm xử lý tín hiệu số trong Python (thư viện `scipy.signal.butter` và `scipy.signal.filtfilt`).

2.1.3. Biến đổi từ miền thời gian sang miền tần số ứng dụng thuật toán FFT

Sau bước lọc tín hiệu, biến đổi Fourier được sử dụng để chuyển tín hiệu từ miền thời gian sang miền tần số nhằm xác định tần số dao động chính.

Thuật toán Fast Fourier Transform (FFT) thực hiện phép biến đổi Fourier rời rạc trên chuỗi tín hiệu $s(n)$, với công thức [16]:

$$S_k = \sum_{n=0}^{N-1} s_n \cdot e^{-j2\pi k \frac{n}{N}} \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

trong đó: s_n - giá trị tín hiệu tại thời điểm n , N - số lượng mẫu tín hiệu, S_k - giá trị phổ tại tần số k

2.2. Phát triển hệ sinh thái trên nền tảng website

Hệ sinh thái hỗ trợ chẩn đoán Parkinson được phát triển với Python làm ngôn ngữ chính, kết hợp với các thư viện và công nghệ mã nguồn mở phục vụ mục tiêu xây dựng một hệ sinh thái chẩn đoán bước đầu, gồm các tính năng sau theo như Hình 2:

- ✓ Tính năng 1 - Form đánh giá sức khỏe: Bộ câu hỏi dạng trắc nghiệm được thiết kế trên giao diện web, thu thập thông tin về triệu chứng vận động, tinh thần, sinh hoạt, được xử lý và chấm điểm bằng logic Python phía server.
- ✓ Tính năng 2 - Đo độ run tay: Tính năng này có thể sử dụng Python + OpenCV để xử lý hình ảnh bàn tay qua webcam. Các thuật toán đơn giản như phân tích chuyển động (motion detection), optical flow, hoặc theo dõi vị trí điểm đặc trưng trên bàn tay sẽ được dùng để tính tần số và biên độ run.
- ✓ Tính năng 3 - Lưu trữ dữ liệu: Dữ liệu người dùng và kết quả đo được lưu vào SQLite, PostgreSQL hoặc MongoDB qua các thư viện Python như `sqlite3`, `sqlalchemy`, hoặc `pymongo` [17].

3. KẾT QUẢ CHẠY THỬ NGHIỆM TRÊN HỆ SINH THÁI

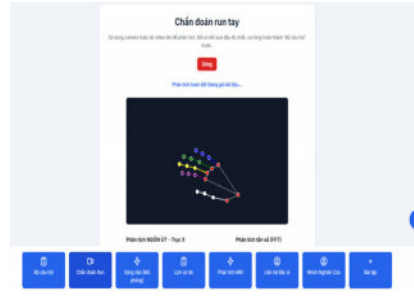
Quá trình lấy mẫu dữ liệu nhóm tác giả giả sử lấy 20 mẫu ngẫu nhiên từ người không bị bệnh (*từ người thân và bạn bè*) và 20 mẫu người bị bệnh được lấy trên website uy tín [18], có sự cho phép của Hội đồng Đạo đức y khoa để làm thử nghiệm.

Đường link để chạy phần mềm trên nền tảng website do nhóm tự phát triển: <https://jp.zaloapp.com/cf?url=https%3A%2F%2Fcd8624a24f8f.ngrok-free.app%2F&key=4119827674621877068>

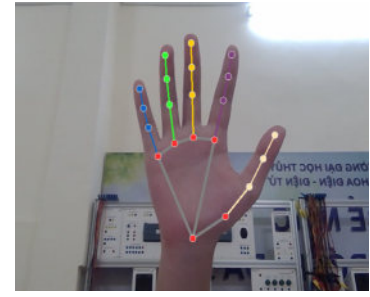
Kết quả chạy thử nghiệm sẽ được tiến hành tuần tự theo từng bệnh nhân. Sau đây là những bước thực hiện một quá trình lấy mẫu:



Hình 3. Kết quả thực nghiệm bộ câu hỏi 01 mẫu

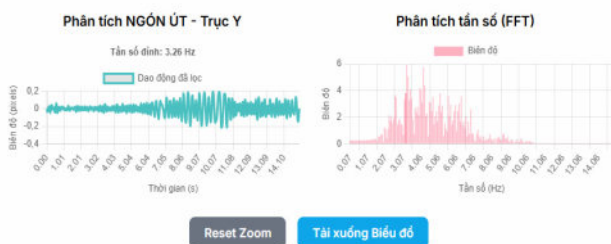


Hình 4. Phần mềm xử lý ảnh 01 mẫu



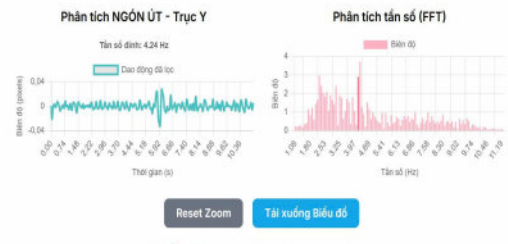
Hình 5. Nhận diện khớp trên tay

Người tham gia được yêu cầu trả lời lần lượt các câu hỏi định tính liên quan đến các triệu chứng phổ biến của bệnh Parkinson, chẳng hạn như tình trạng run tay, cứng cơ, rối loạn vận động, thay đổi tư thế, giọng nói và các hoạt động sinh hoạt hằng ngày. Bộ câu hỏi được xây dựng dựa trên các tiêu chí trong thang điểm UPDRS (Unified Parkinson's Disease Rating Scale) [19]– một thang đo được sử dụng rộng rãi trong lâm sàng để đánh giá mức độ tiến triển của bệnh Parkinson. Khi hoàn thành bộ câu hỏi, hệ thống sẽ tự động tổng hợp kết quả, tính điểm dựa trên trọng số của từng câu trả lời. Nếu tổng điểm vượt qua một ngưỡng đã được xác lập từ trước (dựa trên nghiên cứu tham khảo và tư vấn từ chuyên gia y tế), phần mềm sẽ đưa ra khả năng xuất hiện các dấu hiệu nghi ngờ mắc bệnh Parkinson. Lưu ý hệ sinh thái luôn đảm bảo sự bảo mật thông tin của bệnh nhân để không vi phạm quy định của Hội đồng Đạo đức trong nghiên cứu y sinh. Kết quả này được thể hiện ở Hình 3.



Không có dấu hiệu run của bệnh Parkinson

Hình 6. Kết quả chẩn đoán với 01 mẫu không bị Parkinson

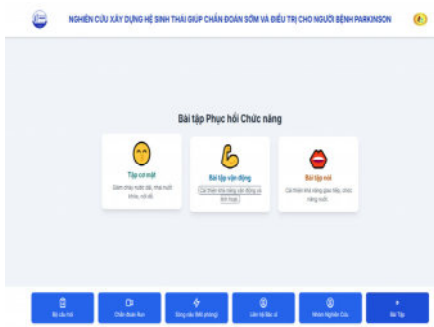


Có dấu hiệu run của bệnh Parkinson

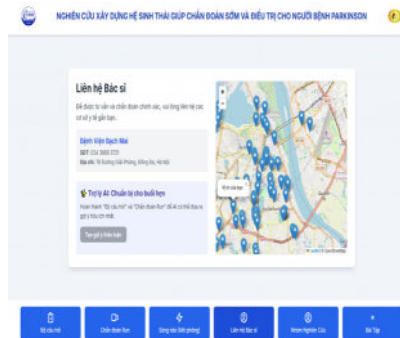
Hình 7. Kết quả chẩn đoán với 01 mẫu bị Parkinson

Hình 4 và Hình 5 là quá trình xử lý ảnh, phần mềm được thiết kế để kết hợp thư viện OpenCV và MediaPipe nhằm phát hiện và theo dõi chuyển động tay từ video đầu vào một cách tự động và hiệu quả. Điểm này được theo dõi theo thời gian thực, cho phép hệ thống ghi nhận chính xác sự dao động của tay trong từng khung hình. Sau khi thu thập chuỗi tọa độ theo thời gian của một số điểm đặc trưng, hệ thống tiến hành lọc nhiễu bằng cách áp dụng bộ lọc thông thấp Butterworth nhằm loại bỏ các thành phần tần số cao không liên quan, đồng thời giữ lại các dao động sinh lý có ý nghĩa lâm sàng theo như Hình 6 và Hình 7. Hình 6 cũng cho thấy phần dao động và biên độ của dữ liệu nằm trong khoảng tần số là trên 3.26Hz. Dữ liệu đưa ra là “*Không có dấu hiệu run của bệnh Parkinson*”. Hình 7 cũng làm tương tự và lấy mẫu một cách ngẫu nhiên ta được dữ liệu đưa ra là “*Có dấu hiệu run của bệnh Parkinson*”, với phần dao động và biên độ của dữ liệu nằm trong khoảng tần số là

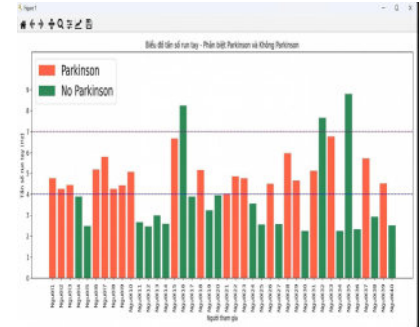
4.24 Hz. Tất các dữ liệu sau lọc này được đưa vào phân tích tần số bằng thuật toán Biến đổi Fourier nhanh (FFT) để xác định các đặc trưng của dao động như Biên độ và Tần số. Hình 8 là nhóm đưa ra các bài tập phục hồi chức năng cho người bị bệnh. Hình 9 là phần liên hệ với bác sĩ khi bệnh nhân có nhu cầu thăm khám tại các cơ sở điều trị.



Hình 8. Các bài tập phục hồi chức năng



Hình 9. Phần liên hệ bác sĩ



Hình 10. Biểu đồ kết quả chẩn đoán với 40 mẫu

Hình 10 là kết quả phân tích với việc lấy mẫu cho 40 người được trộn đều để không biết được mẫu người bị bệnh và không bị bệnh. Kết quả cho thấy hệ thống đã phân biệt được người bị bệnh và người không bị bệnh theo như dữ liệu đầu vào đã cho. Những mẫu bệnh có tần số dao động và biên độ nằm trong khoảng từ 4–7 Hz có dạng màu đỏ, hệ thống sẽ đưa ra chẩn đoán là bị bệnh Parkinson, còn lại là No Parkinson (không bị bệnh) có dạng màu xanh. Từ đó, phần mềm có khả năng hỗ trợ chẩn đoán sớm một trong những dấu hiệu lâm sàng quan trọng của bệnh, góp phần nâng cao hiệu quả sàng lọc và theo dõi bệnh nhân.

4. KẾT LUẬN

Bài báo đã đóng góp về mặt công nghệ mới như dựa trên công nghệ xử lý ảnh với phương pháp biến đổi Fourier nhanh (FFT) giúp xác định tần số dao động trong khoảng 4–7 Hz đặc trưng cho run do Parkinson. Thuật toán đo tần số run tay trong nghiên cứu này có một số điểm mới đáng chú ý so với các phương pháp hiện có, đặc biệt ở cách tiếp cận thu nhận và xử lý chuyển động. Nhiều nghiên cứu trước đây sử dụng cảm biến chuyên dụng (IMU, cảm biến gia tốc) để ghi nhận dao động tay. Trong khi đó, thuật toán của nhóm khai thác mô hình MediaPipe Hands của Google để thu nhận tọa độ 3D các điểm mốc trên bàn tay chỉ từ video RGB thông thường. Việc này giúp loại bỏ nhu cầu thiết bị phần cứng chuyên biệt, từ đó mở rộng khả năng ứng dụng trong cộng đồng. Đặc biệt, bài báo đã mở rộng mô hình bằng việc xây dựng **Hệ sinh thái** kết nối trực tuyến giữa bệnh nhân và bác sĩ, giúp thúc đẩy việc theo dõi và tư vấn sức khỏe từ xa. Đây là bước tiến quan trọng nhằm giảm chi phí đi lại, tăng cường sự tương tác và hỗ trợ cá nhân hóa trong quá trình chăm sóc bệnh Parkinson, đặc biệt phù hợp với bối cảnh Việt Nam với sự già hóa dân số và phân bố y tế không đồng đều. Nghiên cứu không chỉ đóng góp về mặt khoa học kỹ thuật trong lĩnh vực y sinh và trí tuệ nhân tạo, mà còn mang ý nghĩa nhân văn cao cả, góp phần nâng cao chất lượng chăm sóc sức khỏe cộng đồng, đặc biệt là nhóm bệnh nhân Parkinson một trong những bệnh thoái hóa thần kinh phổ biến và ảnh hưởng nghiêm trọng đến chất lượng cuộc sống người cao tuổi.

5. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] “Đại cương về bệnh Parkinson,” Vinmec International Hospital. Accessed: July 25, 2025. [Online]. Available: <https://www.vinmec.com/vie/bai-viet/dai-cuong-ve-benh-parkinson-vi>.
- [2] X. Wang, S. Garg, S. N. Tran, Q. Bai, and J. Alty, “Hand tremor detection in videos with cluttered background using neural network based approaches,” *Health Inf. Sci. Syst.*, vol. 9, no. 1, July 2021, doi: 10.1007/s13755-021-00159-3.
- [3] M. Camacho *et al.*, “Explainable classification of Parkinson’s disease using deep learning trained on a large multi-center database of T1-weighted MRI datasets,” *NeuroImage Clin.*, vol. 38, p. 103405, 2023, doi: 10.1016/j.nicl.2023.103405.

- [4] C. R. Pereira *et al.*, “A new computer vision-based approach to aid the diagnosis of Parkinson’s disease,” *Comput. Methods Programs Biomed.*, vol. 136, pp. 79–88, Nov. 2016, doi: 10.1016/j.cmpb.2016.08.005.
- [5] “基于RTMPose 和PatchTST 的帕金森病和特发性震颤的视频鉴别诊断研究.” Accessed: July 25, 2025. [Online]. Available: <https://xuebao.301hospital.com.cn/article/doi/10.12435/j.issn.2095-5227.25010501>.
- [6] E. Kovalenko *et al.*, “Distinguishing Between Parkinson’s Disease and Essential Tremor Through Video Analytics Using Machine Learning: A Pilot Study,” *IEEE Sens. J.*, vol. 21, no. 10, pp. 11916–11925, May 2021, doi: 10.1109/jsen.2020.3035240.
- [7] A. Pal, N. Pegwal, M. Behari, and R. Sharma, “High delta and gamma EEG power in resting state characterise dementia in Parkinson’s patients,” *Biomark. Neuropsychiatry*, vol. 3, p. 100027, Dec. 2020, doi: 10.1016/j.bionps.2020.100027.
- [8] M. Bhat, S. Inamdar, D. Kulkarni, G. Kulkarni, and R. Shriram, “Parkinson’s disease prediction based on hand tremor analysis,” in *2017 International Conference on Communication and Signal Processing (ICCSP)*, CHENNAI, India: IEEE, Apr. 2017. doi: 10.1109/iccsp.2017.8286433.
- [9] <https://suckhoedoisong.vn>, “Robot hỗ trợ bón thức ăn cho bệnh nhân Parkinson’ giành giải khoa học kỹ thuật quốc tế.” Accessed: July 25, 2025. [Online]. Available: <https://suckhoedoisong.vn/robot-ho-tro-bon-thuc-an-cho-benh-nhan-parkinson-gianh-giai-khoa-hoc-ky-thuat-quoc-te-169157740.htm>.
- [10] V. Dineshkumar, D. R. J. Dolly, D. J. Jagannath, and J. D. Peter, “Assistive Methodologies for Parkinson’s Disease Tremor Management—A Health Opinion,” *Front. Public Health*, vol. 10, p. 850805, Apr. 2022, doi: 10.3389/fpubh.2022.850805.
- [11] S. Fealy *et al.*, “Exploring Parkinson’s disease prevalence in regional, rural and remote Australia: A systematic scoping review,” *Aust. J. Rural Health*, vol. 31, no. 6, pp. 1156–1167, Dec. 2023, doi: 10.1111/ajr.13054.
- [12] M. Cabrera, K. Sánchez, and M. Cardona, “Hand Tracker for the Early Detection of Neurodegenerative Parkinson’s Disease,” in *2024 IEEE Central America and Panama Student Conference (CONESCAPAN)*, Panama, Panama: IEEE, Sept. 2024, pp. 1–6. doi: 10.1109/conescapan62181.2024.10891121.
- [13] G. Güney *et al.*, “Video-Based Hand Movement Analysis of Parkinson Patients before and after Medication Using High-Frame-Rate Videos and MediaPipe,” *Sensors*, vol. 22, no. 20, p. 7992, Oct. 2022, doi: 10.3390/s22207992.
- [14] S. Williams, H. Fang, S. D. Relton, D. C. Wong, T. Alam, and J. E. Alty, “Accuracy of Smartphone Video for Contactless Measurement of Hand Tremor Frequency,” *Mov. Disord. Clin. Pract.*, vol. 8, no. 1, pp. 69–75, Jan. 2021, doi: 10.1002/mdc3.13119.
- [15] “Matlab Analysis of Image Smoothing By Butterworth and Gaussian Low Pass Filter,” *ResearchGate*, doi: 10.5120/ijca2018917347.
- [16] V. Nair, M. Chatterjee, N. Tavakoli, A. S. Namin, and C. Snoeyink, “Optimizing CNN using Fast Fourier Transformation for Object Recognition,” in *2020 19th IEEE International Conference on Machine Learning and Applications (ICMLA)*, Oct. 2020, pp. 234–239. doi: 10.1109/ICMLA51294.2020.00046.
- [17] “Python MongoDB - Update_one() - GeeksforGeeks.” Accessed: July 27, 2025. [Online]. Available: https://www.geeksforgeeks.org/python/python-mongodb-update_one/.
- [18] “parkinson hand tremor - Search - Science Photo Library.” Accessed: July 28, 2025. [Online]. Available: <https://www.sciencephoto.com/search?q=parkinson+hand+tremor&mt=clips>.
- [19] “MDS-UPDRS_English_FINAL.pdf.” Accessed: July 30, 2025. [Online]. Available: https://www.movementdisorders.org/MDS-Files1/PDFs/Rating-Scales/MDS-UPDRS_English_FINAL.pdf.

ỨNG DỤNG MẠNG NƠ-RON TÍCH HỢP VẬT LÝ (PINNS) TRONG GIẢI CÁC BÀI TOÁN PHƯƠNG TRÌNH VI PHÂN

Đào Anh Quân, Trần Hữu Thái, Nguyễn Quang Thắng, Đỗ Huy Điệp

Trường Đại học Công nghệ - Đại học Quốc gia Hà nội, email: diepdh@vnu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

Trong khoa học và kỹ thuật, các phương trình vi phân (bao gồm phương trình vi phân thường - ODEs và phương trình vi phân đạo hàm riêng - PDEs) là công cụ thiết yếu để mô hình hóa các hiện tượng vật lý. Tuy nhiên, việc tìm nghiệm giải tích cho các PDEs thường rất khó khăn, đặc biệt với hệ thống phức tạp hoặc điều kiện biên, ban đầu không đồng nhất. Để khắc phục, các phương pháp số truyền thống như phương pháp phần tử hữu hạn (FEM)[1], sai phân hữu hạn (FDM)[2], và thể tích hữu hạn (FVM) đã được phát triển[3]. Mặc dù thành công trong cơ học tính toán, các phương pháp này vẫn đối mặt với hạn chế về chi phí tính toán, yêu cầu tạo lưới phức tạp và khó khăn trong việc tích hợp dữ liệu thực nghiệm rời rạc hoặc nhiễu.

Trong thập kỷ gần đây, Trí tuệ Nhân tạo (AI), đặc biệt là Học máy (ML) và Học sâu (DL), đã tạo ra những bước đột phá đáng kể. Học máy được hiểu là các thuật toán tối ưu hóa dựa trên dữ liệu, đã đạt được thành công vang dội trong nhiều lĩnh vực như thị giác máy tính, nhận dạng giọng nói, xử lý ngôn ngữ tự nhiên và phát triển thuốc [4-6]. Tuy nhiên, các mô hình học máy truyền thống thường hoạt động như "hộp đen", đòi hỏi lượng lớn dữ liệu và có thể bỏ qua các quy luật vật lý cơ bản nếu không được cung cấp đủ thông tin.

Sự giao thoa giữa AI và các ngành khoa học truyền thống, hay AI cho Khoa học (AI4Science), đã trở thành một hướng nghiên cứu đầy hứa hẹn. Trong đó, việc ứng dụng AI để giải quyết các phương trình đạo hàm riêng (PDEs) đã thu hút sự chú ý lớn trong cơ học tính toán. AI cho PDEs đại diện cho một phương pháp mô phỏng khoa học mới, cung cấp các giải pháp xấp xỉ bằng cách tận dụng dữ liệu và đồng thời tuân thủ các quy luật vật lý cụ thể [7-9]. Phương pháp này giúp tránh được việc tính toán lại từ đầu như các phương pháp số truyền thống và có khả năng giải quyết gần như mọi dạng PDEs bằng cách kết hợp chặt chẽ giữa dữ liệu và các phương trình đạo hàm riêng.

Trong bối cảnh đó, bài báo này sẽ giới thiệu chi tiết về PINNs. Để làm rõ cơ chế hoạt động cốt lõi của phương pháp, nghiên cứu sẽ tập trung minh họa việc áp dụng PINNs để giải hai bài toán phương trình vi phân thường (ODEs) có nghiệm giải tích, qua đó chứng minh khả năng học và tái tạo chính xác các hiện tượng vật lý của mô hình.

2. PHƯƠNG PHÁP LUẬN

2.1. Định nghĩa

PINNs (Physics-Informed Neural Networks) là một loại mạng neural đặc biệt được thiết kế để giải các phương trình vi phân (ODE hoặc PDE). Khác với mạng neural thông thường chỉ học từ dữ liệu, PINNs học sao cho đầu ra còn phải thỏa mãn các phương trình vật lý. Điều này giúp mô hình hiểu và tôn trọng các định luật vật lý.

2.2. Các bước thực hiện của PINNs:

Bước 1: Xây dựng hàm xấp xỉ bằng mạng nơ-ron

Xây dựng 1 mạng nơ-ron để xấp xỉ nghiệm của phương trình PDEs:

$$u(x) \approx \hat{u}(x, \theta) \quad (1)$$

trong đó $\hat{u}(x, \theta)$ là nghiệm xấp xỉ bởi mạng nơ-ron với tham số θ , x là biến độc lập (tọa độ, thời gian,...), θ là tập các tham số của mạng nơ-ron.

Bước 2: Xây dựng hàm mất mát (Loss Function)

Hàm mất mát trong PINNs bao gồm ba phần chính:

a. Điều kiện miền (Domain Condition):

Phần này sử dụng trực tiếp các phương trình PDEs trong miền tính toán. Ví dụ với phương trình PDEs tổng quát:

$$\mathcal{N}[u(x)] = f(x) \quad (2)$$

Hàm mất mát tương ứng sẽ là:

$$L_{domain} = \frac{1}{n_d} \sum_{i=1}^{n_d} \left\{ \mathcal{N}[\hat{u}(x_i, \theta)] - f(x_i) \right\}^2 \quad (3)$$

trong đó n_d là số điểm mẫu trong miền, x_i là tọa độ điểm mẫu

b. Điều kiện biên (Boundary Condition):

Đảm bảo nghiệm xấp xỉ thỏa mãn điều kiện biên. Ví dụ nếu có điều kiện biên:

$$u(x) = g(x) \quad (4)$$

Hàm mất mát tương ứng sẽ là:

$$L_{boundary} = \frac{1}{n_b} \sum_{i=1}^{n_b} \left\{ \mathcal{N}[\hat{u}(x_i, \theta)] - g(x_i) \right\}^2 \quad (5)$$

trong đó n_b là số điểm mẫu trên biên, x_i là tọa độ điểm mẫu trên biên

c. Điều kiện ban đầu (Initial Condition):

Đối với các bài toán có thời gian, phần này đảm bảo nghiệm xấp xỉ thỏa mãn điều kiện ban đầu. Ví dụ đối với bài toán có điều kiện ban đầu:

$$u(x, 0) = h(x) \quad (6)$$

Hàm mất mát tương ứng sẽ là:

$$L_{initial} = \frac{1}{n_i} \sum_{i=1}^{n_i} \left\{ \mathcal{N}[\hat{u}(x_i, 0, \theta)] - h(x_i) \right\}^2 \quad (7)$$

trong đó n_i là số điểm mẫu trên miền điều kiện ban đầu, x_i là tọa độ điểm mẫu trên miền điều kiện ban đầu

d. Hàm mất mát tổng hợp:

$$L = \lambda_d L_{domain} + \lambda_b L_{boundary} + \lambda_i L_{initial} \quad (8)$$

trong đó λ_d , λ_b , λ_i là các trọng số để điều chỉnh mức độ ảnh hưởng của từng phần

Bước 3: Tối ưu hóa mất mát

Bước này sử dụng các thuật toán tối ưu để điều chỉnh trọng số mạng θ sao cho hàm mất mát đạt giá trị nhỏ nhất:

a. Tối ưu hóa bằng thuật toán Adam:

Đây là bước khởi đầu, giúp "khởi động" mạng một cách nhanh chóng, mặc dù độ chính xác ban đầu có thể chưa cao. Thuật toán Adam thực hiện việc tối ưu hóa toàn bộ batch dữ liệu dựa trên gradient descent ngẫu nhiên.

b. Tối ưu hóa bằng L-BFGS:

Sau khi sử dụng Adam, thuật toán L-BFGS (một thuật toán quasi-Newton) được áp dụng để cải thiện độ chính xác. L-BFGS sử dụng thông tin xấp xỉ của ma trận Hessian để hội tụ nhanh hơn và đạt được kết quả tối ưu hơn.

Bước 4: Cập nhật trọng số mạng

Sau mỗi vòng lặp (epoch), trọng số của mạng được điều chỉnh. Quá trình này nhằm giúp nghiệm của mạng xấp xỉ ngày càng gần với nghiệm thực của phương trình, đồng thời đảm bảo thỏa mãn đồng thời các điều kiện ban đầu, điều kiện biên và phương trình vi phân.

3. KẾT QUẢ NGHIÊN CỨU

Bài báo trình bày 2 bài toán giải phương trình vi phân thường (ODE) bằng phương pháp PINNs.

3.1. Giải phương trình đạo hàm cấp 2 phi tuyến

3.1.1. Đề bài

Dùng phương pháp PINNs giải phương trình vi phân thường (ODE) cấp 2 phi tuyến:

$$\frac{dy^2}{dx^2} = -\pi^2 \sin(\pi x) \quad (9)$$

Với $x \in [-1, 1]$. Điều kiện biên $y(-1) = y(1) = 0$ và nghiệm đúng của phương trình là:

$$y = \sin(\pi x)$$

3.1.2. Các bước thực hiện chính (code Python)

1. Tạo hàm mô hình mạng nơ-ron

```
def tao_mo_hinh():
    mo_hinh = {
        'lop_an_1': tf.keras.layers.Dense(50,
            activation='tanh'),
        'lop_an_2': tf.keras.layers.Dense(50,
            activation='tanh'),
        'lop_an_3': tf.keras.layers.Dense(50,
            activation='tanh'),
        'lop_dau_ra': tf.keras.layers.Dense(1) }
    return mo_hinh
```

2. Tạo hàm lấy đầu ra dự đoán

```
def goi_mo_hinh(mo_hinh,x):
    x = mo_hinh['lop_an_1'](x)
    x = mo_hinh['lop_an_2'](x)
    x = mo_hinh['lop_an_3'](x)
    x = mo_hinh['lop_dau_ra'](x)
    return x
```

3. Tạo hàm trả về PDE từ đầu ra mô hình dự đoán

```
def pde(x,mo_hinh):
    with tf.GradientTape(persistent=True) as tape:
        tape.watch(x)
        y_du_doan=goi_mo_hinh(mo_hinh,x)
        dao_ham_bac_1= tape.gradient(y_du_doan,x)
        dao_ham_bac_2=
            tape.gradient(dao_ham_bac_1,x)
    del tape
    Return dao_ham_bac_2+np.pi**2*tf.sin(np.pi*x)
```

4. Tạo hàm tính mất mát

```
def loss(mo_hinh,x,x_bien,y_bien):
    pt_du_doan= pde(x,mo_hinh)
    loss_pde=tf.reduce_mean(tf.square(pt_du_doan))
```

```
y_bien_du_doan=goi_mo_hinh(mo_hinh,
x_bien)
loss_bien=tf.reduce_mean(tf.square(y_bien-
y_bien_du_doan))
return loss_pde + loss_bien
```

5. Tạo hàm huấn luyện mô hình

```
def huan_luyen(mo_hinh, x, x_bien, y_bien,
toi_uu_hoa):
    with tf.GradientTape() as tape:
        mat_mat=loss(mo_hinh,x,x_bien,y_bien)
        dao_ham_mat_mat =
            tape.gradient(mat_mat,
            [layer.trainable_variables for layer in
            mo_hinh.values()])
        dao_ham_mat_mat = [dao_ham for danh_sach
            in dao_ham_mat_mat for dao_ham in
            danh_sach]
        danh_sach_bien_cap_nhat = [bien for
            layer in mo_hinh.values() for bien in
            layer.trainable_variables]
        toi_uu_hoa.apply_gradients(zip(
            dao_ham_mat_mat,
            danh_sach_bien_cap_nhat))
    return mat_mat
```

6. Huấn luyện mô hình

```
mo_hinh = tao_mo_hinh()
lr_schedule=tf.keras.optimizers.schedules
    .ExponentialDecay(
        initial_learning_rate=1e-3,
        decay_steps=1000,decay_rate=0.9)
toi_uu_hoa = tf.keras.optimizers.Adam(
    learning_rate=lr_schedule)
epochs = 2000
for epoch in range(epochs):
    mat_mat = huan_luyen(mo_hinh, x_huan_luyen,
        x_bien, y_bien, toi_uu_hoa)
    if epoch % 100 == 0:
        print(f"Epoch {epoch}: Loss=
        {mat_mat.numpy()}")
```

3.1.3. Kết quả số và bình luận

a. Mất mát trong quá trình huấn luyện

Epoch 0: Loss = 48.74102783203125	Epoch 1000: Loss = 0.0016835276037454605
Epoch 100: Loss = 2.6039299964904785	Epoch 1100: Loss = 0.001282380660995841
Epoch 200: Loss = 0.053493909537792206	Epoch 1200: Loss = 0.0009707221761345863
Epoch 300: Loss = 0.025972804054617882	Epoch 1300: Loss = 0.0007421663030982018
Epoch 400: Loss = 0.015118489973247051	Epoch 1400: Loss = 0.0005762098589912057
Epoch 500: Loss = 0.008436021395027637	Epoch 1500: Loss = 0.00046611856669187546
Epoch 600: Loss = 0.005168783478438854	Epoch 1600: Loss = 0.00039148720679804683
Epoch 700: Loss = 0.003657426219433546	Epoch 1700: Loss = 0.0003590146079659462
Epoch 800: Loss = 0.002807637443765998	Epoch 1800: Loss = 0.000302811007713899
Epoch 900: Loss = 0.002184492303058505	Epoch 1900: Loss = 0.00039904966251924634

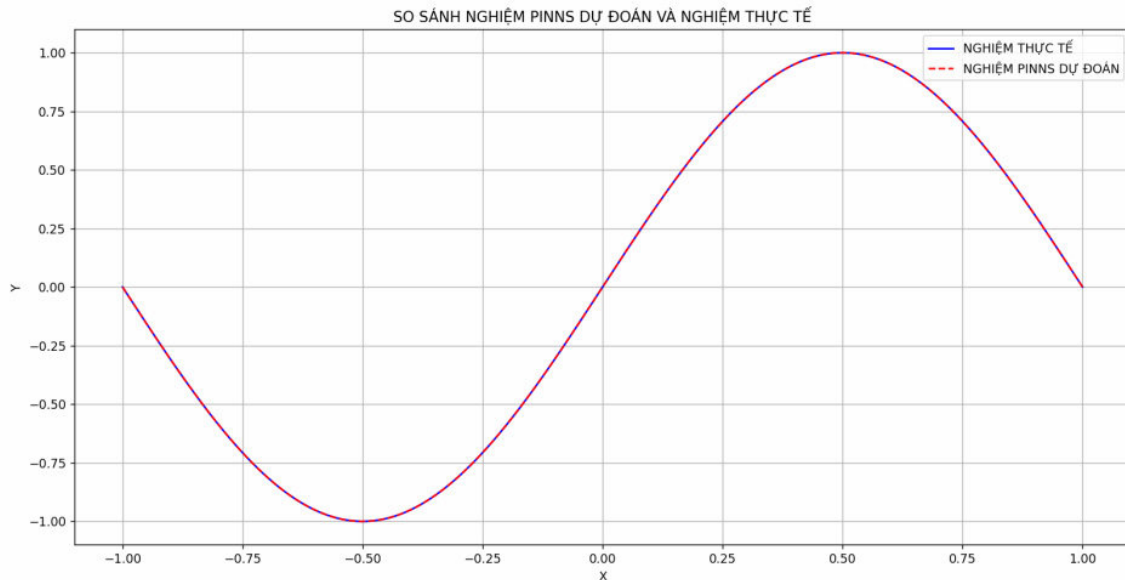
Hình 1. Diễn biến giá trị hàm mất mát trong quá trình huấn luyện

Hình 1 minh họa quá trình hội tụ của hàm mất mát trong suốt 2.000 epoch khi huấn luyện mạng nơ-ron PINNs cho bài toán đạo hàm cấp hai phi tuyến. Ban đầu, tại Epoch 0, giá trị mất mát đạt khoảng 48.74, cho thấy sự sai lệch đáng kể giữa kết quả dự đoán của mô hình và nghiệm thực.

Tuy nhiên, chỉ sau vài trăm epoch, giá trị mất mát đã giảm nhanh chóng. Cụ thể: sau 100 epoch, giá trị mất mát giảm xuống còn khoảng 2.6; sau 500 epoch, giá trị này đã giảm xuống dưới 0.01; và đến 2.000 epoch, giá trị mất mát chỉ còn 0.00039, thể hiện sự hội tụ rất tốt của mô hình.

Kết quả này phản ánh khả năng học sâu vượt trội của mô hình trong việc nắm bắt cấu trúc phi tuyến từ phương trình, ngay cả khi không có sự hỗ trợ của dữ liệu thực nghiệm.

b. So sánh kết quả dự đoán và nghiệm giải tích



Hình 2. Đồ thị so sánh nghiệm thực và nghiệm dự đoán

Hình 2 thể hiện sự trùng khớp gần như tuyệt đối giữa nghiệm thực (màu xanh) và nghiệm PINNs dự đoán (màu đỏ, nét đứt) trong toàn miền $x \in [-1, 1]$. Sai số giữa hai đường hầu như không thể nhận thấy bằng mắt thường, thể hiện độ chính xác rất cao của mô hình.

Đặc biệt, mô hình học tốt cả các đặc trưng như: hình dạng hình sin của nghiệm, tính đối xứng và độ cong, thỏa mãn điều kiện biên $y(-1) = y(1) = 0$ một cách chính xác.

Điều này khẳng định rằng PINNs không chỉ nội suy dữ liệu, mà còn hiểu và tái tạo cấu trúc đạo hàm bậc hai của phương trình - điều rất quan trọng trong các bài toán vật lý phi tuyến không có nghiệm sẵn.

3.2. Giải bài toán theo định luật làm mát của Newton

3.2.1. Đề bài

Dùng phương pháp PINNs mô phỏng định luật làm mát của Newton:

$$\frac{dT}{dt} = k(T_{mt} - T_t) \quad (10)$$

trong đó T_{mt} là nhiệt độ của môi trường, T_t là nhiệt độ tại thời điểm t , k là hằng số tỷ lệ phụ thuộc vào đặc tính vật lý của vật và môi trường ($k > 0$)

Bài toán có điều kiện ban đầu: $T_{mt} = 27^\circ C$, $T_{t=0} = 250^\circ C$, $k = 0.45s^{-1}$ và nghiệm đúng của phương trình: $T_t = T_{mt} + (T_{t=0} - T_{mt})e^{-kt}$.

3.2.2. Kết quả số và bình luận

a. Mất mát trong quá trình huấn luyện ()

Epoch 0: Loss = 62641.82421875	Epoch 5000: Loss = 10198.470703125	Epoch 10000: Loss = 143.0265350341797
Epoch 500: Loss = 45340.921875	Epoch 5500: Loss = 9483.783203125	Epoch 10500: Loss = 55.365509033203125
Epoch 1000: Loss = 36551.10546875	Epoch 6000: Loss = 9005.95703125	Epoch 11000: Loss = 16.922157287597656
Epoch 1500: Loss = 29744.505859375	Epoch 6500: Loss = 8705.0966796875	Epoch 11500: Loss = 4.005312919616699
Epoch 2000: Loss = 24420.232421875	Epoch 7000: Loss = 8530.046875	Epoch 12000: Loss = 0.7136358022689819
Epoch 2500: Loss = 20256.439453125	Epoch 7500: Loss = 8438.306640625	Epoch 12500: Loss = 0.10306550562381744
Epoch 3000: Loss = 17017.615234375	Epoch 8000: Loss = 8396.41796875	Epoch 13000: Loss = 0.020278945565223694
Epoch 3500: Loss = 14522.8896484375	Epoch 8500: Loss = 1364.283447265625	Epoch 13500: Loss = 0.008368110284209251
Epoch 4000: Loss = 12629.03515625	Epoch 9000: Loss = 604.3895874023438	Epoch 14000: Loss = 0.004570577293634415
Epoch 4500: Loss = 11219.720703125	Epoch 9500: Loss = 298.2139587402344	Epoch 14500: Loss = 0.0028392330277711153

Hình 3. Diễn biến giá trị hàm mất mát trong quá trình huấn luyện

Hình 3 mô tả quá trình hội tụ của hàm mất mát qua các epoch trong quá trình huấn luyện mạng nơ-ron PINN. Tại thời điểm ban đầu (Epoch 0), giá trị mất mát ở mức rất cao, khoảng 62,641.82. Điều này phản ánh sự sai lệch đáng kể giữa mô hình dự đoán và nghiệm thực của phương trình vi phân.

Tuy nhiên, theo thời gian và khi mô hình học được các đặc trưng vật lý, giá trị mất mát dần hội tụ. Cụ thể: sau 5.000 epoch, giá trị mất mát giảm xuống còn khoảng 10,198. Đến 10.000 epoch, giá trị này tiếp tục giảm mạnh, chỉ còn khoảng 143.02. Cuối cùng, tại 15.000 epoch, giá trị mất mát gần như tiệm cận 0.0028, cho thấy sai số rất nhỏ so với nghiệm thực.

