

ỨNG DỤNG BỘ ĐIỀU KHIỂN PHÂN SỐ $PI^\lambda D^\mu$ TRONG ĐIỀU KHIỂN BỘ CHỈNH LƯU PWM BA PHA

USING FRACTIONAL - ORDER $PI^\lambda D^\mu$ CONTROLLER TO CONTROL 3-PHASE PWM RECTIFIER

Hoàng Thị Thu Giang^{1,*}, Phạm Thị Hồng Hạnh¹

DOI: <https://doi.org/10.57001/huih5804.2023.006>

TÓM TẮT

Các hệ thống điều khiển thông thường thường sử dụng bộ điều khiển PID để điều khiển điện áp một chiều [1]. Khi sử dụng bộ điều khiển PID cho kết quả điều khiển tương đối tốt nhưng các tham số thiết kế không tuyệt đối chính xác và nhạy cảm với những thay đổi của thông số hệ thống, khi sử dụng bộ điều khiển PID để điều khiển Chỉnh lưu PWM ba pha thì điện áp đầu ra thường có lượng quá điều chỉnh cao và việc lựa chọn các tham số cho bộ điều khiển là khó khăn. Bài báo này đề xuất việc sử dụng bộ điều khiển phân số $PI^\lambda D^\mu$ thay cho việc sử dụng bộ điều khiển PID truyền thống. Khi sử dụng bộ điều khiển phân số việc kiểm soát chất lượng hệ thống trở nên dễ dàng hơn và mang lại hiệu quả vượt trội so với khi sử dụng bộ điều khiển PID thông thường. Điều này được thể hiện rõ nét trong các kết quả thí nghiệm của hệ thống.

Từ khóa: Chỉnh lưu PWM; điều khiển phân số; PID.

ABSTRACT

The control systems typically use the conventional PID (Proportional, Integral, Derivative) controller to control the DC (Direct Current) voltage [1]. Scenario is when using PID controller to control the results relatively well, but the design parameters are not absolutely precise and sensitive to the changes of system parameters, the PID controller is used to control frequency inverter three-phase PWM (parallel pulses width modulation), the output voltage can often overshooting value too high and the selection of the controller parameters is difficult. This paper proposes the use fractional-order $PI^\lambda D^\mu$ controller instead of using the traditional PID controller when using the fractional-order $PI^\lambda D^\mu$ controller, system quality controlling becomes easier and brings efficiency results superior to using conventional PID controller compliment. This is clearly shown in the experiment results of the system.

Keywords: PWM rectifiers; Fractional-order Controller; PID

¹Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội

*Email: gianghtt@haui.edu.vn

Ngày nhận bài: 26/6/2022

Ngày nhận bài sửa sau phản biện: 22/12/2022

Ngày chấp nhận đăng: 24/02/2023

1. GIỚI THIỆU

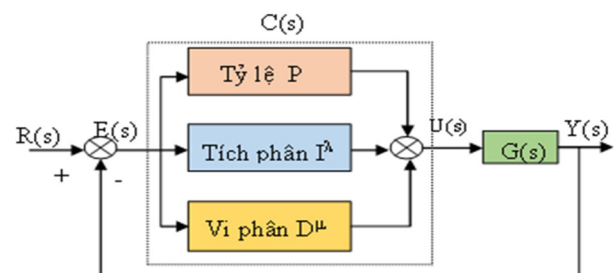
Khái niệm về điều khiển phân số được đề xuất từ năm 1695 nhưng mãi cho đến thế kỷ trước những nhà nghiên cứu mới thực sự tiến hành nghiên cứu về những ứng dụng thiết thực của nó [2]. Năm 1994, Dorcak đề xuất sử dụng bộ

điều khiển PD^μ , năm 1995 Osutazloup đề xuất Crone điều khiển [3]. Năm 1999, I Podlubny đề xuất sử dụng bộ điều khiển phân số $PI^\lambda D^\mu$ [4] và từ đó cho thấy rằng khi sử dụng bộ điều khiển phân số đã mang lại những thành tựu to lớn. Khi sử dụng bộ điều khiển phân số có thể kiểm soát chất lượng của hệ thống một cách tốt hơn, hệ thống làm việc linh hoạt hơn nhờ có thêm hai tham số λ và μ so với bộ biến đổi PID truyền thống chỉ có 3 tham số điều khiển là K_p , K_i và K_D .

