



THIẾT KẾ VÀ CHỈNH ĐỊNH CÁC THAM SỐ BỘ ĐIỀU KHIỂN PI CHO KHẤU NGHỊCH LƯU TRONG HỆ PIN MẶT TRỜI NỐI LƯỚI BA PHA

Tạ Hữu Việt Anh, Nguyễn Thế Nhật*

Trường Đại học Đại Nam, Số 1 Phố Xóm, Phú Lương, Hà Nội, Việt Nam

THÔNG TIN BÀI BÁO

CHUYÊN MỤC: Công trình khoa học

Ngày nhận bài: 06/6/2026

Ngày nhận bài sửa: 02/7/2026

Ngày chấp nhận đăng: 10/7/2026

*Tác giả liên hệ:

Email: nhatnt@dainam.edu.vn

TÓM TẮT

Bài báo này trình bày, kết quả nghiên cứu thiết kế và chỉnh định tham số cho bộ điều khiển PI cho mạch vòng điều khiển dòng điện và mạch vòng điều khiển điện áp của bộ nghịch lưu nguồn áp ba pha (VSI) cho hệ thống pin mặt trời (PV) nối lưới. Cấu trúc điều khiển được sử dụng là phương pháp Điều khiển trong hệ quy chiếu đồng bộ (điều khiển dq) nhờ vào tính hiệu quả và khả năng tách kênh điều khiển độc lập công suất phản kháng (Q) và công suất tác dụng (P) so với các phương pháp điều khiển khác. Phương pháp điều khiển dq sử dụng phép biến đổi Park giúp biến đổi tham số xoay chiều (AC) thành một chiều (DC), nhờ vào đặc tính này cho phép sử dụng bộ điều khiển tỷ lệ - tích phân (PI). Vấn đề thiết kế bộ điều khiển PI cho mạch vòng điều khiển dòng điện và mạch vòng điều khiển điện áp trong điều khiển dq đóng vai trò quan trọng giúp hệ thống hoạt động ổn định. Do đó, khi thiết kế và chỉnh định tham số cho bộ điều khiển PI, phương pháp Triệt tiêu điểm cực được áp dụng cho mạch vòng dòng điện, trong khi phương pháp Gán điểm cực được sử dụng cho mạch vòng điều khiển điện áp. Kết quả thiết kế được kiểm chứng thông qua mô phỏng trên phần mềm Matlab/Simulink.

Từ khóa: Điều khiển dq, Bộ điều khiển PI, Bộ nghịch lưu nối lưới.

@ Hội Khoa học và Công nghệ Mỏ Việt Nam

1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Trong những năm gần đây, năng lượng mặt trời đã trở thành một trong những nguồn năng lượng tái tạo phát triển nhanh nhất, đóng vai trò quan trọng trong việc giảm thiểu khí thải Carbon. Để khai thác hiệu quả nguồn năng lượng này, các hệ thống pin mặt trời (Photovoltaic Systems - PV) nối lưới đã được phát triển để hỗ trợ cung cấp công suất cho lưới điện quốc gia. Cấu trúc của một hệ thống PV nối lưới điển hình gồm một hoặc hai cấp [1] – [3] bao gồm: mảng pin mặt trời (PV), bộ biến đổi DC/AC thực hiện chức năng dò tìm điểm công suất cực đại (Maximum Power Point Tracking - MPPT) cho mảng PV, bộ nghịch lưu nguồn áp ba pha (Voltage Source Inverter - VSI) và bộ lọc thụ động (L hoặc LCL) để ghép nối với lưới.