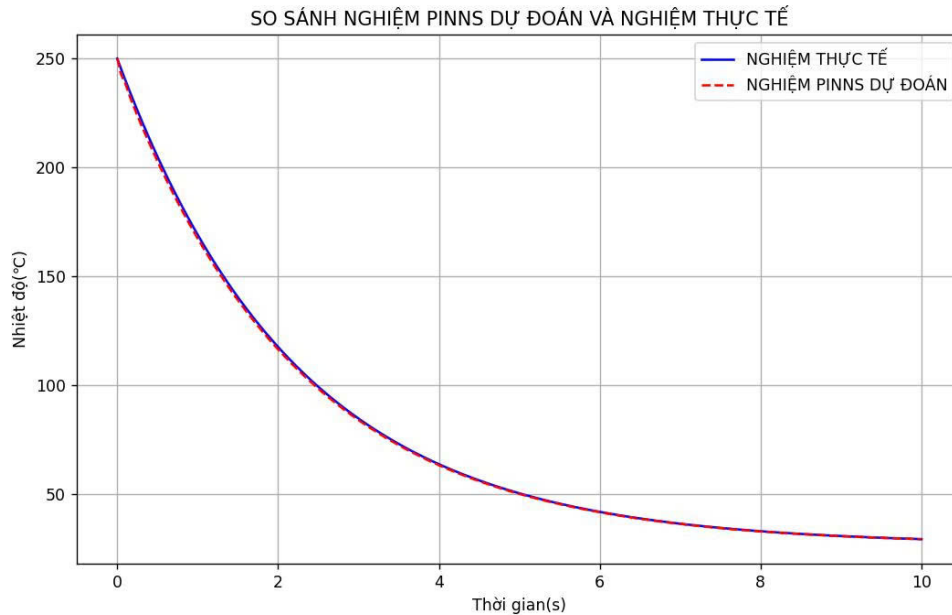
Điều này chứng tỏ rằng mô hình đã học hiệu quả không chỉ nghiệm mà còn cả cấu trúc vật lý của phương trình. Việc sử dụng hàm mất mát kết hợp giữa điều kiện ban đầu và phương trình vi phân đóng vai trò quan trọng trong việc đảm bảo tính chính xác toàn cục của mô hình.

b. So sánh kết quả dự đoán và nghiệm giải tích

Hình 4 minh họa sự trùng khớp gần như hoàn hảo giữa đường cong nghiệm thực (màu xanh dương) và kết quả dự đoán từ mạng PINN (màu đỏ, nét đứt). Có thể thấy rõ ràng rằng hai đường này gần như trùng khít nhau trên toàn bộ khoảng thời gian từ 0 đến 10 giây. Sai số giữa nghiệm thực và mô hình là rất nhỏ, hầu như không đáng kể khi quan sát bằng mắt thường.

Mạng nơ-ron đã tái tạo chính xác quy luật làm mát theo Định luật Newton: tốc độ giảm nhiệt độ diễn ra nhanh ở giai đoạn đầu và dần tiệm cận về nhiệt độ môi trường.

Điều này cho thấy PINN không chỉ học được từ dữ liệu mà còn hiểu và tuân thủ các ràng buộc vật lý. Do đó, PINN trở thành một công cụ hữu ích cho việc giải các phương trình vi phân, đặc biệt trong các bài toán thiếu hoặc không có dữ liệu thực tế.



Hình 4. Đồ thị so sánh nghiệm thực và nghiệm dự đoán

4. KẾT LUẬN

Nghiên cứu đã áp dụng thành công mô hình PINNs để giải quyết hai bài toán phương trình vi phân thường (ODE) điển hình. Kết quả cho thấy PINNs có khả năng tái tạo nghiệm chính xác với sai số rất nhỏ, đồng thời quá trình hội tụ diễn ra nhanh chóng. Điều quan trọng là PINNs không chỉ khớp dữ liệu mà còn học và nội suy đúng cấu trúc vật lý bên trong của hiện tượng, thể hiện khả năng "hiểu" bản chất đạo hàm của phương trình.

Điều này khẳng định PINNs là một công cụ mạnh mẽ, hữu ích cho việc giải các phương trình vi phân, đặc biệt trong các bài toán có dữ liệu hạn chế. Các hướng phát triển trong tương lai bao gồm mở rộng phương pháp sang các hệ phương trình đạo hàm riêng (PDEs) phức tạp hơn như Navier–Stokes, kết hợp dữ liệu thực nghiệm, và triển khai trong các ứng dụng công nghiệp.

5. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] C. Johnson. 1990. Numerical Solution of Partial Differential Equations by the Finite Element Method. Cambridge University Press, Cambridge.
- [2] Arieh Iserles. 2008. A first course in the numerical analysis of differential equations. Cambridge University Press. p. 23. ISBN 9780521734905.
- [3] Versteeg, H. K., & Malalasekera, W. 2007. An Introduction to Computational Fluid Dynamics: The Finite Volume Method (2nd ed.). Pearson Education.
- [4] Tim Morris. 2004. Computer Vision and Image Processing. Palgrave Macmillan. ISBN 978-0-333-99451-1.
- [5] Sarangi, Susanta; Sahidullah, Md; Saha, Goutam. 2020. Optimization of data-driven filterbank for automatic speaker verification. Digital Signal Processing. 104: 102795. arXiv:2007.10729.
- [6] Reynolds, Douglas; Rose, Richard. 1995. Robust text-independent speaker identification using Gaussian mixture speaker models. IEEE Transactions on Speech and Audio Processing. 3 (1): 72–83. doi:10.1109/89.365379. ISSN 1063-6676.
- [7] Aygün, A. 2023. Physics-Informed Neural Networks for Computational Fluid Dynamics. Master's thesis, Middle East Technical University, Department of Mechanical Engineering, Ankara, Turkey.
- [8] Schmid, J.D., Bauerschmidt, P., Gurbuz, C., Eser, M., & Marburg, S. 2024. Physics-informed neural networks for acoustic boundary admittance estimation. Mechanical Systems and Signal Processing, 215, 111405. Elsevier.
- [9] Coulaud, G., Le, M., & Duvigneau, R. 2024. Investigations on Physics-Informed Neural Networks for Aerodynamics. Université Côte d'Azur, Inria, CNRS, LJAD, March 2024.

MÔ MEN TỪ DỊ THƯỜNG CỦA MUON

Phạm Thị Thanh Nga, Đặng Thị Minh Huệ

Trường Đại học Thủy lợi, email: nga_ptt@tlu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

Mô men từ của hạt mang điện chuyển động là đại lượng quen thuộc và được xác định chính xác trong vật lý, được phát hiện đầu tiên từ sự lệch quỹ đạo của nguyên tử trong từ trường. Muon (μ) là thế hệ thứ hai của loại hạt lepton mang điện. khối lượng thực nghiệm của muon là $m_\mu^{\text{ex}} = 105,6837 \text{ MeV}$ [3,5]. Lepton là các hạt thuộc họ fermion cơ bản nhưng không có màu, có thể mang điện hoặc không mang điện. Theo mô hình chuẩn (SM), các lepton tương tác với nhau thông qua các boson chuẩn và có sáu loại lepton khác nhau, được nhóm thành ba thế hệ như sau:

Bảng 1. Các thế hệ của lepton theo SM

	Thế hệ 1	Thế hệ 2	Thế hệ 3
Loại Lepton	ν_e e	ν_μ μ	ν_τ τ

Các đặc trưng trên của lepton đã được thực nghiệm của vật lý hạt chứng minh [1,2].

Mô men từ của hạt lepton có mô men spin $\vec{s}$ được xác định bởi công thức

$$\vec{\mu} = g_l \frac{q}{2m_l} \vec{s} \quad (1)$$

trong đó m_l là khối lượng của lepton, q là điện tích của lepton tương ứng, g_l là hệ số từ hồi chuyển. Đối với electron và muon thì giá trị cổ điển của hệ số từ hồi chuyển là $g_l = 2$ [5].

Mô men từ dị thường của lepton được định nghĩa là sự sai khác giữa giá trị mô men từ thực tế và giá trị dự đoán từ lý thuyết của nó. Mô men từ dị thường của lepton chỉ xuất hiện ở mức lượng tử và được định nghĩa như sau [6]:

$$a_l = \frac{g_l - 2}{2} \quad (2)$$

Thực nghiệm đã chứng minh sự phù hợp giữa giá trị lý thuyết và thực nghiệm về mô men từ dị thường của electron. Tuy nhiên, đối với muon, giá trị mô men dị thường theo SM dự đoán là $a_\mu^{\text{SM}} = 116591810(43) \times 10^{-11}$ với độ chính xác 0,37 ppm và độ bất định 0,7 ppm. Trong khi giá trị mô men dị thường đo từ thực nghiệm gần đây của muon là $a_\mu^{\text{FermiLab}} = 116592033(62) \times 10^{-11}$ (tương ứng với $g_\mu^{\text{exp}} = 2,0023318362$) với độ chính xác là 0,127 ppm nhưng độ bất định lại là khá lớn 0,54 ppm [8]. Điều đó chứng tỏ rằng mô hình chuẩn chưa phải là lý thuyết cuối cùng và chắc chắn có thêm các hạt mới ngoài SM. Hơn nữa, mô men dị thường của lepton liên quan mật thiết đến độ xoắn của nó. Đây là một đặc điểm nổi bật, có thể dựa vào để xác định khối lượng chính xác của lepton vì độ xoắn của các lepton không khối lượng là không đổi. Đối với các lepton có khối lượng thì độ xoắn bị thay đổi, biên độ tương tác tỉ lệ với khối lượng [5]. Do đó, bổ chính khối lượng của lepton khi tính đến tương tác với các hạt boson Higgs mới, ngoài chuẩn là một yếu tố khả dĩ ảnh hưởng đến sự sai lệch giữa giá trị lý thuyết và thực nghiệm đối với mô men từ dị thường của muon.

Gần đây, các bằng chứng từ thực nghiệm về kênh rã Higgs vi phạm số lepton thế hệ và khối lượng của lepton một lần nữa khẳng định cho sự tồn tại mô hình vật lý mới. Hơn nữa, các nghiên cứu khảo sát về muon còn cho thấy sự tồn tại khả dĩ của mô hình đa tuyến Higgs bao gồm các hạt Higgs thuần và Higgs mang điện. [6-8]. Tức là, cần mở rộng mô hình chuẩn để chuẩn hóa cơ chế

tương tác giữa các hạt cho phù hợp với các dữ liệu thu được từ thực nghiệm mà SM không thể giải thích cũng như chưa từng dự đoán.

Hiện nay, trong vật lý hạt có nhiều mô hình lý thuyết mới dựa trên việc mở rộng, chuẩn hóa SM cho lời giải thích hợp lý, phù hợp thực nghiệm về mô men từ dị thường của lepton như các mô hình 331, mô hình ISS, mô hình hai lưỡng tuyến Baryon-Lepton,... Tuy nhiên, việc xây dựng được mô hình lý thuyết mang lại biểu thức tường minh, chính xác cho mô men từ dị thường của muon vẫn đang là bài toán hấp dẫn của vật lý hạt hiện đại.

Ở bài báo này, chúng tôi nghiên cứu xây dựng mô hình chuẩn mở rộng bằng cách thêm vào mô hình chuẩn một lưỡng tuyến Higgs mang điện mới thứ ba với mục đích tìm được biểu thức phù hợp thực nghiệm cho mô men từ dị thường của muon.

2. PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

Để đạt được mục đích nghiên cứu, chúng tôi đề xuất mô hình chuẩn mở rộng là mô hình dựa trên SM nhưng coi trường Higgs là đa tuyến Higgs gồm hai lưỡng tuyến boson Higgs và một lưỡng tuyến Higgs mang điện. Vì giá trị mô men từ dị thường của muon liên quan mật thiết đến giá trị khối lượng của nó, trong khi cơ chế tương tác tạo khối lượng cho các lepton được xác định từ lý thuyết tương tác Yukawa. Do đó ở nghiên cứu này chúng tôi sử dụng lý thuyết tương tác Yukawa ở gần đúng một vòng. Bắt đầu từ Lagrangian của mô hình nghiên cứu có dạng:

$$L = i\bar{l}D_\mu \gamma_\mu l + i\Psi_L \tilde{l} \Psi_R + (\partial^\mu \Phi_1)^\dagger (\partial_\mu \Phi_1) + (\partial^\mu \Phi_2)^\dagger (\partial_\mu \Phi_2) + (\partial^\mu \Phi_3)^\dagger (\partial_\mu \Phi_3) - V + h.c, \quad (3)$$

trong đó Ψ_L, Ψ_R biểu diễn trường lepton phân cực trái, phải; l là toán tử biểu diễn cho trường lưỡng tuyến lepton mang điện và $\tilde{l}$ là liên hợp của l ; $\Phi_{1,2,3}$ là trường lưỡng tuyến Higgs và $\Phi_{1,2,3}^\dagger$ là liên hợp của nó; V là thế Higgs của mô hình, có biểu thức như sau:

$$\begin{aligned} V = & m_1^2 \Phi_1^\dagger \Phi_1 + m_2^2 \Phi_2^\dagger \Phi_2 + m_3^2 \Phi_3^\dagger \Phi_3 - m_{12}^2 (\Phi_1^\dagger \Phi_2 + \Phi_2^\dagger \Phi_1) - m_{13}^2 (\Phi_1^\dagger \Phi_3 + \Phi_3^\dagger \Phi_1) \\ & - m_{23}^2 (\Phi_2^\dagger \Phi_3 + \Phi_3^\dagger \Phi_2) + \frac{\lambda_1}{2} (\Phi_1^\dagger \Phi_1)^2 + \frac{\lambda_2}{2} (\Phi_2^\dagger \Phi_2)^2 + \frac{\lambda_3}{2} (\Phi_3^\dagger \Phi_3)^2 - \lambda_4 (\Phi_1^\dagger \Phi_1) (\Phi_2^\dagger \Phi_2) \\ & - \lambda_5 (\Phi_1^\dagger \Phi_1) (\Phi_3^\dagger \Phi_3) + \lambda_6 (\Phi_1^\dagger \Phi_2) (\Phi_2^\dagger \Phi_1) + \lambda_7 (\Phi_1^\dagger \Phi_3) (\Phi_3^\dagger \Phi_1) + \lambda_7 (\Phi_2^\dagger \Phi_3) (\Phi_3^\dagger \Phi_2) \\ & + \frac{\lambda_8}{2} [(\Phi_1^\dagger \Phi_2)^2 + (\Phi_2^\dagger \Phi_1)^2] + \frac{\lambda_9}{2} [(\Phi_1^\dagger \Phi_3)^2 + (\Phi_3^\dagger \Phi_1)^2] + \frac{\lambda_{10}}{2} [(\Phi_2^\dagger \Phi_3)^2 + (\Phi_3^\dagger \Phi_2)^2], \end{aligned} \quad (4)$$

với m_1, m_2, m_3 lần lượt là khối lượng của ba lưỡng tuyến Higgs Φ_1, Φ_2 và Φ_3 ; λ_i ($i = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9$) là các hằng số liên kết giữa các thành phần tuyến Higgs trong mô hình, có giá trị dương và thỏa mãn điều kiện cực tiểu của thế Higgs; m_{12}, m_{23}, m_{13} là thành phần đặc trưng cho tổ hợp của hai lưỡng tuyến tương tự như khối lượng tổ hợp của hai thành phần lưỡng tuyến; u_1, u_2, u_3 lần lượt là các giá trị kỳ vọng chân không của các trường Φ_1, Φ_2 và Φ_3 ; $\Phi^\dagger$ là liên hợp của Φ .

Các giá trị trung bình chân không của các lưỡng tuyến Higgs lần lượt là

$$\langle \Phi_1 \rangle \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 \\ u_1 \end{pmatrix}, \langle \Phi_2 \rangle \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 \\ u_2 \end{pmatrix}, \langle \Phi_3 \rangle \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 \\ u_3 \end{pmatrix}, \quad (5)$$

trong đó $u = \sqrt{u_1^2 + u_2^2}$ là giá trị mong đợi chân không của các trường Higgs vô hướng và u_3 là các giá trị mong đợi chân không của trường Higgs mang điện thứ ba (h_3): $u_3 = 174 GeV$ và $u_1^2 + u_2^2 + u_3^2 \simeq (246 GeV)^2$. [1,2].

Khối lượng của các hạt lepton được sinh ra là do tương tác giữa các trường phân cực phải và phân cực trái của nó với trường Higgs nên thành phần Lagrangian tương tác Yukawa sinh khối lượng cho lepton của mô hình nghiên cứu này có dạng:

$$L^Y = K_{\alpha al}^l \bar{l}_\alpha \Phi_l \tilde{l}_{aR} + K_{\alpha aL}^l \bar{l}_\alpha \Phi_l \tilde{l}_{aR} + K_{\alpha aL}^l \bar{l}_\alpha \Phi_l \tilde{l}_{aR}. \quad (6)$$

trong đó K_α^l là các hằng số tương tác Yukawa, $\alpha = 1, 2, 3$ - là chỉ số biểu diễn các thế hệ lepton.

3. KẾT QUẢ NGHIÊN CỨU

Trước tiên, chúng tôi thực hiện phép dịch trường

$$\Phi_1 \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \rho_1 + i\eta_1 \\ \varsigma_1 + u_1 + i\chi_1 \end{pmatrix}, \Phi_2 \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \rho_2 + i\eta_2 \\ \varsigma_2 + u_2 + i\chi_2 \end{pmatrix}, \Phi_3 \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \rho_3 + i\eta_3 \\ \varsigma_3 + u_3 + i\chi_3 \end{pmatrix}, \quad (7)$$

với ρ, ς là các thành phần vô hướng thực và η, χ là các thành phần ảo của trường lepton-neutrino.

Tiếp theo, thực hiện phép biến đổi ba lưỡng tuyến Higgs Φ_1 và Φ_2 vào Higgs cơ sở SM và vẫn bổ sung được thành phần Higgs mới Φ_3 :

$$\begin{pmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \\ \Phi_3 \end{pmatrix} = R_\beta \begin{pmatrix} \Phi_h \\ \Phi_H \\ \Phi_{h_3^\pm} \end{pmatrix}, R_\beta = \begin{pmatrix} c_\beta & -s_\beta & 0 \\ s_\beta & 0 & -h_3^\pm c_\beta \\ 0 & h_3^\pm c_\beta & c_\beta \end{pmatrix}, c_\beta = \cos\beta, s_\beta = \sin\beta, \quad (8)$$

nhận được:
$$\begin{pmatrix} \rho_1 \\ \rho_2 \\ \rho_3 \end{pmatrix} = R_\beta \begin{pmatrix} G_1 \\ H_1 \\ h_3^\pm \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \eta_3 \end{pmatrix} = R_\beta \begin{pmatrix} G_1 \\ H_1 \\ h_3^\pm \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \chi_1 \\ \chi_2 \\ \chi_3 \end{pmatrix} = R_\beta \begin{pmatrix} G_0 \\ A \\ h_3^\pm \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \varsigma_1 \\ \varsigma_2 \\ \varsigma_3 \end{pmatrix} = R_\beta \begin{pmatrix} h \\ H_0 \\ h_3^\pm \end{pmatrix}, \quad (9)$$

Lưu ý rằng Φ_3 là Higgs mới còn Higgs cơ sở là Φ_h và Φ_H :

$$\Phi_h = \begin{pmatrix} G^+ \\ (h+u+iG_0)/\sqrt{2} \end{pmatrix}, \Phi_H = \begin{pmatrix} H^+ \\ (H_0+iA)/\sqrt{2} \end{pmatrix}, \Phi_3 = \begin{pmatrix} h_3^\pm \\ (h_3^\pm + u_3 + iG_0)/\sqrt{2} \end{pmatrix}, \quad (10)$$

trong đó: A là boson Higgs vi phạm phản lẻ của CP ,

$$u_1 = u \cos\beta; u_2 = u \sin\beta \rightarrow \tan\beta = \frac{u_1}{u_2}, \quad (11)$$

$G_0, G^\pm$ là các boson Goldstone

$$G^\pm = (G_1 \pm iG_2)/\sqrt{2}; H^\pm = (H_1 \pm iH_2)/\sqrt{2}. \quad (12)$$

Vì các trạng thái vật lý của Higgs boson mang điện được xác định từ thế Higgs và chính các Higgs boson này đóng góp đáng kể ở bậc một vòng cho sự hiệu chỉnh mô men từ dị thường của muon nên ở đây, tác giả chọn nghiên cứu ở gần đúng một vòng trong trường hợp tổng quát ($\tan\beta = \frac{u_1}{u_2} \neq 1$). Ở

nhân cứu này, với mong muốn các kết quả thu được phù hợp với thực nghiệm nên tác giả chọn vùng tham số phù hợp thực nghiệm: $1 < \tan\beta < 2$ [4,7]. Cụ thể, chúng tôi chọn giá trị tham số:

$$\tan\beta = \frac{u_1}{u_2} = \sqrt{2}. \quad (13)$$

Thay (13) vào (11), kết hợp với $u = \sqrt{u_1^2 + u_2^2} \approx 174 \text{ GeV}, u_3 = 174 \text{ GeV}$, nhận được:

$$u_1 = 142,0790 \text{ GeV}, u_2 = 100,4589 \text{ GeV}. \quad (14)$$

Để tính được khối lượng của lepton theo mang điện, tác giả dựa vào (6) kết hợp với (7), (9), (10) và thực hiện các bước tương tự như công trình [3], thu được ma trận khối lượng lepton như sau:

$$m_l^q = \begin{pmatrix} a_1 & 0 & 0 \\ 0 & a_2 & a_3 \\ 0 & -a_3 & -a_2 \end{pmatrix}, \text{ trong đó } a_1 = K_1^l u_1, a_2 = K_2^l u_2, a_3 = K_3^l u_3. \quad (15)$$

Đối với lepton mang điện, hằng số tương tác Yukawa lớn hơn cỡ 10 lần so với lepton trung hòa và có giá trị là: $K_\alpha^l \approx 1,056 \cdot 10^{-3}$ [7]. Như vậy, khối lượng của lepton viết dưới dạng số hạng tương tác Yukawa trong mô hình này có dạng như sau:

$$m_{al} = \frac{K_\alpha^l u_\alpha}{\sqrt{2}}. \quad (16)$$

Từ biểu thức (14) và (16) thu được khối lượng của muon theo mô hình nghiên cứu là:

$$m_{\mu}^{\text{model}} = \frac{1,056 \cdot 10^{-3} \cdot 142,079 \text{ GeV}}{\sqrt{2}} \approx 106,0910 \text{ MeV}. \quad (17)$$

Dựa vào (1), sự tương thích giữa giá trị mô men từ dị thường của lepton theo một mô hình lý thuyết nào đó so với giá trị đo được từ thực nghiệm của nó khi tính đến bổ chính khối lượng lepton do chuẩn hóa tương tác trong mô hình khảo sát được xác định theo biểu thức:

$$\frac{a_l^{\text{exp}}}{a_l^{\text{model}}} = \frac{g_l^{\text{exp}}}{g_l^{\text{model}}} \frac{m_l^{\text{model}}}{m_l^{\text{exp}}}. \quad (18)$$

Đối với muon, biểu thức (18) trở thành:

$$\frac{a_{\mu}^{\text{exp}}}{a_{\mu}^{\text{model}}} = \frac{g_{\mu}^{\text{exp}}}{g_{\mu}^{\text{model}}} \frac{m_{\mu}^{\text{model}}}{m_{\mu}^{\text{exp}}}, m_{\mu}^{\text{exp}} = 105,6837 \text{ MeV} [8]. \quad (19)$$

Lưu ý rằng, mô hình nghiên cứu lý thuyết đang khảo sát là mô hình thuộc lý thuyết lượng tử nên $g_{\mu}^{\text{exp}} \approx g_{\mu}^{\text{model}}$. Do đó, sự sai lệch giữa giá trị mô men từ dị thường của muon ở mô hình nghiên cứu này là:

$$\frac{a_{\mu}^{\text{exp}}}{a_{\mu}^{\text{model}}} \approx \frac{m_{\mu}^{\text{model}}}{m_{\mu}^{\text{exp}}} = \frac{106,0910 \text{ MeV}}{105,6837 \text{ MeV}} = 1,00385. \quad (20)$$

Biểu thức (20) cho thấy sự phù hợp giữa giá trị của mô men từ dị thường của muon thu được ở mô hình này và giá trị thực nghiệm của muon với độ chính xác cao. Kết quả này chứng tỏ giá trị mô men dị thường của muon theo mô hình nghiên cứu ở bài báo này có giá trị phù hợp với kết quả thu được từ thực nghiệm. Sự thành công của nghiên cứu này chứng tỏ sự chính xác của mô hình và phương pháp nghiên cứu.

4. KẾT LUẬN

Kết quả nghiên cứu ở bài báo này là một lời giải thích thuyết phục về mô men từ dị thường của muon. Đó cũng là minh chứng cho sự tồn tại của vật lý mới, ngoài SM.

Để có được kết quả nghiên cứu như mong đợi về mô men từ dị thường của muon, việc chọn bổ sung lưỡng tuyến Higgs thứ ba mang điện, ngoài SM vào mô hình hai lưỡng tuyến boson Higgs của SM đóng vai trò quan trọng vì điều này quyết định bậc của hệ số tương tác Yukawa liên quan đến biểu thức khối lượng của lepton. Bên cạnh đó, việc chọn bộ tham số ở (14) trong ngưỡng phù hợp thực nghiệm là một mắt xích then chốt dẫn đến sự thành công của biểu thức (16).

5. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] ATLAS Collaboration. 2020. Searches for BSM Higgs bosons in ATLAS, POS EPS-HEP2019, 584.
- [2] ATLAS Collaboration. 2024. Characterising the Higgs boson with ATLAS data from Run 2 of the LHC, Physics Reports, <https://doi.org/10.48550/arXiv.2404.05498>.
- [3] A. E. Cárcamo Hernández et. al. 2020. Fermion masses and mixings, and $g-2$ muon anomaly in a 3-3-1 model with D4 family symmetry. Eur. Phys. J. C 82, 769.
- [4] A. E. Cárcamo Hernández, C. O. Dib, U. J. Saldaña-Salazar. 2020. When $\tan\beta$ meets all the mixing angles, Phys. Lett. B 809 (2020) 135750, <https://doi.org/10.1016/j.physletb.2020.135750>.
- [5] A. Mondragón, M. Mondragón y E. Peinado. 2007. Lepton masses, mixings, and FCNC in a minimal S3-invariant extension of the Standard Model. Phys.Rev.D76(2007)076003, <https://doi.org/10.1103/PhysRevD.76.076003>.
- [6] B. Abi et al. 2021. Measurement of the Positive Muon Anomalous Magnetic Moment to 0.46 ppm. Phys. Rev. Lett. 126, 141801 (2021), [2104.03281], <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.126.141801>.
- [7] R.L.Workman et al. (Particle Data Group). 2022. The Review of Particle Physics, Prog.Theor.Exp.Phys, 083C01, <https://doi.org/10.1093/ptep/ptac097>.
- [8] T. Aoyama, N. Asmussen, M. Benayoun et al. 2025. The anomalous magnetic moment of the muon in the Standard Model – update 2025, Physics Reports, Vol. 887 (2020), pp. 1-166, <https://doi.org/10.1016/j.physrep.2020.07.006>.

ĐIỀU KHIỂN BALLBOT TRONG TRƯỜNG HỢP DI CHUYỂN LÊN DỐC VÀ XUỐNG DỐC CÓ TÁC ĐỘNG CỦA NHIỄU

Nguyễn Thị Thuý Hằng

Trường Đại học Thủy lợi, email: hangntt@tlu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

Ballbot (Ball balancing robot) là một loại robot tự cân bằng trên một quả cầu dựa trên nguyên lý con lắc ngược. Robot này được thiết kế với nhiều cơ chế truyền động khác nhau, ví dụ như sử dụng hai con lăn trượt [1], hoặc ba bánh xe điều hướng [2], nhưng về cơ bản, chuyển động của Ballbot dựa trên việc thay đổi vị trí tiếp xúc của quả cầu với mặt đất nhằm duy trì trạng thái cân bằng cho thân robot đặt phía trên quả cầu. Nhờ cơ chế truyền động đặc biệt này, Ballbot chỉ tiếp xúc với mặt đất tại một điểm duy nhất, giúp nó có độ linh hoạt hơn rất nhiều so với các loại robot tự động khác. Điểm mạnh của Ballbot nằm ở khả năng thực hiện các động tác phức tạp trong không gian hẹp và duy trì thăng bằng hiệu quả khi mang vật hoặc di chuyển trên các mặt nghiêng.

Các nghiên cứu trước đây chủ yếu tập trung vào việc điều khiển ballbot trên mặt phẳng ngang bằng các bộ điều khiển tuyến tính hoặc các bộ điều khiển phi tuyến như Sliding Mode Control (SMC)[3], Hierarchical SMC(HSMC)[4]. Tuy nhiên, các nghiên cứu này còn hạn chế trong việc điều khiển ballbot trên mặt nghiêng, nơi tiềm năng năng lượng của quả cầu thay đổi và điểm cân bằng không còn nằm trên trục thẳng đứng. Một số công trình đã thử áp dụng bộ điều khiển PID hai vòng hoặc LQR cho chuyển động trên dốc nhưng dựa phần lớn vào mô hình tuyến tính hóa, dẫn đến sai số lớn khi robot di chuyển xa khỏi vùng làm việc tuyến tính.

Để khắc phục hạn chế này, bài báo đề xuất phương pháp điều khiển trượt phân cấp dựa trên lý thuyết Lyapunov, cho phép kiểm soát đồng thời cả vị trí của ballbot và góc nghiêng của nó chỉ bằng một tín hiệu điều khiển duy nhất. Ngoài ra Ballbot thường chịu ảnh hưởng của các tác động nhiễu như rung động cơ học, lực va chạm, sai số cảm biến hoặc nhiễu trong quá trình truyền động. Do đó, bộ điều khiển trượt phân cấp này được thiết kế nhằm tăng khả năng chống nhiễu, giúp hệ thống duy trì sự ổn định và khả năng phục hồi nhanh khi có các tác động bất ngờ. Cơ chế thích nghi trong bộ điều khiển giúp tự động điều chỉnh tín hiệu điều khiển để bù trừ các nhiễu động, đồng thời giảm dao động và sai số trong quỹ đạo và góc nghiêng của Ballbot trên cả mặt phẳng nghiêng nhỏ và lớn. Nhờ đó, ballbot có thể vận hành an toàn và trơn tru hơn trong các môi trường thực tế có nhiều biến động và nhiễu khác nhau.

2. MÔ HÌNH TOÁN CỦA BALLBOT TRÊN MẶT PHẪNG NGHIÊNG

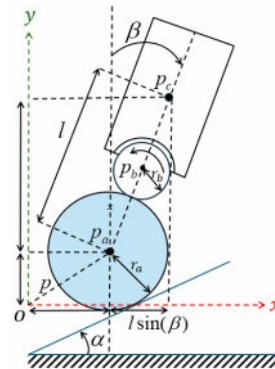
Để xác định phương trình động học của Ballbot khi di chuyển trên mặt phẳng nghiêng, ta đi giải phương trình Euler-Lagrange:

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{q}} - \frac{\partial L}{\partial q} = J\tau \quad (1)$$

Với p là vị trí và β là góc lệch thân Ballbot, ta có:

$$q = [p \ \beta]^T; \dot{q} = [\dot{p} \ \dot{\beta}]^T;$$

$$J = \begin{bmatrix} -\frac{r_a}{r_b} & \frac{1}{r_b} \end{bmatrix}^T$$



Hình 1. Mô hình 2D của Ballbot di chuyển trên mặt phẳng nghiêng

Hàm Lagrangian được tính bằng tổng năng lượng của bóng, bánh xe đa hướng và thân của Ballbot:

$$L = \frac{1}{2} m_a \dot{p}_a^2 + \frac{1}{2} J_a \dot{\omega}_a^2 - m_a g p_a \sin \alpha + \frac{1}{2} \dot{\omega}_b^2 (m_b r_b^2 + J_b) - m_b [(r_b + r_a) \cos \alpha + p_a \sin \alpha] + \frac{1}{2} m_c [l^2 + \dot{p}_b^2 + 2l p_b \sin(\alpha + \beta)] + \frac{1}{2} J_c \dot{\omega}_c^2 - (m_c g l \sin \beta + m_c g p_c \sin \alpha) \quad (2)$$

trong đó: m_a, m_b, m_c lần lượt là khối lượng của bóng, bánh xe đa hướng và thân của Ballbot. J_a, J_b, J_c lần lượt là momen quán tính của bóng, bánh xe đa hướng và thân của Ballbot. $\dot{\omega}_a, \dot{\omega}_b, \dot{\omega}_c$ lần lượt là vận tốc góc của bóng, bánh xe đa hướng và thân của Ballbot.

Phương trình động học của ballbot (1) được viết lại dưới dạng ma trận như sau:

$$M(q)\ddot{q} + C(q(t), \dot{q})\dot{q} + G(q) = J\tau + D(t) \quad (3)$$

Với $D(t)$ là nhiễu bị chặn và :

$$M = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix}; \quad C = \begin{bmatrix} 0 & -lm_c \sin(\alpha + \beta) \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad G = \begin{bmatrix} g \sin \alpha (m_a + m_c) \\ -gl m_c \sin \beta \end{bmatrix}$$

$$m_{11} = \frac{J_a}{r_a^2} + 4 \frac{J_b}{r_a^2} + \frac{J_b r_b^2}{r_a^4} + 4 \frac{J_b r_a r_b}{r_a^2} + m_a + m_c$$

$$m_{12} = m_{21} = -2 \frac{J_b}{r_b} - \frac{J_b}{r_a} + lm_c \cos(\alpha + \beta)$$

$$m_{22} = m_c l^2 + J_c + J_b \frac{r_a^2}{r_b^2}$$

Sự khác biệt giữa việc Ballbot ổn định trên mặt phẳng nghiêng ($\alpha \neq 0$) so với mặt phẳng ngang chính là điểm cân bằng $\tilde{\beta} \neq 0$ và lực mômen của bánh xe $\tilde{\tau} \neq 0$. Với $q = 0$; $\dot{q} = 0$, $\tilde{\beta}$ và $\tilde{\tau}$ được tìm thấy bằng cách giải phương trình (3):

$$\tilde{\beta} = \sin^{-1} \frac{r_c^3 \sin \alpha (m_c + m_a)}{lm_c r_b (2r_a + r_b)} \quad (4)$$

$$\tilde{\tau} = - \frac{gr_a^2 \sin \alpha (m_c + m_a)}{2r_a + r_b} \quad (5)$$

2.2. Bộ điều khiển HSMC (Hierarchical Sliding Mode Control) cho Ballbot

Mục tiêu điều khiển đặt ra là ballbot di chuyển từ vị trí d đến vị trí đặt d_d mà vẫn đảm bảo góc nghiêng β hội tụ về $\tilde{\beta} + \beta_d$. Sai lệch vị trí và sai lệch góc lần lượt được tính là:

$$e_1 = d - \lambda \int_0^t [d_d - d(\tau)] d(\tau) \quad (6)$$

$$e_2 = \beta - (\tilde{\beta} + \beta_d) \quad (7)$$

với λ là hằng số dương.

Công thức tính các mặt trượt cho vị trí và mặt trượt cho góc nghiêng lần lượt là:

$$s_1 = \dot{e}_1 + \lambda_1 e_1 \quad (\lambda_1 > 0) \quad (8)$$

$$s_2 = \dot{e}_2 + \lambda_2 e_2 \quad (\lambda_2 > 0) \quad (9)$$

Như vậy mặt trượt tổng có công thức:

$$s = \rho(\dot{e}_1 + \lambda_1 e_1) + \delta(\dot{e}_2 + \lambda_2 e_2) \quad (\rho, \delta > 0) \quad (10)$$

Đạo hàm của mặt trượt tổng này là:

$$\begin{aligned} \dot{s} = & \rho \left\{ -\Gamma M^{-1} (G + C\dot{q}) + \Gamma M^{-1} J \tau_1 + \left[\lambda_1 \dot{d} - \lambda_1 \lambda (d_d - d) \right] - \lambda_1 \lambda (\dot{d}_d - \dot{d}) \right\} \\ & + \delta \left[-\Theta M^{-1} (G + C\dot{q}) + \Theta M^{-1} J \tau_2 + \tau_2 (\dot{\beta} - \dot{\beta}_d) - \ddot{\beta}_d \right] \end{aligned} \quad (11)$$

với $\Gamma = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$; $\Theta = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$,

Luật tiệm cận hàm mũ (Exponential Reaching Law) được biểu diễn bằng phương trình vi phân:

$$\dot{s} = -ks - \eta \text{sign}(s) \quad (k, \eta > 0) \quad (12)$$

Nếu ta chọn $\tau = \tau_1 = \tau_2$, kết hợp (11) và (12) tín hiệu điều khiển ballbot tìm được như sau:

$$\begin{aligned} \tau = & - \frac{\rho \left[\Gamma M^{-1} (G + C\dot{q}) + \lambda_1 \dot{d} - \lambda_1 \lambda (d_d - d) + \lambda_1 \lambda (\dot{d}_d - \dot{d}) \right]}{\rho \Gamma M^{-1} J + \delta \Theta M^{-1} J} \\ & - \frac{\delta \left[\Theta M^{-1} (G + C\dot{q}) + \lambda_2 (\dot{\beta} - \dot{\beta}_d) \right]}{\rho \Gamma M^{-1} J + \delta \Theta M^{-1} J} - \frac{ks + \eta \text{sign}(s)}{\rho \Gamma M^{-1} J + \delta \Theta M^{-1} J} \end{aligned} \quad (13)$$

Xét Ballbot di chuyển trên mặt phẳng nghiêng được mô tả trong phương trình (2), nếu bộ điều khiển điều khiển là (12) thì các mặt trượt s , s_1 và s_2 sẽ hội tụ về 0. Để chứng minh tính ổn định của hệ Ballbot, áp dụng bổ đề Barbalat [10]. Hàm Lyapunov sẽ được chọn như phương trình (14):

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

Đạo hàm 2 vế của (14) và thay (12) vào ta được:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s(-ks - \eta \text{sign}(s)) \\ \dot{V} &= -ks^2 - \eta s \text{sign}(s) \end{aligned} \quad (15)$$

Vì trong hệ ballbot có 2 mặt trượt s_1 và s_2 (công thức 10) nên đạo hàm Lyapunov (15) được tách ra thành:

$$\dot{V} = \left[\rho (-k_1 s_1^2 - \eta_1 \text{sign}(s_1)) + \delta (k_2 s_2^2 + \eta_2 \text{sign}(s_2)) \right] \quad (16)$$

Ta có hằng đẳng thức:

$$s_i \text{sign}(s_i) = |s_i| \quad (17)$$

Viết lại (17):

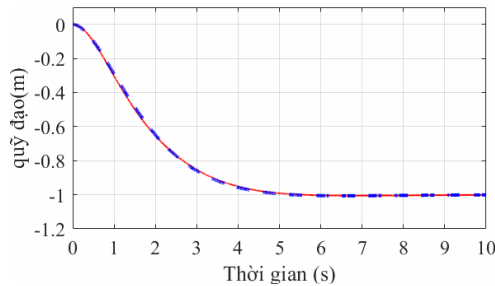
$$\dot{V} \leq \left[\rho (-k_1 s_1^2 - |s_1| \eta_1) + \delta (-k_2 s_2^2 - |s_2| \eta_2) \right] < 0 \quad (18)$$

Như vậy kết quả của (18) đã chứng minh được mô hình toán học của Ballbot được mô tả bởi phương trình (1) nếu được điều khiển bởi luật điều khiển (13) thì các mặt trượt s , s_1 và s_2 là ổn định tiệm cận. Hay nói cách khác là hệ thống ổn định theo Lyapunov.

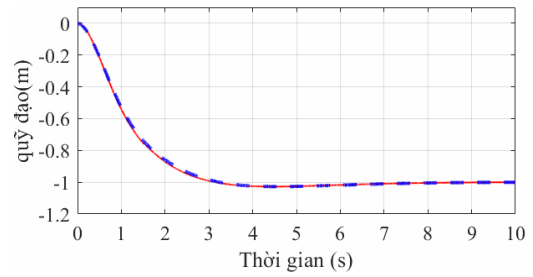
3. KẾT QUẢ VÀ THẢO LUẬN

Các tham số vật lý của Ballbot được cho và tính toán như sau: Khối lượng phần thân =4.6 kg; khối lượng quả bóng=0.62 kg; khối lượng bánh xe=0.19 kg; bán kính quả bóng=0.12 m; bán kính bánh xe=0.05 m; mô men quán tính của phần thân= 0.6075 kg.m²; mô men quán tính của quả bóng= 0.00446 kg.m²; mô men xoắn của bánh xe đa hướng $J_a = 0.002$ kg.m²; khoảng cách từ tâm quả bóng đến trọng tâm phần thân = 0.35m, và gia tốc trọng trường =9.81m/s², chiều dài của thân =0.446m.