Ngày nay cùng với sự phát triển của các ngành khoa học kỹ thuật, của máy tính và của công nghệ xử lý tín hiệu và ý nghĩa to lớn mà bộ điều khiển $PI^\lambda D^\mu$ mang lại các hệ thống dùng các bộ điều khiển PID truyền thống đang dần được thay thế bởi bộ điều khiển phân số $PI^\lambda D^\mu$ [5-13] và trong tương lai điều khiển phân số sẽ còn đóng một vai trò quan trọng hơn nữa trong sự phát triển của lý thuyết điều khiển và ứng dụng điều khiển.

2. TỔNG QUAN VỀ ĐIỀU KHIỂN PHÂN SỐ

Sơ đồ cấu trúc tổng quan hệ thống điều khiển sử dụng bộ điều khiển phân số như hình 1.



Hình 1. Cấu trúc tổng quan hệ thống sử dụng bộ điều khiển phân số

Trong đó

$C(S)$: Bộ điều khiển phân số

$$C(s) = K_p + K_i S^{-\lambda} + K_D S^\mu \quad (1)$$

$G(S)$: Đối tượng điều khiển

$R(s)$: Tín hiệu vào của hệ thống

$Y(s)$: Tín hiệu ra của hệ thống

K_p , K_i , K_D : lần lượt là các hệ số tỉ lệ, hệ số tích phân và hệ số vi phân của bộ điều khiển

λ, μ : là các số thực

Như vậy ta thấy, bộ điều khiển phân số $PI^\lambda D^\mu$ sẽ có thêm hai tham số có thể điều chỉnh là λ, μ so với bộ điều khiển PID truyền thống, làm tăng phạm vi điều khiển cho hệ thống và độ nghiêng của đặc tính Logarit lúc này không còn là -20db/dec nữa mà là -20 λ db/dec do đó khi ta tính toán lựa chọn được bộ tham số hợp lý sẽ nâng cao được chất lượng điều khiển hệ thống.

Những trường hợp đặc biệt của bộ điều khiển phân số:

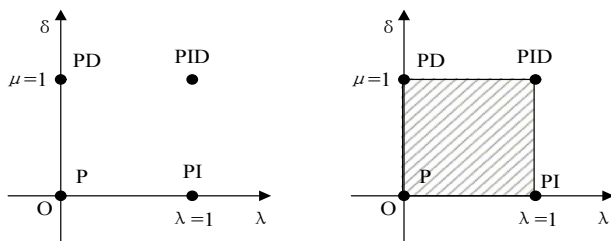
- Khi $\lambda=1$; $\mu=1$ bộ điều khiển phân số trở thành bộ điều khiển PID

- Khi $\lambda=1$; $\mu=0$ bộ điều khiển phân số trở thành bộ điều khiển PI

- Khi $\lambda=0$; $\mu=1$ bộ điều khiển phân số trở thành bộ điều khiển PD

- Khi $\lambda=0$; $\mu=0$ bộ điều khiển phân số trở thành bộ điều khiển P

Như vậy, bộ điều khiển truyền thống PID chỉ là một trong những trường hợp đặc biệt của bộ điều khiển phân số $PI^\lambda D^\mu$.

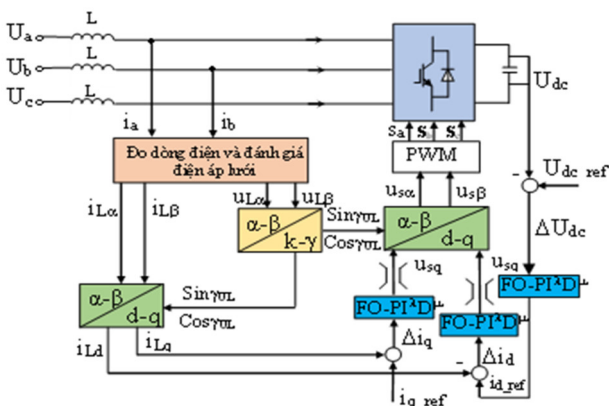


Hình 2. Mối quan hệ giữa bộ điều khiển PID và bộ điều khiển phân số $PI^\lambda D^\mu$

3. THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN PHÂN SỐ CHO HỆ THỐNG CHỈNH LƯU PWM 3 PHA

Cấu trúc hệ thống điều khiển chỉnh lưu PWM định hướng theo véc tơ điện áp (VOC) sử dụng bộ điều khiển phân số $PI^\lambda D^\mu$ (FO- $PI^\lambda D^\mu$) như hình 3.

