

# GIẢI PHÁP XÁC ĐỊNH CÔNG SUẤT CHO LƯỚI ĐIỆN MỘT PHA TRÊN HỆ TỌA ĐỘ QUAY ĐỒNG BỘ

## RESEARCH ON ALGORITHM OF ACTIVE POWER MEASUREMENT ON SYNCHRONOUS COORDINATE SYSTEM

\*Nguyễn Văn Tiến, Đỗ Khắc Tiệp

Trường Đại học Hàng hải Việt Nam

\*nguyenvantien@vamaru.edu.vn

**Tóm tắt:** Trong hệ thống điện, việc xác định giá trị dòng, áp và công suất đóng vai trò rất quan trọng. Các đại lượng này có thể phục vụ cho mục đích đo lường hoặc bảo vệ các thiết bị điện. Bài báo nghiên cứu phương pháp xác định công suất tác dụng dựa trên việc biến đổi các vector điện áp và dòng điện trên hệ quy chiếu tĩnh trong hệ quy chiếu quay đồng bộ. Trên hệ quy chiếu đồng bộ các đại lượng hình sin được thay thế bằng các đại lượng một chiều vì thế việc xác định các giá trị dòng, áp, công suất trở nên đơn giản hơn so với hệ quy chiếu tĩnh. Để kiểm chứng lý thuyết nghiên cứu, bài báo đã thực hiện mô phỏng trên phần mềm Matlab & Simulink và thực nghiệm trên mô hình vật lý đơn giản cho kết quả tốt.

**Từ khóa:** Công suất tác dụng, hệ tọa độ  $d-q$ , Matlab & Simulink, biến dòng, biến áp, STM32F103VET6.

**Mã phân loại:** 10.2

**Abstract:** In the electrical system, determining the value of current, voltage are a very important role. They may serve the purpose of measuring or protecting electrical equipment. This paper researches active power measurement based on transforming voltage and current vectors from static frames into a synchronous rotating frame of reference. The sinusoidal values are replaced by direct current (DC) on the reference system, so the determination of the active power becomes simpler than the static reference system. The paper performed simulations and experimented on a simple physical model.

**Keywords:** Active power,  $d-q$  frame, Matlab & Simulink, current sensor, transformer, STM32F103VET6.

**Classification code:** 10.2

### 1. Giới thiệu

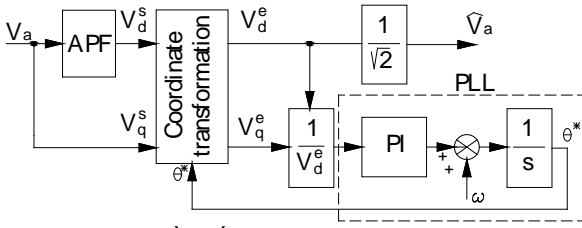
Trong hệ thống điện, việc xác định giá trị dòng, áp, công suất đóng vai trò rất quan trọng. Các đại lượng này có thể phục vụ cho mục đích đo lường hoặc bảo vệ các thiết bị điện. Giải pháp truyền thống là sử dụng các mạch phát hiện điểm không để xác định pha của dòng hoặc áp, sau đó dò điểm cực đại [1], phương pháp này có thiết kế phức tạp và tỏ ra thiếu chính xác khi hoạt động trong chế độ động. Một phương án khác là tính giá trị hiệu dụng trên cơ sở thuật toán RMS (Root mean square) [2], nhược điểm của phương pháp là không xác định được các giá trị tức thời của dòng và áp, ngoài ra góc pha giữa dòng và áp cũng không xác định được do vậy không thể tính được công suất bằng phương pháp này.

Bài báo đề xuất phương án xác định các giá trị dòng điện, điện áp và công suất tác dụng cho lưới điện một pha theo cơ sở lý

thuyết công suất ba pha trên hệ tọa độ quay đồng bộ  $d-q$  [3] để chuyển các đại lượng hình sin thành một chiều. Với việc áp dụng lý thuyết công suất ba pha, một vector ảo (áp hoặc dòng) trễ pha một góc  $90^\circ$  so với vector thực được tạo ra. Cặp vector thực và vector ảo hình thành lên một hệ tọa độ quay với vận tốc  $\omega=2\pi f$  ( $f$  là tần số lưới), hệ tọa độ này có vai trò tương tự như hệ tọa độ  $\alpha-\beta$  [3] của lưới điện ba pha. Kết hợp với phép biến đổi hệ tọa độ (phép xoay tọa độ) sẽ thu được giá trị của các vector này trên hệ tọa độ quay đồng bộ  $d-q$  [3].