Sử dụng phần mềm Matlab/Simulink, tác giả đã chứng minh được tính hiệu quả của bộ điều khiển khi mô phỏng cho Ballbot di chuyển trên mặt phẳng nghiêng trong 2 trường hợp dốc nghiêng 15⁰ và dốc nghiêng 30⁰. Kết quả được mô tả trong các hình dưới đây, trong đó : đường nét đứt thể hiện hệ thống hoạt động trong điều kiện bình thường, đường màu đỏ khi nhiều đạt đến giá trị giới hạn.

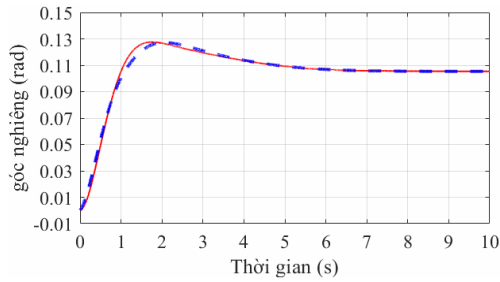


a) Đốc nghiêng 15°

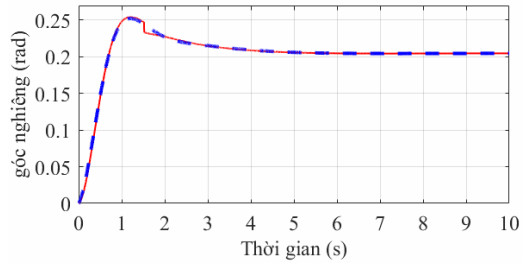


b) Đốc nghiêng 30°

Hình 2. Vị trí của ballbot khi di chuyển xuống dốc

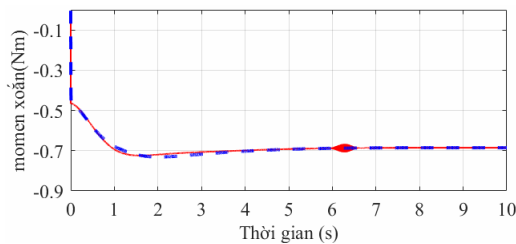


a) Đốc nghiêng 15°

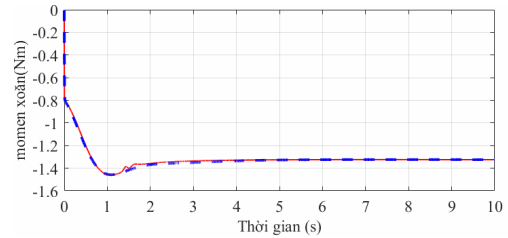


b) Đốc nghiêng 30°

Hình 3. Góc nghiêng thân ballbot khi di chuyển xuống dốc

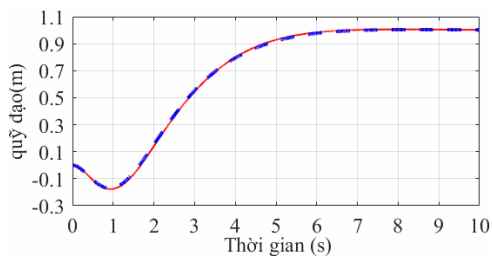


a) Đốc nghiêng 15°

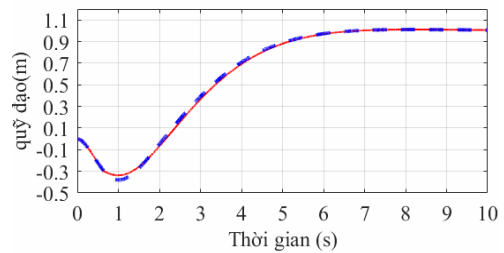


b) Đốc nghiêng 30°

Hình 4. Momen xoắn tác động vào thân Ballbot khi di chuyển xuống dốc

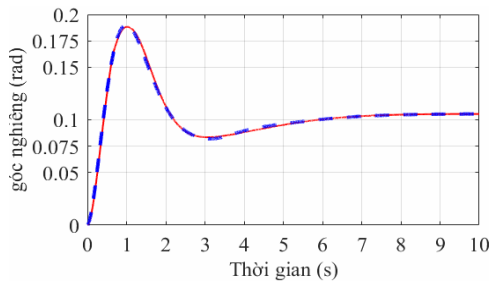


a) Đốc nghiêng 15°

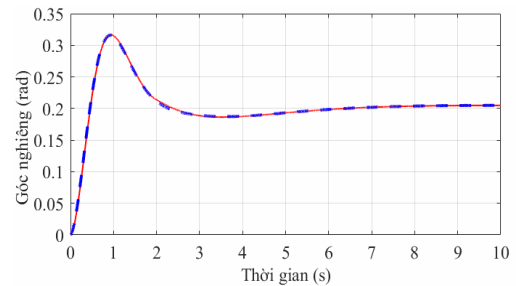


b) Đốc nghiêng 30°

Hình 5. Vị trí của ballbot khi di chuyển lên dốc

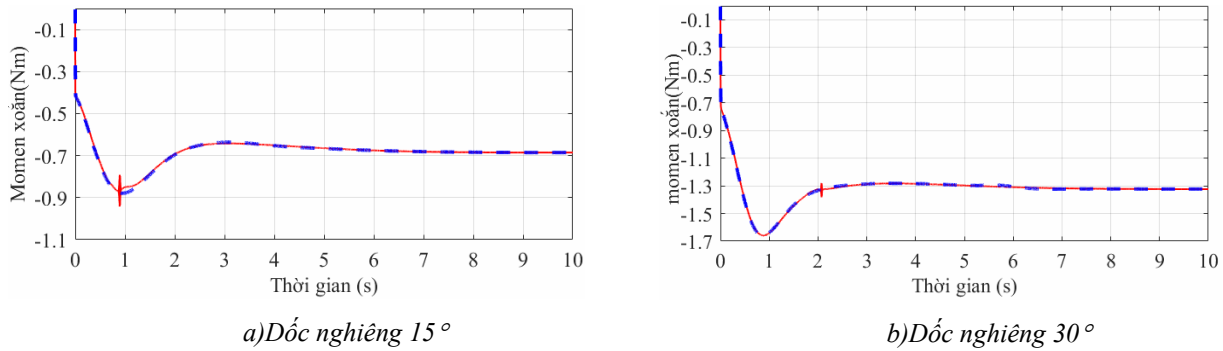


a) Đốc nghiêng 15°



b) Đốc nghiêng 30°

Hình 6. Góc nghiêng thân ballbot khi di chuyển lên dốc



Hình 7. Momen xoắn tác động vào thân Ballbot khi di chuyển lên dốc

Từ hình 2 đến hình 6 cho thấy bộ điều khiển thiết kế vẫn đáp ứng tốt, đảm bảo hệ thống ổn định ngay cả khi có nhiễu) với hai trường hợp mặt phẳng nghiêng ít (15°) và nghiêng nhiều (30°). Khi lên dốc 15° và 30° với giả định nhiễu giới hạn max lần lượt là $J_a = 0.8239 \text{ kg.m}^2$, $J_a = 0.71566 \text{ kg.m}^2$. Khi xuống dốc 15° và 30° nhiễu giới hạn lần lượt là $J_a = 1.051 \text{ kg.m}^2$, $J_a = 0.8257 \text{ kg.m}^2$. Ballbot đạt được độ ổn định sau thời gian khoảng 4s (xuống dốc) và 5s(lên dốc thì Ballbot vẫn di chuyển đến đúng vị trí mong muốn. Đối với dốc nghiêng 30° : Ở hình 2, vì có nhiễu mạnh nên xuất hiện sai lệch tuy nhiên sai số vị trí nhỏ và Ballbot vẫn phục hồi về vị trí yêu cầu nhanh. Khi Ballbot di chuyển trên dốc, đặc biệt với các góc nghiêng khác nhau, mômen phải cân bằng với lực trọng trường và lực quán tính để duy trì trạng thái ổn định.

4. KẾT LUẬN

Trong bài báo này, những lợi ích của bộ điều khiển chế độ trượt phân cấp (HSMC) được minh họa bằng cách ổn định quỹ đạo của ballbot và giữ cho ballbot cân bằng khi di chuyển lên dốc và xuống dốc ngay cả khi có tác động của nhiễu (nhiễu bị chặn). Đối với trường hợp dốc cao thì khả năng của bộ điều khiển kém hơn nhưng trạng thái cân bằng và tính hội tụ của Ballbot vẫn đạt được trong thời gian ngắn. Tuy nhiên, khi nhiễu tác động vượt khỏi mức giới hạn thì Ballbot mất ổn định và bị lật. Để khắc phục nhược điểm này, tác giả sẽ phải tạo ra một bộ điều khiển phù hợp hơn, có khả năng thích nghi với mọi mặt phẳng nghiêng và khả năng loại trừ nhiễu mạnh mẽ hơn.

5. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] T. B. Lauwers, G. A. Kantor, and R. L. Hollis, 2006. A dynamically stable single-wheeled mobile robot with inverse mouse-ball drive, in Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation. ICRA, pp. 2884–2889. doi: 10.1109/ROBOT.2006.1642139.
- [2] M. Kumagai and T. Ochiai, 2009. Development of a robot balanced on a ball – Application of passive motion to transport –, IEEE International Conference on Robotics and Automation, pp. 4106–4111. doi: 10.1109/ROBOT.2009.5152324.
- [3] T. K. Jespersen, 2019. Kugle-Modelling and Control of a Ball-balancing robot, Master's Thesis, Aalborg University, Aalborg, Denmark.
- [4] D. B. Pham et al., 2022. Balancing and tracking control of ballbot mobile robots using a novel synchronization controller along with online system identification. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 70, no. 1, pp. 657–668.

TÍNH CHIỀU DÀI ĐẶC TRƯNG CỦA MÔI TRƯỜNG XỐP BẢO HÒA MỘT PHẦN SỬ DỤNG PHÂN BỐ FRACTAL

Nguyễn Mạnh Hùng, Nguyễn Văn Nghĩa

Trường Đại học Thủy lợi, email: nghĩa_nvl@tlu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

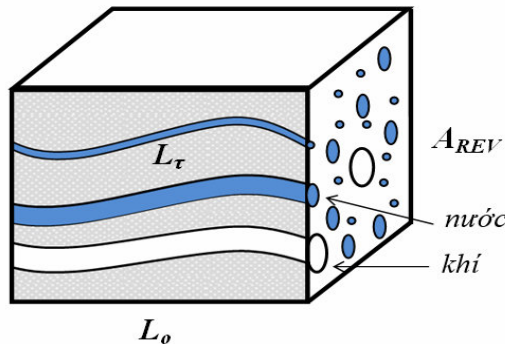
Trong môi trường xốp (MTX), khi dòng điện và dòng nước chảy trong cùng một hệ thống ống mao dẫn (OMD) hoặc vết nứt thì chúng đều phụ thuộc vào một tập hợp chung các đặc tính vật lý như hình dạng, kích thước, chiều dài đặc trưng của OMD, độ xốp.... Đặc biệt, chiều dài đặc trưng là tham số tin cậy nhất liên quan đến đặc tính của dòng điện và dòng chảy của MTX. Do đó, chiều dài đặc trưng kiểm soát các đặc tính vận chuyển khác nhau của MTX [1,2]. Hơn nữa, độ dẫn điện (ĐDD) của MTX phụ thuộc vào chiều dài đặc trưng của OMD, góp phần đóng góp hiệu quả cho dòng chảy của chất lỏng [1,3,4]. Chiều dài đặc trưng lần đầu được mô tả trong [3] và được [2] gọi là chiều dài Johnson–Koplik–Schwartz (JKS). Gần đây, Revil và cộng sự [5] đã thiết lập được sự phụ thuộc của chiều dài JKS vào độ bão hòa nước dựa trên mô hình của [3] kết hợp với phương pháp trung bình thể tích. Thanh và cộng sự [6] cũng đã sử dụng mô hình OMD tính ĐDD để suy ra chiều dài JKS theo độ bão hòa của nước. Tuy nhiên, cho đến nay hầu hết các nghiên cứu đều tập trung vào MTX trong điều kiện bão hòa hoàn toàn (BHHT) và do vậy cần mở rộng việc tính chiều dài JKS sang MTX bão hòa một phần (BHMP).

Trong nghiên cứu này, chúng tôi sử dụng mô hình OMD và sử dụng phân bố fractal, từ đó xác định ĐDD để suy ra chiều dài JKS theo độ bão hòa của nước. Từ đó nhận được biểu thức chiều dài JKS trong điều kiện BHHT và xác định được biểu thức chiều dài JKS tương đối. Cuối cùng, mô hình đề xuất cho chiều dài JKS được so sánh với số liệu thực nghiệm [1] và các mô hình khác đã được công bố [4,6] để cho thấy sự phù hợp tốt của mô hình đề xuất.

2. MÔ HÌNH TOÁN

Môi trường xốp có thể được khái niệm hóa như một bó OMD quanh co theo phân bố fractal [6]. Để có ĐDD của MTX, chúng tôi coi thể tích đặc trưng (REV) là một khối lập phương có chiều dài L_o và tiết diện vuông góc với hướng dòng chảy A_{REV} (hình 1). Trong MTX các OMD có bán kính thay đổi từ bán kính nhỏ nhất r_{min} đến bán kính lớn nhất r_{max} . Khi đó, số lượng ống OMD có bán kính giữa r và $r + dr$ cho bởi [6]

$$-dN = D_f r_{max}^{D_f} r^{-D_f-1} dr, \quad r_{min} \leq r \leq r_{max} \quad (1)$$



Hình 1. Mô hình khái quát về MTX

trong đó dấu (–) có nghĩa là số OMD giảm khi bán kính ống tăng; D_f (không đơn vị) với $1 \leq D_f \leq 2$ [6] là chiều fractal của không gian OMD và được xác định bởi công thức

$$D_f = 2 - \ln \phi / \ln \alpha \quad (2)$$

ở đây ϕ là độ xốp và α là tỉ số giữa bán kính nhỏ nhất và bán kính lớn nhất của OMD ($\alpha = r_{\min}/r_{\max}$).

Xét REV trong điều kiện BHMP, trong đó độ bão hòa hiệu dụng được xác định bởi:

$$S_e = (S_w - S_c) / (1 - S_c) \quad (3)$$

ở đây S_w và S_c lần lượt là độ bão hòa của nước và độ bão hòa tới hạn của nước.

Giả sử ban đầu REV được BHHT và sau đó nước được thoát ra khi cột nước chịu áp suất. Người ta cũng đã chỉ ra rằng sự thẩm thấu của không gian OMD có tác động đáng kể đến ĐDD của MTX. Cụ thể, người ta chứng minh rằng tồn tại một bán kính tới hạn r_c của OMD kiểm soát các đặc tính dẫn điện hoặc thẩm, và $r < r_c$, hầu như không có dòng điện chạy qua MTX. Điều này có nghĩa là, có một độ bão hòa tới hạn mà khi độ bão hòa nhỏ hơn độ bão hòa tới hạn thì ĐDD qua OMD có thể được bỏ qua. Lưu ý rằng, bán kính tới hạn của OMD chỉ có giá trị nếu phân bố kích thước của OMD đủ rộng. Do đó, độ bão hòa tới hạn của nước được định nghĩa là

$$S_c = \int_{r_{\min}}^{r_c} \pi r^2 L_\tau(-dN) / \int_{r_{\min}}^{r_{\max}} \pi r^2 L_\tau(-dN) \quad (4)$$

Độ bão hòa của nước được cho bởi

$$S_w = \int_{r_{\min}}^{r_h} \pi r^2 L_\tau(-dN) / \int_{r_{\min}}^{r_{\max}} \pi r^2 L_\tau(-dN) \quad (5)$$

trong đó $r_{\min} \leq r_c \leq r_h \leq r_{\max}$ và L_τ là chiều dài quanh co của OMD (hình 1) được liên hệ với bán kính OMD bởi [6]

$$L_\tau(r) = r^{1-D_\tau} L_o^{D_\tau}, \quad (6)$$

trong đó L_o là chiều dài của REV và D_τ được xác định bởi

$$D_\tau = (3 - D_f) + \frac{(2 - D_f)}{\ln \phi} \ln \left(\frac{D_f}{D_f - 1} \right) \quad (7)$$

Kết hợp các phương trình (1), (4) – (7), ta thu được phương trình sau:

$$S_c = \left(r_c^{3-D_\tau-D_f} - r_{\min}^{3-D_\tau-D_f} \right) / \left(r_{\max}^{3-D_\tau-D_f} - r_{\min}^{3-D_\tau-D_f} \right) \quad (8)$$

và

$$S_w = \left(r_h^{3-D_\tau-D_f} - r_{\min}^{3-D_\tau-D_f} \right) / \left(r_{\max}^{3-D_\tau-D_f} - r_{\min}^{3-D_\tau-D_f} \right). \quad (9)$$

Xét các OMD ở điều kiện BHMP vì chúng có thể góp phần vào ĐDD bề mặt. Khi đó, các OMD nhỏ bị chiếm giữ bởi nước và các OMD lớn bị chiếm giữ bởi không khí. ĐDD của MTX được xác định bằng tổng ĐDD của nước và bề mặt của tất cả các OMD. Do đó, tổng trở của các OMD (một loại OMD chứa nước và một loại OMD chứa không khí) được tính theo công thức

$$\frac{1}{R(r)} = \frac{\pi r^2}{L_\tau} \sigma_w + \frac{2\pi r}{L_\tau} \Sigma_s. \quad (10)$$

trong đó σ_w (Sm^{-1}) là ĐDD của nước trong OMD, Σ_s (S) là ĐDD bề mặt giữa mặt khoáng chất tạo thành OMD và nước trong OMD.

Điện trở của REV ở điều kiện BHMP được tính như sau:

$$\frac{1}{R_o} = \int_{r_c}^{r_{\max}} \frac{1}{R(r)} (-dN). \quad (11)$$

Thay (1), (6), (10) vào (11) chúng ta nhận được

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_o} &= \int_{r_c}^{r_h} \frac{\pi r^2 \sigma_w}{r^{1-D_\tau} L_o^{D_\tau}} D_f r_{\max}^{D_f} r^{-D_f-1} dr + \int_{r_h}^{r_{\max}} \frac{2\pi r \Sigma_s}{r^{1-D_\tau} L_o^{D_\tau}} D_f r_{\max}^{D_f} r^{-D_f-1} dr \\ &= \frac{\pi \sigma_w D_f r_{\max}^{D_f}}{L_o^{D_\tau} (D_\tau - D_f + 1)} (r_h^{D_\tau-D_f+1} - r_c^{D_\tau-D_f+1}) + \frac{2\pi \Sigma_s D_f r_{\max}^{D_f}}{L_o^{D_\tau} (D_\tau - D_f)} (r_{\max}^{D_\tau-D_f} - r_h^{D_\tau-D_f}) \end{aligned} \quad (12)$$

Ngoài ra, điện trở của MTX được liên hệ với ĐDD của MTX là

$$R_o = L_o / (\sigma A_{REV}). \quad (13)$$

Độ xốp của REV được tính như sau:

$$\phi = \frac{V_{pore}}{V_{REV}} = \frac{\int_{r_{min}}^{r_{max}} \pi r^2 L_r (-dN)}{L_o A_{REV}} = \frac{\pi L_o^{D_r-1} D_f r_{max}^{3-D_r} (1-\alpha^{3-D_r-D_f})}{(3-D_r-D_f) A_{REV}}. \quad (14)$$

Khi đó, chúng tôi có

$$A_{REV} = \frac{\pi L_o^{D_r-1} D_f r_{max}^{3-D_r} (1-\alpha^{3-D_r-D_f})}{\phi(3-D_r-D_f)}. \quad (15)$$

Từ các phương trình (12), (13) và (15) chúng ta có ĐDD của MTX ở điều kiện BHMP

$$\sigma = \frac{\phi \sigma_w (3-D_r-D_f)}{L_o^{2D_r-2} (D_r-D_f+1)} \frac{(r_h^{D_r-D_f+1} - r_c^{D_r-D_f+1})}{r_{max}^{3-D_r-D_f} (1-\alpha^{3-D_r-D_f})} + \frac{2\phi \Sigma_s (3-D_r-D_f)}{L_o^{2D_r-2} (D_r-D_f)} \frac{(r_{max}^{D_r-D_f} - r_h^{D_r-D_f})}{(1-\alpha^{3-D_r-D_f})} \quad (16)$$

Thay (8), (9) vào (16) nhận được ĐDD của MTX ở điều kiện BHMP là

$$\sigma = \frac{\phi(3-D_r-D_f) \left(\left\{ S_w (1-\alpha^{3-D_r-D_f}) + \alpha^{3-D_r-D_f} \right\}^t - \left\{ S_c (1-\alpha^{3-D_r-D_f}) + \alpha^{3-D_r-D_f} \right\}^t \right)}{(\tau_g^{eff})^2 (D_r-D_f+1) (1-\alpha^{3-D_r-D_f})} \times \left[\sigma_w + \frac{2\Sigma_s (D_r-D_f+1)}{r_{max} (D_r-D_f)} \frac{1 - \left\{ S_c (1-\alpha^{3-D_r-D_f}) + \alpha^{3-D_r-D_f} \right\}^{(D_r-D_f)/(3-D_r-D_f)}}{\left\{ S_w (1-\alpha^{3-D_r-D_f}) + \alpha^{3-D_r-D_f} \right\}^t - \left\{ S_c (1-\alpha^{3-D_r-D_f}) + \alpha^{3-D_r-D_f} \right\}^t} \right] \quad (17)$$

với $t = (D_r - D_f + 1) / (3 - D_r - D_f)$ và $\tau_g^{eff} = \left[\pi D_f (1 - \alpha^{3-D_r-D_f}) / (\phi(3 - D_r - D_f)) \right]^{(D_r-1)/(3-D_r)}$

Một trong những mô hình cho ĐDD trong điều kiện BHHT có tính đến chiều dài JKS và độ dẫn điện bề mặt được cho bởi [3]:

$$\sigma = \frac{1}{F} \left[\sigma_w + \frac{2}{A} \Sigma_s \right] \quad (18)$$

Chiều dài JKS tỉ lệ với bán kính OMD chứa chất lỏng, có nghĩa là trường điện cục bộ sẽ mạnh hơn đối với OMD dẫn điện tốt và có điện trường yếu hơn đối với OMD dẫn điện yếu (ống tắc hoặc không liên thông). Revil và cộng sự [5] đã mở rộng phương trình (18) với MTX ở điều kiện BHMP

$$\sigma(S_w) = \frac{1}{F_a(S_w)} \left(\sigma_w + \frac{2}{A(S_w)} \Sigma_s \right) \quad (19)$$

trong đó $A(S_w)$ là chiều dài JKS biểu kiến và $F_a(S_w)$ là hệ số dạng biểu kiến.

Đối với trường hợp độ dẫn điện bề mặt không đáng kể $\Sigma_s = 0$, phương trình (19) cho kết quả

$$\sigma(S_w) = \frac{\sigma_w}{F_a(S_w)}, \quad (20)$$

và phương trình (17) trở thành

$$\sigma = \frac{\phi(3-D_r-D_f) \sigma_w \left(\left\{ S_w (1-\alpha^{3-D_r-D_f}) + \alpha^{3-D_r-D_f} \right\}^t - \left\{ S_c (1-\alpha^{3-D_r-D_f}) + \alpha^{3-D_r-D_f} \right\}^t \right)}{(\tau_g^{eff})^2 (D_r-D_f+1) (1-\alpha^{3-D_r-D_f})} \quad (21)$$

So sánh phương trình (20) với (21), ta thu được hệ số dạng biểu kiến trong điều kiện BHMP là

$$F_a(S_w) = \frac{(\tau_g^{eff})^2 (D_r-D_f+1) (1-\alpha^{3-D_r-D_f})}{\phi(3-D_r-D_f) \left[\left\{ S_w (1-\alpha^{3-D_r-D_f}) + \alpha^{3-D_r-D_f} \right\}^t - \left\{ S_c (1-\alpha^{3-D_r-D_f}) + \alpha^{3-D_r-D_f} \right\}^t \right]} \quad (22)$$

Kết hợp phương trình (19), (21) và (22), ta thu được chiều dài JKS trong điều kiện BHMP là

$$A(S_w) = \frac{r_{\max}(D_\tau - D_f) \left[\left\{ S_w(1 - \alpha^{3-D_\tau-D_f}) + \alpha^{3-D_\tau-D_f} \right\}^t - \left\{ S_c(1 - \alpha^{3-D_\tau-D_f}) + \alpha^{3-D_\tau-D_f} \right\}^t \right]}{(D_\tau - D_f + 1) \left[1 - \left\{ S_c(1 - \alpha^{3-D_\tau-D_f}) + \alpha^{3-D_\tau-D_f} \right\}^{(D_\tau-D_f)/(3-D_\tau-D_f)} \right]} \quad (23)$$

Phương trình (23) là kết quả chính của công trình này, vì nó cho biểu thức đơn giản và dễ dàng để tính toán chiều dài JKS của MTX cho các độ bão hòa khác nhau. Trong điều kiện BHHT, $S_w = 1$, phương trình (23) trở thành

$$A(S_w = 1) = \frac{r_{\max}(D_\tau - D_f) \left[1 - \left\{ S_c(1 - \alpha^{3-D_\tau-D_f}) + \alpha^{3-D_\tau-D_f} \right\}^t \right]}{(D_\tau - D_f + 1) \left[1 - \left\{ S_c(1 - \alpha^{3-D_\tau-D_f}) + \alpha^{3-D_\tau-D_f} \right\}^{(D_\tau-D_f)/(3-D_\tau-D_f)} \right]} \quad (24)$$

Theo [5], $A(S_w)$ có thể được biểu diễn dưới dạng hàm của độ bão hòa, ta thu được

$$A(S_w) = A(S_w = 1) \frac{\left\{ S_w(1 - \alpha^{3-D_\tau-D_f}) + \alpha^{3-D_\tau-D_f} \right\}^t - \left\{ S_c(1 - \alpha^{3-D_\tau-D_f}) + \alpha^{3-D_\tau-D_f} \right\}^t}{1 - \left\{ S_c(1 - \alpha^{3-D_\tau-D_f}) + \alpha^{3-D_\tau-D_f} \right\}^t} \quad (25)$$

Từ phương trình (25), người ta có thể xác định được chiều dài JKS tương đối là

$$A_{rel} = \frac{A(S_w)}{A(S_w = 1)} = \frac{\left\{ S_w(1 - \alpha^{3-D_\tau-D_f}) + \alpha^{3-D_\tau-D_f} \right\}^t - \left\{ S_c(1 - \alpha^{3-D_\tau-D_f}) + \alpha^{3-D_\tau-D_f} \right\}^t}{1 - \left\{ S_c(1 - \alpha^{3-D_\tau-D_f}) + \alpha^{3-D_\tau-D_f} \right\}^t} \quad (26)$$

Nếu không xét các OMD thẳng song song và ở đó, $D_\tau = 1$ và $t = 1$ thì phương trình (25) trở thành

$$A(S_w) = A(S_w = 1) S_e \quad (27)$$

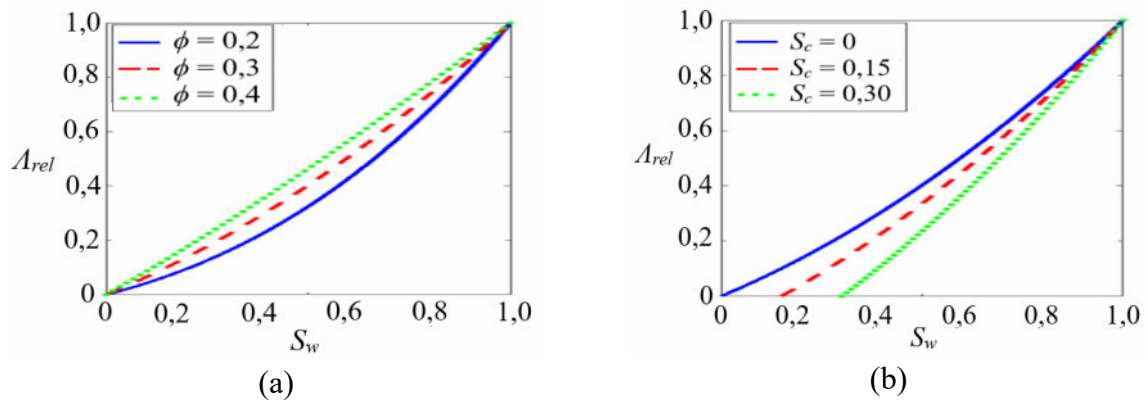
Phương trình (27) giống hệt với biểu thức tương ứng do [5] đề xuất khi số mũ bão hòa $n = 1$.

Trong trường hợp $S_c = 0$ và $D_\tau = 1$ thì phương trình (24) ứng với chiều dài JKS trong điều kiện BHHT cũng trùng với [6] và cho bởi biểu thức

$$A(S_w = 1) = \frac{r_{\max}(1 - D_f)(1 - \alpha^{2-D_f})}{(2 - D_f)(1 - \alpha^{1-D_f})} \quad (28)$$

3. KẾT QUẢ SỐ VÀ THẢO LUẬN

Trong phần này, chúng tôi phân tích ảnh hưởng của các tham số α , ϕ , S_c , S_w và $r_{\max}$ lên chiều dài JKS tương đối A_{rel} . Vậy đối với các giá trị α và ϕ cho trước, có thể xác định D_f và D_τ tương ứng từ phương trình (2) và phương trình (7). Từ đó, có thể chỉ ra sự thay đổi của chiều dài JKS tương đối A_{rel} theo α , ϕ , S_c , S_w và $r_{\max}$.



Hình 2. Sự phụ thuộc của A_{rel} theo S_w ứng với: (a) ba giá trị của ϕ (0,2; 0,3 và 0,4) tại $\alpha = 10^{-3}$ và $S_c = 0$; và (b) ba giá trị của S_c (0, 0,15 và 0,3) tại $\alpha = 10^{-3}$ và $\phi = 0,3$.

Hình 2 mô tả sự thay đổi của chiều dài JKS tương đối A_{rel} theo S_w . Cụ thể, tương ứng là hình 2a đối với ba giá trị khác nhau của ϕ (0,2, 0,3 và 0,4) tại $\alpha = 10^{-3}$ và $S_c = 0$, hình 2b đối với ba giá trị khác nhau của S_c (0, 0,15 và 0,3) tại $\alpha = 10^{-3}$ và $\phi = 0,3$. Kết quả cho thấy, chiều dài JKS tương đối A_{rel} tăng theo S_w với ϕ , α và S_c có giá trị bất kì. Kết quả này phù hợp với kết quả của A_{rel} trong [5,6]. Hình 2a cho thấy A_{rel} tăng theo ϕ với các giá trị α , S_w và S_c cho trước và kết quả này là hợp lý. Hình 2b cho thấy A_{rel} giảm theo S_c với các giá trị ϕ , α và S_w cho trước và kết quả này là phù hợp trong điều kiện mô hình OMD. Hình 2b cũng cho thấy, với các giá trị S_c lớn thì số lượng OMD bão hòa sẽ giảm, từ đó làm giảm chiều dài JKS tương đối A_{rel} .

Bảng 1. Đặc tính của mẫu hạt thủy tinh được cho bởi [1]. Các ký hiệu d , ϕ , F , α và k_s^{exp*} lần lượt là đường kính của mẫu hạt thủy tinh, độ xốp, hệ số dạng, tỷ số giữa bán kính nhỏ nhất và bán kính lớn nhất và độ thấm đo được của mẫu. Chỉ số mũ f biểu thị các giá trị cho kết quả phù hợp nhất.

Mẫu	d^* (μm)	ϕ (không đơn vị)	F^* (không đơn vị)	α^f (không đơn vị)	k_s^{exp*} (10^{-12} m^2)
Mẫu hạt thủy tinh	1,05	0,411	3,80	0,01	0,00057
Mẫu hạt thủy tinh	2,11	0,398	3,98	0,01	0,00345
Mẫu hạt thủy tinh	5,01	0,380	4,27	0,01	0,0181
Mẫu hạt thủy tinh	11,2	0,401	3,94	0,01	0,0361
Mẫu hạt thủy tinh	21,5	0,383	4,22	0,01	0,228
Mẫu hạt thủy tinh	31,0	0,392	4,07	0,01	0,895
Mẫu hạt thủy tinh	47,5	0,403	3,91	0,01	1,258
Mẫu hạt thủy tinh	104,0	0,394	4,04	0,01	6,028
Mẫu hạt thủy tinh	181,0	0,396	4,01	0,01	21,53
Mẫu hạt thủy tinh	252,0	0,414	3,75	0,01	40,19
Mẫu hạt thủy tinh	494,0	0,379	4,29	0,01	224,0
Mẫu hạt thủy tinh	990,0	0,385	4,19	0,01	866,7

Khi nghiên cứu chiều dài JKS từ các đặc tính của MTX trong điều kiện BHHT, [4] đề xuất phương trình sau:

$$A(S_w = 1) = \frac{d}{2m(F-1)} \quad (30)$$

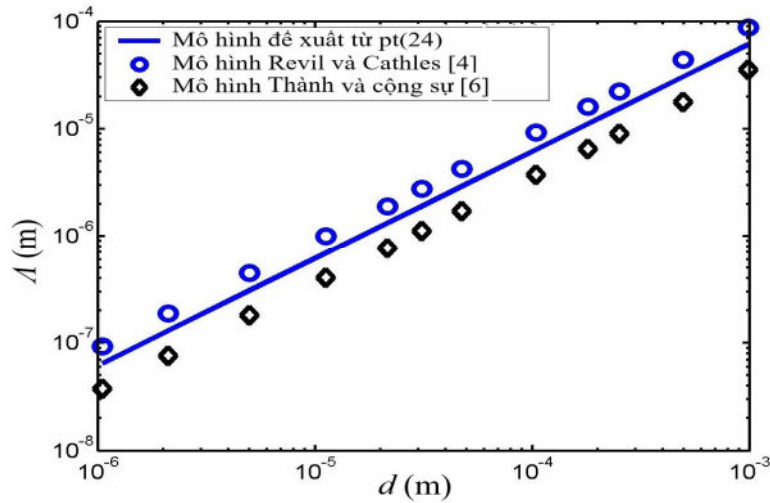
trong đó d là đường kính hạt trung bình, m là hệ số xi măng hóa và F là hệ số dạng.

So sánh kết quả thu được từ phương trình (24) cho bởi mô hình đề xuất này với các số liệu thực nghiệm cho bởi [1] và phương trình (30) cho bởi [4]. Để thực hiện được điều này, cần có các giá trị α , ϕ , D_f , D_t và r_{max} , bán kính lớn nhất của OMD r_{max} được xác định từ đường kính trung bình của hạt d và độ xốp ϕ bằng cách sử dụng biểu thức trong [6] là

$$r_{max} = \frac{d}{8} \left[\sqrt{\frac{2\phi}{1-\phi}} + \sqrt{\frac{\phi}{1-\phi}} + \sqrt{\frac{\pi}{4(1-\phi)}} - 1 \right], \quad (29)$$

Hình 3 biểu diễn sự thay đổi của $A(S_w = 1)$ ở điều kiện BHHT với đường kính của mẫu hạt ứng với phương trình (24) từ mô hình đề xuất (đường liền nét), phương trình (28) từ [6] (ký hiệu hình thoi) và phương trình (30) từ [4] (ký hiệu hình tròn) đối với các mẫu hạt thủy tinh cho từ số liệu thực nghiệm [1] trong Bảng 1 với các mẫu hạt thủy tinh hình cầu, m được lấy là 1,5. Chiều dài JKS từ phương trình (24) cho bởi mô hình đề xuất được biểu diễn với α được lấy là 0,01, ϕ và d sử dụng từ Bảng 1 thì có thể thấy rằng, mô hình đề xuất cũng có quy luật tương tự như chiều dài JKS đã được cho bởi [4] và [6]. Độ lệch giữa các đồ thị trong Hình 3 có thể giảm đi bằng cách giảm độ bão hòa tới hạn của nước S_c . Nếu $S_c = 0,15$, kết quả của mô hình đề xuất ứng với phương trình (24) sẽ tiến gần hơn tới [4] tại cùng bán kính OMD. Nguyên nhân dẫn đến sự gia tăng chiều dài JKS như trong Hình 3 có thể là do các OMD có bán kính nhỏ hơn bán kính tới hạn, tương ứng với độ bão

hòa tới hạn của nước S_c được coi là nhỏ khi đó không có khả năng vận chuyển nước và chất. Khi S_c có giá trị lớn hơn sẽ làm giảm số OMD bão hòa, dẫn đến giảm diện tích bề mặt riêng và làm tăng chiều dài JKS.



Hình 3. Sự biến thiên của $\Lambda(S_w = 1)$ theo đường kính hạt cho bởi các mẫu hạt thủy tinh [1] tương ứng với phương trình (24) từ mô hình đề xuất, phương trình (28) từ [6] và phương trình (30) từ [4]

4. KẾT LUẬN

Trong nghiên cứu này, chúng tôi trình bày khái niệm về chiều dài JKS của MTX và mở rộng định nghĩa của nó sang trường hợp BHMP. Xuất phát từ mô hình lý thuyết để tính ĐDD của MTX trong điều kiện BHMP với giả định MTX được khái niệm hóa như một hệ các OMD quanh co với sự phân bố fractal. Từ đó, tính ĐDD của MTX theo độ dẫn điện của nước trong OMD, độ dẫn điện bề mặt và các thông số cấu trúc vi mô của MTX (d, ϕ, α). Sau đó, sử dụng mối liên hệ giữa chiều dài JKS của MTX liên quan mật thiết đến đặc tính vận chuyển chất và ĐDD trong MTX. Từ đó, tính chiều dài JKS cho MTX phụ thuộc vào $\alpha, \phi, D_f, D_\tau$ và r_{max} . Kết quả được so sánh với số liệu thực nghiệm [1] và kết quả thu được từ công trình [4, 6]. Chúng tôi thấy rằng, các kết quả thu được có một sự thống nhất rất tốt và sẽ mở ra những hướng nghiên cứu mới đối với môi trường BHMP.

5. LỜI CẢM ƠN

Tác giả xin chân thành cảm ơn Quỹ khoa học và công nghệ Trường Đại học Thủy lợi đã tài trợ kinh phí thực hiện đề tài mã số CS2025-26.

6. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Glover, P. W. J. & Dery, N., 2010. Streaming potential coupling coefficient of quartz glass bead packs: dependence on grain diameter, pore size, and pore throat radius, *Geophysics*, 75 (6), 225-241.
- [2] Glover, P. W. J. & Walker, E., 2009. Grain-size to effective pore-size transformation derived from electrokinetic theory, *Geophysics*, 74 (1), 17-29.
- [3] Johnson, D. L., Koplik, J. & Schwartz, L. M., 1986. New pore-size parameter characterizing transport in porous media, *Phys. Rev. Lett.*, 57, 2564-2567.
- [4] Revil, A. & Cathles III, L.M., 1999. Permeability of shaly sands, *Water Resour. Res.*, 35(3), 651-662.
- [5] Revil, A., Barnier, G., Karaoulis, M., Sava, P., Jardani, A. & Kullessa, B., 2014. Seismoelectric coupling in unsaturated porous media: theory, petrophysics, and saturation front localization using an electroacoustic approach, *Geophys. J. Int.*, 196 (2), 867-884.
- [6] Thanh, L. D., Jougnot, D., Van Do, P., Nghia, N. V., Tuyen, V. P., Ca, N. X. & Hien, N. T., 2020. A physically based model for the electrical conductivity of partially saturated porous media, *Geophys. J. Int.*, 223 (2), 993-1006.