Đặc điểm của phương pháp điều khiển dựa vào dòng điện là xử lý tín hiệu trên hai hệ tọa độ là hệ tọa độ tĩnh $\alpha - \beta$ và hệ tọa độ quay $d - q$. Các giá trị dòng điện đo được trong hệ ba pha được biến đổi sang hệ tọa độ tĩnh $\alpha - \beta$, sau đó được biến đổi sang hệ tọa độ $d - q$.



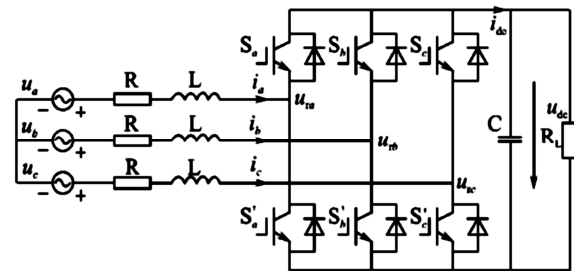
Hình 3. Cấu trúc điều khiển chỉnh lưu PWM theo véc tơ điện áp VOC

Ta chọn trục d trùng với véc tơ điện áp U_L ta có $U_{Ld} = U_L$ và $U_{Lq} = 0$. Với giả thiết $R \approx 0$ ta có phương trình điện áp rút gọn như phương trình (2).

$$\begin{cases} L \frac{di_{Ld}}{dt} + U_{sd} - \omega L i_{Lq} = U_{Ld} \\ U_{sq} + \omega L i_{Ld} = 0 \end{cases} \quad (2)$$

Cấu trúc mạch vòng chỉnh lưu PWM được trình bày trên hình 3. Trong đó lượng đặt dòng điện $i_q^* = 0$, lượng đặt i_d^* được lấy từ đầu ra bộ điều chỉnh điện áp một chiều.

Sơ đồ cấu tạo của mạch điện chỉnh lưu PWM 3 pha như hình 4.



Hình 4. Sơ đồ cấu tạo mạch điện chỉnh lưu PWM 3 pha

Từ sơ đồ hình 4 ta có:

$$C = \frac{du_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_L \quad (3)$$

$$i_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (4)$$

$$i_L = \frac{U_{dc}}{R_L}$$

Từ phương trình (3) ta có thể xác định được công suất tác dụng của hệ thống:

$$P = C u_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} + \frac{u_{dc}^2}{R_L} \quad (5)$$

Với $U_{drc} = U_{dc} + \Delta U_{dc}$ ta có:

$$p = C u_{drc} \left(\frac{du_{dc}}{dt} + \frac{du_{dc}}{R_L C} \right) \quad (6)$$

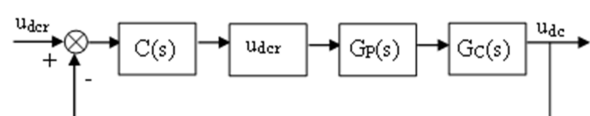
$$\frac{u_{dc}(s)}{P(s)} = \frac{K}{(R_L C s + 1)} \quad (7)$$

Trong đó, $K_s = R_L / U_{drc}$

Hàm truyền của bộ chỉnh lưu PWM 3 pha:

$$G_p(s) = \frac{1}{T_p s + 1} \quad (8)$$

T_p : Hằng số thời gian của bộ chỉnh lưu.



Hình 5. Sơ đồ khối hệ thống điều khiển biến tần PWM ba pha sử dụng điều khiển phân đoạn theo véc tơ điện áp VOC

Căn cứ vào sơ đồ cấu trúc điều khiển chỉnh lưu PWM theo cấu trúc điện áp và sơ đồ hình 3 ta có sơ đồ khối hệ thống điều khiển chỉnh lưu PWM ba pha sử dụng điều khiển phân số theo véc tơ điện áp VOC như hình 5.