### 2. Xác định điện áp/dòng điện trên hệ tọa độ $d-q$

Sơ đồ khối của khâu tính toán biên độ điện áp pha trên hệ tọa độ đồng bộ được chỉ ra tại hình 1. Việc tính toán giá trị dòng điện hoàn toàn tương tự như với giá trị điện áp.



Hình 1. Sơ đồ khối khâu tính toán biên độ điện áp trên hệ tọa độ đồng bộ.

Các vector trong hệ tọa độ tĩnh được ký hiệu với chỉ số  $s$  phía trên. Vector  $V_q^s$  lấy trùng với vector điện áp  $V_a$ . Còn  $V_d^s$  được tạo ra bằng cách đưa  $V_a$  qua bộ lọc thông toàn bộ APF (All-pass filter) để tạo ra vector lệch pha  $90^\circ$  so với  $V_a$ . Phương trình  $V_q^s$  và  $V_d^s$  như sau:

$$V_q^s = V_m \sin \theta \quad (1)$$

$$V_d^s = V_m \cos \theta \quad (2)$$

Định nghĩa một hệ trục tọa độ với trục  $d$  gắn với vector điện áp  $V_a$  và trục  $q$  vuông góc với trục  $d$  gọi là hệ trục  $d-q$ . Hình chiếu của  $V_d^s$  và  $V_q^s$  trên hệ mới tương ứng là  $V_d^e$  và  $V_q^e$ . Góc lệch pha  $(\theta - \hat{\theta})$  giữa  $V_d^e$  và  $V_d^s$  được duy trì bằng 0 nhờ bộ điều khiển PI (bộ điều khiển tỉ lệ-tích phân) nằm trong vòng khóa pha PLL (phase-locked loop) [4]. Giá trị  $V_d^e$  và  $V_q^e$  được xác định với phép xoay trục tọa độ một góc  $\hat{\theta}$ :

$$\begin{bmatrix} V_d^e \\ V_q^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta} & \sin \hat{\theta} \\ -\sin \hat{\theta} & \cos \hat{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \end{bmatrix} \quad (3)$$

Ta có thể viết (3) dưới dạng sau:

$$V_d^e = V_d^s \cos \hat{\theta} + V_q^s \sin \hat{\theta} \quad (4)$$

$$V_q^e = -V_d^s \sin \hat{\theta} + V_q^s \cos \hat{\theta} \quad (5)$$

Thay (1) và (2) vào (4) và (5) sẽ thu được vector điện áp trong hệ tọa độ  $d-q$  như (6) và (7):

$$\begin{aligned} V_d^e &= V_m \cos \theta \cos \hat{\theta} + V_m \sin \theta \sin \hat{\theta} \\ &= V_m \cos(\theta - \hat{\theta}) \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} V_q^e &= -V_m \cos \theta \sin \hat{\theta} + V_m \sin \theta \cos \hat{\theta} \\ &= V_m \sin(\theta - \hat{\theta}) \end{aligned} \quad (7)$$

Từ (6) thấy rằng nếu duy trì được  $\hat{\theta} = \theta$  thì  $V_d^e = V_m$  nói cách khác điện áp trên trục  $d$  sẽ trở thành biên độ của điện áp lưới  $V_m$ .

Giá trị  $V_q^e$  sẽ được sử dụng như đầu vào của bộ điều khiển PI, có nhiệm vụ điều chỉnh để giảm  $V_q^e$  về bằng không, khi đó  $\hat{\theta}$  sẽ trùng với  $\theta$ .

### 3. Thực thi bộ lọc APF và bộ điều khiển PI trên nền tảng dùng vi điều khiển

#### 3.1. Thực thi lọc APF

Bộ lọc APF có hàm truyền đạt như sau [5]:

$$H(s) = \frac{s - \omega_c}{s + \omega_c} \quad (8)$$

Để thực thi bộ lọc trên vi điều khiển, ta tìm mô hình bộ lọc (8) trên miền  $z$  theo phương pháp Tustin [6] bằng cách thay:  $s = \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$  và thế vào (8), triển khai dưới dạng phương trình sai phân (10), trong đó  $T$  là chu kỳ trích mẫu,  $\omega_c$ ,  $y(k)$  và  $x(k)$  lần lượt là tần số cắt, đầu ra và đầu vào của mạch lọc.