ỨNG DỤNG PHẦN MỀM MÃ NGUỒN MỞ GEOGEBRA TRONG GIẢNG DẠY VÀ NGHIÊN CỨU MÁY ĐIỆN

Lê Quang Cường

Trường Đại học Thủy lợi, email: cuonglq@thu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

Khi dạy và học môn học máy điện, chúng ta gặp khái niệm phức tạp và ảnh hưởng của các tham số đến đặc tính làm việc máy như: hiện tượng bão hòa mạch từ và từ trễ gây ra sóng hài dòng điện; từ trường quay; các đặc tính làm việc; giản đồ phasor ứng với các chế độ làm việc khác nhau, do đó cần có các phương tiện hỗ trợ cho việc dạy và học để củng cố kiến thức cho sinh viên, cũng như trong nghiên cứu chuyên sâu về máy điện. Để có thể quan sát và phân tích quá trình quá độ của các đại lượng trong máy điện, với các chế độ vận hành khác nhau, đòi hỏi phải có công cụ phù hợp, nhờ đó có thể tương tác thay đổi các thông số máy, nguồn điện, các điều kiện vận hành và sau đó quan sát và nhận xét kết quả thu được.

Hiện nay có nhiều công cụ phần mềm cho phép tính toán và biểu diễn đồ họa hấp dẫn, cung cấp giải pháp hỗ trợ học tập và giảng dạy, kích hoạt khả năng thị giác của người học, nhằm giúp người học nhanh chóng hiểu được các nguyên tắc, qui trình hoạt động, các chế độ làm việc và ảnh hưởng của các tham số. Trong lĩnh vực máy điện, có rất nhiều ứng dụng được phát triển bằng các phần mềm hoặc công cụ khác nhau như Matlab, LabView, Javascript, Geogebra ... Tuy nhiên khi lựa chọn công cụ, các yếu tố quan trọng cần quan tâm đó là chi phí bản quyền, cấu hình máy tính, và khả năng tiếp cận. Trong các công cụ đó, Geogebra là phần mềm mã nguồn mở và được dùng miễn phí. Các ứng dụng được xây dựng bởi phần mềm này được phát triển bởi nhiều tác giả khác nhau, được chia sẻ mã nguồn rộng rãi và có thể sử dụng ở mọi nơi thông qua máy tính hoặc nền tảng website.

Hiện nay, GeoGebra chưa được ứng dụng rộng rãi trong học tập, nghiên cứu về máy điện và chưa có thư viện chuẩn về máy điện. Ở Việt Nam, Geogebra mới chỉ được ứng dụng để dạy các môn toán và vật lý [1,2]. Báo cáo này trình bày các nghiên cứu ứng dụng GeoGebra trong máy điện. Các ứng dụng được phát triển để hỗ trợ trong việc biểu diễn biểu đồ phasor trong các hệ thống xoay chiều, đặc tính làm việc, nguyên lý cấu tạo và hoạt động của các loại máy. Người sử dụng có thể tương tác thay đổi các tham số đầu vào bằng cách sử dụng thanh trượt hoặc nhập trực tiếp giá trị trên màn hình. Các đặc tính, đồ họa được thay đổi theo, có thể lưu lại vết hình ảnh trước đó để tiện cho việc so sánh và tạo ra hình ảnh động liên tục thay đổi. Ứng dụng có thể sử dụng trên nền tảng computer-based hoặc web-based.

2. PHẦN MỀM MÃ NGUỒN MỞ GEOGEBRA

GeoGebra là phần mềm toán học động được thiết kế để hỗ trợ giảng dạy và học tập toán học từ bậc phổ thông đến đại học. Phần mềm kết hợp hình học, đại số, bảng tính, đồ thị, xác suất – thống kê, và tính toán vi phân trong một môi trường thống nhất. Được phát triển bởi Markus Hohenwarter (Áo) từ năm 2001 [6]. Hiện nay GeoGebra được dùng miễn phí trên nhiều nền tảng: máy tính, web, thiết bị di động.

Các chức năng chính của phần mềm bao gồm:

- Hình học: Vẽ và thao tác các đối tượng hình học (điểm, đường, đường tròn, đa giác, ...).
- Đại số: Hiện thị đồng thời các biểu thức đại số tương ứng với đối tượng hình học.
- Đồ thị hàm số: Vẽ và phân tích đồ thị, khảo sát hàm số.
- Tính toán: Hỗ trợ giải phương trình, đạo hàm, tích phân.
- Thống kê & Xác suất: Lập bảng, biểu đồ, mô phỏng xác suất.
- Môi trường động: Khi thay đổi một yếu tố, toàn bộ hình vẽ và công thức liên quan sẽ tự động thay đổi theo.

Các công dụng của phần mềm trong giáo dục:

- Giúp giáo viên minh họa trực quan, sinh động các khái niệm toán học.
- Giúp học sinh, sinh viên tự khám phá, thao tác và rút ra kết luận qua quan sát.
- Tích hợp trong bài giảng điện tử hoặc dùng trực tiếp trong lớp học.
- Có thể dùng để tạo tài nguyên chia sẻ trên cộng đồng trực tuyến.

Ưu điểm nổi bật của phần mềm:

- Miễn phí, đa nền tảng.
- Giao diện trực quan, dễ dùng, có nhiều ngôn ngữ (bao gồm tiếng Việt).
- Cộng đồng người dùng rộng lớn, nhiều tài nguyên sẵn có.
- Tích hợp nhiều lĩnh vực toán học trong cùng một phần mềm.

Tóm lại, GeoGebra là phần mềm toán học động mạnh mẽ, trực quan, miễn phí, được ứng dụng rộng rãi trong dạy – học để giúp toán học trở nên dễ hiểu, sinh động và hấp dẫn hơn.

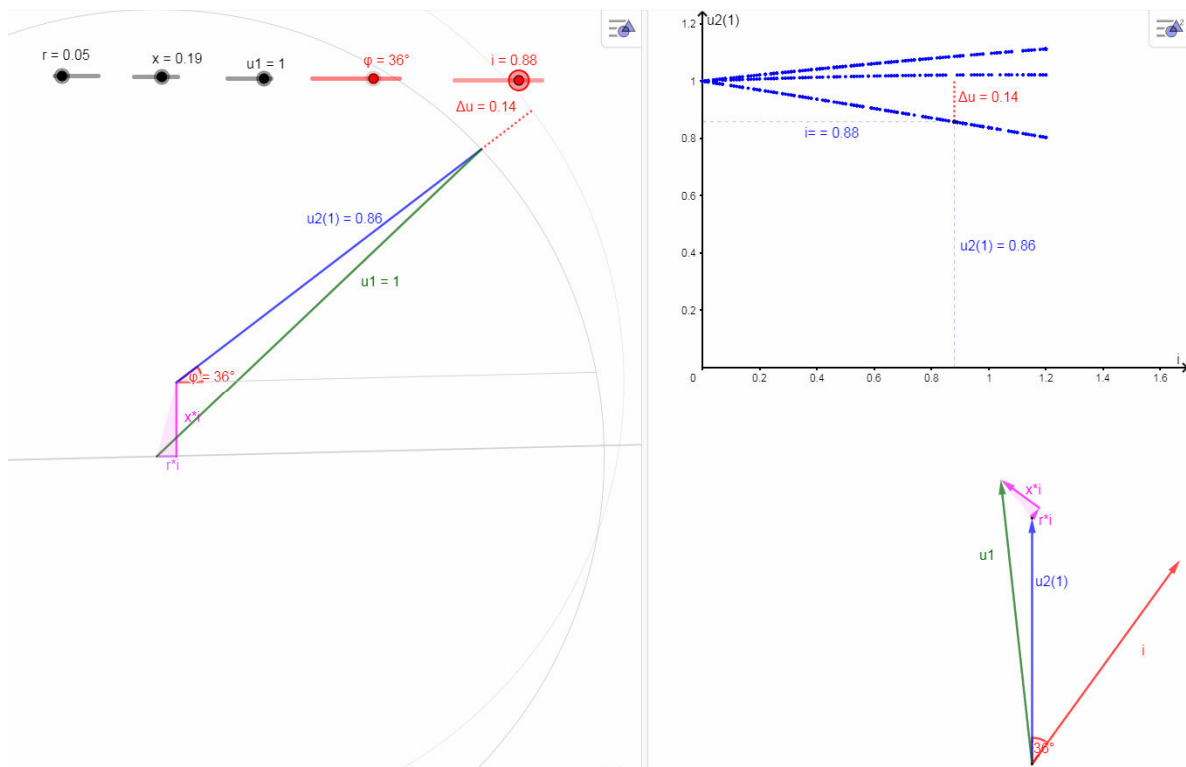
Với các ưu điểm của phần mềm GeoGebra, việc nghiên cứu ứng dụng cho đối tượng máy điện là rất hữu ích. Ứng dụng hình học có sẵn trong GeoGebra thuận tiện để biểu diễn giản đồ pha và hình ảnh đồ họa của máy điện. Các công cụ về đại số, giải tích véc tơ, các phép tính vi tích phân, số phức có sẵn, thuận tiện cho việc phân tích và tính toán trong máy điện.

3. ỨNG DỤNG PHẦN MỀM GEOGEBRA TRONG GIẢNG DẠY VÀ NGHIÊN CỨU MÁY ĐIỆN

Các ứng dụng GeoGebra cho đối tượng máy điện được xây dựng và phát triển dựa theo lý thuyết và mô hình toán học mô tả máy điện được trình bày trong các tài liệu tham khảo [3,4,5]. Sử dụng các công cụ về đồ họa, đại số, số phức, giải phương trình vi tích phân có sẵn trong GeoGebra để xây dựng các ứng dụng.

3.1. Máy biến áp

Chương trình xác định sự thay đổi điện áp đầu ra của máy biến áp (hình 1), có thể theo dõi đồng thời: biểu đồ pha của máy biến áp có tải; biểu đồ pha thể hiện chi tiết rõ ràng hơn để xác định sự thay đổi điện áp máy biến áp, và đặc tính bên ngoài của máy biến áp thu được tại các giá trị khác nhau của dòng điện tải.

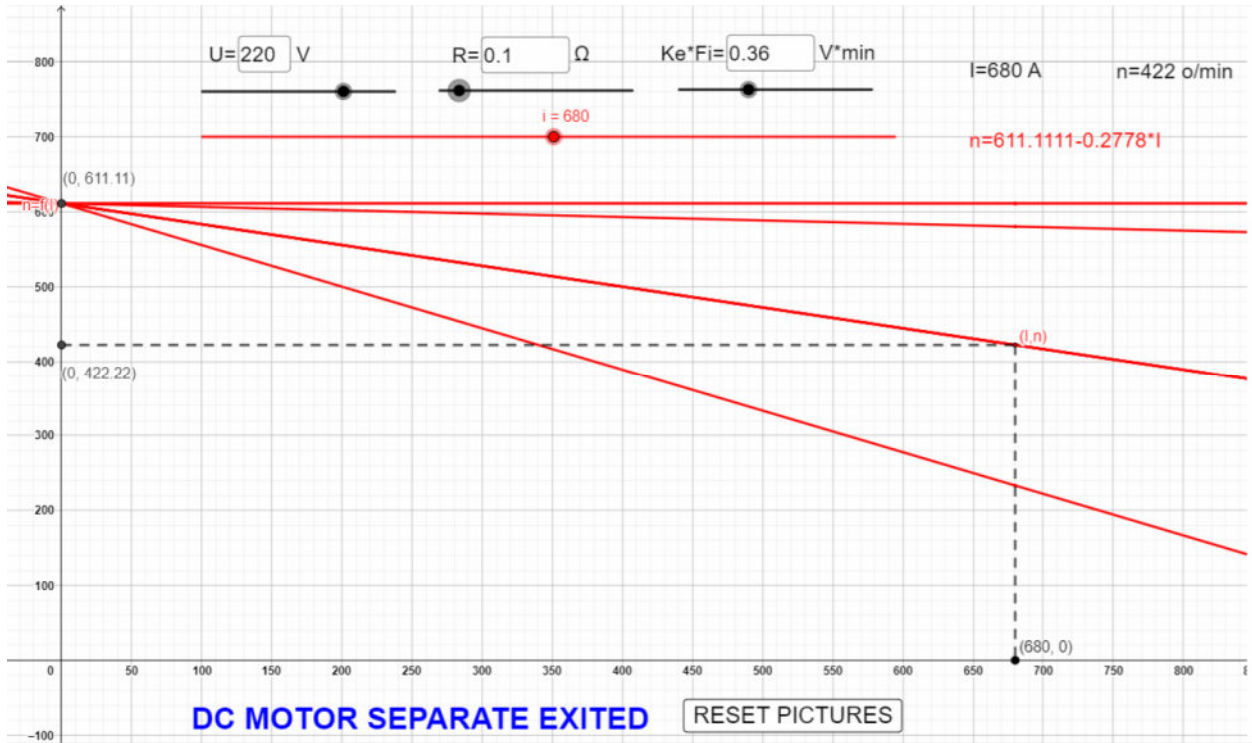


Hình 1. Xác định sự thay đổi điện áp đầu ra của máy biến áp

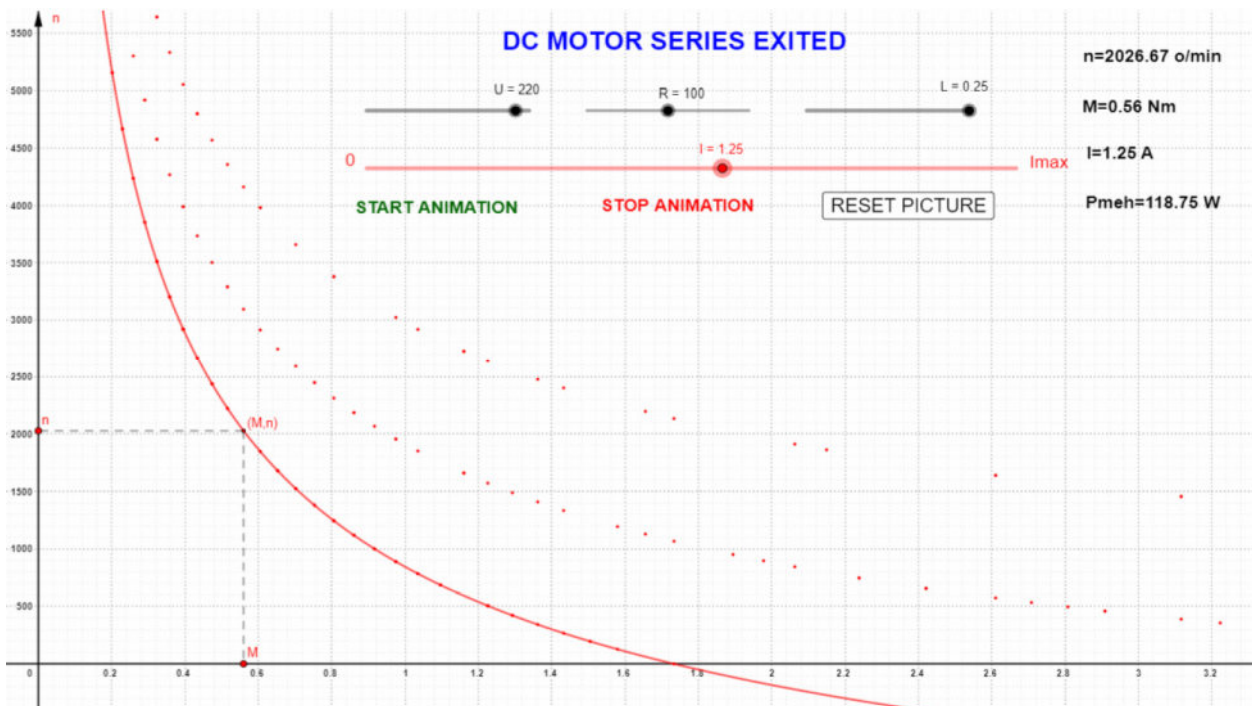
Có thể thay đổi giá trị tương đối của điện áp nguồn, hệ số công suất tải, điện trở và điện kháng, đồng thời theo dõi những gì xảy ra với các loại tải khác nhau. Các đặc điểm khác nhau thu được khi tải có tính cảm, tải có tính dung. Các trường hợp đặc trưng này được thể hiện trên đồ thị $u=f(i)$.

3.2. Máy điện một chiều

Chương trình được tạo ra để xây dựng các đặc tính của động cơ và máy phát điện một chiều. Đặc tính của động cơ với kích từ độc lập và kích từ song song được thể hiện trên hình 2, động cơ với kích từ nối tiếp trên hình 3.



Hình 2. Đặc tính cơ của động cơ DC kích từ độc lập (song song)

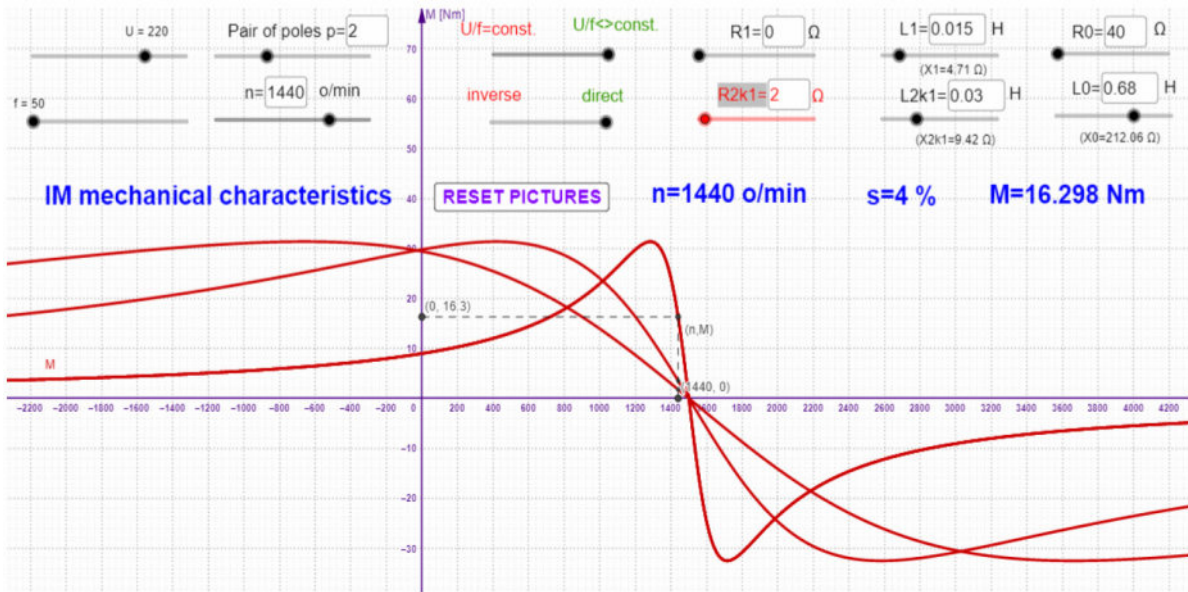


Hình 3. Đặc tính cơ của động cơ DC kích từ nối tiếp

Trong chương trình, các đặc tính cơ khác nhau thu được bằng cách thay đổi điện áp nguồn, điện trở mạch phản ứng và từ trường phần cảm. Chương trình này hữu ích khi phân tích cách điều chỉnh các đặc tính của động cơ với tải. Hàm $n = f(I)$, tương ứng với đồ thị đang hiển thị, được in tự động và thay đổi đồng thời với các tham số có thể được thay đổi bằng các thanh trượt thích hợp hoặc nhập giá trị trực tiếp. Tải động cơ có thể được mô phỏng bằng cách điều chỉnh thanh trượt dòng điện phản ứng, nhờ đó xác định điểm vận hành động cơ (n, I) trên đặc tính mô-men-tốc độ.

3.3. Máy điện không đồng bộ

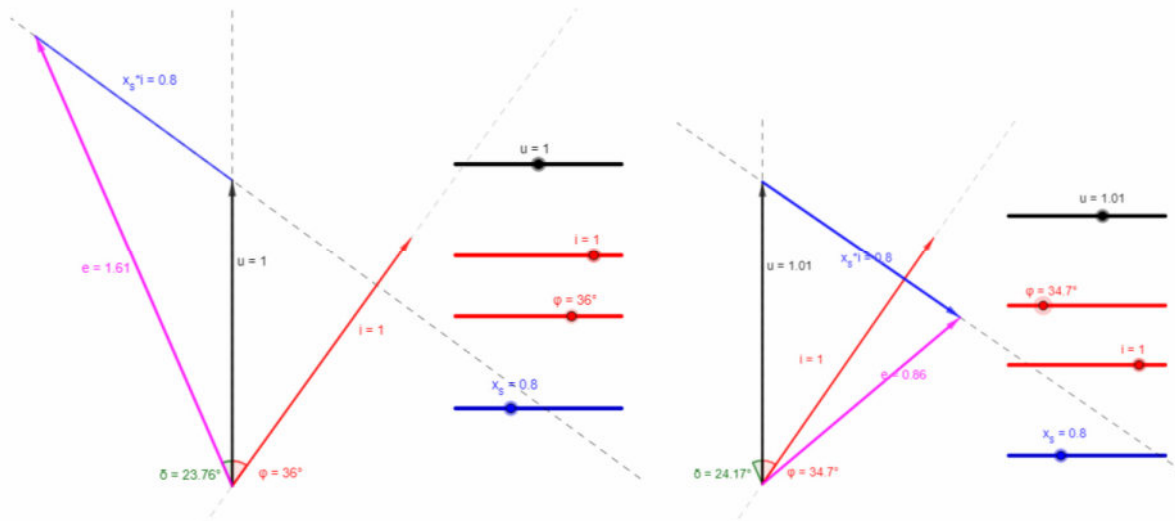
Đối với máy điện không đồng bộ, chương trình thu được đặc tính cơ (hình 4) phù hợp với các giá trị khác nhau của các thông số máy. Các giá trị hiệu dụng và tần số của điện áp đầu vào, số cực và trình tự kích thích của các pha và u/f có thể thay đổi giá trị.



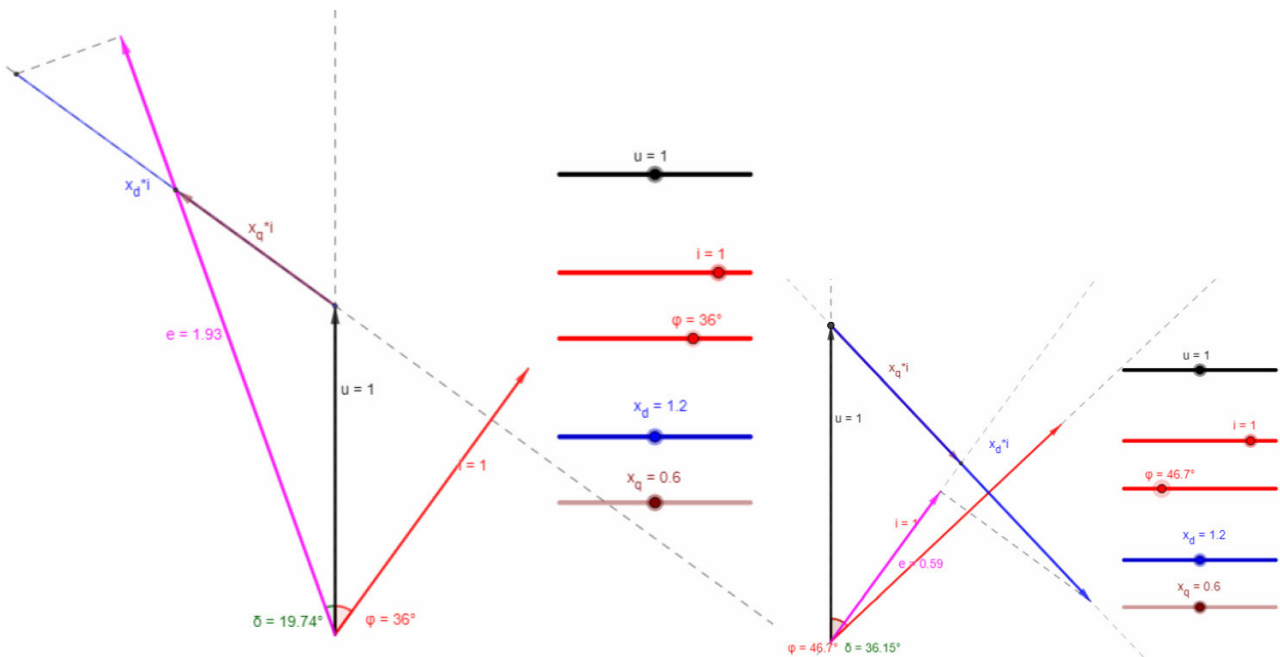
Hình 4. Đặc tính cơ của động cơ không đồng bộ

3.4. Máy điện đồng bộ

Hình 5 và hình 6 thể hiện sơ đồ vector của máy phát điện và động cơ đồng bộ cho cả hai loại rôto cực lồi và cực ẩn. Có thể thay đổi các giá trị tương đối của điện áp nguồn u , góc công suất tải ϕ , dòng điện tải i và các giá trị tương đối của điện kháng đồng bộ x_s , x_d và x_q . Nhờ chương trình này có thể thấy sơ đồ pha của các loại máy điện đồng bộ khác nhau và chúng thay đổi thế nào khi thay đổi các đại lượng đã đề cập.



Hình 5. Sơ đồ phasor của máy phát điện và động cơ đồng bộ rôto cực ẩn



Hình 6. Sơ đồ phasor của máy phát điện và động cơ đồng bộ rôto cực lỗi

4. KẾT LUẬN

Việc ứng dụng công cụ mã nguồn mở GeoGebra trong giảng dạy và nghiên cứu máy điện đã cho thấy nhiều tiềm năng và hiệu quả rõ rệt. Thông qua các mô hình trực quan, sinh viên có thể dễ dàng quan sát, thay đổi tham số và theo dõi sự biến thiên của các đại lượng điện – cơ, từ đó hiểu rõ hơn bản chất của hiện tượng vật lý và quy luật vận hành của các loại máy điện. Các ứng dụng được xây dựng không chỉ hỗ trợ minh họa kiến thức lý thuyết mà còn góp phần phát triển kỹ năng phân tích, tư duy trực quan và khả năng tự học của người học.

GeoGebra, với ưu điểm là phần mềm miễn phí, đa nền tảng và có cộng đồng hỗ trợ rộng lớn, đã mở ra cơ hội tiếp cận thuận lợi cho cả giảng viên và sinh viên, đặc biệt trong bối cảnh nhu cầu số hóa tài liệu học tập ngày càng cao. Mặc dù chưa có thư viện chuẩn về máy điện, nhưng các ứng dụng ban đầu cho thấy hướng phát triển đầy triển vọng, có thể mở rộng cho nhiều đối tượng máy điện khác nhau cũng như các lĩnh vực kỹ thuật liên quan.

Trong tương lai, việc tiếp tục nghiên cứu, bổ sung và hoàn thiện các mô hình trên GeoGebra sẽ góp phần xây dựng kho học liệu điện tử phong phú, tạo điều kiện cho việc dạy và học máy điện trở nên trực quan, hiệu quả và hấp dẫn hơn.

5. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Bùi Thị Cẩm Huệ, Nguyễn Hà Thanh, Trương Kim Vinh. 2023. Vận dụng phần mềm Geogebra trong dạy học Chương Dao động cơ chương trình vật lý-trung học phổ thông. *ournal of educational equipment: Applied research*, Volume 2, Issue 287.
- [2] Nguyễn Thị Hà Phương. 2024. Một số đề xuất sử dụng phần mềm GeoGebra trong dạy học môn Toán ở trường trung học cơ sở. *Tạp chí Giáo dục*, Tập 24 (số đặc biệt 7).
- [3] Vũ Gia Hanh, Phan Tử Thụ, Trần Khánh Hà. 2012. *Máy điện II*; NXB KH&KT.
- [4] A. E Fitzgerald, Charles Kingsely Jr. Stephen D. Umans. 2014. “Electric Machinery”. McGraw Hill Books Company, Seventh Edition.
- [5] Епифанов А.П., Епифанов Г.А. 2022. *Электрические машины*, Издательство «Лань».
- [6] <https://www.geogebra.org>.

ĐIỀU KHIỂN TRỰC TIẾP CÔNG SUẤT VÀ ĐIỀU KHIỂN DỰ BÁO CÔNG SUẤT CHO CHỈNH LƯU TÍCH CỰC

Nguyễn Hoàng Việt

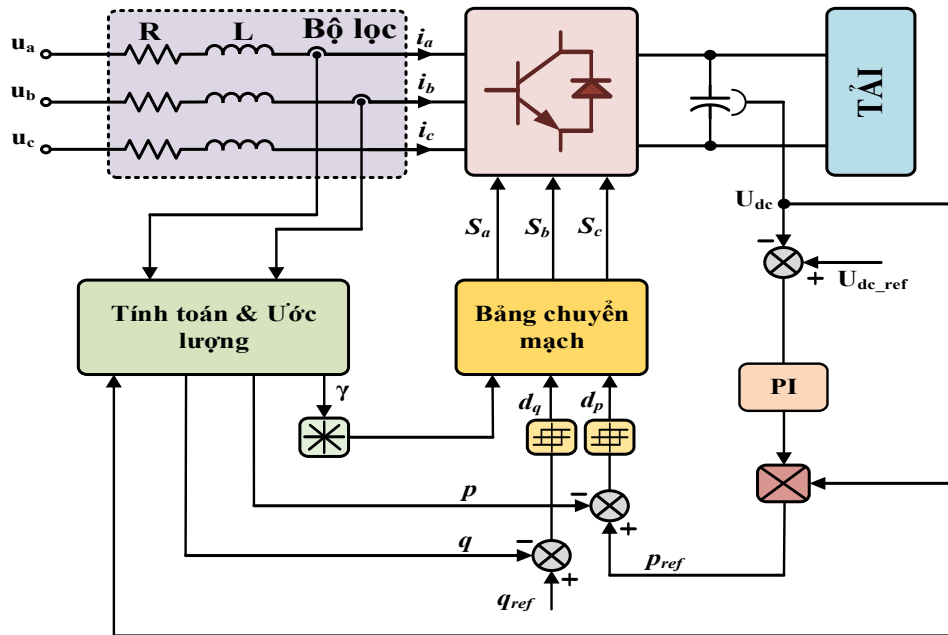
Trường Đại học Thủy lợi, email: viethn@thu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

Chỉnh lưu tích cực (Active Rectifier – AR) đang được ứng dụng rộng rãi nhờ khả năng điều khiển công suất hai chiều, hệ số công suất cao và giảm méo hài tổng (THD). Hiệu quả hoạt động của AR phụ thuộc lớn vào chiến lược điều khiển. Trong đó, điều khiển véc-tơ (VC) và điều khiển trực tiếp công suất (DPC) là hai phương pháp phổ biến. VC sử dụng vòng dòng và khâu điều chế, trong khi DPC điều khiển trực tiếp công suất mà không cần vòng dòng, nhưng có nhược điểm về tần số chuyển mạch và độ gợn công suất [1], [2]. Gần đây, điều khiển dự báo công suất (MPDPC) được đề xuất như giải pháp thay thế hiệu quả, giúp giảm dao động công suất và tăng độ ổn định. Tuy nhiên, MPDPC đòi hỏi tính toán cao và mô hình dự báo chính xác [3], [4]. Bài báo này nhằm so sánh chi tiết DPC và MPDPC để đánh giá hiệu năng và khả năng ứng dụng thực tế.

2. CẤU TRÚC ĐIỀU KHIỂN TRỰC TIẾP CÔNG SUẤT CHO CHỈNH LƯU TÍCH CỰC

Phương pháp Điều khiển công suất trực tiếp (Direct Power Control - DPC) là một kỹ thuật điều khiển hiệu quả được ứng dụng rộng rãi trong các bộ chỉnh lưu tích cực sử dụng nghịch lưu áp (Voltage Source Converter - VSC). Phương pháp DPC cho phép điều khiển trực tiếp công suất tác dụng và công suất phản kháng mà không cần sử dụng các vòng điều khiển dòng điện bên trong và khâu điều chế, giống như trong điều khiển vectơ truyền thống. Nhờ đó, cấu trúc điều khiển được đơn giản hóa, đồng thời vẫn đảm bảo đáp ứng động nhanh và khả năng điều khiển chính xác [1]. Cấu trúc DPC được đưa ra ở hình 1.



Hình 1. Cấu trúc DPC cho chỉnh lưu tích cực

Cấu trúc tổng thể của cấu trúc DPC bao gồm các 6 khối chức năng chính như sau: Bộ điều khiển điện áp, khối tính toán công suất tức thời, bộ điều khiển bằng trễ, bộ nhận diện sector và bảng chuyển mạch.

• *Bộ điều khiển điện áp*

Bộ điều khiển điện áp dùng để điều khiển điện áp phía một chiều, đảm bảo giá trị điện áp một chiều U_{dc} bám theo được giá trị điện áp đặt U_{ref} . Đầu ra của bộ điều khiển này là giá trị đặt của công suất tác dụng, p_{ref} . Thông thường, bộ điều khiển PI được sử dụng cho mục đích này.

• *Khối tính toán công suất tức thời*

Cốt lõi của DPC nằm ở việc ước lượng công suất tức thời trong hệ tọa độ tĩnh $(\alpha\beta)$. Dữ liệu điện áp và dòng điện đo được từ lưới được biến đổi sang hệ tọa độ $(\alpha\beta)$ thông qua phép biến đổi Clarke. Sau đó, các đại lượng công suất tác dụng p và công suất phản kháng q được xác định như (1) và (2).

$$p = \text{Re}\{\mathbf{u}\mathbf{i}^*\} = u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c \quad (1)$$

$$q = \text{Im}\{\mathbf{u}\mathbf{i}^*\} = u_\beta i_\alpha - u_\alpha i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(u_{bc} i_a + u_{ca} i_b + u_{ab} i_c) \quad (2)$$

trong đó: $\mathbf{u} = \frac{2}{3}(u_a + au_b + a^2 u_c)$, $\mathbf{i} = \frac{2}{3}(i_a + ai_b + a^2 i_c)$, $a = e^{\frac{2\pi}{3}j}$.

So sánh p, q thực tế với giá trị tham chiếu p_{ref}, q_{ref} , và đưa ra tín hiệu điều khiển d_p và d_q . Giá trị tham chiếu q_{ref} được thiết lập bằng 0, để đảm bảo rằng hệ số công suất đầu vào bằng 1 và dòng điện đầu vào hình sin.

• *Bộ điều khiển bằng trễ*

So sánh p, q thực tế với giá trị tham chiếu p_{ref}, q_{ref} , và đưa ra tín hiệu điều khiển d_p và d_q . Giá trị tham chiếu q_{ref} được thiết lập bằng 0, để đảm bảo rằng hệ số công suất đầu vào bằng 1 và dòng điện đầu vào hình sin.

• *Bộ nhận diện sector*

Xác định vị trí vector điện áp lưới thuộc sector nào trong mặt phẳng $(\alpha\beta)$ để hỗ trợ việc chọn vector điện áp trong bảng chuyển mạch. Thông thường, bảng chuyển mạch dựa trên việc chia mặt phẳng $(\alpha\beta)$ thành 12 sector từ θ_1 đến θ_{12} . Góc điện áp θ dùng để nhận diện sector mà điện áp lưới đang hiện diện.

$$\theta = \arctan\left(\frac{u_\beta}{u_\alpha}\right) \quad (3)$$

• *Bảng chuyển mạch*

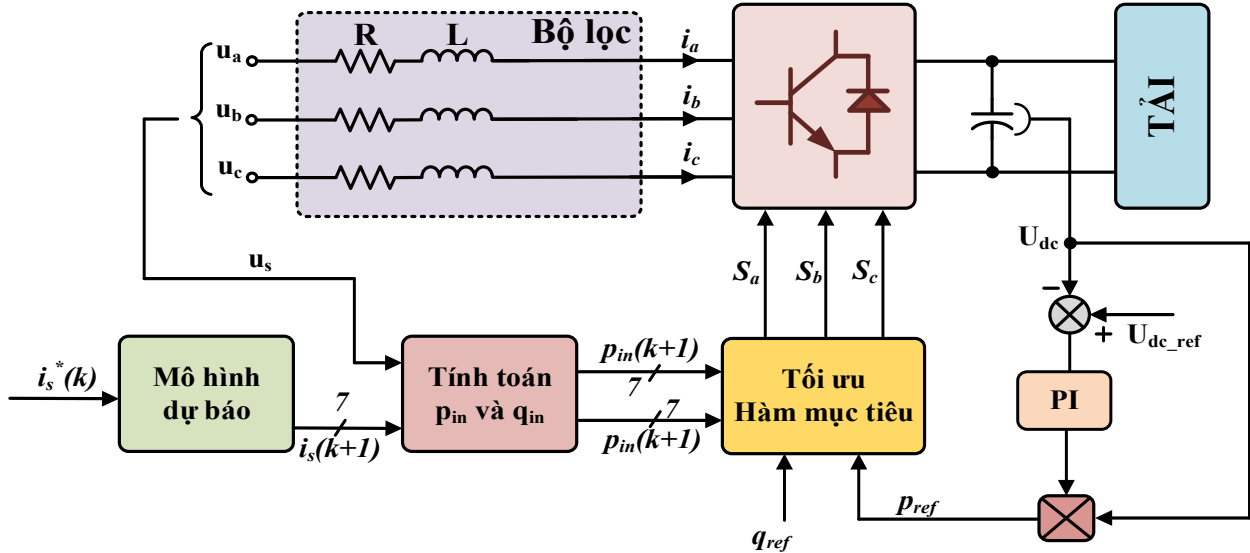
Bảng chuyển mạch được xây dựng dựa trên nguyên lý điều khiển trực tiếp công suất. Các trường hợp tăng, giảm công suất tác dụng và công suất phản kháng được thực hiện bằng các sử dụng các vector phù hợp mà bộ VSC có thể đóng cắt ra. Bảng 1 đưa ra bảng chuyển mạch trên 12 sector của cấu trúc DPC cho chỉnh lưu tích cực.

Bảng 1. Bảng chuyển mạch trên 12 sector của cấu trúc DPC cho chỉnh lưu tích cực

d_p	d_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	1	7	7	0	0	7	7	0	0	7	7	0	0
1	0	6	7	1	0	2	7	0	3	7	4	0	5
0	1	1	2	2	3	3	4	4	5	5	6	6	1
0	0	6	1	1	2	2	3	3	4	4	5	5	6

3. CẤU TRÚC ĐIỀU KHIỂN DỰ BÁO CÔNG SUẤT CHO CHỈNH LƯU TÍCH CỰC [3]

Mặc dù phương pháp DPC truyền thống mang lại hiệu suất đáp ứng nhanh và cấu trúc đơn giản, nhưng nhược điểm về tần số đóng cắt biến thiên và gợn sóng công suất lớn vẫn là trở ngại đáng kể trong các hệ thống yêu cầu chất lượng điện năng cao. Nhằm khắc phục những điểm yếu này, phương pháp Điều khiển dự báo mô hình (Model Predictive Control - MPC) đã được phát triển như một hướng tiếp cận hiện đại, mang lại khả năng tối ưu hóa theo thời gian thực trong điều khiển chỉnh lưu tích cực. Sự kết hợp giữa MPC và cấu trúc DPC tạo nên cấu trúc điều khiển dự báo công suất MPDPC (Model Predictive Direct Power Control - MPDPC)



Hình 2. Cấu trúc MPDPC cho chỉnh lưu tích cực

Tại mỗi chu kỳ lấy mẫu, thuật toán MPDPC thực hiện các bước sau:

- Dự đoán giá trị tương lai của công suất tác dụng và phản kháng ứng với tất cả các trạng thái đóng cắt khả dĩ của VSC.
- Xây dựng hàm mục tiêu (cost function) phản ánh độ lệch giữa giá trị dự đoán và giá trị tham chiếu.
- Tối thiểu hóa hàm mục tiêu bằng cách lựa chọn trạng thái đóng cắt tối ưu cho VSC.