Trong cấu trúc hệ thống này, VSI đóng vai trò then chốt chịu trách nhiệm chuyển đổi dòng điện

một chiều từ DC-link sang dòng điện xoay chiều đồng bộ với lưới về tần số và biên độ pha [4], đồng thời đảm bảo chất lượng điện năng theo các tiêu chuẩn nối lưới như IEC 61727 [1]. Các kỹ thuật điều khiển hiện đại cho VSI có thể kể đến như Điều khiển trượt (Sliding Mode Control - SMC), Điều khiển dự báo (Model Predictive Control - MPC) hay điều khiển cộng hưởng tỷ lệ (Proportional Control - PR) [1], [2] trên hệ tọa độ $\alpha\beta$ đã được nghiên cứu rộng rãi. Tuy nhiên, mặc dù các kỹ thuật hiện đại này đã cho thấy những ưu điểm vượt trội về đáp ứng động học và khả năng giảm sóng hài, việc áp dụng chúng vào thực tế trong công nghiệp vẫn còn tồn tại những hạn chế đáng kể so với các phương pháp truyền thống. Với các bộ điều khiển như MPC hay SMC tuy có đáp ứng quá độ nhanh, chúng đòi hỏi khối lượng tính toán lớn và phức tạp trong hệ thống điều khiển, gây khó khăn trong việc

thiết kế và vận hành [3]. Mặt khác, bộ điều khiển PR tuy được chứng minh có thể triệt tiêu đáng kể sai số xác lập với tín hiệu hình Sin, giúp giải quyết hiệu quả sóng hài bậc 5 và 7 so với các bộ điều khiển truyền thống, nhưng có nhược điểm là độ nhạy cao với biến động tần số lưới [1], [2]. Từ những phân tích trên, điều khiển trong hệ quy chiếu đồng bộ (điều khiển dq) được chọn sử dụng trong nghiên cứu này nhờ sự cân bằng tối ưu giữa hiệu suất và tính đơn giản trong hệ thống PV nối lưới công nghiệp. Điều khiển dq sử dụng phép biến đổi Park, giúp chuyển các đại lượng xoay chiều (AC) sang các đại lượng một chiều (DC) [4] ở chế độ xác lập. Đặc tính này cho phép sử dụng bộ điều khiển tỷ lệ - tích phân (PI) do bộ điều khiển này có khả năng đáp ứng tốt với các giá trị DC, có khả năng triệt tiêu hoàn toàn sai số xác lập và đồng thời cho phép điều khiển tách kênh giữa công suất tác dụng (P) và công suất phản kháng (Q) một cách linh hoạt.

Có thể thấy rằng hiệu suất của điều khiển dq phụ thuộc mật thiết vào việc chỉnh định tham số của bộ điều khiển PI. Cấu trúc điều khiển cho VSI thường được thiết kế theo cấu trúc xếp chồng với hai mạch vòng điều khiển [1], [5]: mạch vòng dòng điện (vòng trong) và mạch vòng điện áp (vòng ngoài). Việc chỉnh định hệ số tỷ lệ (K_p) và hệ số tích phân (K_i) cho bộ điều khiển PI dựa trên phương pháp kinh nghiệm, phương pháp thử sai, hay phương pháp truyền thống như Ziegler-Nichols [6], [7] thường không đảm bảo tính ổn định

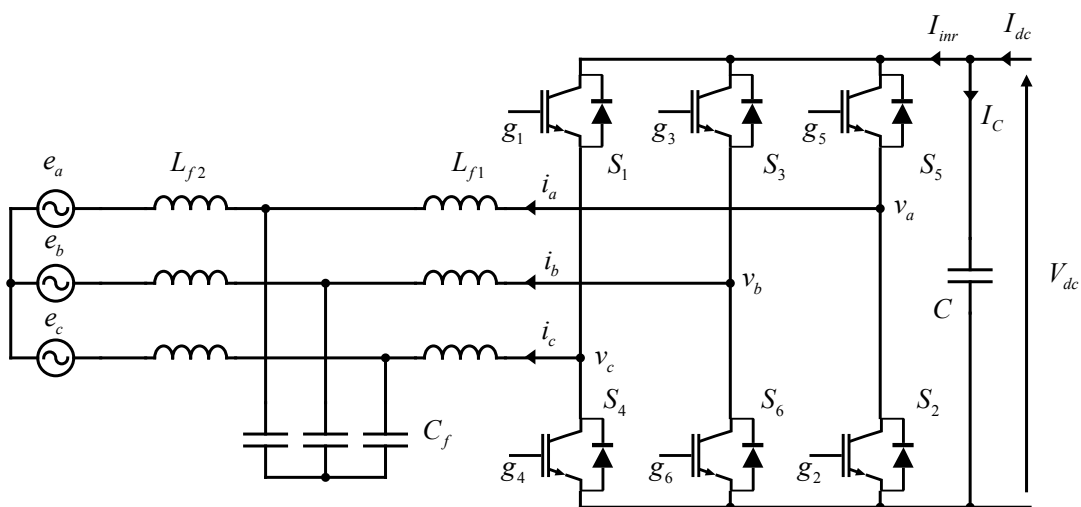
khi điểm làm việc thay đổi, dẫn tới hiện tượng quá điều chỉnh hoặc dao động công suất.