Với:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu \quad (9)$$

$$G_c(s) = \frac{K}{(R_L C_s + 1)} \quad (10)$$

$$G_k(s) = u_{dcr} C(s) G_p(s) \cdot G_c(s) \quad (11)$$

$$G_s(s) = u_{dcr} G_p(s) \cdot G_c(s) \quad (12)$$

$$\rightarrow G_k(s) = C(s) G_s(s) \quad (13)$$

Xác định các tham số của bộ điều khiển phân số K_p ; K_i ; K_d ; λ ; μ .

Có nhiều phương pháp để xác định các tham số của bộ điều khiển phân số $PI^\lambda D^\mu$, trước đây, khi công nghệ phục vụ cho việc tính toán chưa thực sự phát triển, các nhà khoa học thường sử dụng phương pháp dò tham số, nghĩa là chỉ cho một tham số thay đổi còn giữ các tham số khác là đại lượng không đổi để tìm ra một giá trị tối ưu nhất cho tham số đang chạy, cứ lần lượt như vậy cho các tham số tiếp theo. Tuy nhiên cách làm này chỉ thích hợp với những hệ thống có ít tham số cần xác định (1 đến 3 tham số), với những hệ thống có nhiều hơn 3 tham số thì việc sử dụng phương pháp dò mang lại kết quả không thực sự chính xác (sai số cao) và rất lãng phí thời gian cho việc dò từng tham số của hệ thống. Ví dụ năm năm 2007 XUE Ding-yu đã sử dụng phương pháp dò để xác định các tham số của bộ điều khiển phân số trong bài báo Fractional order PID controller design for fractional order system[5]; 2009 GE Huamin cũng đã sử dụng phương pháp dò trong bài báo The design and implementation of a fractional order $PI^\lambda D^\mu$ con troller [6].

Ở bài báo này từ kết cấu của hệ thống và các yêu cầu điều khiển chúng ta đi xây dựng hệ phương trình cho 5 tham số cần xác định, từ đó giải hệ phương trình và tìm ra các tham số của bộ điều khiển phân đoạn $PI^\lambda D^\mu$ đồng thời kết hợp với kinh nghiệm thực tế hiệu chỉnh để thu được kết quả tối ưu nhất.

Từ biểu thức (9) ta có đặc tính tần số biên pha của bộ điều khiển tích phân số như sau:

$$C(j\omega) = [K_p + \frac{K_i}{\omega} \cos(\frac{\pi\lambda}{2}) + K_d \omega^\mu \cos(\frac{\pi\mu}{2}) + j[K_d \omega^\mu \sin(\frac{\pi\mu}{2}) - \frac{K_i}{\omega^\lambda} \sin(\frac{\pi\lambda}{2})] \quad (14)$$

$$\text{Arg}[C(j\omega)] = \arctan \frac{K_d \omega^\mu \sin(\frac{\pi\mu}{2}) - \frac{K_i}{\omega^\lambda} \sin(\frac{\pi\lambda}{2})}{K_p + \frac{K_i}{\omega^\lambda} \cos(\frac{\pi\lambda}{2}) + K_d \omega^\mu \cos(\frac{\pi\mu}{2})}$$

$$|C(j\omega)| = \{[K_p + \frac{K_i}{\omega^\lambda} \cos(\frac{\pi\lambda}{2}) + K_d \omega^\mu \cos(\frac{\pi\mu}{2})]^2 + [K_p + \frac{K_i}{\omega^\lambda} \cos(\frac{\pi\lambda}{2}) + K_d \omega^\mu \cos(\frac{\pi\mu}{2})]^2\}^{1/2} \quad (15)$$

Từ biểu thức (8); (10); (12) ta có:

$$G_s(j\omega) = u_{dcr} \cdot \frac{1}{T_p j\omega + 1} \cdot \frac{K_s}{R_L C j\omega + 1} \quad (16)$$

$$\text{Arg}[G_s(j\omega)] = -\arctan(\frac{T_p \omega + R_L C \omega}{1 - T_p R_L C \omega^2}) \quad (17)$$

$$|G_s(j\omega)| = R_L / \sqrt{(1 - T_p R_L C \omega^2)^2 + (T_p \omega + R_L C \omega)^2}$$