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{(-\omega_c T - 2) - (\omega_c T + 2)z^{-1}}{(\omega_c T + 2) + (\omega_c T - 2)z^{-1}} \quad (9)$$

$$y(k) = \frac{\omega_c T - 2}{\omega_c T + 2} x(k) + x(k-1) - \frac{\omega_c T - 2}{\omega_c T + 2} y(k-1) \quad (10)$$

#### 3.2. Thực thi bộ điều khiển PI

Phương trình tổng quát của bộ PI trên miền thời gian liên tục cho bởi hàm truyền đạt sau:

$$u(t) = K_R \left[ e(t) + \frac{1}{T_C} \int_0^t e(\tau) d\tau \right] \quad (11)$$

Trong đó  $e(t)$  và  $u(t)$  là sai lệch  $K_R$  là hệ số khuếch đại và  $T_C$  là hằng số thời gian chậm sau. Nỗ lực xấp xỉ khâu PI được thực hiện thông qua việc xấp xỉ khâu I (tích phân).

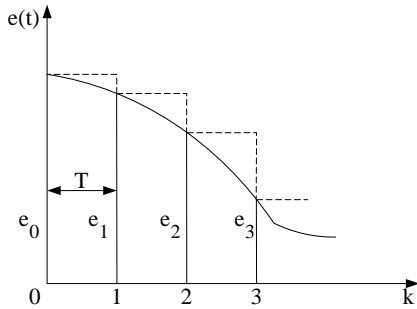
##### 3.2.1. Xấp xỉ khâu tích phân

Thành phần tích phân được biểu diễn bởi phương trình:

$$u_I(t) = \frac{1}{T_I} \int_0^t e(t) dt; \quad T_I = T_C / K_R \quad (12)$$

Để thực thi bằng vi điều khiển, khâu tích phân cần được xấp xỉ sang miền thời gian gián đoạn. Về mặt toán học, phương trình

(12) biểu diễn phép tính diện tích của hình phẳng giới hạn bởi hàm  $e(t)$ . Diện tích đó có thể được xấp xỉ theo phương pháp hình chữ nhật thể hiện trên hình 2.



Hình 2. Phương pháp xấp xỉ hình chữ nhật.

$$u_1(k) \approx \frac{T}{T_1} \sum_{i=1}^k e_{i-1} \Rightarrow u_1(k-1) \approx \frac{T}{T_1} \sum_{i=1}^{k-1} e_{i-1}$$

Vậy:

$$u_1(k) \approx u_1(k-1) + \frac{T}{T_1} e_{k-1}$$

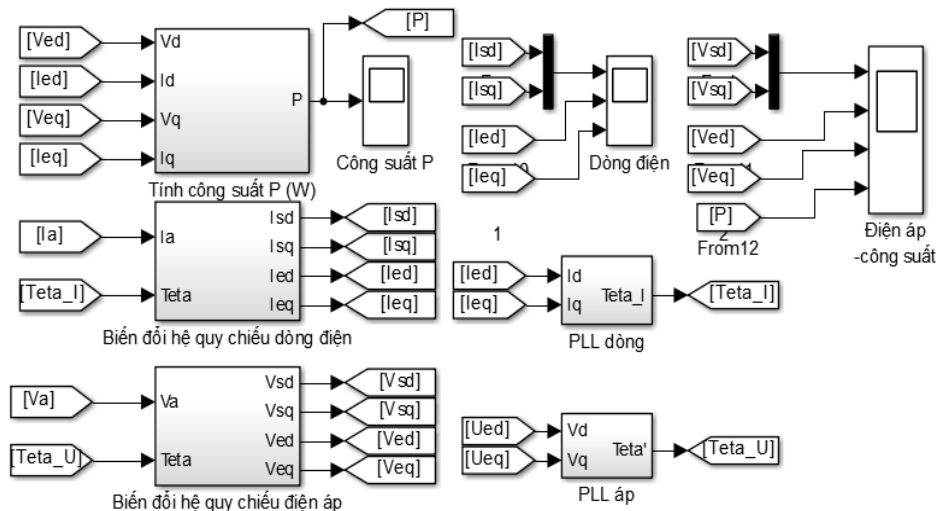
### 3.2.2. Xấp xỉ bộ điều khiển PI

Bằng việc xấp xỉ thành phần tích phân theo phương pháp hình chữ nhật ta có được phương trình sai phân (13):

$$u(k) = K_R \left[ e(k) + \frac{T}{T_C} \sum_{i=1}^k e_{i-1}(k) \right]$$

$$\Rightarrow u(k) = u(k-1) + K_R \left[ e(k) - e(k-1) + \frac{T}{T_C} e(k-1) \right] \quad (13)$$