Do đó, nghiên cứu này tập trung vào việc thiết kế, tính toán và chỉnh định tham số cho bộ điều khiển PI dựa trên mô hình toán học của hệ thống. Cụ thể, phương pháp Triệt tiêu điểm cực (Pole Cancellation) được sử dụng cho mạch vòng dòng điện nhằm đạt được băng thông rộng và đáp ứng nhanh nhất có thể đối với biến động của lưới. Đối với mạch vòng điện áp, phương pháp gán điểm cực (Pole Placement) được sử dụng để đảm bảo tính ổn định của điện áp một chiều trên DC-link và cân bằng năng lượng giữa nguồn PV và lưới điện.

2. DỮ LIỆU VÀ PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

2.1. Mô hình hóa VSI

Sơ đồ cấu trúc của VSI 3 pha cho hệ PV nối lưới được biểu diễn tại Hình 1. Hệ thống bao gồm sáu IGBT $S_1, \dots, S_6$, mỗi linh kiện có một diode đấu song song ngược để cung cấp đường dẫn cho dòng điện khi IGBT ở trạng thái tắt. Mỗi nhánh của bộ biến đổi có hai IGBT hoạt động theo chế độ bù, nghĩa là khi IGBT phía trên bật thì khóa IGBT phía dưới tắt. Bộ biến đổi VSI được kết nối với lưới điện thông qua một bộ lọc LCL, với giả định điện áp của tụ điện C_f trong bộ lọc xấp xỉ bằng điện áp trong lưới điện, khi đó phương trình điện áp phía bộ lọc có thể đơn giản lại như bộ lọc L [2], [3]. Các tín hiệu kích dẫn của VSI từ $g_1, \dots, g_6$ có giá trị nhị phân (0,1) và được tạo ra bởi phương pháp điều chế độ rộng xung bằng vector không gian (SVM) [4].



Hình 1. Cấu trúc bộ nghịch lưu nguồn áp 3 pha nối lưới



Sử dụng định luật Kirchhoff cho phía nối lưới, ta viết được hệ phương trình động học trên hệ tọa độ abc :

$$\begin{aligned} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a &= v_a - e_a \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b &= v_b - e_b \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c &= v_c - e_c \end{aligned} \quad (1)$$

Trong đó, điện áp tại phía lưới được ký hiệu là e_a, e_b, e_c , các dòng điện bơm vào lưới là i_a, i_b, i_c , và điện áp tại đầu ra của VSI là v_a, v_b, v_c . Viết lại phương trình (1) dưới dạng ma trận:

$$L \frac{d\mathbf{i}_{abc}}{dt} + R\mathbf{i}_{abc} = \mathbf{v}_{abc} - \mathbf{e}_{abc} \quad (2)$$

Để chuyển hệ phương trình sang hệ tọa độ quay dq , ta sử dụng phép biến đổi Park thông qua mối quan hệ: $\mathbf{x}_{abc} = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{x}_{dq0}$, trong đó $\mathbf{T}$ là ma trận biến đổi Park [4]:

$$\mathbf{T} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Lưới điện trong nghiên cứu này có 3 pha cân bằng, vì vậy ta có thể bỏ qua trục tọa độ 0 trong phép biến đổi [3], [4]. Khi đó, ta viết được phương trình (2) trên hệ tọa độ dq :

$$\begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} + Ri_d &= v_d - e_d + \omega Li_q \\ L \frac{di_q}{dt} + Ri_q &= v_q - e_q - \omega Li_d \end{aligned} \quad (4)$$