Từ phương trình (13) ta có:

$$\begin{aligned} \text{Arg}[G_k(j\omega)] &= \text{Arg}[C(j\omega) G_s(j\omega)] \\ &= \text{Arg}[C(j\omega)] + \text{Arg}[G_s(j\omega)] \\ &= -\arctan \frac{K_d \omega^\mu \sin(\frac{\pi\mu}{2}) - \frac{K_i}{\omega^\lambda} \sin(\frac{\pi\lambda}{2})}{K_p + \frac{K_i}{\omega^\lambda} \cos(\frac{\pi\lambda}{2}) + K_d \omega^\mu \cos(\frac{\pi\mu}{2})} - \arctan(\frac{T_p \omega + R_L C \omega}{1 - T_p R_L C \omega^2}) \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} |G_k(j\omega)|_{dB} &= |C(j\omega) G_s(j\omega)| \\ &= K_p R_L \{[K_p + \frac{K_i}{\omega^\lambda} \cos(\frac{\pi\lambda}{2}) + K_d \omega^\mu \cos(\frac{\pi\mu}{2})]^2 + [(K_d \omega^\mu \sin(\frac{\pi\mu}{2}) - \frac{K_i}{\omega^\lambda} \sin(\frac{\pi\lambda}{2}))^2]^{1/2} / [(1 - T_p R_L C \omega^2)^2 + (T_p \omega + R_L C \omega)^2]^{1/2} \end{aligned} \quad (19)$$

Dựa theo biên độ cực đại A_m và góc lệch pha φ_m các tham số của hệ thống phải thỏa mãn quan hệ sau [5]:

$$\text{Arg}[G_k(j\omega)] = \text{Arg}[C(j\omega) G_s(j\omega)] = -\pi + \varphi_m \quad (20)$$

$$\frac{d[\text{Arg}[C(j\omega) G_s(j\omega)]]}{d\omega} = 0 \quad (21)$$

$$|G_k(j\omega)|_{dB} = |C(j\omega) G_s(j\omega)|_{dB} = 1 \quad (22)$$

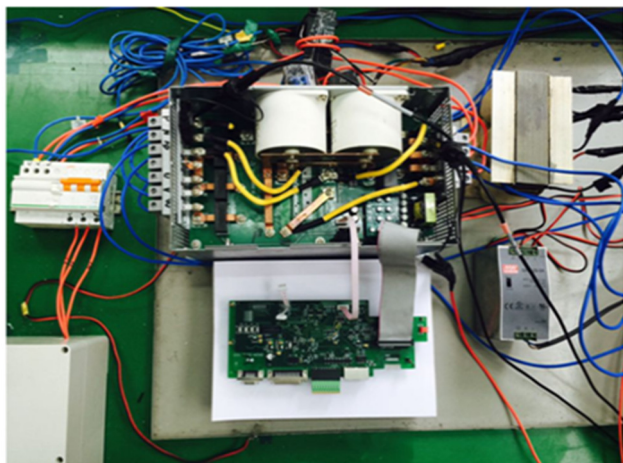
Từ hệ các phương trình (20), (21), (22), với $u_{dcr} = 700V$; $\varphi_m = 50^\circ$; $\omega_c = 10\text{rad/s}$ bằng kinh nghiệm thực tế λ ; $\mu = (0 \div 1)$ ta xác định được các tham số của bộ điều khiển phân đoạn:

$$\begin{aligned} \lambda &= 0,8; \mu = 1; K_i = 0,8; K_p = 4; K_d = 0 \\ \rightarrow C(s) &= 0,8 + \frac{4}{s^{0,8}} \end{aligned} \quad (23)$$