Từ phương trình sai phân (13) và lựa chọn cấu trúc song song [6] để thực hiện bộ điều khiển PI đã chọn.



Hình 3. Sơ đồ mô phỏng trên Simulink

## 4. Mô phỏng trên Simulink

Thử nghiệm mô phỏng khâu xác định dòng, áp và công suất tác dụng trong lưới điện một pha như hình 3.

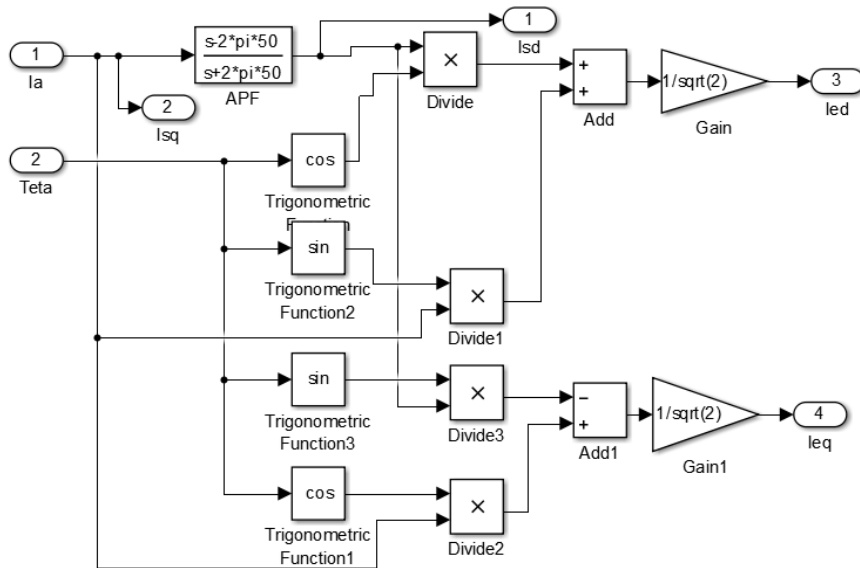
Khâu biến đổi hệ tọa độ quy chiếu dòng điện như trên hình 4. Khâu biến đổi điện áp có cấu trúc tương tự.

Khâu lọc dịch pha APF với tần số cắt  $\omega_c$  lấy bằng 314 rad/s. Thông số  $K_p$  và  $K_i$  của bộ điều khiển PI cho mạch vòng khóa pha PLL tính theo phương pháp tối ưu đối xứng [3] lần lượt là 150.1 và 120.5.

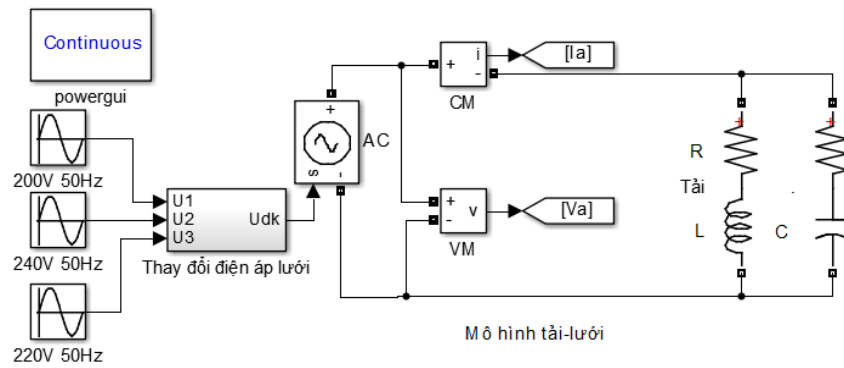
Mô hình tải lưới như hình 5 với tải thử nghiệm là dạng tải RLC với  $R = 50\Omega$ ,  $L = 1\text{mH}$  và  $C = 20\mu\text{F}$ . Biên độ điện áp lưới được điều khiển để thay đổi của trong phạm vi  $\pm 20\text{V}$ . Công suất tác dụng trên hệ tọa độ  $d-q$  được xác định theo [3] như sau:

$$P = V_d^e \cdot I_d^e + V_q^e \cdot I_q^e \quad (14)$$

Kết quả mô phỏng điện áp vào, điện áp trên hệ tọa độ quay đồng bộ và công suất tác dụng trên tải như trên hình 6. Điện áp  $V_d^e$  có dạng một chiều với biên độ bằng với giá trị hiệu dụng của điện áp pha. Thành phần  $V_q^e$  bằng 0. Công suất tác dụng được tính theo (14) và cũng là đại lượng một chiều. Giá trị công suất đo được ở trạng thái xác lập được chỉ ra như trong bảng 1.



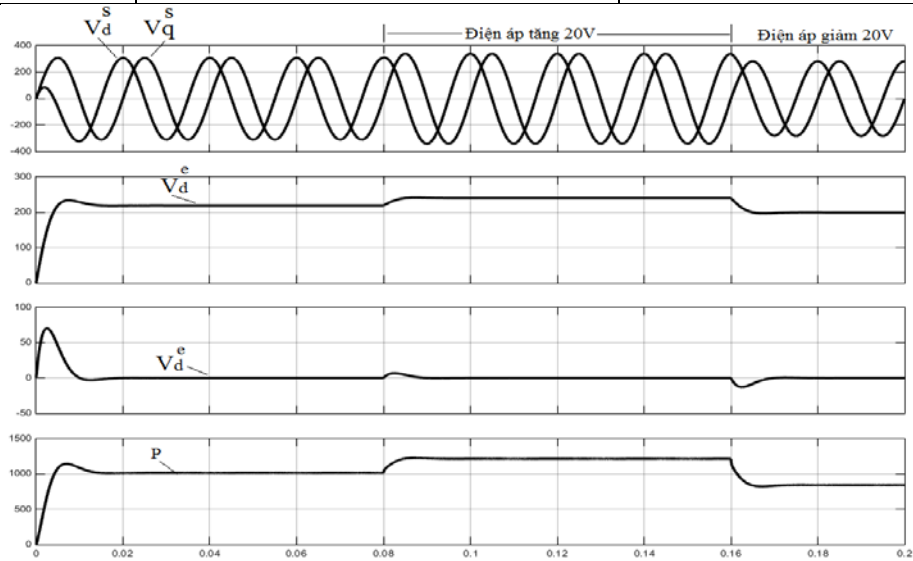
Hình 4. Khâu biến đổi hệ quy chiếu dòng điện



Hình 5. Mô hình mô phỏng tải lưới

Bảng 1. Kết quả của phép đo công suất.

Điện áp (V)	Công suất lý thuyết (W)	Công suất đo (W)
200	842,1	844,3
220	1016,4	1015,2
240	1215,7	1216,5

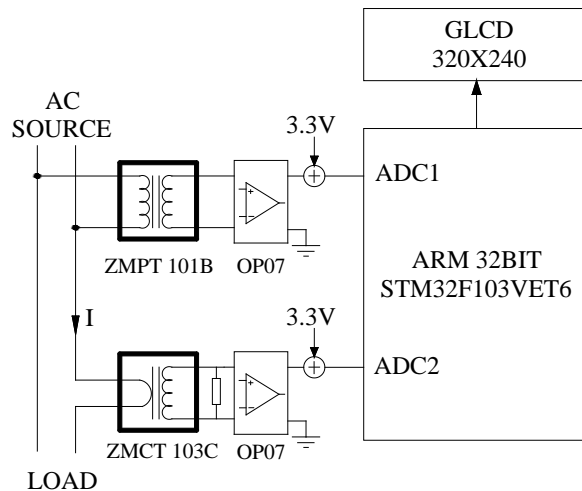


Hình 6. Kết quả mô phỏng điện áp và công suất.

Kết quả cho thấy phương pháp tính toán là chính xác, với sai số tối đa khoảng 0,26 W so với giá trị tính toán.

### 5. Thử nghiệm trên nền tảng vi điều khiển

Sơ đồ cấu trúc thử nghiệm thiết bị đo công suất trên nền tảng vi điều khiển như hình 7.