Xét công suất tác dụng P và công suất phản kháng Q trao đổi giữa bộ nghịch lưu và lưới điện trong hệ tọa độ dq với thiết kế cho trục d trùng với vector điện áp e_q , khi đó $e_q = 0$ [8] – [10], hệ phương trình công suất có thể viết như sau:

$$\begin{aligned} P &= \frac{3}{2} e_d i_d \\ Q &= -\frac{3}{2} e_d i_q \end{aligned} \quad (5)$$

Xét phương trình dòng điện tại phía DC-link, sử dụng định luật Kirchhoff 1 cho nút dòng điện, ta thành lập được phương trình:

$$I_C = I_{dc} - I_{inv} = C \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (6)$$

Trong đó I_C là dòng điện đi qua tụ kết nối, I_{inv} là dòng điện đưa vào VSI, I_{dc} và V_{dc} lần lượt là dòng điện và điện áp một chiều của mảng PV.

Bỏ qua tổn hao trong bộ biến đổi và cuộn dây, ta có mối quan hệ công suất cân bằng giữa phía DC và AC của VSI như sau $P = P_{dc}$ [9], [10], khai triển với phương trình (5) ta được:

$$\frac{3}{2} e_d i_d = I_{dc} V_{dc} \quad (7)$$

Thay phương trình (7) vào (6), ta viết được phương trình động học cho phía DC-link của VSI:

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} \frac{e_d}{V_{dc}} i_d - I_{inv} \quad (8)$$

2.2. Mạch vòng điều khiển dòng điện

Trong cấu trúc điều khiển dq mạch vòng điều khiển dòng điện được xem là giải pháp tiêu chuẩn nhờ khả năng điều chỉnh độc lập công suất tác dụng P và công suất phản kháng Q , có thể thấy trong khai triển ở phương trình (5). Để tiến hành thiết kế bộ điều khiển cho mạch vòng dòng điện, ta xét hệ phương trình (4) và viết lại hệ phương trình theo điện áp của VSI:

$$\begin{aligned} v_d &= \underbrace{Ri_d + L \frac{di_d}{dt}}_{\text{plant}} - \underbrace{\omega Li_q}_{\text{decoupling-term}} + \underbrace{e_q}_{\text{grid noise}} \\ v_q &= \underbrace{Ri_q + L \frac{di_q}{dt}}_{\text{plant}} + \underbrace{\omega Li_d}_{\text{decoupling-term}} + \underbrace{e_q}_{\text{grid noise}} \end{aligned} \quad (9)$$

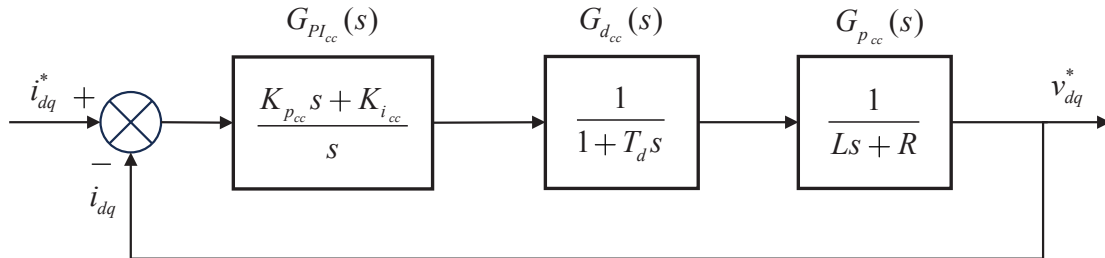
Có thể thấy rằng trong hệ phương trình (9), để bộ điều khiển PI có thể xử lý đối tượng điều khiển (plant), hệ thống cần bù trừ các thành phần tương tác chéo (decoupling-term) $-\omega Li_q, +\omega Li_d$ và nhiễu từ điện áp lưới (grid noise) e_d, e_q trên trục d và trục q , từ đó tuyến tính hóa hệ phương trình lại thành hai hệ đơn biến (SISO) độc lập, cho phép điều khiển dòng điện i_d, i_q bám sát giá trị đặt:

$$\begin{aligned} v_d &= Ri_d + L \frac{di_d}{dt} \\ v_q &= Ri_q + L \frac{di_q}{dt} \end{aligned} \quad (10)$$