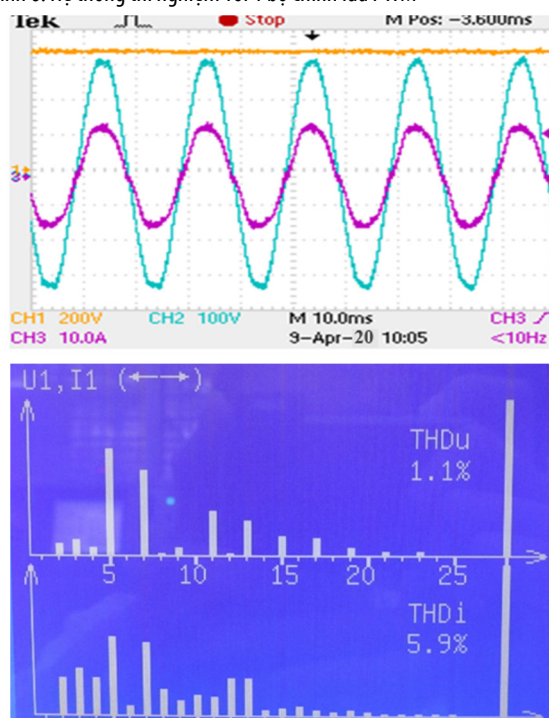
4. KẾT QUẢ THÍ NGHIỆM

Hình 6 là hệ thống thí nghiệm với một bộ chỉnh lưu PWM. Trong thí nghiệm này sử dụng điện áp đặt một chiều là 660V, điện áp pha 220V tần số 50Hz, phụ tải điện trở

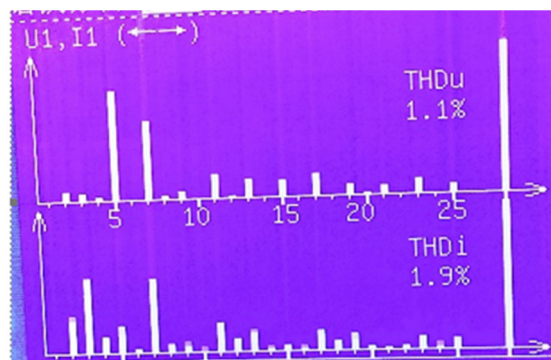
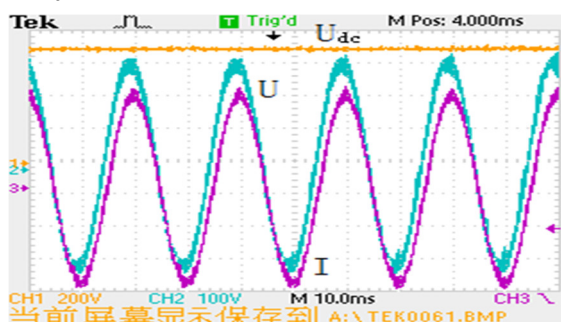
140Ω, điện cảm 50mH và điện dung 280μf. Tiến hành thí nghiệm và so sánh kết quả điều khiển 1 bộ chỉnh lưu 3 pha PWM khi sử dụng bộ điều khiển PID truyền thống (IO-PID) và khi sử dụng bộ điều khiển phân số FO- $PI^{\lambda}D^{\mu}$ thu được kết quả như hình 7 ÷ 12.



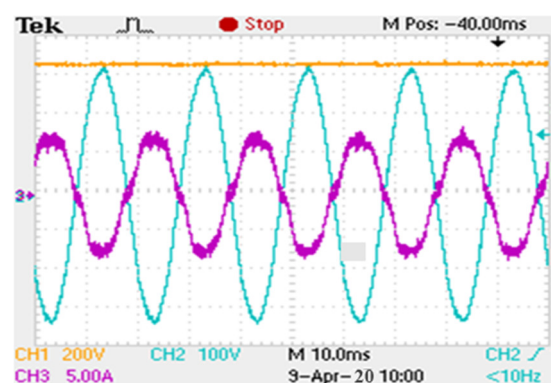
Hình 6. Hệ thống thí nghiệm với 1 bộ chỉnh lưu PWM



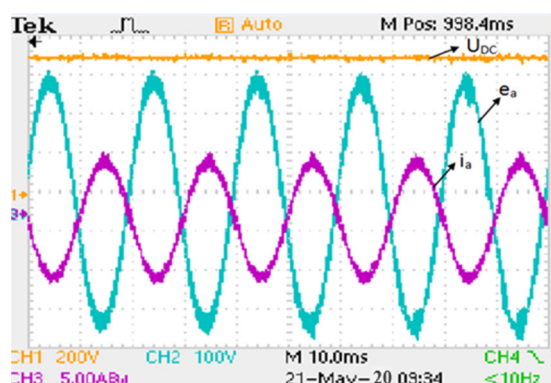
Hình 7. Điện áp và dòng điện của PWM ở chế độ chỉnh lưu khi sử dụng bộ điều khiển IO-PID