Như vậy, thay vì sử dụng bảng chuyển mạch như trong DPC cổ điển, MPDPC sử dụng tối ưu hóa rời rạc dựa trên mô hình hệ thống để ra quyết định điều khiển.

3.1. Mô hình dự báo dòng điện và giá trị dự báo công suất.

Mô hình dòng điện phía lưới được đưa ra ở (4).

$$L \frac{d\mathbf{i}}{dt} + R\mathbf{i} = \mathbf{u} - \mathbf{u}_c \quad (4)$$

trong đó: $\mathbf{u}_c$ là vector điện áp đầu ra của VSC.

Sử dụng xấp xỉ Euler cho (4), mô hình dự báo của dòng điện phía lưới thu được ở (5).

$$i^p(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i(k) + \frac{T_s}{L} [u(k) - u_c(k)] \quad (5)$$

Giả sử rằng chu kỳ trích mẫu T_s đủ nhỏ, thì $u(k+1) \approx u(k)$. Do đó giá trị dự báo của công suất tác dụng và công suất phản kháng được tính theo (6) và (7).

$$p^p(k+1) = u_\alpha(k) i_\alpha^p(k+1) + u_\beta(k) i_\beta^p(k+1) \quad (6)$$

$$q^p(k) = u_\beta(k) i_\alpha^p(k+1) - u_\alpha(k) i_\beta^p(k+1) \quad (7)$$

3.2. Hàm mục tiêu và tối ưu hóa hàm mục tiêu

Hàm chi phí được định nghĩa để đo lường độ lệch giữa công suất dự đoán và công suất tham chiếu:

$$g(i) = |p^*(k+1) - p^p(k+1)| + \lambda |q^*(k+1) - q^p(k+1)| \quad (8)$$

trong đó, λ là trọng số hàm mục tiêu nhằm điều chỉnh tầm quan trọng tương đối giữa điều khiển công suất tác dụng và phản kháng.

Thuật toán MPDPC tính giá trị $g(i)$ cho tất cả 7 trạng thái đóng cắt hoạt động (bỏ qua vector zero nếu không cần thiết), sau đó chọn trạng thái tương ứng với giá trị nhỏ nhất của chuỗi giá trị $g(i)$ để thực thi.

4. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

Trong phần này bài báo đi so sánh kết quả mô phỏng của hai cấu trúc DPC và cấu trúc MPDPC, ở cùng một thông số mạch và điều kiện hoạt động. Nguồn điện đầu vào chỉnh lưu tích cực là 380V/50Hz. Điện trở và độ tự cảm của cuộn cảm phía lưới lần lượt là $R = 0.5\Omega$ và $L = 4mH$, tụ điện một chiều có điện dung $C = 500\mu F$, điện áp tụ ban đầu được nạp ở 600V. Chu kỳ trích mẫu $T_s = 10\mu s$. Bộ điều khiển PI có hai thông số: $K_p = 0.01$ và $K_i = 0.5$. Trọng số hàm mục tiêu được lựa chọn trong cấu trúc MPDPC là $\lambda = 1$. Để so sánh hiệu suất điều khiển của hai cấu trúc DPC và cấu trúc MPDPC, bài báo xem xét mô phỏng hai cấu trúc ở hai trường hợp: Thay đổi giá trị điện áp đặt một chiều và thay đổi giá trị điện trở tải R_{load} .

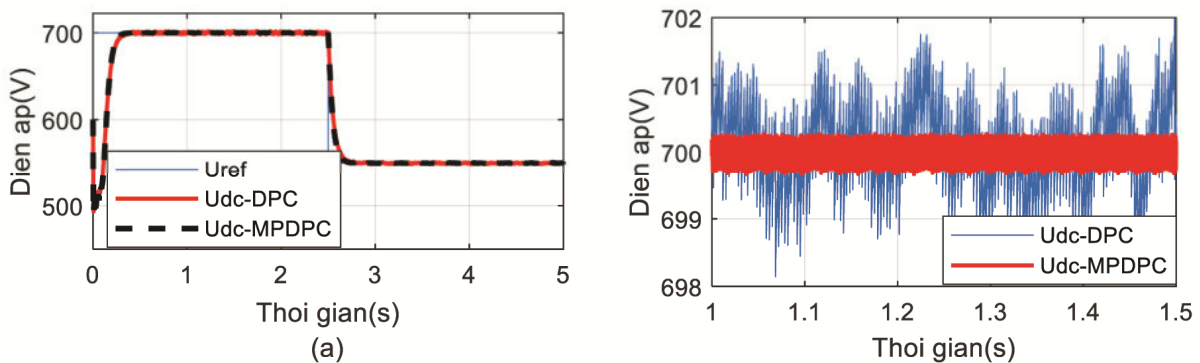
4.1. Thay đổi giá trị đặt điện áp một chiều

Trong kịch bản này, tại thời điểm ban đầu điện áp đặt một chiều được thiết lập ở 700V, sau đó tại thời điểm 2.5(s), điện áp đặt được thiết lập ở 550V.

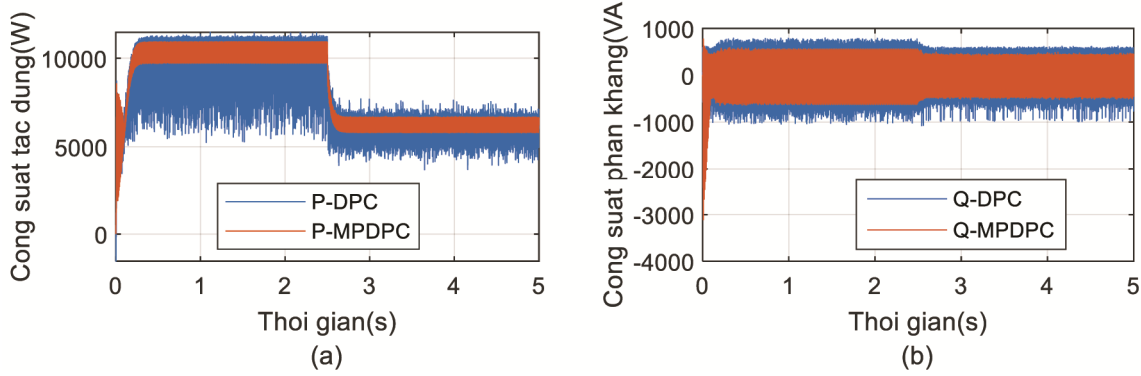
Hình 3(a) đưa ra kết quả mô phỏng của đáp ứng điện áp một chiều của hai cấu trúc DPC và MPDPC. Kết quả mô phỏng chỉ ra rằng đáp ứng động học điện áp một chiều của hai cấu trúc là giống nhau. Tuy nhiên dao động điện áp của cấu trúc DPC lớn hơn so với của MPDPC, giống như kết quả mô phỏng ở hình 3(b).

Đáp ứng công suất tác dụng và công suất phản kháng được đưa ra ở hình 4(a) và hình 4(b). Dao động công suất tác dụng và công suất phản kháng trong đáp ứng công suất của cấu trúc DPC nhỏ hơn hẳn so với cấu trúc MPDPC. Điều này chứng tỏ chất lượng điều khiển công suất tác dụng và công suất phản kháng của MPDPC tốt hơn hẳn so với cấu trúc DPC.

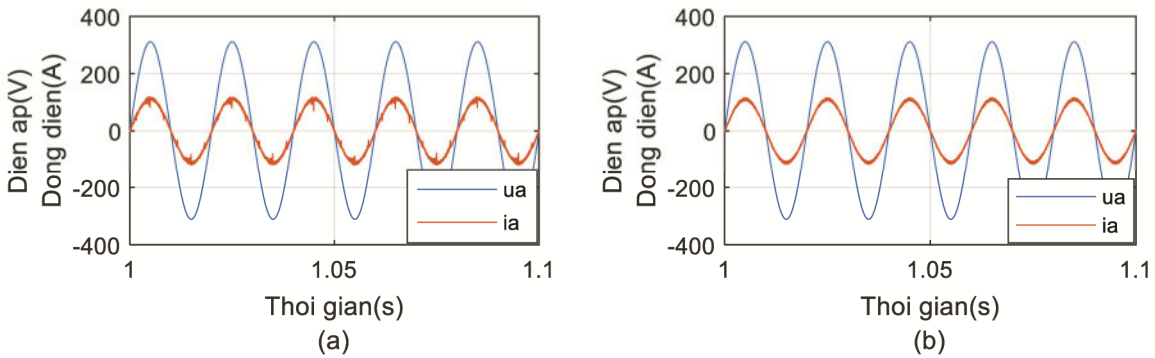
Điện áp đầu vào pha a và dòng điện đầu vào pha a của hai cấu trúc được đưa ở hình 5(a) và hình 5(b). Để dễ dàng quan sát, dòng điện đã được nhân lên 5 lần trong kết quả mô phỏng. Trong cả hai cấu trúc, dòng điện đầu vào đều hình sin và hệ số công suất bằng 1. Tuy nhiên, dòng điện đầu vào của cấu trúc DPC có các xung nhỏ trong khi của cấu trúc MPDPC không xuất hiện. Chỉ số THD của dòng đầu vào của cấu trúc DPC và MPDPC đo được lần lượt là 5.97% và 3.26%. Điều này chứng tỏ rằng, dòng điện đầu vào của MPDPC có chất lượng tốt hơn của DPC.



Hình 3. (a) Đáp ứng điện áp một chiều,
(b) Dao động điện áp một chiều của hai cấu trúc DPC và MPDPC



Hình 4. (a) Đáp ứng công suất tác dụng,
(b) Đáp ứng công suất phản kháng của hai cấu trúc DPC và MPDPC



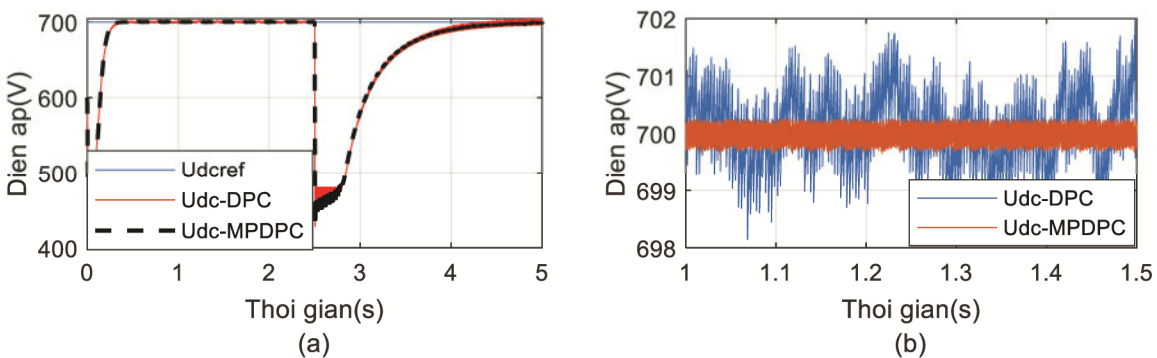
Hình 5. Dòng điện lưới và điện áp lưới (a) cấu trúc DPC, (b) cấu trúc MPDPC

4.2. Thay đổi điện trở tải

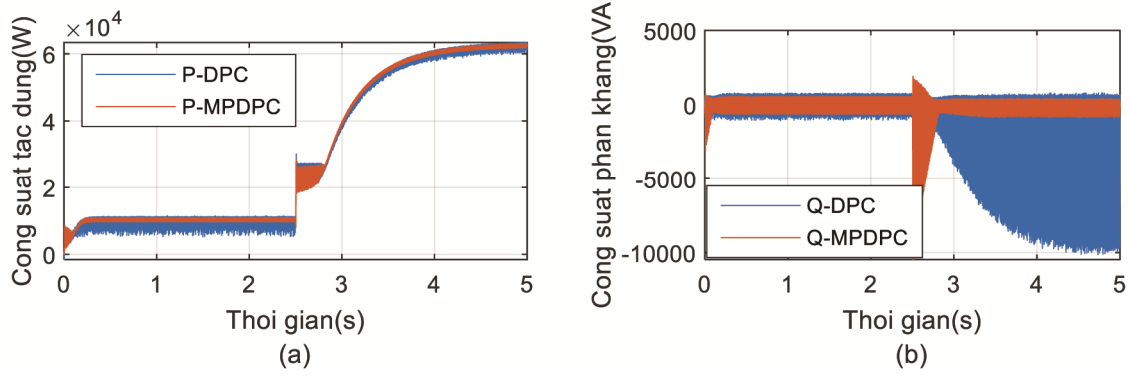
Trong kịch bản này, điện áp phía một chiều được thiết lập ở 700V. Điện trở tải ban đầu là 50Ω , tại thời điểm 2.5s, điện trở tải giảm xuống 10Ω .

Hình 6(a) cho thấy khi tải thay đổi, đáp ứng điện áp của cả hai cấu trúc đều bị biến động như nhau và nhanh chóng trở về giá trị đặt mong muốn. Tuy nhiên dao động điện áp của cấu trúc DPC vẫn lớn hơn cấu trúc MPDPC, như hình 6(b).

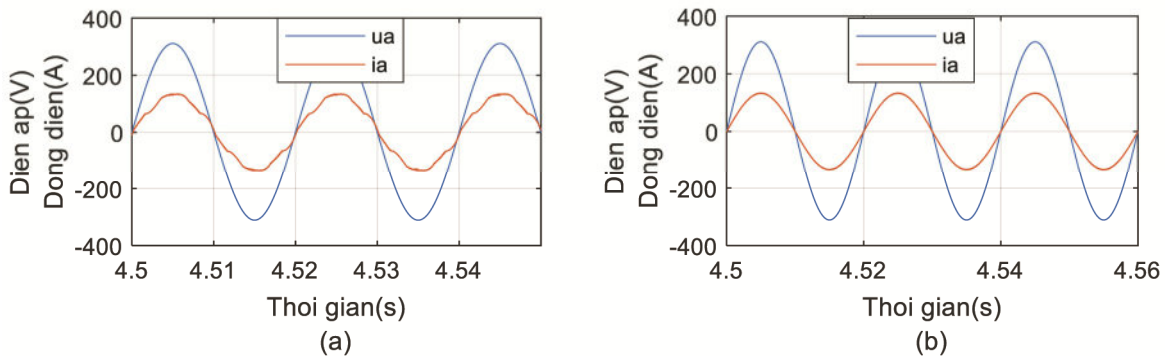
Quan sát hình 7(a), đáp ứng công suất tác dụng của cả hai cấu trúc là như nhau, mặc dù dao động công suất tác dụng của DPC vẫn lớn hơn của MPDPC. Tuy nhiên, đáp ứng công suất phản kháng của DPC đã không duy trì được quanh 0, như hình 7(b), dẫn đến việc dòng điện đầu vào lúc này bị méo và hệ số công suất nhỏ hơn 1, như hình 8(a). Trong khi đáp ứng công suất phản kháng của MPDPC vẫn được duy trì quanh 0, như hình 7(b), dẫn đến việc dòng điện đầu vào vẫn sin và hệ số công suất vẫn bằng 1, như hình 8(b).



Hình 6. (a) Đáp ứng điện áp một chiều,
(b) Dao động điện áp một chiều của hai cấu trúc DPC và MPDPC



Hình 7. (a) Đáp ứng công suất tác dụng, (b) Đáp ứng công suất phản kháng của hai cấu trúc DPC và MPDPC



Hình 8. Dòng điện lưới và điện áp lưới (a) cấu trúc DPC, (b) cấu trúc MPDPC

5. KẾT LUẬN

Bài báo đã thực hiện so sánh hai cấu trúc điều khiển DPC và MPDPC cho chỉnh lưu tích cực trong hai kịch bản: thay đổi điện áp đặt và tải thay đổi. Kết quả cho thấy MPDPC vượt trội hơn DPC về hiệu suất điều khiển, với dao động công suất thấp hơn và chỉ số THD dòng đầu vào cải thiện rõ rệt. Ngoài ra, MPDPC thể hiện độ ổn định cao hơn trong điều kiện tải biến thiên. Những kết quả này khẳng định tiềm năng ứng dụng của MPDPC trong các hệ thống công suất yêu cầu chất lượng điều khiển cao. Trong tương lai, nghiên cứu có thể mở rộng sang các cấu trúc MPDPC đa mức hoặc kết hợp với các kỹ thuật học máy nhằm nâng cao khả năng thích nghi và giảm chi phí tính toán. Việc triển khai trên phần cứng thực nghiệm cũng là bước tiếp theo cần được thực hiện.

6. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 691-703, Oct. 1998.
- [2] Danyang Xie, Gang Zhang, Yunda Wang, Wei Wei, "Research on PWM Rectifier Extending DC Working Voltage Range", *The proceedings of the 10th Frontier Academic Forum of Electrical Engineering (FAFEE2022)*, vol.1054, pp.307, 2023.
- [3] H. Zhang, C. Liu, H. Sun and Y. Qu, "Research on Three-Phase PWM Rectifier Based on Improved Model Predictive Direct Power Control," *2021 4th International Conference on Energy, Electrical and Power Engineering (CEEPE)*, Chongqing, China, 2021, pp. 897-902.
- [4] Y. Zhang, Y. Peng và C. Qu, "Nghiên cứu so sánh điều khiển dự đoán mô hình và điều khiển công suất trực tiếp cho bộ chỉnh lưu PWM với khả năng giảm thiểu gợn sóng công suất chủ động", *Đại hội và Triển lãm Chuyển đổi Năng lượng IEEE 2015 (ECCE)*, Montreal, QC, Canada, 2015, trang 3823-3830.

NGHIÊN CỨU QUÁ ĐIỆN ÁP KHI ĐÓNG CẮT CÁC BỘ TỤ BÙ TRONG LƯỚI ĐIỆN PHÂN PHỐI

Nguyễn Quang Thuận¹, Ninh Văn Nam²

¹Trường Đại học Thủy lợi email: thuannq@tlu.edu.vn

²Trường Điện-Điện tử, Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội email: ninhvannam@hau.edu.vn

1. GIỚI THIỆU

Lưới điện phân phối (LĐPP) là phần lưới điện bao gồm các đường dây và trạm điện có cấp điện áp đến 110kV [1] cấp điện trực tiếp cho phụ tải tiêu thụ cả công suất tác dụng và phản kháng. Để giảm lượng công suất phản kháng từ lưới cấp cho phụ tải nhằm giảm tổn thất công suất, tổn thất điện năng và tổn thất điện áp trên lưới, người ta thường sử dụng các bộ tụ bù có khả năng sản xuất công suất phản kháng cấp một phần hoặc toàn phần cho nhu cầu phụ tải. Phụ tải lại thường biến thiên trong ngày, nên tụ bù cũng được vận hành ở tình trạng đóng cắt theo sự biến thiên của phụ tải để bù lượng công suất phản kháng phù hợp. Quá trình đóng cắt tụ bù có thể gây ra quá trình quá độ làm cho điện áp tăng cao gây ảnh hưởng ngược lại đến chất lượng điện năng và tuổi thọ của thiết bị trong LĐPP.

Bài báo này, trình bày kết quả mô phỏng quá trình quá độ khi đóng cắt các bộ tụ tại phía LĐPP 110kV sau trạm biến áp 220/110kV đang vận hành tại Việt Nam sử dụng chương trình quá độ điện từ ATP/EMTP.

2. PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

Bài báo sử dụng các phương pháp nghiên cứu chính sau:

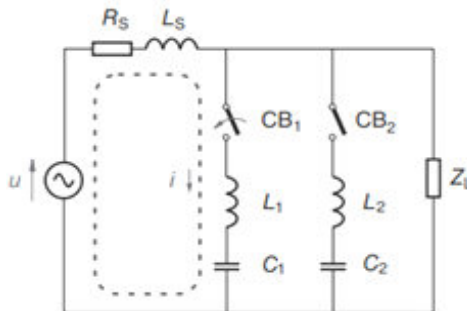
- Tổng hợp cơ sở lý thuyết liên quan;
- Sử dụng chương trình mô phỏng quá độ điện từ ATP/EMTP;
- Phân tích, đánh giá kết quả mô phỏng.

3. CƠ SỞ LÝ THUYẾT ĐÓNG CẮT TỤ GÂY QUÁ TRÌNH QUÁ ĐỘ

Hình 1, 2 trình bày mô hình mạch gồm nguồn áp u cấp điện cho phụ tải Z_L thông qua điện trở R_S điện cảm L_S đường dây (phía nguồn). Mạch có 2 bộ tụ C_1, C_2 được đóng cắt nhờ 2 máy cắt CB_1 và CB_2 (L_1, L_2 là điện cảm ký sinh trên phần nhánh có tụ C_1, C_2).

3.1. Đóng một bộ tụ độc lập

Khi chỉ có một tụ bù C_1 được đóng điện sẽ xuất hiện dòng điện phần lớn chạy qua tổng trở hệ thống phía nguồn và C_1 (Hình 1). Dòng điện này bị giới hạn bởi tổng trở hệ thống. Điện áp trên điểm nối Z_L và tụ C_1 chịu ảnh hưởng bởi thao tác đóng cắt (quá trình quá độ) có thể gây quá điện áp quá độ gây ảnh hưởng tới chất lượng điện năng.



Hình 1. Mô hình mạch đóng một tụ độc lập

Do $L_S \gg L$, dòng điện qua tụ C_1 bị giới hạn bởi điện cảm nguồn L_S .

Biên độ cực đại dòng điện là [2, 3]:

$$I_{maxpk} = U_r \cdot \sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{C}{L_S + L}} \approx U_r \cdot \sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{C}{L_S}} \quad (1)$$

Tần số dòng điện là:

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{C \cdot (L + L_S)}} \approx \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{C \cdot L_S}} \quad (2)$$

Điện cảm nguồn được tính bằng:

$$L_S = \frac{U_n}{2\pi \cdot f_s \cdot I_{SC}} \quad (3)$$

Tri số dòng điện qua tụ:

$$I_C = 2\pi \cdot f_s \cdot U_r \cdot C \quad (4)$$

trong đó: U_n là điện áp dây (kV), $C_1 = C$ là điện dung của tụ bù (F), L_S là điện cảm nguồn (H), $L_1 = L$ là điện cảm ký sinh (H), f là tần số (Hz), I_{SC} là dòng điện ngắn mạch cục bộ (A).

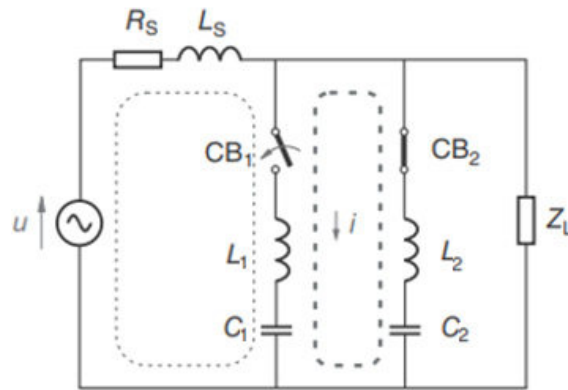
Thay các phương trình tính L_S , I_C vào, các phương trình trên trở thành:

$$I_{maxpk} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{I_{SC} \cdot I_C} \quad (5)$$

$$f = f_s \cdot \sqrt{\frac{I_{SC}}{I_C}} \quad (6)$$

3.2. Đóng hai bộ tụ song song

Mạch hình 2, gồm 2 tụ song song, trong đó một tụ (C_2) đã được đóng điện từ trước (đã được nạp). Tại thời điểm khảo sát, đóng tiếp tụ còn lại (C_1), dòng qua tụ C_1 là tổng hợp của dòng điện chạy từ nguồn tới và từ tụ điện C_2 xả. Do $L_S \gg L_1$ và L_2 nên thành phần dòng từ nguồn sẽ nhỏ hơn nhiều (bị giới hạn bởi L_S lớn) so với dòng từ phía tụ bên cạnh (C_2) phóng (L_2 nhỏ). Vì thế, dòng qua tụ C_2 chủ yếu do dòng C_2 phóng sang.



Hình 2. Mô hình mạch đóng hai bộ tụ song song

Biên độ cực đại của dòng điện qua tụ C_1 là [2, 3]:

$$I_{maxpk} = U_r \cdot \sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \cdot \frac{1}{L_1 + L_2}} \quad (7)$$

Tần số dòng là:

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \cdot (L_1 + L_2)}} \quad (8)$$

Thay các phương trình tính dòng điện dung I_C ở trên vào, ta có:

$$I_{maxpk} = 13556 \sqrt{\frac{U_r \cdot I_{C1} \cdot I_{C2}}{f_S \cdot L_{eq} (I_{C1} + I_{C2})}} \quad (9)$$

$$f = 9.5 \sqrt{\frac{f_s \cdot U_r (I_{C1} + I_{C2})}{L_{eq} I_{C1} \cdot I_{C2}}} \quad (10)$$

Với $L_{eq} = L_1 + L_2 \text{ } (\mu H)$

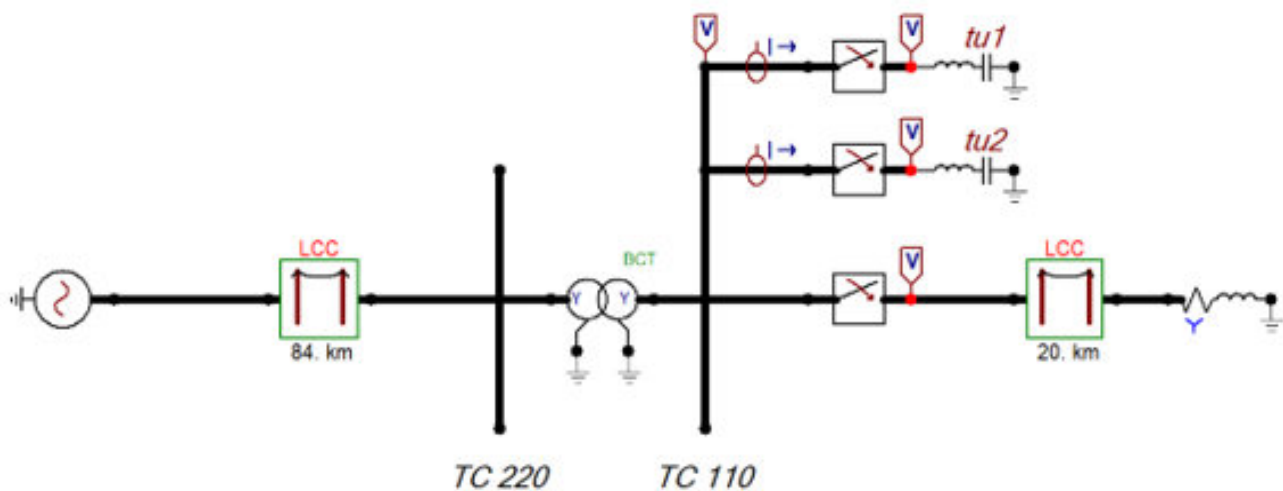
Nếu các tụ giống nhau $C_1 = C_2 = C$, và $L_1 = L_2 = L$ thì:

$$I_{maxpk} = U_r \cdot \sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{C}{2} \cdot \frac{1}{2L}} \quad (11)$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (12)$$

4. KẾT QUẢ NGHIÊN CỨU MÔ PHỎNG

Mô hình mô phỏng ATP/EMTP nghiên cứu quá trình quá độ trong LDPP 110kV cấp điện từ TBA 220kV như trên hình 3.



Hình 3. Mô hình lưới điện 220/110kV mô phỏng trong ATPDraw (ATP/EMTP)

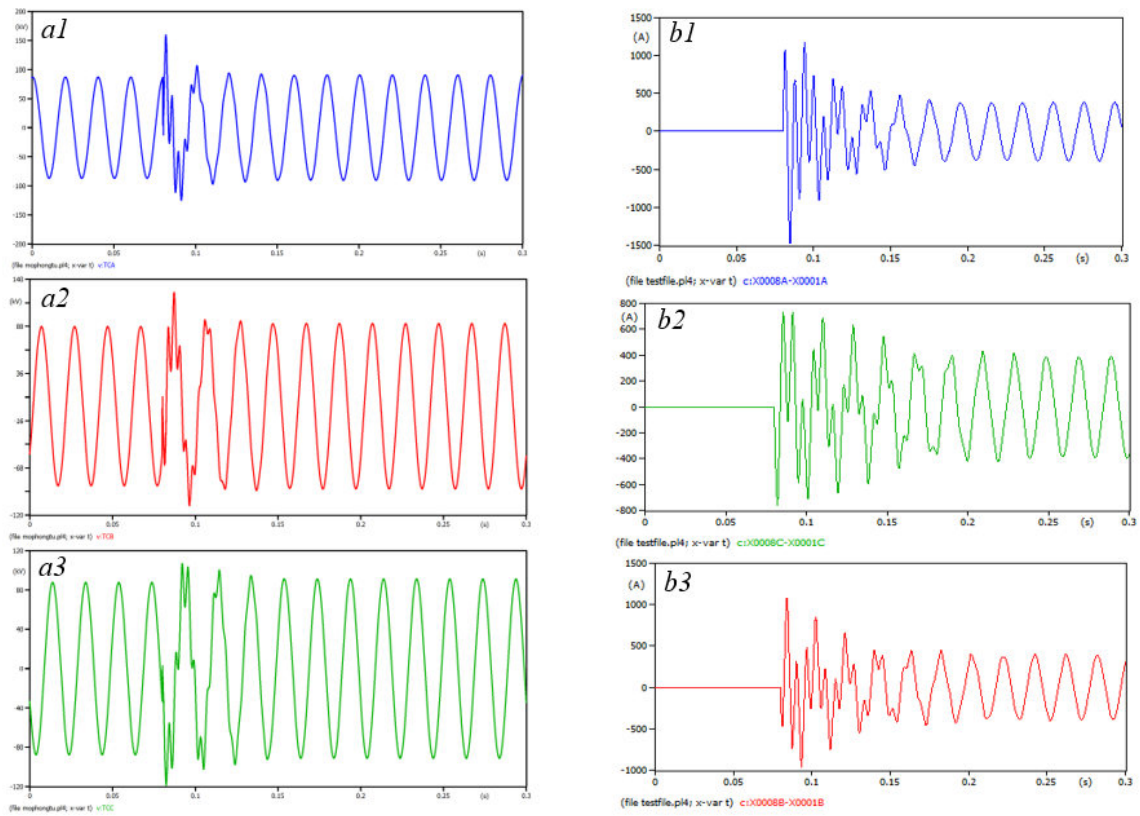
Các số liệu liên quan của hệ thống gồm:

- Máy biến áp: 63MVA-230/115kV; $U_n\% = 10\%$, $I_0\% = 0,75$, $\Delta P = 57,65\text{kW}$;
- Đường dây 220kV, ACSR-2x330, 84km;
- Đường dây 110kV gồm 3 lộ ra 171E23.4, 173E3.17 và 176E3.20 dây ACSR-240, 20km;
- Tụ bù: Công suất 67,8MVar, điện dung định mức 12,79 μF ;
- Phụ tải: Công suất 60 MVA, $\cos\varphi = 0,85$.

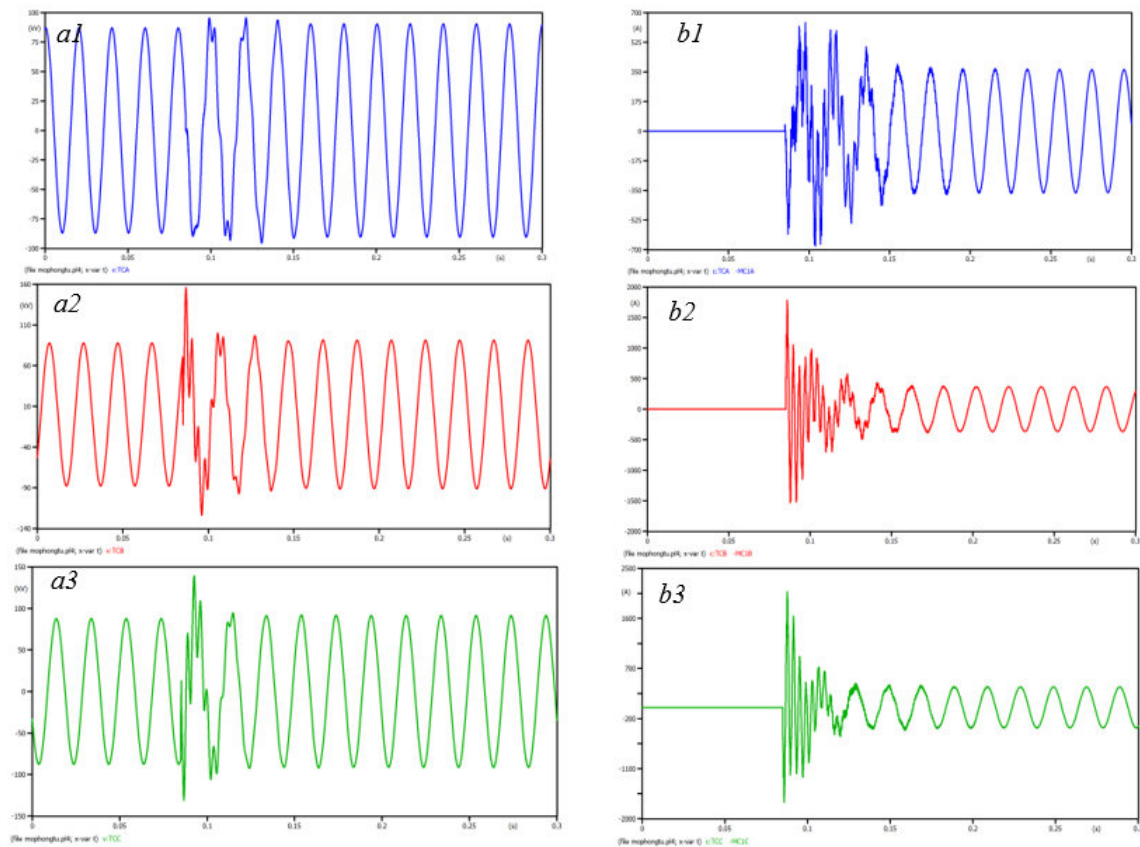
Giá trị áp quá độ trên thanh cái 110kV tại thời điểm đóng tụ 0° (đạt giá trị $U_{n\max}$), góc đóng tụ 90° ($U_{n\min}$), và U_n tại góc bất kỳ (giả thiết góc đóng tụ 560) ứng với dòng quá độ qua bộ tụ các pha được mô phỏng xem xét trong các trường hợp sau đây:

3.1. Đóng một tụ độc lập trực tiếp

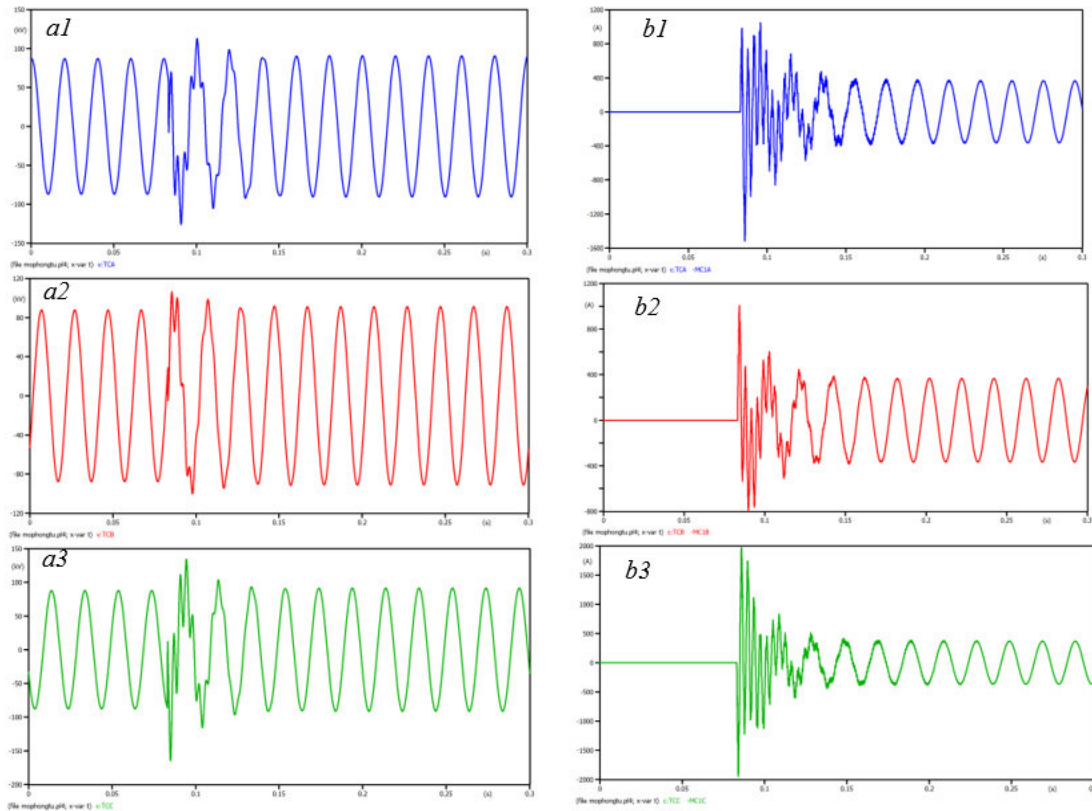
Vì các pha không thể đồng thời đạt các giá trị trên cùng lúc nên ta chỉ xét pha A. Kết quả mô phỏng điện áp trên thanh cái các pha khi góc đóng tu $0^\circ, 90^\circ, 56^\circ$ trình bày trên hình 4, 5 và 6.



Hình 4. Điện áp trên thanh cái các pha A (a1), B (a2), C (a3) và Dòng điện qua tụ pha A (b1), B (b2), C (b3) khi góc đóng tụ 0°



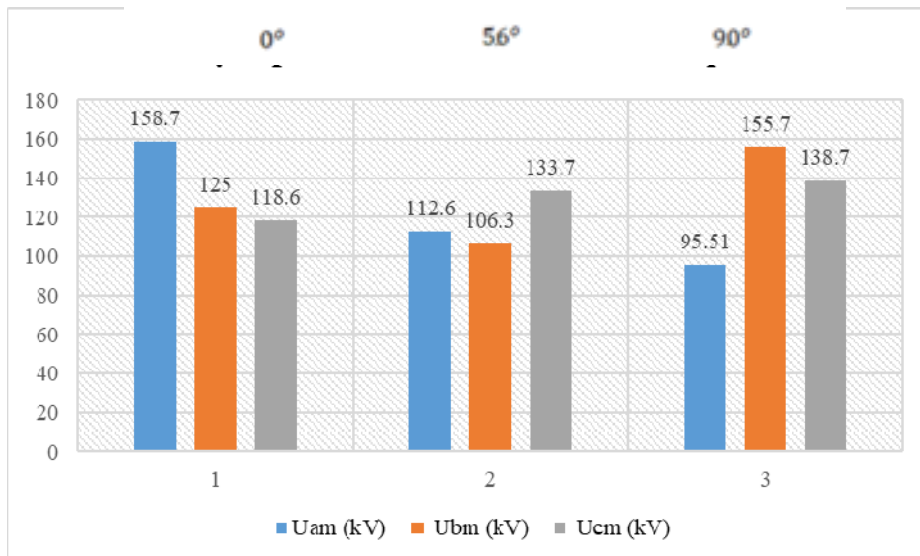
Hình 5. Điện áp trên thanh cái các pha A (a1), B (a2), C (a3) và Dòng điện qua tụ pha A (b1), B (b2), C (b3) khi góc đóng tụ 90°



Hình 6. Điện áp trên thanh cái các pha A (a1), B (a2), C (a3) và Dòng điện qua tụ pha A (b1), B (b2), C (b3) khi góc đóng tụ 56°

Có thể thấy từ đồ thị điện áp và dòng điện quá độ có tần số dao động lớn hơn so với điện áp và dòng điện ở chế độ xác lập sau đóng mở.