Hình 7. Sơ đồ cấu trúc thiết bị đo công suất trên hệ tọa độ quay đồng bộ.

Khâu xác định dòng, áp và công suất được triển khai trên mô hình vật lý để kiểm chứng thuật toán trong thực tế.

Điện áp lưới và dòng điện được đưa qua biến áp ZMPT 101B, biến dòng ZMCT103C và được cộng thêm một lượng điện áp là 3.3 V để khử phần âm của sóng điện áp sau đó đưa đến đầu vào ADC1 và ADC2 của vi điều khiển STM32F103VET6.

Vi điều khiển sử dụng trong thử nghiệm là loại ARM 32 bit có mã STM32F103VET6 hoạt động ở xung nhịp 72 MHz. Bộ ADC (Analog to Digital converter) của vi điều khiển có thể lấy mẫu ở tốc độ 1 Mps với độ phân giải 12 bit.

Chu kỳ trích mẫu của bộ PI chọn là 0.1 ms. Các thuật toán xử lý số được thực hiện trong ngắt Timer 1 của vi điều khiển. Tải thử nghiệm là thuần trở công suất 725 W. Hình ảnh thử nghiệm tại hình 8.

Trong điều kiện lưới điện bình thường, thử nghiệm cho thấy có sự sai lệch áp cỡ 1 V so với thiết bị dùng để kiểm chuẩn. Nguyên nhân sai lệch đến từ sự không tuyến tính của các linh kiện trong mạch chuẩn hóa tín hiệu

đưa tới vi điều khiển. Khi lưới điện có sự dao động, sai lệch kết quả đo có thể đạt đến  $\pm 10$  V. Điều này giải thích do dạng không sin của điện áp lưới. Tuy nhiên có thể khắc phục bằng các bộ lọc thông thấp ở đầu ra  $V_d^e$  hoặc sử dụng phương pháp trích xuất thành phần thứ tự không của điện áp lưới.



Hình 8. Thử nghiệm khâu đo dòng/áp/công suất trên mô hình vật lý.

### 6. Kết luận

Bài báo đã đưa ra phương pháp để xác định biên độ điện áp, dòng điện và công suất tác dụng của mạch điện một pha trên hệ tọa độ quay đồng bộ. Phương pháp xác định công suất trên hệ tọa độ quay đồng bộ giúp cho thiết bị đo công suất trở nên đơn giản hơn bằng việc loại bỏ các khâu phát hiện điểm không. Các bước thiết kế đã được trình bày trong bài báo và được mô phỏng trên phần mềm Matlab & Simulink cho kết quả chính xác với sai lệch không quá 0,26 %. Tính đúng đắn của nghiên cứu được kiểm chứng thông qua kết quả mô phỏng và thực nghiệm trên mô hình vật lý □

### Tài liệu tham khảo

- [1] Vũ Quý Điềm (2009), *Cơ Sở Kỹ Thuật Đo Lường Điện Tử*, NXB Khoa học và Kỹ thuật, tr.100-110, 05/2009;
- [2] Erkan Yuce; Shahram Minaei; Sezai Tokat (2007), *Root-Mean-Square Measurement of Distinct Voltage Signals*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol.56, pp. 2782 – 2787;
- [3] Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae (1983), *Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits*, IPEC'83 - Int. Power Electronics Conf., Tokyo, Japan, pp. 1375-1386;
- [4] Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae (1983), *Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits*, IPEC'83 - Int. Power Electronics Conf., Tokyo, Japan, pp. 1375-1386;

- [5] Sang-Hoon Park (2009), *Output voltage control of synchronous generator for ships using a PMG type digital AVR*, 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 417-420;
- [6] Dogan Ibrahim (2005), *Microcontroller Based Applied Digital Control*, John Wiley & Sons Ltd, pp. 136-138.
- 

**Ngày nhận bài: 04/05/2021**

**Ngày chuyển phản biện: 07/05/2021**

**Ngày hoàn thành sửa bài: 28/05/2021**

**Ngày chấp nhận đăng: 01/06/2021**

*Ngoài hình ảnh, bảng biểu đã chú thích nguồn từ tài liệu tham khảo, những hình ảnh, bảng biểu còn lại đều thuộc bản quyền của tác giả/nhóm tác giả.*