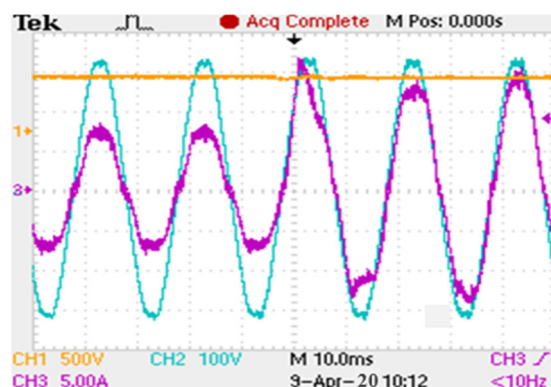
Hình 8. Điện áp và dòng điện của PWM ở chế độ chỉnh lưu khi sử dụng bộ điều khiển FO- $PI^{\lambda}D^{\mu}$



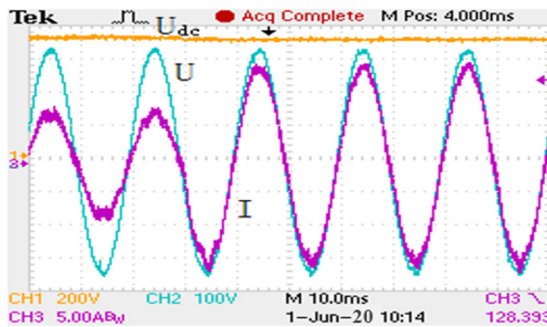
Hình 9. Điện áp và dòng điện của PWM ở chế độ chỉnh lưu khi sử dụng bộ điều khiển IO-PID



Hình 10. Điện áp và dòng điện của PWM ở chế độ chỉnh lưu khi sử dụng bộ điều khiển FO- $PI^{\lambda}D^{\mu}$



Hình 11. Điện áp và dòng điện của PWM khi sử dụng bộ điều khiển IO-PID và phụ tải thay đổi



Hình 12. Điện áp và dòng điện của PWM khi sử dụng bộ điều khiển FO- $PI^{\lambda}D^{\mu}$ và phụ tải thay đổi

Nhìn vào kết quả hình 7 và 8 ta thấy, dòng điện áp 1 chiều đều ổn định ở 660V, khi sử dụng bộ điều khiển IO-PID điện áp và dòng điện pha là dạng hình sin nhưng có chút ngọn sóng, về cơ bản vẫn đạt được yêu cầu điều khiển, thành phần sóng hài dòng điện là tương đối cao 5,9%. Còn khi sử dụng bộ điều khiển FO- $PI^{\lambda}D^{\mu}$ điện áp và dòng điện pha là dạng chuẩn sin, thành phần sóng hài dòng điện là tương đối thấp 1,9%.

Hình 9 và 10 là kết quả thí nghiệm khi điều khiển bộ chỉnh lưu PWM làm việc ở chế độ nghịch lưu (phát điện), ta thấy khi sử dụng bộ điều khiển IO-PID dòng điện là hình sin nhưng có rất nhiều ngọn sóng, còn khi sử dụng bộ điều khiển FO- $PI^{\lambda}D^{\mu}$ thì dạng sóng dòng điện thu được tốt hơn rất nhiều đồng thời đạt được hệ số $\cos\phi = 1$ trong quá trình vận hành.

Hình 11 và 12 là điều khiển bộ chỉnh lưu PWM 3 pha khi phụ tải thay đổi từ 140Ω xuống còn 70Ω lúc này điện áp một chiều lập tức bị giảm xuống, hệ thống phát hiện điện áp giảm lập tức phản ứng tăng dòng điện để đảm bảo rất nhanh đưa điện áp 1 chiều trở về ổn định tại 660V. đối với hệ thống sử dụng bộ điều khiển IO-PID thời gian để điện áp phục hồi về giá trị ổn định 660V là 25ms và dòng điện mất 1 chu kỳ để phục hồi về dạng hình sin, còn đối với hệ thống sử dụng bộ điều khiển FO- $PI^{\lambda}D^{\mu}$ thời gian để điện áp phục hồi về giá trị ổn định 660V chỉ là 3ms, dòng điện cũng chỉ mất không đến 1 nửa chu kỳ để phục hồi về dạng chuẩn sin