Điện áp lớn nhất trên thanh cái pha A, B, C tại góc đóng tụ lần lượt là 0° , 56° và 90° được trình bày trên hình 7.



Hình 7. Điện áp lớn nhất trên thanh cái pha A, B, C ở thời điểm góc đóng tụ 0° , 56° và 90°

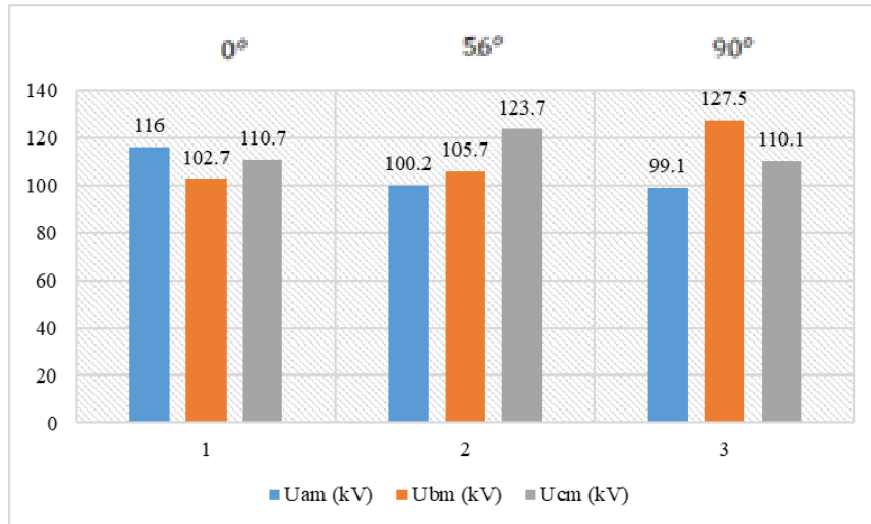
3.2. Đóng tụ song song

Trường hợp này xét quá trình quá độ khi tụ bù thứ nhất đóng tại 0,02s (đã xác lập) rồi tiếp tục đóng tụ bù thứ hai cụ thể trong các trường hợp khác nhau đề cập ở bảng 1.

Kết quả mô phỏng điện áp lớn nhất trên thanh cái pha A, B, C tại góc đóng tụ lần lượt là 0° , 56° và 90° được tổng hợp trên hình 8.

Bảng 1. Các trường hợp đóng tụ thứ hai các góc pha A khác nhau

Góc đóng tụ	Thời gian đóng tương ứng (s)	Giá trị điện áp tương ứng (kV)
0°	0,12	$U = U_{nguồn\ max}$
56°	0,1231	$U = U_{nguồn} \cdot \cos 56^\circ$
90°	0,125	$U = 0$

*Hình 8. Điện áp trên thanh cái pha A, B, C khi góc đóng tụ 0°, 56° và 90°*

Kết quả hình 7 và hình 8 cho ta thấy, khi đóng tụ tại các thời điểm khác nhau biên độ điện áp cực đại đều vượt giá trị gây quá điện áp quá độ tác động lên cách điện các pha, ảnh hưởng đến chất lượng điện áp, đồng thời làm giảm tuổi thọ của thiết bị trong LĐPP 110kV (trước khi đóng tụ bù, điện áp cực đại trên thanh cái pha A, B, C là $110\sqrt{2}/\sqrt{3} \approx 89\text{kV}$).

5. KẾT LUẬN

Bài báo tính toán mô phỏng xác định quá điện áp quá độ trong LĐPP khi đóng cắt bộ tụ đơn và khi đóng cắt hai bộ tụ song song sử dụng chương trình mô phỏng quá độ điện từ ATP/EMTP.

Kết quả cho thấy quá điện áp quá độ phụ thuộc vào nhiều yếu tố, trong đó thời điểm đóng tụ là vô cùng quan trọng. Vì thế, trong vận hành để hạn chế quá điện áp quá độ xuất hiện trong lưới điện gây ảnh hưởng đến chất lượng điện áp và tuổi thọ thiết bị nên lựa chọn thời điểm đóng bộ tụ hợp lý, đó là thời điểm điện áp từng pha đi qua giá trị 0 khi đóng bộ tụ bù độc lập và cũng nên vận hành ở chế độ đóng tụ song song.

Các giải pháp để hạn chế quá điện áp quá độ khi đóng bộ tụ bù trong LĐPP như: sử dụng chống sét van, cuộn kháng, điều khiển thời điểm đóng từng pha,... sẽ được các tác giả tiếp tục nghiên cứu trong thời gian tới.

6. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Bộ Công Thương, 2015, Thông tư số 39/2015/TT-BCT Quy định hệ thống điện phân phối, Hà Nội, 18/11/2015.
- [2] Edgar DULLNI, Benjamin BAUM and Daniel DESMOND, 2019, The performance of in-service shunt capacitor switching devices as investigated by cigre wg a3.38, 25th International Conference on Electricity Distribution, Madrid, 3-6 June 2019.
- [3] M.S.Javadi, A.E. Nedzad, Pierlugi Siano and M.S.khan, 2017, Shunt capacitor placement in radial distribution networks considering switching transient decision-making approach, Elsevier, Electrical Power and Energy Systems 92 (2017) 167-180.

BẢO VỆ CHỐNG SÉT CHO HỆ THỐNG ĐIỆN GIÓ

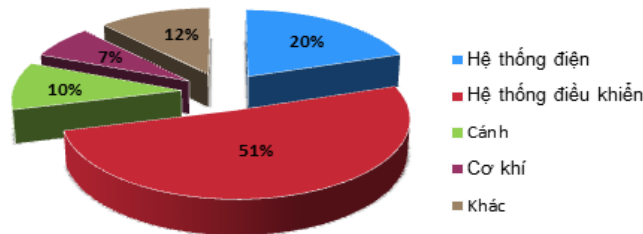
Nguyễn Quang Thuần

Trường Đại học Thủy lợi, email: thuannq@tlu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU

Việt Nam có tiềm năng điện gió đạt gần 500 GW, lớn nhất các quốc gia Đông Nam Á [1]. Tính đến nay, đã có trên 100 dự án trang trại điện gió (Wind Farms - WF) được cấp phép đầu tư, xây dựng, nhiều dự án đã và đang đi vào hoạt động góp phần điện năng đáng kể trong hệ thống.

Các tua bin điện gió (Wind Turbines - WT) hiện đại công suất lớn tại các WF có chiều cao trên 100 mét lắp đặt trên địa hình rộng, trống trải nên rất hay bị sét đánh gây hư hỏng nhiều phần tử. Thực tế vận hành tại nhiều nước trên thế giới cho thấy, khoảng $(4\div 10)\%$ WT bị sét đánh hàng năm. Tỷ lệ gây hư hỏng các phần tử WT được thống kê như hình 1 [2], trong đó tỷ lệ hư hỏng hệ thống điện & điều khiển rất cao, chiếm 71%.



Hình 1. Tỷ lệ hư hỏng các phần tử WT do sét

Nhiều WT vận hành tại các WF Việt Nam cũng đã bị sét đánh. Hình 2 là hình ảnh ví dụ WT tại WF Tuy Phong 1 bị hư hỏng cánh do sét đánh trực tiếp. Ngoài ra, cũng ghi nhận nhiều WT trong các WF đang vận hành tại Việt Nam bị hư hỏng thiết bị điện & điều khiển do quá điện áp sét lan truyền, cảm ứng.



Hình 2. Sét đánh làm hư hỏng cánh WT tại WF Tuy Phong 1

Vì thế, bài báo này tính toán số lần sét đánh trực tiếp vào WT và sử dụng chương trình mô phỏng quá độ điện từ ATP/EMTP xem xét quá điện áp sét cảm ứng trong hệ thống điện và điều khiển của WT điển hình đã, đang được lắp đặt và vận hành tại các trang trại điện gió Việt Nam.

2. PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

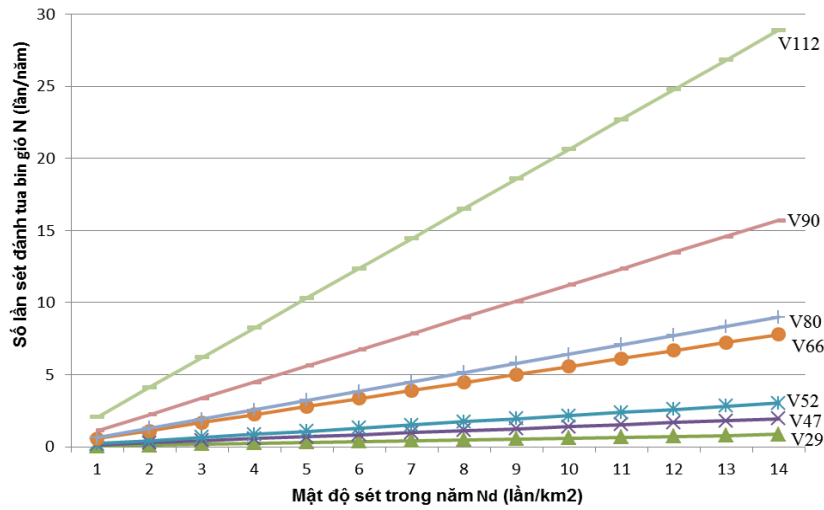
Bài báo sử dụng các phương pháp nghiên cứu chính sau:

- Thu thập thông tin từ các tài liệu đã công bố, cơ sở lý thuyết, số liệu thống kê liên quan;
- Sử dụng chương trình mô phỏng quá độ điện từ ATP/EMTP;
- Phân tích, đánh giá kết quả mô phỏng.

3. KẾT QUẢ NGHIÊN CỨU MÔ PHỎNG

3.1. Xác định số lần sét đánh vào WT

Phương pháp xác định số lần sét đánh vào WT sử dụng mô hình điện hình học (Electro Geometrical Method - EGM) [3, 4].

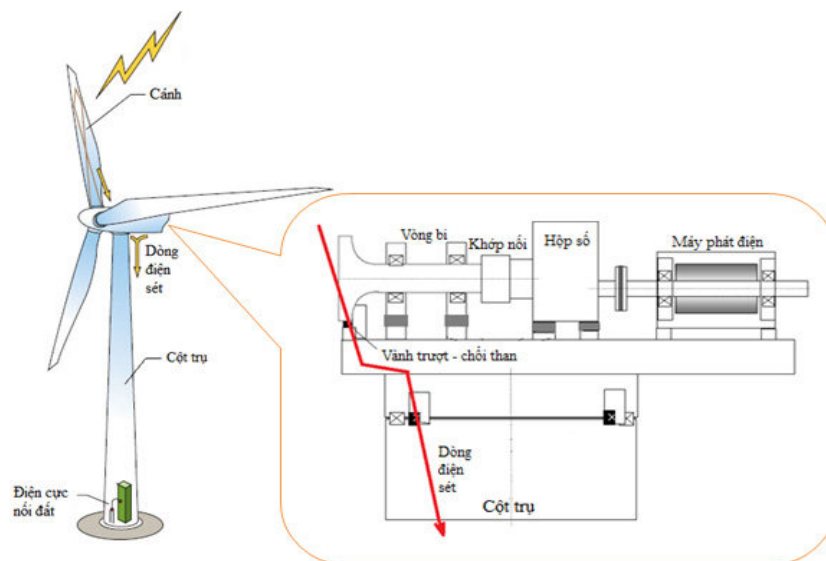


Hình 3. Số lần sét đánh vào tua bin gió khác nhau lắp đặt tại Việt Nam

Kết quả hình 3 cho thấy, trung bình WT lắp đặt tại Việt Nam số lần bị sét rất lớn, khoảng 10 lần/năm. Đây chính là nguyên nhân các WT tại các WF Việt Nam chịu ảnh hưởng, sự cố hư hỏng nhiều phần tử - thiết bị do sét.

Do tốc độ gió tại các dự án điện gió đã đăng ký trên lãnh thổ Việt Nam nằm trong khoảng từ $6 \div 9 \text{ m/s}$ [1] được cho là thích hợp với loại WT điển hình có công suất từ $1,5 \div 2 \text{ MW}$ (tương đương với loại V80, chiều cao gồm cột trụ và cánh khoảng 100-110m). Loại WT này nếu được lắp đặt ở Ninh Thuận và Bình Thuận, mật độ sét vào loại thấp nhất ($N_g = 1,4 \div 3,4 \text{ lần/km}^2/\text{năm}$) thì số lần sét đánh WT trung bình $1,2 \div 2,3 \text{ lần/năm}$; còn nếu lắp đặt tại Tiền Giang và Cà Mau - nơi có mật độ sét lớn nhất nước ($N_g = 13,7 \text{ lần/km}^2/\text{năm}$) thì số lần sét đánh WT trung bình đến 8,7 lần/năm. Vì thế, các dự án điện gió tại Việt Nam cần được xem xét, đánh giá kỹ lưỡng ngay từ khâu thiết kế các yếu tố ảnh hưởng đến quá điện áp (QĐA) sét để có các biện pháp phối hợp bảo vệ chống sét an toàn và hiệu quả, đặc biệt đối với các dự án xây dựng tại các vùng có mật độ sét cao.

3.2. Điện áp cảm ứng trong hệ thống điện và điều khiển (HTĐ&ĐK) của WT



Hình 4. Đường đi của dòng điện sét khi sét đánh trực tiếp WT vào cánh [3]

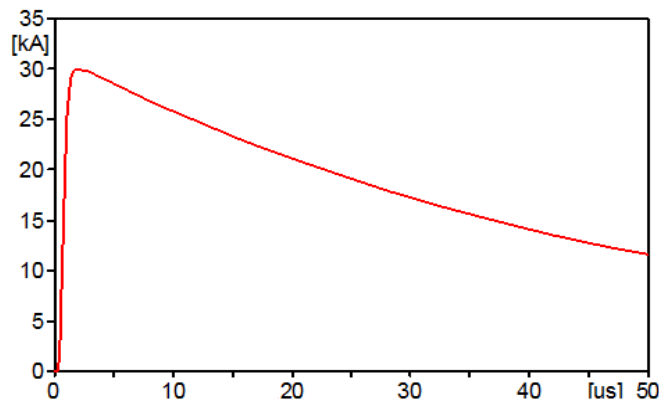
Hệ thống nối đất có thể đảm bảo an toàn khi một cú sét đánh vào đầu thu sét trên cánh hoặc trên thùng. Tuy nhiên, hệ thống nối đất không thể ngăn chặn được hoàn toàn quá điện áp cảm ứng nguy hiểm xuất hiện trong cả đường cáp lực và cáp điều khiển. Quá điện áp cảm ứng chủ yếu được gây ra do các thành phần điện dung giữa dây dẫn đất của cáp điện/điều khiển [4, 6].

Để tính toán điện áp cảm ứng trong cáp điện và cáp điều khiển do sét đánh trực tiếp vào đầu thu sét trên cánh WT 1,5-2 MW (Hình 4).

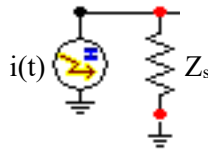
Mô hình EMTP/ATP nguồn điện sét cùng các phần tử trên đường đi của dòng điện sét qua WT (từ cánh xuống hệ thống nối đất) trình bày dưới đây:

Nguồn điện sét

Nguồn điện sét (Hình 5) mô hình bằng một nguồn dòng lý tưởng biến thiên theo thời gian $i(t)$ với dạng sóng Heidler 30 kA (1,2/50 μ s), đầu song song với tổng trở sóng kênh sét $Z_s = 400 \Omega$ như trên hình 6 [4].



Hình 5. Dạng sóng dòng điện sét sử dụng trong mô phỏng



Hình 6. Mô hình nguồn điện sét

Cánh WT

Vật dẫn trong cánh WT được nối với hệ thống nối đất qua vành trượt - chổi than, cột trụ. Trên cơ sở lý thuyết điện từ trường các nhà khoa học chỉ ra rằng, vật dẫn trong cánh cũng giống như một cột dẫn điện không tổn thất, có thể được mô hình bằng tổng trở sóng Z_b và tốc độ truyền sóng v (tương đương tốc độ truyền ánh sáng $3 \cdot 10^8$ m/s). Theo đó, tổng trở sóng của vật dẫn trong cánh xác định theo công thức [4]:

$$Z_b = 60 \ln \frac{2H_b}{r_b} \quad (\Omega) \quad (1)$$

với H_b và r_b lần lượt là chiều dài và bán kính vật dẫn đặt trong cánh WT (m)

Cột trụ và các đường cáp đi trong cột trụ

Trên đường dẫn dòng điện sét qua cột trụ bên trong lắp đặt cáp điện và cáp điều khiển được chia thành 10 đoạn bằng nhau và mỗi đoạn mô hình hóa bằng một mạch điện với các thông số R , L , C rải đều và được xác định theo các công thức sau đây:

a) Điện trở của cột trụ, cáp điện và cáp điều khiển R_i

Điện trở này xác định theo công thức:

$$R_i = \rho \frac{l_i}{S} \quad (2)$$

trong đó: ρ - điện trở suất của vật liệu dẫn điện;

l_i - chiều dài đoạn dẫn điện thứ i , ($i = 1, 2, 3, \dots, 10$);

S - tiết diện của vật dẫn điện.

Với cáp điện và cáp điều khiển, có thể tra điện trở từ catalog của nhà sản xuất.

b) Điện cảm L_i

- Điện cảm của cột trụ:

$$L_i = \frac{\mu_0 H_i}{2\pi} \left(\ln \frac{2H_i}{r_i} - \frac{\mu}{\mu_0} \ln \frac{q}{r_i} - 1 \right) \quad (3)$$

trong đó: μ_0 - hệ số từ thẩm chân không;

μ - hệ số từ thẩm của vật liệu;

H_i - chiều cao đoạn thứ i của cột trụ, ($i = 1, 2, 3, \dots, 10$);

q, r_i - bán kính tương đương phía trong và phía ngoài cột trụ

Điện cảm của lõi và lớp bảo vệ cáp (kể cả cáp điện và cáp điều khiển):

Điện cảm cáp điện (lớp bảo vệ L_2 , lõi L_3) và cáp điều khiển (lớp bảo vệ L_4 , lõi L_5) được xác định theo công thức tổng quát sau:

$$L = \frac{\mu l_i}{2\pi} \left(\ln \frac{D}{0,7788r} \right) \quad (4)$$

trong đó: μ - hệ số từ thẩm của vật liệu;

D - khoảng cách giữa lõi và lớp bảo vệ cáp;

r - bán kính vật dẫn trong cáp;

l_i - chiều dài đoạn cáp thứ i , ($i = 1, 2, 3, \dots, 10$).

c) Điện dung

- Điện dung giữa cột trụ với đất:

$$C_{g1} = \frac{2\pi\epsilon H_i}{\ln(2H_i / r_i)} \quad (5)$$

ϵ - hằng số điện môi của vật liệu cách điện;

H_i - chiều cao đoạn thứ i của cột ($i = 1, 2, 3, \dots, 10$), lần lượt tính từ đỉnh cột so với mặt đất;

r_i - bán kính tương đương của cột trụ.

- Điện dung giữa cột trụ với cáp:

Vì bán kính cột trụ lớn hơn rất nhiều lần so với bán kính của cáp điện và cáp điều khiển nên có thể coi cột trụ là “mặt phẳng” khi tính toán. Do đó, điện dung C_{1n} giữa cáp điện và điều khiển với cột trụ có thể xác định theo công thức:

$$C_{1n} = \frac{2\pi\epsilon l_i}{\operatorname{arccosh} \left(\frac{r_i^2 + r_c^2 - D_{1n}^2}{2r_i r_c} \right)} \quad (6)$$

trong đó: ϵ - hằng số điện môi của vật liệu cách điện;

r_i - bán kính tương đương của cột trụ;

r_c - bán kính tương đương của cáp;

D_{1n} - khoảng cách từ cáp đến cột trụ;

l_i - chiều dài đoạn cáp thứ i , ($i = 1, 2, 3, \dots, 10$).

- Điện dung giữa lớp bảo vệ với lõi cáp:

Điện dung giữa lớp bảo vệ với lõi cáp điện và cáp điều khiển được xác định theo công thức:

$$C_{nm} = \frac{2\pi\epsilon l_i}{\ln(d_2 / d_1)} \quad (7)$$

trong đó: $n = 2$, $m = 3$ ứng với cáp điện và $n = 4$, $m = 5$ ứng với cáp điều khiển;

ϵ - hằng số điện môi của vật liệu cách điện;

d_2 - bán kính của cáp;

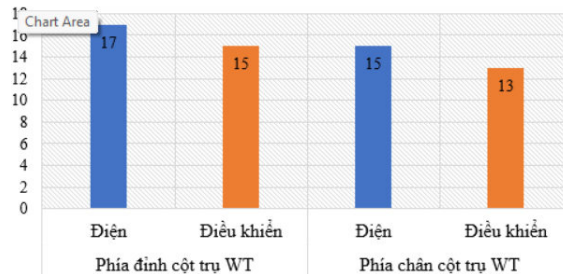
d_1 - bán kính vật dẫn trong cáp;

l_i - chiều dài đoạn cáp thứ i , ($i = 1, 2, 3, \dots, 10$).

Hệ thống nối đất WT

Trong nghiên cứu này, vì chỉ xem xét QĐA sét cảm ứng trong HTĐ&ĐK của WT nên toàn bộ hệ thống nối đất của WT được mô hình bằng điện trở không đổi.

Hình 7 là kết quả mô phỏng điện áp cảm ứng trong cáp điều khiển và cáp điện ở phía đỉnh và phía chân cột trụ.

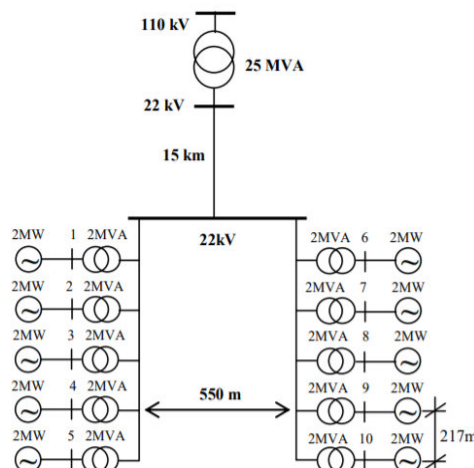


Hình 7. Điện áp cảm ứng (kV) trong cáp điều khiển và cáp điện WT 1,5-2 MW

Điện áp cảm ứng trong cáp điện lớn hơn một chút so với điện áp trong cáp điều khiển ở cả hai đầu. Kết quả là hợp lý vì cáp điện và cáp điều khiển cùng khoảng cách, điện dung giữa cáp điện lớn hơn so với cáp điều khiển. Mặc dù, chống sét van (CSV) đã được lắp đặt ở 2 đầu cáp điện và cáp điều khiển nhưng điện áp cảm ứng vẫn rất cao, đặc biệt có thể gây phóng điện làm hư hỏng thiết bị điều khiển nhạy cảm với điện áp.

3.3. Phóng điện ngược (Back flow surge)

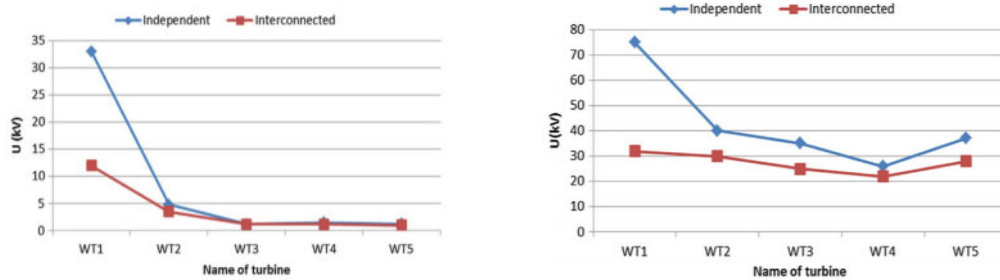
Phóng điện ngược tại điểm nào đó trong trang trại điện gió phụ thuộc vào các yếu tố như dòng điện sét, vị trí sét đánh và cấu hình của WF [3, 5, 7]. Dù CSV đã được lắp đặt tại 2 đầu đường cáp hạ áp nối máy phát điện với MBA của WT nhưng quá điện áp sét phóng điện ngược vẫn rất lớn tại phía hạ áp (nối máy phát điện) và phía cao áp của MBA.



Hình 8. Mô hình WF cho mô phỏng quá điện áp do sét phóng điện ngược

Mô hình mạch trong ATP/EMTP cùng các thông số mô phỏng được mô tả trong [3, 5, 7] sử dụng để tính toán quá điện áp phóng điện ngược trong trang trại điện gió hình 8 với giả thiết sét đánh vào cánh WT1, dòng điện sét có dạng sóng 30kA (1,2/50 μ s) truyền qua vật dẫn trong cánh và cột trụ tản xuống hệ thống nối đất. Do dòng sét lớn nên một phần dòng điện sét sẽ “xông ngược” (back-flow) từ hệ thống nối đất lên lưới điện qua các CSV và các điện dung ký sinh giữa các cuộn dây MBA so với đất gây ra QĐA sét truyền trong lưới điện WF.

Trường hợp sử dụng hệ thống nối đất riêng cho từng WT và nối đất chung cho một nhóm 5 WT, điện áp tại đầu cực máy phát điện (phía hạ áp MBA) và phía cao áp của MBA WT (Hình 9).



Hình 9. Điện áp sét tại phía hạ áp (a) và phía cao áp (b) của MBA các WT

Sử dụng hệ thống nối đất chung một nhóm WT có tác dụng hiệu quả trong việc giảm điện áp sét do phóng điện ngược. Quá điện áp ở cả hai phía của MBA tại WT bị sét đánh trong trường hợp này giảm gần một nửa so với khi thực hiện nối đất độc lập. Các WT ở xa không chịu ảnh hưởng nhiều khi sử dụng nối đất chung hay nối đất độc lập.

4. KẾT LUẬN

Kết quả tính toán của bài báo cho thấy, có thể bị sét đánh trung bình 2÷20 lần/năm tùy theo chiều cao WT và mật độ sét nơi lắp đặt. Do vậy, trước khi các dự án điện gió lựa chọn xây dựng nên nghiên cứu kỹ rủi ro do sét gây ra để có biện pháp phối hợp bảo vệ chống sét hiệu quả cho các WT cũng như toàn bộ WF.

Nghiên cứu mô phỏng các loại quá điện áp cảm ứng do sét trong HTĐ&ĐK của WT tại các dự án điện gió Việt Nam chỉ ra rằng, khi sét đánh vào WT, HTĐ&ĐK phải chịu quá điện áp do sét rất lớn có thể gây hư hỏng các phần tử, thiết bị trong các hệ thống này của WT. Quá điện áp sét tác động đến cách điện của các thiết bị trong HTĐ&ĐK của WT phụ thuộc nhiều yếu tố như: dạng sóng dòng sét (Biên độ, thời gian đầu sóng và thời gian toàn sóng); vị trí lắp đặt và khả năng chịu sét của phần tử - thiết bị WT; hệ thống nối đất chống sét của WT đề từ đó có biện pháp phối hợp bảo vệ, đảm bảo an toàn cho các phần tử - thiết bị của WT cũng như WF. Từ kết quả nghiên cứu, một trong biện pháp hiệu quả nhất là nên thực hiện nối đất tại mỗi WT có trị số nhỏ nhất có thể, đồng thời nên sử dụng hệ thống nối đất chung của một số WT trong WF.

5. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] World Bank. Going Global: Expanding Offshore Wind to Emerging Markets, 2019.
- [2] IEC61400-24. Wind turbine generator systems-Part 24: Lightning protection, 2010 & 2019.
- [3] Nguyễn Quang Thuần, Nghiên cứu quá điện áp sét và bảo vệ chống sét cho tua bin gió có kết nối lưới điện, Luận án Tiến sĩ Kỹ thuật Điện, Đại học Bách Khoa Hà Nội; 2016.
- [4] Nguyễn Quang Thuần, Trần Văn Tóp, Phạm Hồng Thịnh, Xác định số lần sét đánh tua bin gió trong điều kiện Việt Nam, Tạp chí Khoa học & Công nghệ, số 102, 2014.
- [5] Thuan Nguyen, Thinh Pham, Top V. Tran & Thang Huu Tran, Lightning protection for wind turbines in Vietnam, Journal of International Council on Electrical Engineering, 2017.
- [6] Jiang JL, Chang HC, Kuo CC, Huang CK, Transient overvoltage phenomena on the control system of wind turbines due to lightning strike. Renew Energy. 2013; 57:181–189.
- [7] Thuan Q. Nguyen, Thinh Pham, Top V. Tran, Analysis of overvoltage cause by lightning in wind farm. journal of science & technology, 2013.

ẢNH HƯỞNG CỦA KÍCH THƯỚC LƯỚI ĐẾN MÔ PHỎNG VỠ ĐẬP BẰNG VOF VÀ EULER-EULER

Trần Hữu Thái, Đào Anh Quân, Nguyễn Quang Thắng, Đỗ Huy Điệp

Trường Đại học Công nghệ - Đại học Quốc gia Hà Nội, email: diepdh@vnu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

Đập nước đóng vai trò chiến lược trong việc quản lý tài nguyên nước, bao gồm trữ nước, kiểm soát lũ lụt, và sản xuất thủy điện, góp phần quan trọng vào sự phát triển kinh tế – xã hội của một quốc gia. Do tầm quan trọng đó, việc đảm bảo an toàn cho các công trình đập là một yêu cầu tất yếu và cấp bách. Tuy nhiên, rủi ro vỡ đập, dù thấp, vẫn luôn tiềm ẩn và có thể gây ra những hậu quả nghiêm trọng. Để chủ động ứng phó và giảm thiểu thiệt hại trong các kịch bản sự cố, việc dự đoán chính xác diễn biến của dòng chảy vỡ đập là vô cùng cần thiết.

Trong những năm gần đây, động lực học chất lỏng tính toán (Computational Fluid Dynamics – CFD) đã nổi lên như một công cụ mạnh mẽ, cho phép mô phỏng và dự đoán các hiện tượng thủy động lực học phức tạp với độ chính xác cao. CFD cung cấp khả năng phân tích chi tiết các trường vận tốc, áp suất và biến dạng mặt thoáng, từ đó hỗ trợ đưa ra các đánh giá và phương án phòng ngừa hiệu quả. Tuy nhiên, thách thức đặt ra là đảm bảo độ chính xác của mô hình, khả năng tái tạo hiện tượng thực tế và tối ưu hóa hiệu quả tính toán, đặc biệt khi yêu cầu kết quả nhanh chóng và đáng tin cậy. Đối với bài toán mô phỏng vỡ đập, các nghiên cứu trước đây đã tập trung vào việc mô phỏng chuyển động của nước sử dụng mô hình Thể tích chất lỏng (Volume of Fluid – VOF) [1-3]. Trong khi đó, một số nghiên cứu khác lại đi sâu vào tính ổn định và khả năng tái tạo trường áp suất của mô hình Euler-Euler (E-E) trong các bể đặc thù [4]. Tuy nhiên, một so sánh toàn diện về hiệu suất, đặc tính giao diện và đặc biệt là ảnh hưởng của kích thước lưới (mesh dependency) giữa hai phương pháp VOF và Euler-Euler trong cùng một bài toán cụ thể còn hạn chế.

Nghiên cứu này thực hiện nhằm mục đích lấp đầy khoảng trống đó bằng cách đi sâu so sánh các đặc điểm của giao diện, sai số giữa kết quả dự đoán và lý thuyết, cũng như đánh giá hiệu quả tính toán và sự phụ thuộc vào kích thước lưới của hai bộ giải (solver) chính là multiphaseInterFoam (dựa trên mô hình VOF) và multiphaseEuler (dựa trên mô hình Euler-Euler). Bài toán được xem xét là hiện tượng cột nước vỡ tự do trong một bể hình lập phương có vật chắn hình lập phương, được mô phỏng dưới dạng 2D. Kết quả của nghiên cứu này kỳ vọng sẽ cung cấp cái nhìn sâu sắc về ưu nhược điểm của từng phương pháp, từ đó đưa ra cơ sở lựa chọn mô hình và tối ưu hóa lưới phù hợp cho các bài toán dòng hai pha trong thực tiễn.

2. MÔ HÌNH VÀ PHƯƠNG PHÁP TOÁN

Để đánh giá hiệu quả và đơn giản hóa việc nghiên cứu, bài toán được thực hiện dựa trên một mô hình cơ bản trong OpenFOAM, cụ thể là bài toán vỡ đập (damBreak). Mô hình này bao gồm một bể chứa hình hộp, trong đó một cột nước được mô phỏng quá trình đổ vỡ tự do dưới tác dụng của trọng lực. Ngoài ra, một vật cản hình hộp được đặt ở đáy bể để nghiên cứu hiện tượng va chạm của dòng nước. Nhằm tối ưu hóa tài nguyên tính toán trong khi vẫn giữ được bản chất vật lý của bài toán 3D, mô hình này được xem xét dưới dạng 2D do tính chất đối xứng của nó.

Các đại lượng thủy động lực trong bài toán được tính toán dựa trên phương trình Navier-Stokes tổng quát cho dòng chảy không nén được:

$$\frac{\partial \vec{u}}{\partial t} + (\vec{u} \cdot \nabla) \vec{u} = -\frac{1}{\rho} \nabla p + \vec{g} + \nu \nabla^2 \vec{u} \quad (1)$$

Kết hợp với phương trình liên tục:

$$\nabla \cdot \vec{u} = 0 \quad (2)$$

trong đó, $\vec{u}$ là vector vận tốc, t là thời gian, p là áp suất, ρ là mật độ chất lỏng, ν là độ nhớt động học, g là gia tốc trọng trường.

Việc xử lý số liệu mô phỏng được thực hiện dựa trên các phương trình (3) và (4) [5]. Kết quả của các phương trình này cung cấp tiêu chí đánh giá sự hội tụ lưới giữa các bậc và phương pháp.

Bậc hội tụ của n , xác định tốc độ giảm sai số khi lưới được làm mịn, tính toán từ phương trình (3).

$$n = \ln \frac{\phi_f - \phi_m}{\phi_m - \phi_c} / \ln(r) \quad (3)$$

Độ tin cậy của mô phỏng được xác định qua chỉ số hội tụ lưới GCI – ước lượng sai số hội tụ lưới lấy từ lý thuyết ngoại suy Richardson tổng quát trong phương trình (4).

$$GCI = F_s \left| \frac{(\phi_m - \phi_f)}{\phi_f} \right| \frac{1}{(r^n - 1)} \quad (4)$$

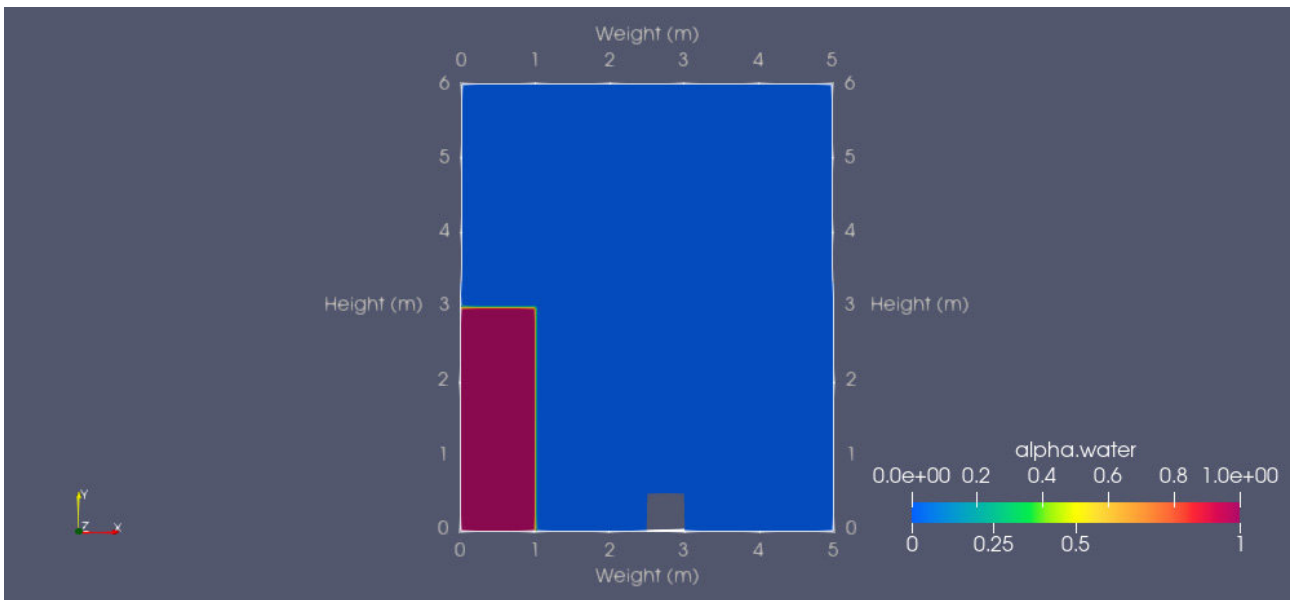
trong đó: r là bậc tinh chỉnh giữa 3 lưới liên tiếp, ϕ_f là đại lượng để xét tính hội tụ của lưới mịn, ϕ_m là đại lượng để xét tính hội tụ của lưới trung bình, ϕ_c là đại lượng để xét tính hội tụ của lưới thô, n là bậc hội tụ tương ứng, F_s là hệ số an toàn - được chọn dựa vào số lượng lưới sử dụng.

3. KẾT QUẢ NGHIÊN CỨU

3.1. Kiểm nghiệm mô hình

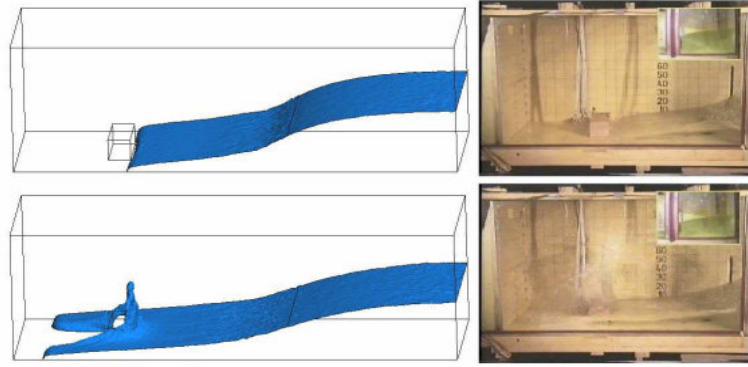
Để phục vụ cho nghiên cứu đơn giản hơn thì mọi thông số thu thập, xử lý ở môi trường đồng nhất là nhiệt độ phòng 27°C tương đương 300K, điều kiện tiêu chuẩn cho các pha, không nén và xét cho trường hợp chỉ xuất hiện dòng chảy tầng ($Re < 2000$).