5. KẾT LUẬN

Bộ điều khiển phân số $PI^{\lambda}D^{\mu}$ đã phá vỡ quan điểm về bộ điều khiển PID truyền thống, mở rộng phạm vi lựa chọn các thông số của PID. Khi sử dụng bộ điều khiển phân số ta thấy rằng hệ thống có khả năng thích ứng linh hoạt hơn. Nếu kiểm soát tốt các thông số của hệ thống trong một phạm vi nhất định điều khiển phân số $PI^{\lambda}D^{\mu}$ vẫn có thể kiểm soát hiệu quả mà không cần điều chỉnh các thông số của bộ điều khiển đây chính là điểm mạnh của bộ điều khiển phân số và mở ra những triển vọng lớn cho việc ứng dụng bộ điều khiển phân số trong các hệ thống điều khiển tự động có yêu cầu chất lượng điều khiển cao ví dụ như điều khiển động cơ servo, các hệ thống điều khiển tự thích nghi...

LỜI CẢM ƠN

Nghiên cứu này được tài trợ bởi đề tài khoa học trọng điểm của tỉnh Quảng Đông, Trung Quốc số 2015A010106004; 2016B090911003

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. WANG Jiu-he, LI Hua-de, WANG Li-ming, 2006. *Direct Power Control System of Three Phase Boost Type PWM Rectifiers*. Proceedings of the CSEE, 26 (18):54-60.
- [2]. K SMiller, B Ross, 1993. *An Introduction to the Fractional Calculus and Fractional Differential Equations*. NewYork: Wiley.
- [3]. A Oustaloup, X Moreau, M Nouillant, 1996. *The CRONE sus. Control Engineering Practice*, 4 (8) :1101 - 1108.
- [4]. I Podlubny, 1999. *Fractional - order systems and $PI^{\lambda}D^{\mu}$ - controllers*. IEEE Trans. Automatic Control, 1 44(1): 208 - 21.
- [5]. Xue Ding-Yu, Zhao Chun-na, 2007. *Fractional order PID controller design for fractional order system*. Control Theory & Applications, 24(5): 771-776.
- [6]. GE Huamin, 2009. *The design and implemen ta tion of a fractiona l order $PI^{\lambda}D^{\mu}$ con troller*. Industrial Instrumentation & Automation.
- [7]. Rubio L, De la Sen M, Bilbao, Guillerma A, 2007. *Discrete - time adaptive cont rol of milling forces using f ractionalorder holds by on-line adjustment of the correcting gain*. 16th IEEE Int Conf on Control Applications.Singapore: IEEE Press, 133021335.
- [8]. Abdelouahab Bouafia, Jean-Paul Gaubert, Fateh Krim, 2010. *Predictive Direct Power Control of Three-Phase Pulsewidth Modulation (PWM) Rectifier Using Space-Vector Modulation (SVM)*. IEEE Transactions on Power electronics, 25(1):228-236. (in USA)
- [9]. Rasoanarivo I., Arab-Tehrani K., Sargos F., 2011. *Fractional Order PID and Modulated Hysteresis for high performance current control in multilevel inverters*. Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), (10):1-7.
- [10]. Pritesh Shah, S D Agashe, Abhaya Pal Singh, 2013. *Design of Fractional Order Controller for Undamped Control System*. 2013 Nirma University International Conference on Engineering (NUICONE), 1-5.
- [11]. Abdelfatah Charef, Mohamed Assabaa, Samir Ladaci, Jean-Jacques Loiseau, 2013. *Fractional order adaptive controller for stabilised systems via high-gain feedback*. IET Control Theory and Applications, 27(6): 822–828 (in England).
- [12]. Swati Sondhi, Yogesh V. Hote, 2014. *Fractional order PID controller for load frequency control*. Energy Conversion and Management, 85 (2014):343-353. (in Netherlands)
- [13]. Z. Zou, K. Zhou, Z. Wang, M. Cheng, 2013. *Fractional-order repetitive control of programmable AC power sources*. IET Power Electron, 7 (2): 431-438. (in England)

AUTHORS INFORMATION

Hoang Thi Thu Giang, Pham Thi Hong Hanh
Hanoi University of Industry