Vùng mô phỏng được mô tả như hình 1 dưới đây:



Hình 1. Khối chất lưu được xét ở trạng thái ban đầu

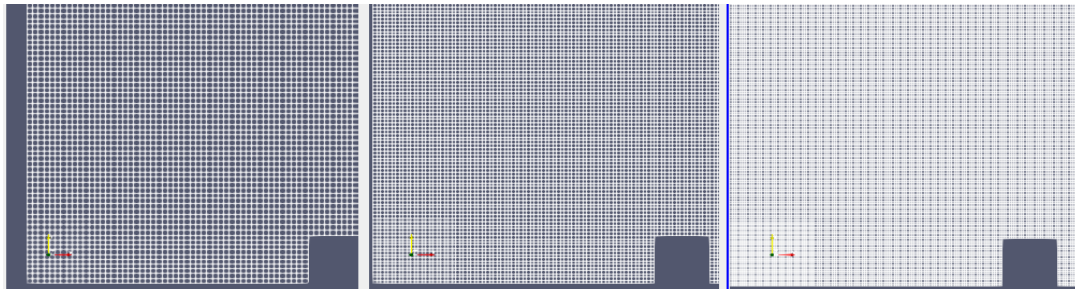
Để đảm bảo tính xác thực và độ tin cậy của kết quả mô phỏng, hiện tượng vỡ đập được xem xét và đối chiếu với dữ liệu từ thí nghiệm thực tế. Cụ thể, nghiên cứu này tham khảo thí nghiệm được thực hiện bởi nhóm của Kleefsman trên một mô hình thu nhỏ, kết hợp với các kết quả được công bố trong bài báo [6].



Hình 2. Hình ảnh thí nghiệm thực tế và mô phỏng [6]

3.2. Kiểm nghiệm tham số

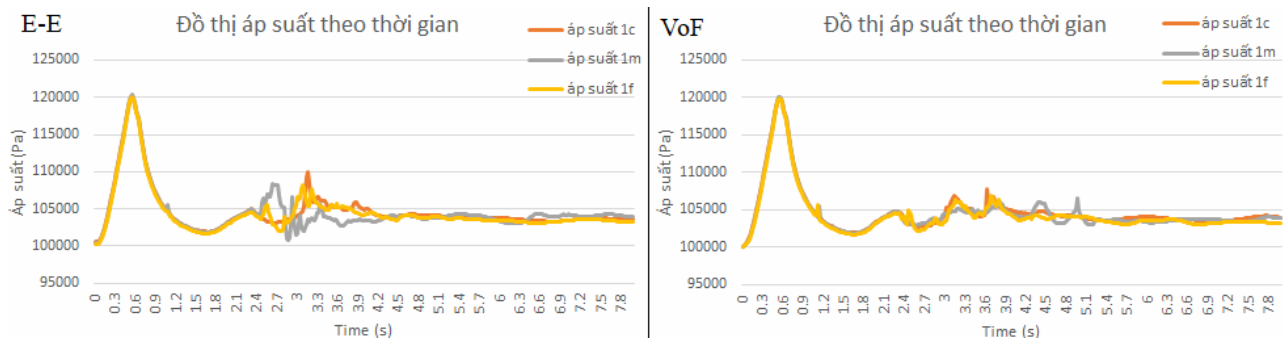
Trong nghiên cứu này, để đánh giá khách quan sự hội tụ của nghiệm và tác động của kích thước lưới ảnh hưởng đến giá trị nghiệm thì chúng tôi tiến hành mô phỏng với ba cấp độ lưới khác nhau: thô (coarse), trung bình (medium) và mịn (fine). Cụ thể hơn, tại cấp độ lưới thô (coarse) thì kích thước phần tử ô lưới có kích thước là $0.05 \times 0.05 \times 0.1$ mét. Tại cấp độ lưới trung bình (medium) thì phần tử lưới được chia với kích thước là nhỏ hơn 1.5 lần so với lưới thô (coarse). Tương tự như vậy thì phần tử thể tích lưới của lưới mịn (fine) cũng sẽ nhỏ hơn 1.5 lần so với lưới trung bình (medium). Vì mô hình được mô phỏng là không đối xứng nên khi phần tử càng nhỏ thì số lượng phần tử càng trở nên dày đặc. Hình 3 là minh họa cho cấu trúc lưới của 3 cấp độ lưới tương ứng thô - trung bình - mịn khi được phóng to lên với các ô lưới phông màu xám, viền trắng.



Hình 3. Mô hình lưới được chia theo 3 mức độ thô trung bình mịn

Việc lựa chọn kích thước lưới (mesh size) có ảnh hưởng đáng kể đến độ chính xác của kết quả mô phỏng và hiệu suất tính toán. Sử dụng lưới quá thô có thể giảm thiểu tài nguyên tiêu tốn nhưng lại dẫn đến kết quả kém chính xác, không phản ánh đúng hiện tượng vật lý. Ngược lại, lưới quá mịn có thể mang lại độ chính xác cao hơn nhưng lại tiêu tốn tài nguyên tính toán một cách không cần thiết, kéo dài thời gian mô phỏng.

Để đánh giá độ chính xác và sự hội tụ của mô hình, biến động của đại lượng áp suất tại một điểm cố định trong suốt quá trình mô phỏng được theo dõi và thể hiện trong hình 4.



Hình 4. Đồ thị áp suất theo thời gian của 3 lưới khác nhau tương ứng thô - trung bình - mịn tại điểm 1 phương pháp E-E và VoF

Quá trình biến đổi áp suất sau mô phỏng được chia thành ba giai đoạn chính trên ba cấp độ lưới. Giai đoạn 1 (0 – 0.42 giây): nước đổ vỡ tự do. Giai đoạn 2 (0.42 – 3.9 giây): nước va chạm vật cản, áp suất cực đại đạt 123101 Pa tại 0.62 giây. Giai đoạn 3 (3.9 – 8 giây): pha nước dần ổn định.

So sánh đồ thị áp suất cho thấy lưới mịn (đỏ) rất gần với lưới trung bình (vàng). Trong giai đoạn 1 và 3, sai số nhỏ do pha nước ổn định và ít va chạm. Ngược lại, giai đoạn 2 (va chạm mạnh) thể hiện sự khác biệt rõ rệt giữa các phương pháp (VoF, E-E) và giữa các cấp độ lưới.

Để làm rõ sự khác biệt giữa các cấp độ lưới, Bảng 1 trình bày kết quả áp suất phương pháp VoF đã xử lý. Nghiên cứu trích xuất các thông số α_{water} (phần thể tích pha nước), U (trường vận tốc), và p (trường áp suất) tại ba điểm: M1 (1, 0.3, 0.1), M2 (3, 0.3, 0.1), và M3 (4, 0.3, 0.1), theo các mốc thời gian khác nhau để tính toán ra các giá trị bậc hội tụ $n1$, $n2$, $n3$ và chỉ số hội tụ tương ứng GCI1, GCI2, GCI3.

Kết quả áp suất sau mô phỏng được thu thập và xử lý theo các chỉ số từ phương trình (4) và (5). Dữ liệu này được tổng hợp thành Bảng 1 và Bảng 2, với việc lựa chọn mốc thời gian cụ thể nhằm đảm bảo tính thống nhất giữa kết quả của hai phương pháp.

Bảng 1. Bậc hội tụ và chỉ số GCI của lưới VOF 3 cấp độ tại 3 điểm theo đại lượng áp suất

Time	$n1$	GCI1	$n2$	GCI2	$n3$	GCI3
0.16	0.025825	0.435%	0	0.002%	#NUM!	#NUM!
0.82	-7.00563	-0.018%	1.709511	0.002%	1.709511	0.002%
2.46	#NUM!	#NUM!	1.251716	0.519%	4.726193	0.018%
4.4	#NUM!	#NUM!	4.070042	0.009%	#NUM!	#NUM!
5.88	3.40881	0.013%	#NUM!	#NUM!	-1.05623	-0.403%
7.78	-3.92257	-0.186%	1.310855	0.121%	2.210025	0.005%

Bảng 2. Bậc hội tụ và chỉ số GCI của lưới E-E 3 cấp độ tại 3 điểm theo đại lượng áp suất

Time	$n1$	GCI1	$n2$	GCI2	$n3$	GCI3
0.16	-1.21073	-0.314%	#DIV/0!	#DIV/0!	#DIV/0!	#DIV/0!
0.82	-6.26998	-0.028%	-2.41902	-0.004%	-1.38018	-0.008%
2.46	#NUM!	#NUM!	#NUM!	#NUM!	-6.5688	-0.103%
4.4	#NUM!	#NUM!	0.878213	0.229%	#NUM!	#NUM!
5.88	-5.62345	-0.033%	#NUM!	#NUM!	1.989356	0.071%
7.78	#NUM!	#NUM!	-0.41587	-5.710%	#NUM!	#NUM!

Cả hai bảng đều trình bày kết quả tại các thời điểm đồng nhất, cho phép so sánh độ hội tụ của lưới. Các ô ghi “#NUM!” biểu thị điều kiện không phù hợp để thực hiện ngoại suy bởi vì các giá trị

$r, \frac{\phi_f - \phi_m}{\phi_m - \phi_c}$ không đáp ứng điều kiện để tồn tại toán tử logarit dẫn đến giá trị bậc hội tụ n không tồn tại.

Vì vậy “#NUM” không thể đưa ra các giá trị có thể giúp so sánh hay đánh giá được sự hội tụ của lưới. Trong khi đó, các ô có ký hiệu “#DIV/0!” cho thấy giá trị áp suất p không thay đổi qua các cấp độ lưới, đồng nghĩa với việc nghiệm tại tọa độ và thời điểm đó đã hội tụ ngay từ lưới thô. Đối với các giá trị có thể đánh giá được, nếu $n < 0$ cho thấy lưới đang dao động hay còn gọi là chưa hội tụ. Ngược lại nếu $n > 0$ thì giá trị GCI càng nhỏ thì sự hội tụ của lưới càng rõ rệt. Từ các tiêu chí trên, Kết quả so sánh giữa hai phương pháp cho thấy đa số giá trị GCI của VoF nhỏ hơn so với Euler–Euler, phản ánh khả năng hội tụ nhanh và ổn định hơn của mô hình VoF. Tuy nhiên, vẫn tồn tại một số trường hợp riêng lẻ mà GCI của Euler–Euler nhỏ hơn, cho thấy tại những thời điểm và vị trí nhất định, mô hình Euler–Euler có thể hội tụ tốt hơn. Ngoài ra, xu hướng giảm dần của GCI theo từng cấp độ lưới cũng củng cố tính hợp lý và độ tin cậy của kết quả áp suất thu được.

Để có cái nhìn khách quan hơn về hội tụ lưới, cần phân tích sai số giữa các giá trị của các bậc lưới và giá trị lý thuyết dự đoán – tức giá trị đại lượng khi lưới được chia vô hạn phần tử (lưới lý tưởng xấp xỉ 0) – sử dụng phương trình (6) [5].

$$\phi_{h=0} = \phi_f + \frac{\phi_m - \phi_f}{r^n - 1} \quad (5)$$

Bảng 3 và Bảng 4 trình bày kết quả xử lý dữ liệu từ mô phỏng bằng phương trình (5).

Trong cả hai bảng, giá trị hội tụ lý thuyết được hiển thị ở cột hệ số $f_{ex}(i)$, tương ứng với giá trị i của phương trình (5). Kèm theo 2 giá trị gồm $d_m(i)$ là sự chênh lệch giữa giá trị hội tụ lý thuyết và giá trị thu được từ lưới trung bình và $d_f(i)$ là sự chênh lệch giữa giá trị hội tụ lý thuyết và giá trị thu được từ lưới mịn.

Bảng 3. Giá trị hội tụ lý thuyết và sai số của lưới VOF 3 cấp độ tại 3 điểm theo đại lượng áp suất

Time	$f_{ex} 1$	$f_{ex} 2$	$f_{ex} 3$	$d_m 1$	$d_f 1$	$d_m 2$	$d_f 2$	$d_m 3$	$d_f 3$
0.16	101856.5	100059	#NUM!	601.4711	411.4711	3	2	#NUM!	#NUM!
0.82	109081.8	100112.4	100113.4	274.1657	0.165735	11.37186	1.371857	11.37186	1.371857
2.46	#NUM!	109148.6	105417.4	#NUM!	#NUM!	2368.642	451.6425	2611.425	15.42505
4.4	#NUM!	101165.8	#NUM!	#NUM!	#NUM!	632.1972	7.197218	#NUM!	#NUM!
5.88	103521.3	#NUM!	103339.4	6.317602	127.3176	#NUM!	#NUM!	173.3906	332.3906
7.78	103293.2	103727.9	103567.9	740.7733	9.773307	555.9121	99.91205	52.86621	3.866208

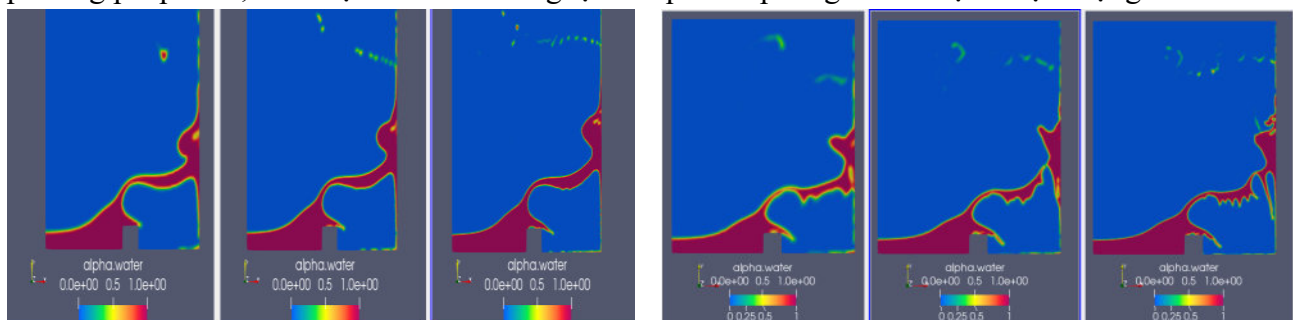
Bảng 4. Giá trị hội tụ lý thuyết và sai số của lưới E-E 3 cấp độ tại 3 điểm theo đại lượng áp suất

Time	$f_{ex} 1$	$f_{ex} 2$	$f_{ex} 3$	$d_m 1$	$d_f 1$	$d_m 2$	$d_f 2$	$d_m 3$	$d_f 3$
0.16	102156.5	100059	100061	289.5123	57.5123	3	2	0	0
0.82	109062.6	100117.5	100115.6	305.3852	0.385247	0.462256	3.462256	2.423629	6.423629
2.46	#NUM!	#NUM!	102060.8	#NUM!	#NUM!	#NUM!	#NUM!	0.177212	84.17721
4.4	#NUM!	101008.6	#NUM!	#NUM!	#NUM!	669.4482	185.4482	#NUM!	#NUM!
5.88	103503.4	#NUM!	102191	264.6373	0.637275	#NUM!	#NUM!	635.9958	57.99584
7.78	#NUM!	108311.7	#NUM!	#NUM!	#NUM!	4682.704	4731.704	#NUM!	#NUM!

Với cùng một hệ thống đánh giá, kết quả được chọn lọc trong các bảng tiếp theo sẽ khác biệt so với Bảng 1 và Bảng 2 ở một số mốc thời gian. Việc lựa chọn này nhằm mục đích tập trung so sánh sự tương quan giữa hai mô hình VoF và E-E cũng như giữa các bậc lưới trong từng phương pháp.

Đối với các thông số $d_m(i)$ (chênh lệch giữa giá trị hội tụ lý thuyết và lưới trung bình) và $d_f(i)$ (chênh lệch giữa giá trị hội tụ lý thuyết và lưới mịn), cả ba điểm đều thể hiện một đặc điểm chung: sự chênh lệch này giảm dần khi chuyển từ lưới trung bình sang lưới mịn. Tại một số thời điểm, giá trị chênh lệch giảm mạnh, điều này cho thấy lưới trung bình tại điểm đó có thể chưa mô phỏng hoàn toàn chính xác hiện tượng.

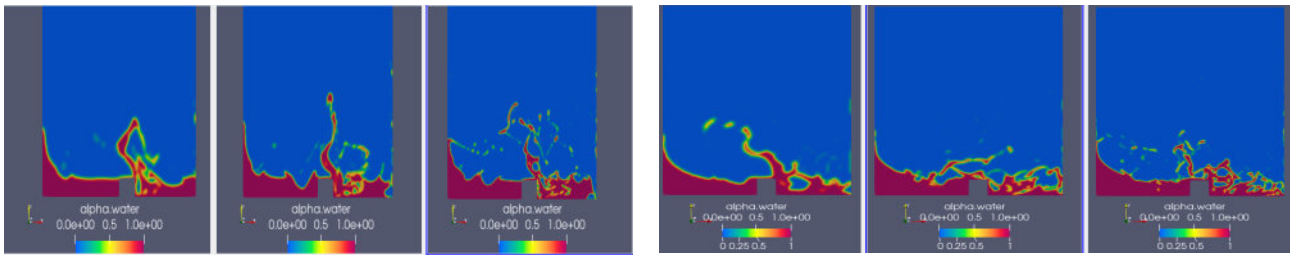
Mặt khác, trong phương pháp Euler-Euler (Bảng 4), phần lớn các giá trị sai số cũng có xu hướng giảm dần khi chuyển từ lưới trung bình sang lưới mịn. Tuy nhiên, một hiện tượng đảo ngược đã xuất hiện tại thời điểm 5.18s. Điều này có thể dẫn đến kết luận rằng lưới mịn được áp dụng cho phương pháp Euler-Euler vẫn chưa đủ tinh, và độ hội tụ vẫn chưa đạt mức tối ưu. Ngược lại, đối với phương pháp VoF, lưới mịn đã đủ để mang lại kết quả mô phỏng với sai lệch hiện tượng nhỏ.



a. Phương pháp VoF

b. Phương pháp E-E

Hình 5. Kết quả mô phỏng tỷ lệ pha thể tích với 3 mức lưới thô – vừa – mịn ở thời điểm 1.68s



a. Phương pháp VoF

b. Phương pháp E-E

Hình 6. Kết quả mô phỏng tỷ lệ pha thể tích với 3 mức lưới thô – vừa – mịn ở thời điểm 2.62s

Quan sát hiện tượng dựa trên tỷ lệ pha thể tích (alpha.water) cho thấy khi mật độ lưới tăng dần (lưới mịn hơn), các hiện tượng dần trở nên tương đồng ở các giai đoạn sau. Mặc dù lưới trung bình và lưới mịn trong cả hai phương pháp VoF và E-E có biên dạng tương đồng, nhưng sự tương đồng này trở nên kém rõ rệt hơn khi sử dụng phương pháp E-E.

Một điểm quan trọng mà các nghiên cứu trước đây thường đề cập là giao diện mặt phân cách giữa hai pha nước và không khí đã được thể hiện rất rõ trong Hình 5 và Hình 6. Khi mật độ lưới tăng từ thô đến trung bình rồi đến mịn, đường phân cách này trở nên sắc nét và rõ ràng hơn. Đặc biệt, đối với trường hợp của phương pháp VoF, việc này càng làm tăng mạnh khả năng mô tả hiện tượng của phương pháp.

4. KẾT LUẬN

Nghiên cứu này đã chỉ ra rằng việc chia lưới đóng vai trò cực kỳ quan trọng đối với các bài toán mô phỏng nói chung và bài toán damBreak nói riêng. Sự hội tụ của lưới không chỉ ảnh hưởng đáng kể đến việc mô tả hiện tượng vật lý mà còn tác động trực tiếp đến giá trị của các đại lượng liên quan trong quá trình mô phỏng. Việc không bảo toàn được các đại lượng này có thể dẫn đến sai sót trong xử lý dữ liệu đầu ra, từ đó ảnh hưởng đến độ chính xác của các kết quả dự đoán.

Đồng thời, nghiên cứu cũng cho thấy phương pháp VoF (Volume of Fluid) mang lại sự hội tụ lưới nhanh hơn và độ tin cậy cao hơn trong việc thể hiện giao diện pha. Tuy nhiên, phương pháp Euler-Euler vẫn là một lựa chọn không thể bỏ qua, đặc biệt khi cần xác định giá trị đại lượng của từng pha một cách chính xác. Trong trường hợp này, việc áp dụng Euler-Euler đòi hỏi bậc lưới cao hơn so với bậc lưới thường dùng cho VoF để đạt được độ chính xác mong muốn.

5. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Amirgaliyev, Y. ., Merembayev, T. ., & Omarova, P. 2023. Mathematical modeling of water movement during a dam break using the VOF method. Scientific Journal of Astana IT University, 14(14), 116–126.
- [2] Busharads, Mohamed. 2020. OpenFOAM Based Approach for the Prediction of the Dam Break with an Obstacle. 10.31224/osf.io/vc3jp.
- [3] Issakhov A., Imanberdiyeva M. 2019. “Numerical simulation of the movement of water surface of dam break flow by VOF method”. International Journal of Heat and Mass Transfer. vol. 136, 7/2019. Elsevier (IQOEM).
- [4] Muralha, António & Melo, José & Ramos, Helena. 2025. Validation of Computational Methods for Free-Water Jet Diffusion and Pressure Dynamics in a Plunge Pool. Applied Sciences. 15. 1963. 10.3390/app15041963.
- [5] Patrick J. Roache. 2009. Fundamentals of Verification and Validation in Computational Science and Engineering. Hermosa Publishing, Albuquerque, New Mexico, USA.
- [6] Kleefsman K. M. T., Fekken G., Veldman A. E. P., Iwanowski B., Buchner B. 2005. A Volume-of-Fluid based simulation method for wave impact problems. Journal of Computational Physics. vol. 206, issue 1. Elsevier, Computational Physics Group.

NGHIÊN CỨU MÔ HÌNH HÓA VÀ ĐIỀU KHIỂN LƯỚI ĐIỆN HYBRID AC-DC MICROGRID

Nguyễn Văn Vinh

Trường Đại học Thủy lợi, email: vinhnv@tlu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

Trong xu thế hiện đại hóa ngành năng lượng và tăng cường tích hợp các nguồn năng lượng tái tạo, hybrid AC-DC microgrid đang ngày càng khẳng định vai trò quan trọng trong các hệ thống điện thông minh. Mô hình này bao gồm lưới điện siêu nhỏ AC và lưới điện siêu nhỏ DC được kết nối thông qua bộ biến đổi liên kết (interlinking converter - ILC). Cấu trúc hybrid AC-DC cho phép khai thác đồng thời ưu điểm của cả hai hệ: lưới AC tận dụng hạ tầng truyền thống và đảm bảo khả năng tương thích với nhiều thiết bị điện phổ biến, trong khi lưới DC giúp giảm tổn thất do chuyển đổi năng lượng và nâng cao hiệu suất tổng thể [1]. Mô hình này đặc biệt phù hợp với các hệ thống điện phân tán (DERs), các khu dân cư tự cung cấp năng lượng hay các khu công nghiệp sử dụng kết hợp nhiều loại nguồn và tải.

Trong một hybrid AC-DC microgrid, bộ biến đổi liên kết đóng vai trò trung gian kết nối, cho phép trao đổi công suất hai chiều giữa hai lưới con AC và DC. Ngoài nhiệm vụ điều phối năng lượng, thiết bị này còn đảm nhận vai trò then chốt trong việc duy trì ổn định tần số bên AC và điện áp bên DC, đặc biệt trong chế độ vận hành tách lưới (islanded), khi không có sự hỗ trợ từ lưới chính [2].

Một trong những chiến lược điều khiển thường được sử dụng trong microgrid là phương pháp điều khiển droop. Đây là kỹ thuật phi tập trung hiệu quả, thiết lập mối quan hệ giữa công suất-tần số ($P-f$) ở lưới AC và dòng-điện áp ($I-V$) ở lưới DC, cho phép các nguồn phân tán chia sẻ công suất mà không cần hệ thống giao tiếp [3]. Tuy nhiên, điều khiển droop truyền thống tồn tại nhược điểm là gây ra sai số trạng thái ổn định tần số và điện áp đầu ra, làm giảm độ chính xác trong việc phân phối công suất và ảnh hưởng đến chất lượng điện năng, đặc biệt khi hệ thống cần đáp ứng tải biến thiên [4].

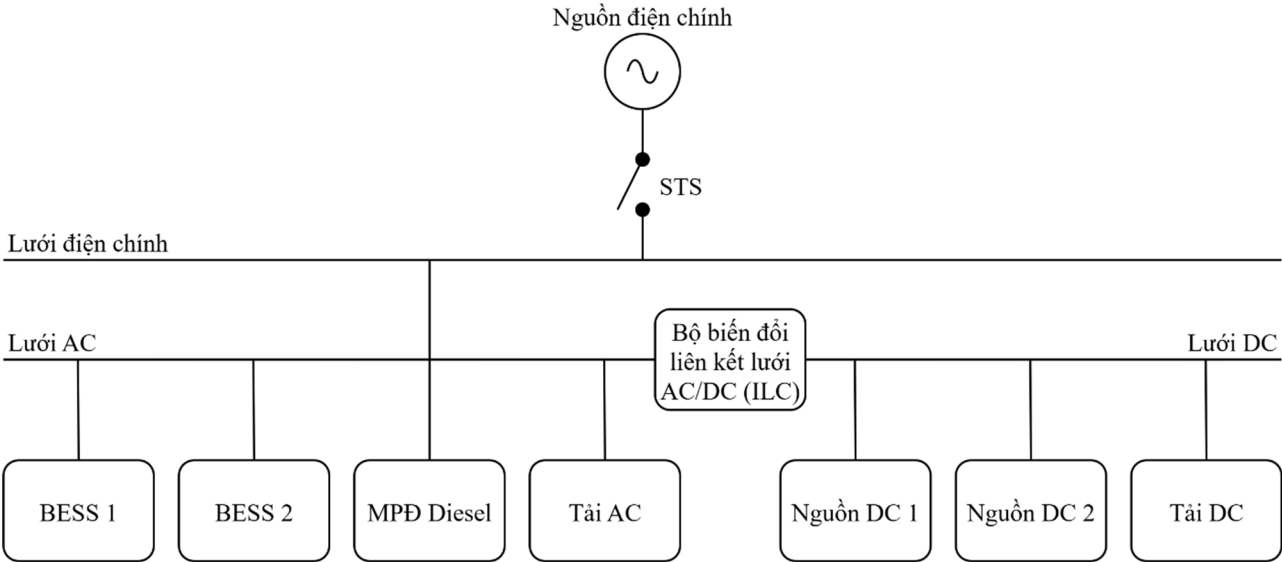
Nhằm khắc phục hạn chế trên, nhiều nghiên cứu gần đây đã đề xuất tích hợp bộ điều khiển PI (Proportional-Integral) vào vòng điều khiển droop. Việc này giúp loại bỏ sai số trạng thái ổn định mà vẫn giữ được đặc tính phân tán và không yêu cầu giao tiếp của chiến lược ban đầu [5]. Mặt khác, các phương pháp điều khiển tiên tiến như điều khiển thích nghi, dự báo mô hình (MPC), logic mờ (fuzzy logic) hay mạng nơ-ron nhân tạo (ANN) cũng đã được đề xuất nhằm tăng cường tính linh hoạt và độ tin cậy [6]. Tuy nhiên, những phương pháp này thường đòi hỏi khả năng tính toán cao, phụ thuộc vào mô hình hệ thống và phức tạp trong triển khai thực tế.

Từ những phân tích trên, bài báo này đề xuất một chiến lược điều khiển droop cải tiến, tích hợp bộ điều khiển PI trong vòng điều khiển ngoài nhằm loại bỏ sai số trạng thái ổn định, đồng thời duy trì khả năng chia sẻ công suất chính xác giữa các nguồn trong hệ thống hybrid AC-DC microgrid. Phương pháp được triển khai trong chế độ tách lưới, không yêu cầu giao tiếp giữa các nguồn, và được đánh giá hiệu quả thông qua các mô phỏng trong môi trường MATLAB/Simulink với kịch bản thay đổi tải phía lưới AC. Kết quả đạt được cho thấy tính hiệu quả, độ ổn định và khả năng triển khai thực tiễn cao của giải pháp điều khiển đề xuất.

2. CẤU HÌNH VÀ CHIẾN LƯỢC ĐIỀU KHIỂN HYBRID AC-DC MICROGRID

2.1. Cấu hình Hybrid AC-DC microgrid

Hệ thống hybrid AC-DC microgrid kết hợp lưới AC và lưới điện DC, được kết nối với nhau thông qua bộ biến đổi liên kết, như mô tả trong Hình 1. Bảng 1 trình bày công suất định mức của mỗi thành phần trong hybrid AC-DC microgrid. Cấu hình này cho phép vận hành linh hoạt và độc lập từng lưới điện, đồng thời cung cấp khả năng trao đổi công suất hai chiều giữa hai miền điện áp khác nhau.



Hình 1. Cấu hình của Hybrid AC–DC microgrid

Lưới điện AC bao gồm: hai hệ thống lưu trữ năng lượng bằng pin (BESS), được nối qua các bộ nghịch lưu điều khiển dòng; một máy phát điện diesel hoạt động như nguồn hỗ trợ chính trong chế độ tách lưới; và một tải AC biến thiên, đại diện cho tải dân dụng hoặc công nghiệp thực tế có đặc tính thay đổi theo thời gian.

Lưới điện DC bao gồm: hai nguồn DC có khả năng điều khiển công suất, chẳng hạn như các hệ thống năng lượng tái tạo (hệ thống quang điện - PV hoặc pin nhiên liệu màng trao đổi Proton - PEMFC) hoặc nguồn điện áp DC lập trình được; một tải DC không đổi, đại diện cho các thiết bị điện tử công suất, hệ thống sạc DC hoặc tải công nghiệp đặc thù; và các bộ biến đổi DC/DC được sử dụng để giao tiếp giữa nguồn, tải và thanh cái DC.

Bộ biến đổi liên kết (ILC) là một bộ nghịch lưu hai chiều được kết nối giữa thanh cái DC và AC. Thiết bị này cho phép điều phối công suất giữa hai lưới điện theo thời gian thực dựa trên trạng thái tải từng phía. Ngoài ra, bộ biến đổi này cũng thực hiện chức năng ổn định tần số bên AC và điện áp bên DC trong trường hợp các nguồn tại chỗ không đủ đáp ứng tải.

Bảng 1. Các thông số kỹ thuật chính của từng thành phần chính trong hybrid AC–DC microgrid

Thành phần		Công suất định mức	Loại kết nối	Chức năng
Lưới AC	BESS 1	70 kW	AC (qua inverter)	Lưu trữ và cung cấp năng lượng trong chế độ tách lưới
	BESS 2	40 kW	AC (qua inverter)	Chia sẻ công suất và điều chỉnh tần số
	Tải AC	200 kW ÷ 300 kW	AC	Đại diện cho phụ tải hỗn hợp
	Máy phát điện Diesel	150 kW	AC (trực tiếp)	Hỗ trợ chính khi tải vượt nguồn tái tạo
Lưới DC	Nguồn DC 1	60 kW	DC (qua DC/DC)	Nguồn có thể điều khiển được trên thanh cái DC
	Nguồn DC 2	50 kW	DC (qua DC/DC)	Cân bằng điện áp thanh cái DC
	Tải DC	50 kW	DC	Thiết bị tiêu thụ điện áp một chiều
Bộ biến đổi liên kết		50 kW	AC/DC	Điều phối công suất giữa hai lưới điện

2.2. Chiến lược điều khiển công suất dựa trên droop cải tiến

2.2.1. Điều khiển Droop truyền thống

Điều khiển droop truyền thống dựa vào đặc tuyến tuyến tính giữa công suất và tần số ở phía AC, và giữa dòng và điện áp ở phía DC (hình 2). Phương trình droop cho mỗi lưới điện được biểu diễn như sau:

Droop tần số (phía AC):

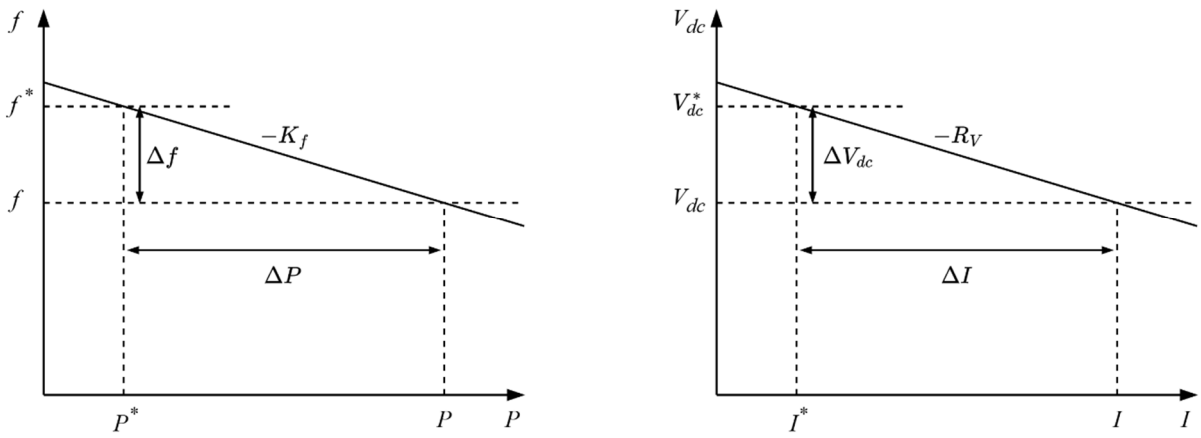
$$f = f^* - K_f (P - P^*) \quad (1)$$

Droop điện áp (phía DC):

$$V_{dc} = V_{dc}^* - R_V (I - I^*) \quad (2)$$

trong đó: f^* , P^* , V_{dc}^* và I^* lần lượt giá trị tham chiếu của tần số, công suất, điện áp và dòng điện DC; P và I là công suất thực và dòng điện DC thực tế; K_f là hệ số droop tần số; R_V là hệ số droop điện áp.

Mặc dù phương pháp droop có ưu điểm đơn giản và hiệu quả trong việc chia sẻ công suất, nhưng các phương trình trên tạo ra sai số trạng thái ổn định, biểu thị bởi $\delta = f^* - f$ và $\varepsilon = V_{dc}^* - V_{dc}$ lần lượt sai lệch tần số và điện áp DC so với tham chiếu. Sai số này không thể được loại bỏ khi không có giao tiếp hoặc cơ chế đồng bộ.



Hình 2. Sơ đồ điều khiển droop truyền thống

2.2.2. Điều khiển Droop cải tiến có PI

Để loại bỏ sai số trạng thái ổn định, bộ điều khiển PI được tích hợp vào vòng ngoài của điều khiển droop. Bộ điều khiển này có chức năng bù lại sai lệch giữa giá trị đo và tham chiếu. Khi áp dụng cho điều khiển tần số phía AC và điện áp phía DC, cấu trúc cải tiến được mô hình hóa như sau:

$$f^{**} = f^* - K_f P + \left\{ k_p \delta + \frac{k_i}{s} \delta \right\} \quad (3)$$

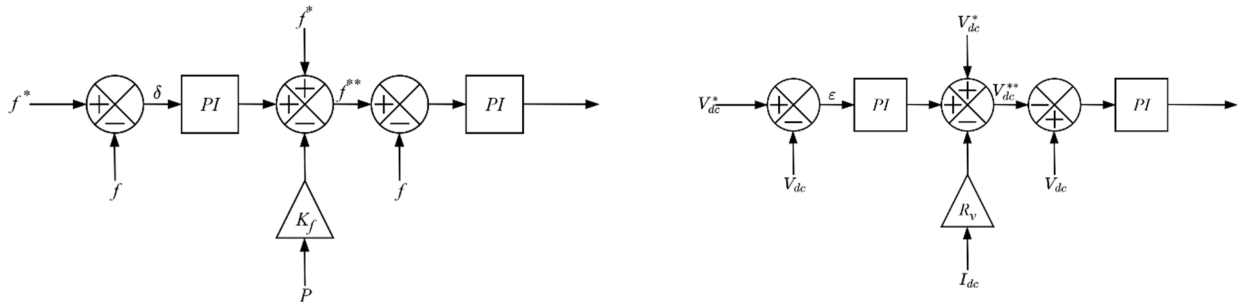
$$V_{dc}^{**} = V_{dc}^* - R_V I_{dc} + \left\{ k_p \varepsilon + \frac{k_i}{s} \varepsilon \right\} \quad (4)$$

trong đó: f^{**} và V_{dc}^{**} lần lượt là tần số và điện áp DC điều khiển hiệu chỉnh (sau khi bù PI); k_p và k_i là các hệ số khuếch đại tỉ lệ và tích phân của bộ điều khiển PI.

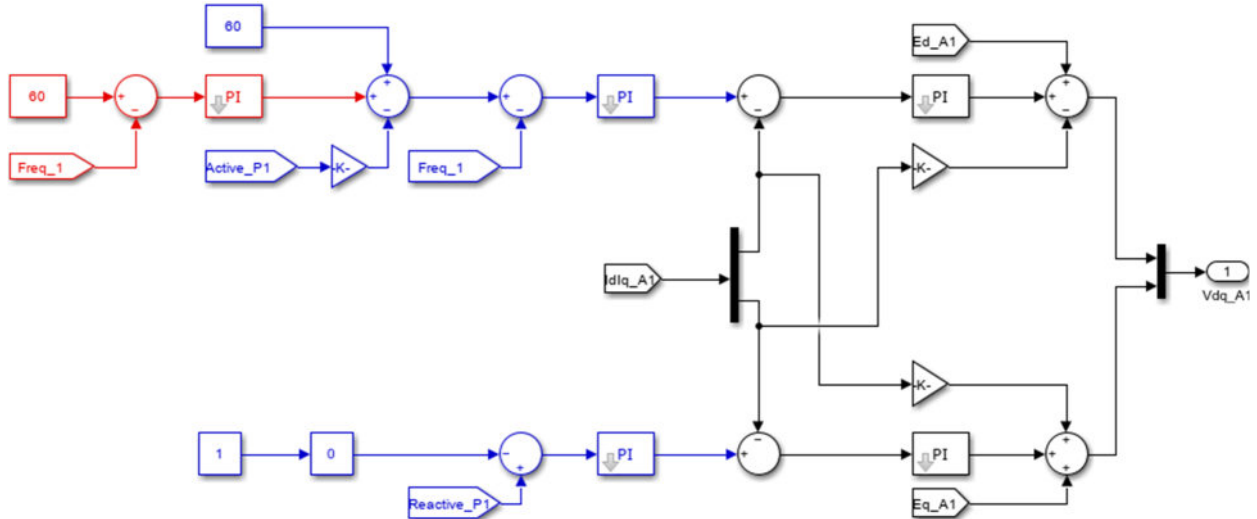
Mô hình điều khiển PI được triển khai như một vòng lặp ngoài, hoạt động song song với đặc tuyến droop. Nhiệm vụ của nó là điều chỉnh giá trị tham chiếu để triệt tiêu sai số δ và ε , đưa chúng về gần 0. Nhờ đó, phương pháp này vừa duy trì cấu trúc điều khiển phân tán, vừa nâng cao đáng kể độ chính xác trong chia sẻ công suất và cải thiện khả năng đáp ứng động của hệ thống.

2.2.3. Điều khiển BESS và nguồn DC

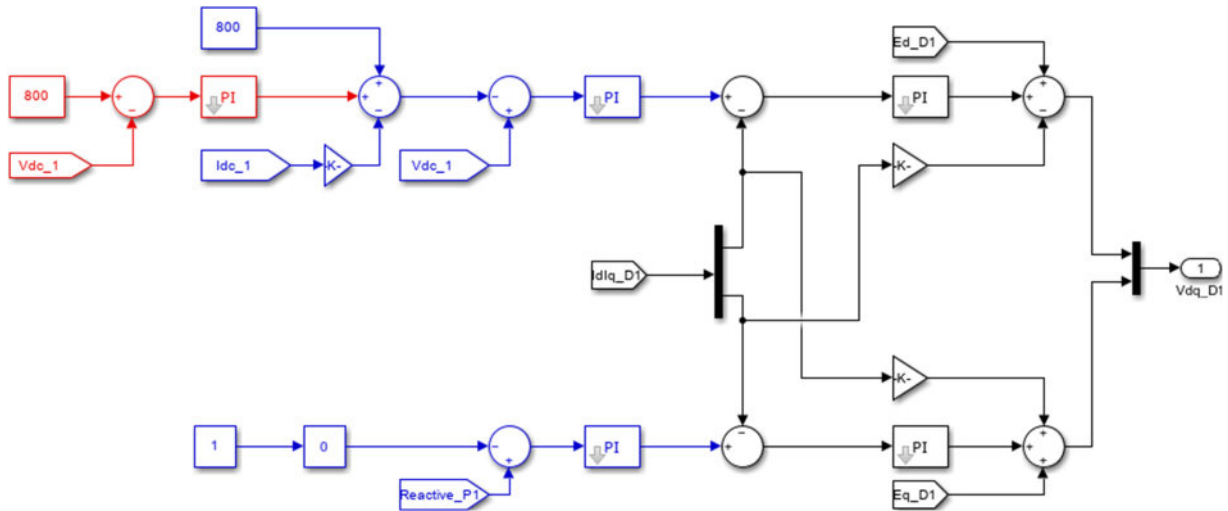
Các sơ đồ khối điều khiển điển hình được trình bày trong Hình 3. Đối với BESS và các nguồn DC, chiến lược điều khiển được phân tầng thành hai vòng: (i) vòng trong (inner loop) điều khiển dòng điện dq để duy trì ổn định nhanh dòng tải (các khối màu đen, Hình 4); (ii) vòng ngoài (outer loop) áp dụng chiến lược droop cải tiến có PI như đã trình bày ở Mục 2.2.2 để cập nhật giá trị tham chiếu dòng hoặc công suất phù hợp (các khối màu xanh đỏ, Hình 4).



Hình 3. Sơ đồ khối điều khiển droop tần số của BESS và điện áp nguồn DC



(a) Thiết kế bộ điều khiển droop tần số của BESS 1 trên MATLAB/Simulinks (BESS 2 tương tự)

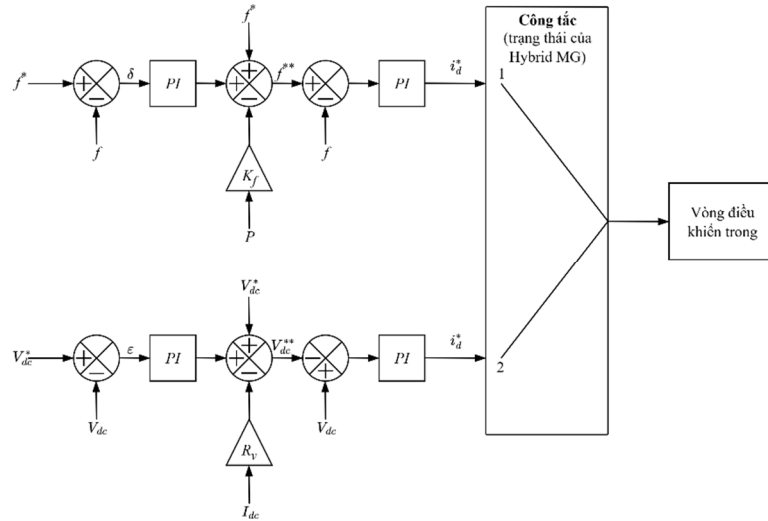


(b) Thiết kế bộ điều khiển điện áp của nguồn DC 1 trên MATLAB/Simulinks (nguồn DC 2 tương tự)

Hình 4. Bộ điều khiển droop tần số của BESS và điện áp của nguồn DC trên Simulink

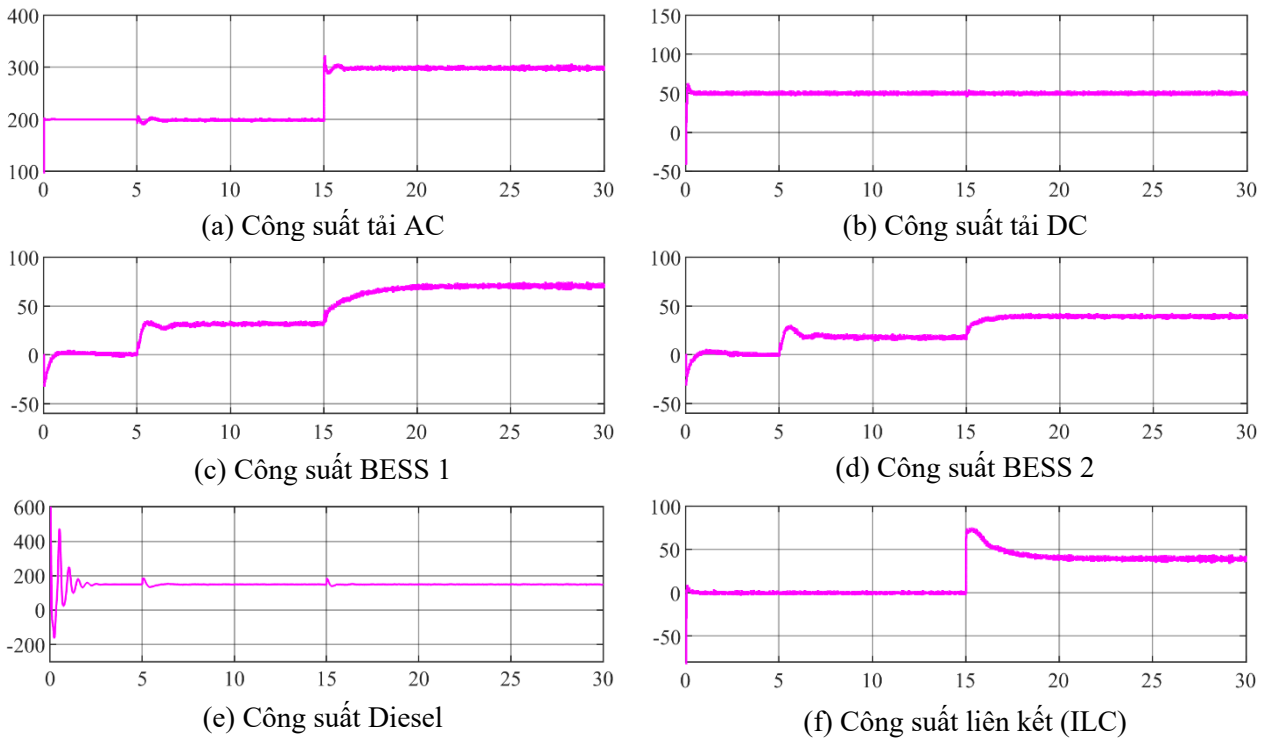
2.2.4. Điều khiển bộ biến đổi liên kết (ILC)

Bộ biến đổi liên kết cho phép truyền công suất hai chiều giữa lưới điện AC và DC. Tùy vào tình trạng mất cân bằng công suất, bộ điều khiển sẽ tự động chuyển đổi chế độ điều khiển theo nguyên tắc: (i) Khi tải AC vượt cung: ILC hoạt động theo droop P–f, cho phép công suất từ lưới DC chuyển sang hỗ trợ lưới AC; (ii) Khi tải DC vượt cung: ILC chuyển sang chế độ droop I–V, cung cấp dòng từ phía AC sang DC. Cấu trúc điều khiển chi tiết của bộ biến đổi liên kết được trình bày trong Hình 5. Trong đó, giá trị tham chiếu P hoặc I được cập nhật liên tục bởi bộ điều khiển droop-PI ở hai phía AC và DC, nhằm bảo đảm cân bằng công suất tức thời.

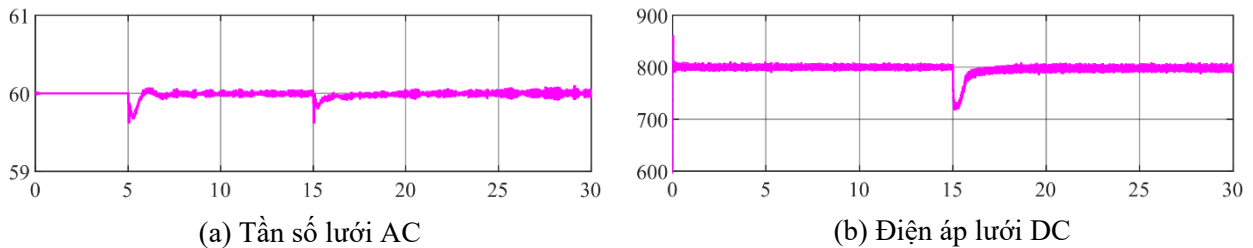


Hình 5. Sơ đồ khối điều khiển của bộ biến đổi liên kết (ILC)

3. KẾT QUẢ NGHIÊN CỨU



Hình 6: Công suất phía lưới AC, DC, và bộ biến đổi liên lưới khi tải AC thay đổi



Hình 7. Đáp ứng của tần số của lưới AC và điện áp lưới DC khi tải AC thay đổi

Để đánh giá hiệu quả của chiến lược điều khiển droop cải tiến tích hợp bộ điều khiển PI, một mô hình hybrid AC–DC microgrid đã được xây dựng và triển khai trên nền tảng MATLAB/Simulink. Kịch bản mô phỏng tập trung phân tích khả năng đáp ứng động của hệ thống trong trường hợp thay đổi tải phía lưới AC. Toàn bộ các thành phần, bao gồm hệ thống lưu trữ năng lượng (BESS), nguồn

DC và bộ biến đổi liên kết (ILC), đều được vận hành dựa trên chiến lược điều khiển droop cải tiến được trình bày ở Mục 2. Trong suốt quá trình mô phỏng, tần số lưới AC và điện áp DC bus được giám sát nhằm đánh giá khả năng duy trì ổn định động của hệ thống. Trong giai đoạn từ 0 giây đến 5 giây, hybrid AC–DC microgrid vận hành ở chế độ nối lưới, với tần số phía AC được giữ ổn định tại 60 Hz nhờ sự đồng bộ từ lưới điện chính. Tại thời điểm 5 giây, hệ thống được chuyển sang chế độ tách lưới. Khi tải AC tăng từ 200 kW lên 300 kW tại thời điểm 15 giây, tổng công suất phát khả dụng của phía AC, bao gồm Diesel 150 kW, BESS1 70 kW và BESS2 40 kW, đạt giới hạn cực đại 260 kW, dẫn đến thiếu hụt 40 kW. Khoảng thiếu hụt này được bù bởi lưới DC và truyền sang lưới AC thông qua bộ biến đổi liên kết (ILC), được điều khiển theo cơ chế droop tần số cải tiến tích hợp PI, như thể hiện trong Hình 6. Hình 7 minh họa chi tiết sự ổn định của các thông số vận hành. Kết quả mô phỏng cho thấy hệ thống duy trì tần số AC ổn định ở mức danh định 60 Hz và điện áp DC bus tại 800 V. Ngoài ra, bất chấp sự biến thiên tải phía lưới AC, độ sụt tần số và điện áp DC bus thực tế lần lượt đạt 59,6 Hz và 720 V. Các giá trị này đều nằm trong giới hạn cho phép theo tiêu chuẩn, với độ lệch tần số $\pm 0,5$ Hz và độ lệch điện áp đến $\pm 10\%$. Điều này chứng minh rằng cơ chế droop cải tiến không những đảm bảo khả năng chia sẻ công suất giữa các phân lưới, mà còn nâng cao độ chính xác trong điều phối năng lượng và cải thiện tính ổn định động của hệ thống. So với phương pháp droop truyền thống, việc bổ sung bộ điều khiển PI giúp triệt tiêu sai số trạng thái ổn định và tăng cường chất lượng điện áp – tần số trong các điều kiện vận hành khắc nghiệt.

4. KẾT LUẬN

Bài báo đã trình bày một chiến lược điều khiển droop cải tiến có tích hợp bộ điều khiển PI nhằm nâng cao hiệu quả quản lý công suất trong hybrid AC–DC microgrid AC/DC vận hành ở chế độ tách lưới. Phương pháp đề xuất giải quyết được hạn chế cố hữu của điều khiển droop truyền thống là sai số trạng thái ổn định ở tần số và điện áp, từ đó cải thiện độ chính xác trong chia sẻ công suất giữa các nguồn phân tán mà không cần sử dụng hệ thống giao tiếp. Thông qua các mô phỏng thực hiện trên nền tảng MATLAB/Simulink với kịch bản tải phía lưới AC thay đổi, kết quả đã chứng minh rằng chiến lược điều khiển đề xuất có khả năng duy trì ổn định hệ thống, đảm bảo tần số và điện áp luôn nằm trong giới hạn cho phép, đồng thời nâng cao khả năng phối hợp công suất giữa lưới điện AC và DC. Các chỉ tiêu như thời gian đáp ứng, độ dao động và sai số ổn định đều được cải thiện đáng kể nhờ vào vòng điều chỉnh PI tích hợp.

5. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Atul S. Dahane and Rajesh B. Sharma, “Hybrid AC–DC microgrid coordinated control strategies: A systematic review and future prospect,” *Renewable Energy Focus*, vol. 49, pp. 100553, 2024, doi: 10.1016/j.ref.2024.100553.
- [2] M. Y. A. Khan, H. Liu, Y. Zhang, và J. Wang, “Hybrid AC/DC microgrid: Systematic evaluation of interlinking converters, control strategies, and protection schemes: A review,” *IEEE Access*, vol. 12, pp. 160097–160132, 2024, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3485001.
- [3] Y. Han, X. Ning, L. Li, P. Yang, and F. Blaabjerg, “Droop coefficient correction control for power sharing and voltage restoration in hierarchical controlled DC microgrids,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 133, pp. 107277, 2021, doi: 10.1016/j.ijepes.2021.107277.
- [4] Saimadhuri, KN Yogithanjali, and M. Janaki, “Advanced control strategies for microgrids: A review of droop control and virtual impedance techniques,” *Results in Engineering*, vol. 21, p. 103799, 2024, doi: 10.1016/j.rineng.2024.103799.
- [5] G. Shahgholian, M. Moradian, and A. Fathollahi, “Droop control strategy in inverter-based microgrids: A brief review on analysis and application in islanded mode of operation,” *IET Renewable Power Generation*, vol. 19, no. 1, p. 13186, 2025, doi: 10.1049/rpg2.13186.
- [6] S. Adiche, M. Larbi, D. Toumi, R. Bouddou, M. Bajaj, N. Bouchikhi, et al., “Advanced control strategy for AC microgrids: A hybrid ANN-based adaptive PI controller with droop control and virtual impedance technique,” *Scientific Reports*, vol. 14, no. 1, p. 31057, 2024.

ĐIỀU KHIỂN TỐI ƯU QUỸ ĐẠO DRONE PHỤC VỤ LẤY MẪU VÀ PHÂN TÍCH CHẤT LƯỢNG NƯỚC

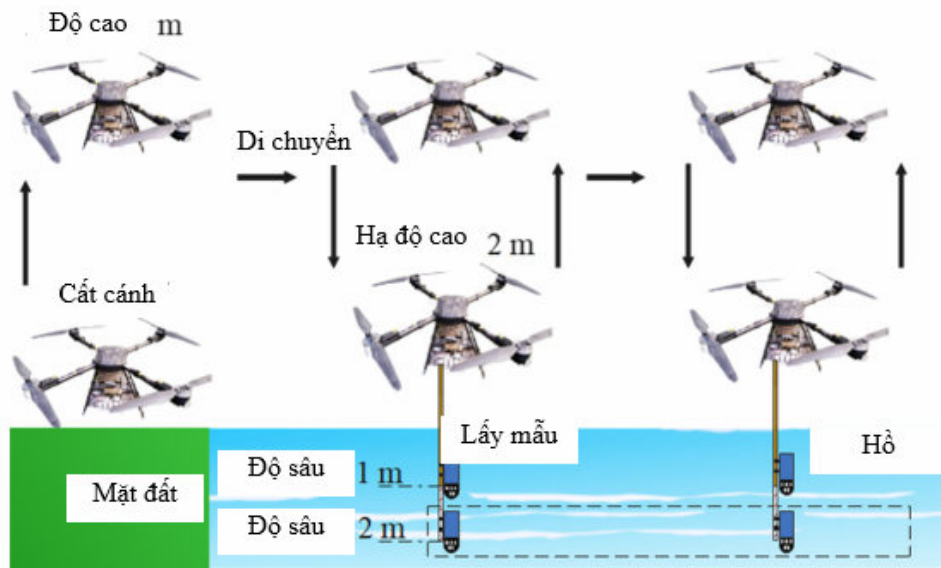
Phạm Đức Đại, Bùi Thị Hải Linh

Trường Đại học Thủy lợi, email: daipd@thu.edu.vn

1. GIỚI THIỆU CHUNG

Bên cạnh việc sử dụng các công nghệ truyền thống như lấy mẫu từ hồ về phòng thí nghiệm để phân tích, sử dụng các trạm đo cố định, thì việc sử dụng các hệ thống máy bay không người lái (UAV) là một giải pháp thay thế tiềm năng các thiết bị truyền thống trong việc lập bản đồ, giám sát chất lượng và định lượng tài nguyên nước ở quy mô cấp nhỏ và vừa. Điều này là do UAV hoạt động linh hoạt, giá thành rẻ hơn so với việc triển khai các phép đo tại chỗ và công nghệ viễn thám trong không gian. UAV có thể bay thấp và cung cấp dữ liệu ảnh có độ phân giải.

UAV được sử dụng như một phương pháp khảo sát không xâm lấn (không tác động trực tiếp) và từ xa nhằm đánh giá cấu trúc, các đặc điểm trong lưu vực sông cũng như các diễn biến thủy văn theo cả không gian và thời gian. Nhờ những dữ liệu liên tục về không gian, thời gian, và phổ, cho phép dự báo đặc tính đất, nước và thủy văn. Hơn nữa, những tiến bộ trong công nghệ cảm biến, mạng không dây và hệ thống xử lý hình ảnh cho phép UAV có thể thu được các thông số chất lượng nước theo thời gian thực và do đó giúp cải thiện độ phân giải không gian của viễn thám trong giám sát chất lượng nước.



Để nâng cao hiệu quả trong giám sát chất lượng nước tự động, UAV thường được lập trình bay theo waypoints để lấy mẫu. Bài báo này trình bày phương pháp điều khiển tối ưu quỹ đạo di chuyển của UAV theo quỹ đạo đặt trước sử dụng phương pháp điều khiển tối ưu. Nhiều phương pháp khác nhau đã được phát triển để giải quyết vấn đề thiết kế điều khiển cho quadrotor. Phương pháp điều khiển PID đã được sử dụng trong [1-3], trong khi bộ điều khiển LQR được áp dụng trong [3]. Các bộ điều khiển này dựa trên các phương pháp điều khiển tuyến tính. Tuy nhiên, trong các tình huống thực tế, các mô hình UAV thể hiện tính phi tuyến tính, thúc đẩy việc sử dụng các phương pháp tiếp cận thay thế như điều khiển dự báo [4].

Trong các nghiên cứu gần đây, các tác giả áp dụng điều khiển UAV theo quỹ đạo đặt trước sử dụng phương pháp điều khiển dự báo (MPC) và có thêm các ràng buộc tránh vật cản trong quá trình di chuyển. Bài báo này trình bày ứng dụng phương pháp tối ưu phi tuyến để tính toán các đại lượng điều

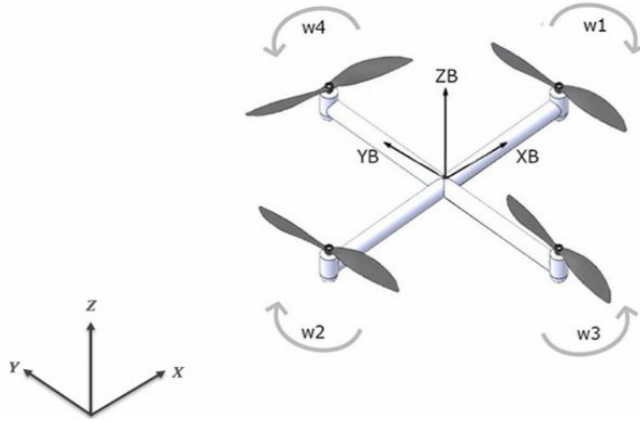
khởi UAV với mục đích đưa UAV bám theo quỹ đạo đặt trước. Trước hết, bài báo sẽ trình bày về mô hình toán của UAV, sau đó là phương pháp rời rạc hóa bài toán tối ưu, và cuối cùng là áp dụng các phương pháp giải bài toán tối ưu phi tuyến để xác định các đại lượng điều khiển cho UAV.

2. BÀI TOÁN TỐI ƯU ĐIỀU KHIỂN UAV

2.1. Mô hình toán học

Để thiết lập mô hình toán UAV, trước hết hệ tọa độ khung UAV được cho trên Hình 1. Ta định nghĩa các ma trận liên quan như ma trận R , đây là ma trận chuyển đổi giữa hệ trục tọa độ cố định gắn trên thân UAV và hệ trục tọa độ mặt đất. Định nghĩa ϕ , θ , ψ là các góc cuộn, góc nghiêng và lắc (roll, pitch, and yaw). Mối quan hệ giữa các đại lượng mô tả ở hai hệ trục tọa độ được thể hiện qua ma trận này như sau [4]

$$R = \begin{bmatrix} C\psi C\theta & C\psi S\theta S\phi - S\psi C\phi & C\psi S\theta C\phi + S\psi S\phi \\ S\psi C\theta & S\psi S\theta S\phi + C\psi C\phi & S\psi S\theta C\phi + C\psi S\phi \\ -S\theta & C\theta S\phi & C\theta C\phi \end{bmatrix} \quad (1)$$



Hình 1. Hệ trục tọa độ gắn với thân UAV và hệ trục tọa độ mặt đất

trong đó, ký hiệu C và S tương ứng định nghĩa các hàm sin và cos. Tương tự như vậy, chuyển đổi giữa các biến thiên góc Euler ở hệ trục tọa độ mặt đất, $\dot{\eta} = [\dot{\phi}, \dot{\theta}, \dot{\psi}]$, và vận tốc góc, $\Omega = [p, q, r]$, trong hệ trục tọa độ gắn với thân UAV, ta có quan hệ như sau [4]

$$\Omega = W_{\eta} \dot{\eta} \quad (2)$$

Ở đó

$$W_{\eta} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\sin \theta \\ 0 & \cos \phi & \sin \phi \cos \theta \\ 0 & -\sin \phi & \cos \phi \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3)$$

Vì các góc cuộn và góc nghiêng là nhỏ, cho nên W_{η} được xấp xỉ thành ma trận đơn vị, $I_{3 \times 3}$. Thay vào công thức (2), chúng ta có

$$\Omega = \dot{\eta} = [\dot{\phi}, \dot{\theta}, \dot{\psi}] \quad (4)$$

Áp dụng phương pháp Newton-Euler, gia tốc của UAV là kết quả của lực đẩy, T_B , và trọng lực G . Ta có,

$$m\ddot{\zeta} = G + RT_B$$

$$\begin{bmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \\ \ddot{z} \end{bmatrix} = -g \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} + R \frac{T_B}{m} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

với $\zeta = [x \ y \ z]^T$ là vị trí của UAV trong hệ trục tọa độ mặt đất; $g = 9.81 \text{ m/s}^2$.

Trong hệ tọa độ gắn với khung UAV, chuyển động quay được mô tả trong đó mô-men xoắn bên ngoài tác dụng lên quadrotor τ_B bằng với gia tốc góc của quán tính $I\ddot{\Omega}$ và các lực ly tâm $\Omega^*I\Omega$

$$\tau_B = I\ddot{\Omega} + \Omega^*I\Omega \quad (6)$$

trong đó: I là ma trận mô men quán tính [6]

$$I = \begin{bmatrix} I_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & I_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & I_{zz} \end{bmatrix}$$

Vector lực đẩy (T_B) được hình thành từ lực đẩy của bốn cánh [4], và được viết như sau

$$T_B = \sum_{i=1}^4 |F_i| = b \sum_{i=1}^4 \omega_i^2 \quad (7)$$

ở đó b là hệ số lực đẩy; ω_i là tốc độ góc của các rotor.

Từ phương trình (5) ta có thể viết theo từng thành phần, cụ thể đó là

$$\begin{aligned} \ddot{x} &= (\cos \phi \cdot \sin \theta \cdot \cos \psi + \sin \phi \cdot \sin \psi) \cdot \frac{T_B}{m} \\ \ddot{y} &= (\cos \phi \cdot \sin \theta \cdot \sin \psi - \sin \phi \cdot \cos \psi) \cdot \frac{T_B}{m} \\ \ddot{z} &= -g + (\cos \phi \cdot \cos \theta) \cdot \frac{T_B}{m} \end{aligned} \quad (8)$$

Hơn nữa, ở hệ trục tọa độ gắn với thân UAV, phương trình cân bằng mô men τ_ϕ , τ_θ , τ_ψ và gia tốc do mô men tương ứng với các góc cuộn, nghiêng, lẫn như sau [5]

$$\tau_B = \begin{bmatrix} \tau_\phi \\ \tau_\theta \\ \tau_\psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} lb(-\omega_2^2 + \omega_4^2) \\ lb(-\omega_1^2 + \omega_3^2) \\ d(-\omega_1^2 + \omega_2^2 - \omega_3^2 + \omega_4^2) \end{bmatrix} \quad (9)$$

ở đó l là khoảng cách giữa rotor và điểm trung tâm của UAV; b là hệ số đẩy, trong khi đó d là hệ số cản. Vector điều khiển được định nghĩa như sau

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_B \\ \tau_\phi \\ \tau_\theta \\ \tau_\psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b & 0 & b & b \\ 0 & -lb & 0 & lb \\ -lb & 0 & lb & 0 \\ -d & d & -d & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_1^2 \\ \omega_2^2 \\ \omega_3^2 \\ \omega_4^2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

Thay vào phương trình (6), ta thu được

$$\begin{aligned} \ddot{\phi} &= \dot{\theta}\dot{\psi} \left(\frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} \right) + \frac{u_2}{I_{xx}} \\ \ddot{\theta} &= \dot{\phi}\dot{\psi} \left(\frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} \right) + \frac{u_3}{I_{yy}} \\ \ddot{\psi} &= \dot{\theta}\dot{\phi} \left(\frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} \right) + \frac{u_4}{I_{zz}} \end{aligned} \quad (11)$$

Trong mô hình toán học của UAV, đại lượng điều khiển chính là các mô men cần tạo ra, đó là T_B , τ_ϕ , τ_θ , τ_ψ các biến trạng thái đó là vị trí và các góc ϕ , θ , ψ

2.2. Bài toán tối ưu điều khiển quỹ đạo bay

Bài toán điều khiển tối ưu quỹ đạo bay đó là UAV bay theo quỹ đạo đặt trước, quỹ đạo này có thể xây dựng từ các điểm Waypoints. Đặt $\mathbf{z}(t)$ là vector các biến trạng thái vị trí, góc; $\mathbf{u}(t)$ là vector các đại lượng điều khiển, ta có thể viết bài toán tối ưu như sau

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{u}(t), \mathbf{z}(t)} \quad & \varphi(\mathbf{z}(t), \mathbf{u}(t)) \\ \frac{d\mathbf{z}(t)}{dt} = & F(\mathbf{z}(t), \mathbf{u}(t)); \mathbf{z}(t_0) = \mathbf{z}_0 \\ \mathbf{z}(t)_{\min} \leq & \mathbf{z}(t) \leq \mathbf{z}(t)_{\max} \\ \mathbf{u}(t)_{\min} \leq & \mathbf{u}(t) \leq \mathbf{u}(t)_{\max} \end{aligned} \quad (12)$$

trong đó F đại diện cho các phương trình trong (7) và (10); $\mathbf{z}_0$ là giá trị ban đầu của các biến trạng thái; $\mathbf{z}(t)_{\min}$ là giá trị biên dưới; $\mathbf{z}(t)_{\max}$ là giá trị biên trên của các biến trạng thái. Tương tự như vậy, $\mathbf{u}(t)_{\min}$ và $\mathbf{u}(t)_{\max}$ là biên dưới và biên trên của đại lượng điều khiển.

Phương pháp rời rạc collocation được áp dụng để xấp xỉ các đạo hàm bậc nhất thành các phương trình đại số [5]. Trước hết, dựa vào số điểm Waypoints, ta chia ra NL khoảng. Đa thức Lagrange $\ell(t)$ được sử dụng để xấp xỉ biến trạng thái trong các khoảng

$$\begin{aligned} \Delta t_n &= t_{n+1} - t_n; n = 1, \dots, NL \\ \mathbf{z}_n^m(t) &= \sum_{j=0}^{NC} \ell_j(t) \cdot \mathbf{z}_{n,j}^m; \\ m &= 1, \dots, ND; n = 1, \dots, NL \\ \ell_j(t) &= \prod_{\substack{i=0 \\ i \neq j}}^{NC} \frac{t - t_{n,i}}{t_{n,j} - t_{n,i}} \end{aligned} \quad (13)$$

ở đó $\mathbf{z}_n^m(t)$ thể hiện giá trị xấp xỉ của biến trạng thái thứ m và tại phân tử thứ n , $\mathbf{z}_{n,j}^m$ là giá trị xấp xỉ biến trạng thái tại điểm collocation thứ j trong phân tử thứ n . Để đảm bảo tính liên tục, ta cần các ràng buộc

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_n^m(t_{n,i}) &= \sum_{j=0}^{NC} \ell_j(t_{n,i}) \cdot \mathbf{z}_{n,j}^m = \mathbf{z}_{n,i}^m \\ i &= 1, \dots, NC \end{aligned} \quad (14)$$

Do đó,

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{z}_n^m(t_{n,i})}{dt} &= \sum_{j=0}^{NC} \frac{d\ell_j(t_{n,i})}{dt} \cdot \mathbf{z}_{n,j}^m \\ \mathbf{z}_{n-1,NC}^m &= \mathbf{z}_{n,0}^m \\ m &= 1, \dots, ND; n = 1, \dots, NL \end{aligned} \quad (15)$$

Để tổng quát hóa bài toán với các giá trị khác nhau của Δt_n , ta đưa ra biến chung $\tau \in [0 \ 1]$ cho mỗi khoảng. Do đó, ta có $t = t_n + \Delta t_n \tau$. Và như vậy

$$\frac{d\mathbf{z}_n^m}{d\tau} = \Delta t_n \frac{d\mathbf{z}_n^m}{dt} \quad (16)$$

Thay (15) vào phương trình (15) và lấy đạo hàm theo τ , ta thu được

$$\sum_{j=0}^{NC} \frac{d\ell_j(\tau_{n,i})}{d\tau} \cdot \mathbf{z}_{n,j}^m = \Delta t_n F_m(\mathbf{z}_{n,i}, \mathbf{y}_{n,i}, \mathbf{u}_n, t_{n,i})$$

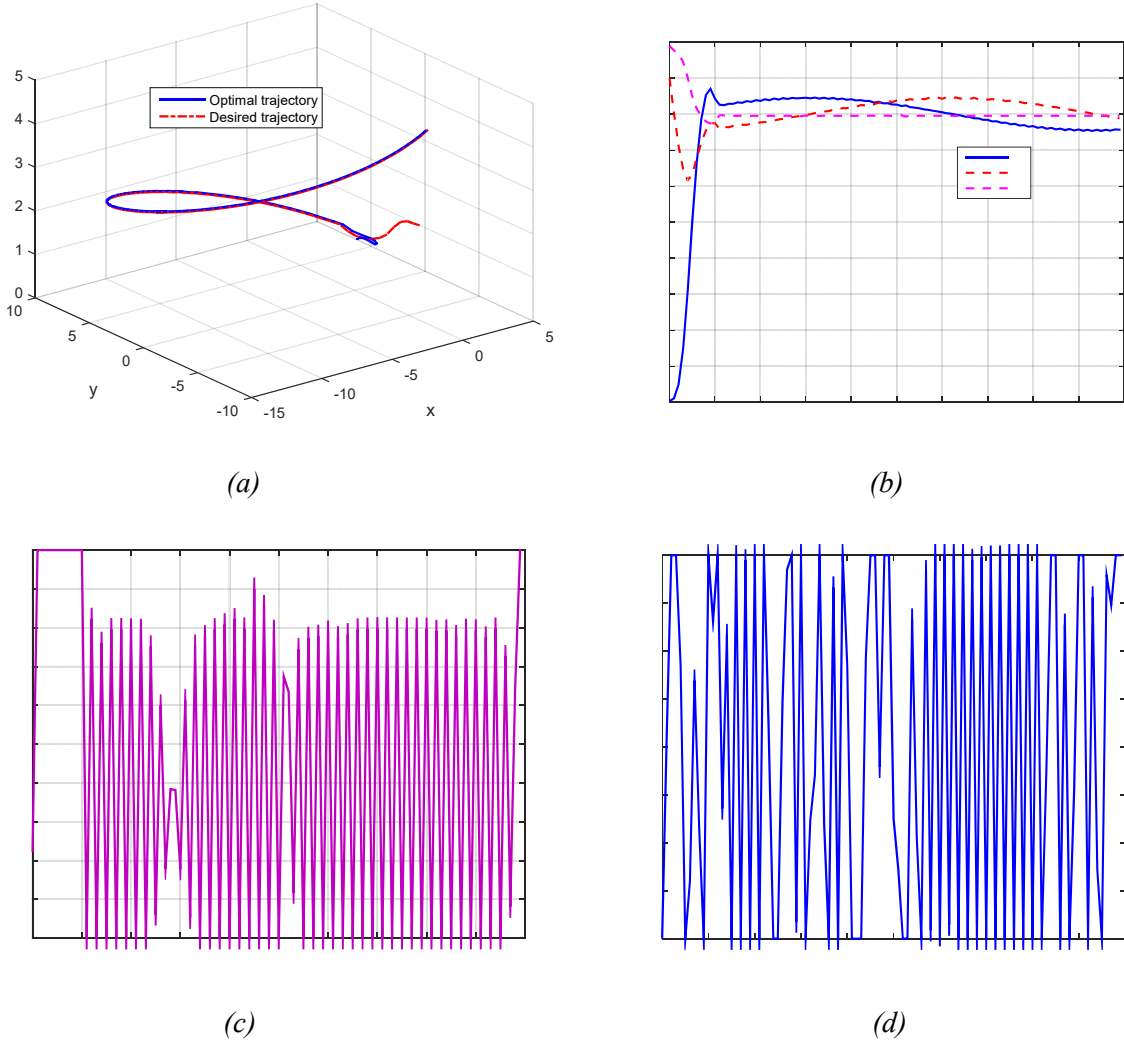
Trong bài báo, ta chọn $NC = 3$, và sử dụng phương pháp Gauss-Legendre với $\tau_{n,1} = 0.112702$, $\tau_{n,2} = 0.500000$, $\tau_{n,3} = 0.887298$.

Như vậy, bài toán tối ưu từ liên tục đã được chuyển sang bài toán tối ưu rời rạc và có thể áp dụng các thuật giải tối ưu để giải bài toán này. Giờ ta bàn luận đến hàm mục tiêu. Để UAV bám theo quỹ đạo đặt trước, với các điểm waypoints rời rạc, ta sử dụng hàm tối ưu như sau

$$\varphi(z, u) = \sum_{n=1}^{NL} \sum_{i=1}^{NC} \left(\|z_{n,j}^m - z_r^m\|_Q^2 \right)$$

Các điểm quỹ đạo đặt được cho trong z_r^m , đó chính là tập của các điểm waypoints, về mặt điều khiển thì càng nhiều điểm Waypoint mịn thì việc điều khiển sẽ chính xác hơn.

3. ÁP DỤNG PHƯƠNG PHÁP TỐI ƯU HÓA ĐIỀU KHIỂN



Hình 2. Kết quả tính toán tối ưu
(a) Quỹ đạo tối ưu b) sai lệch quỹ đạo c) Lực đẩy T_B và d) mô men τ_ϕ

Để triển khai điều khiển UAV bay bám theo quỹ đạo đặt, ta xét mô hình toán học UAV với các tham số cho trong [4, 6] như sau: $I_{xx} = 0.0213 \text{ kgm}^2$; $I_{yy} = 0.02217 \text{ kgm}^2$; $I_{zz} = 0.0282 \text{ kgm}^2$; $b = 4.0687 \times 10^{-7} \text{ N/rpm}^2$; $l = 0.243 \text{ m}$; $m = 1.587 \text{ kg}$; $d = 8.4367 \times 10^{-9} \text{ Nm/rpm}^2$. Các giới hạn [4,6]: $0 \leq T_B \leq 50.0$; $-2.0 \leq \tau_\phi \leq 2.0$; $-0.2145 \leq \tau_\psi \leq 0.2145$. Tập các điểm Waypoints được tính theo: $x_r = 10\cos(t/2) - 5$; $y_r = 10\sin(t/2)$; $z_r = t/2$, Sử dụng phần mềm GAMS và thuật giải IPOPT. Kết quả thu được quỹ đạo bay của UAV bám với quỹ đạo đặt như ở Hình 2(a). Các đại lượng điều khiển tuân thủ đúng giới hạn. Sai lệch vị trí trục z bằng 0.03 m, trong khi sai lệch vị trí ở các trục x, và y nằm trong giới hạn từ -0.2 m đến 0.2 m.

4. KẾT LUẬN

Bài báo đã trình bày phương pháp tối ưu phi tuyến và áp dụng vào điều khiển UAV bay theo quỹ đạo đặt thiết lập từ các điểm Waypoints. Kết quả thu được đó là các đại lượng điều khiển và mô men yêu cầu các động cơ rotor thực hiện.

5. TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] M. Idrissi, M.Salami, F.Annaz, 2022. A review of quadrotor unmanned aerial vehicles: applications, architectural design and control algorithms. *Journal of Intelligent & Robotic Systems*, 104(2), 22.
- [2] A.Tayebi, S.McGilvray, 2004. Attitude stabilization of a four-rotor aerial robot. In 2004 43rd IEEE conference on decision and control (CDC)(IEEE Cat. No. 04CH37601) (Vol. 2, pp. 1216-1221). IEEE.
- [3] S.Bouabdallah, A. Noth, R. Siegwart, 2004. PID vs LQ control techniques applied to an indoor micro quadrotor. In 2004 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)(IEEE Cat. No. 04CH37566) (Vol. 3, pp. 2451-2456). IEEE.
- [4] M.Elhesasy, T.N.Dief, M.Atallah, M.Okasha, M.N.Kamra, S.Yoshida, M.A. Rushdi, 2023. Non-Linear Model Predictive Control Using CasADi Package for Trajectory Tracking of Quadrotor. *Energies*, 16(5), 2143.
- [5] L.T. Biegler, 2007. An overview of simultaneous strategies for dynamic optimization. *Chemical Engineering and Processing: Process Intensification*, 46(11), 1043-1053.
- [6] C.A. Amadi, 2018. Design and Implementation of a Model Predictive Control on a Pixhawk Flight Controller. Ph.D. Thesis, Stellenbosch University, Stellenbosch, South Africa.