Gọi p_1, p_2 là đầu ra của bộ điều khiển PI cho i_d, i_q :

$$\begin{aligned} p_1 &= K_{p_{cc}}(i_d^* - i_d) + K_{i_{cc}} \int_0^t (i_d^* - i_d) d\tau \\ p_2 &= K_{p_{cc}}(i_q^* - i_q) + K_{i_{cc}} \int_0^t (i_q^* - i_q) d\tau \end{aligned} \quad (11)$$



Hình 2. Sơ đồ khối vòng điều khiển dòng điện trong hệ tọa độ dq

Trong đó $G_{P_{icc}}(s)$ là hàm truyền của bộ điều khiển PI, $G_{d_{cc}}(s)$ là hàm truyền của khâu trễ và $G_{p_{cc}}(s)$ là đối tượng điều khiển trong mạch vòng dòng điện. Thông thường, tổng thời gian trễ T_d được xấp xỉ thành 1.5 lần của chu kỳ lấy mẫu T_s , $T_d = 1.5T_s$ [11].

Từ cấu trúc sơ đồ khối được thành lập trong Hình 2, ta viết được phương trình cho hàm truyền vòng hở:

$$G_{o.l_{cc}}(s) = \frac{K_{p_{cc}}s + K_{i_{cc}}}{s} \frac{1}{Ls + R} G_{d_{cc}}(s) \quad (12)$$

Tham số của bộ điều khiển PI trong phương trình (12) có thể thu được dựa trên phương pháp Triệt tiêu điểm cực, với giả định rằng tham số L và R được xác định chính xác so với giá trị đặt thực tế, ta chọn hệ số tỷ lệ $K_{p_{cc}}$ và hệ số tích phân $K_{i_{cc}}$ như sau:

$$\begin{aligned} K_{p_{cc}} &= K_o L \\ K_{i_{cc}} &= K_o R \end{aligned} \quad (13)$$

Trong đó K_o là một hằng số thiết kế. Thay phương trình (13) vào (12), khi đó hàm truyền vòng hở có thể được viết lại thành:

$$G_{o.l_{cc}}(s) = \frac{K_o}{s} G_{d_{cc}}(s) \quad (14)$$

Từ đó, ta thành lập được hàm truyền vòng kín:

$$G_{c.l_{cc}}(s) = \frac{G_{o.l_{cc}}(s)}{1 + G_{o.l_{cc}}(s)} = \frac{K_o G_{d_{cc}}(s)}{s + K_o G_{d_{cc}}(s)} \quad (15)$$

Hiệu chỉnh tham số cho bộ điều khiển PI bằng phương pháp Triệt tiêu điểm cực cho mạch vòng dòng điện đã được khẳng định mang lại hiệu quả

Với dấu (*) đại diện cho giá trị tham chiếu mong muốn. Từ phương trình (10) và (11), ta thành lập sơ đồ khối điều khiển cho mạch vòng dòng điện với bộ biến đổi PI (xem Hình 2):

cao đối với các hiệu ứng trễ trong vòng điều khiển [11], vì vậy để đơn giản trong thiết kế, ta có thể xấp xỉ thời gian trễ $T_d = 0$, khi đó hàm truyền vòng kín (15) có thể được đơn giản lại thành:

$$G_{c.l_{cc}}(s) = \frac{K_o}{s + K_o} \quad (16)$$

Từ đây ta có thể dễ dàng thiết kế được tham số cho bộ điều khiển PI trong phương trình (13) với hằng số thiết kế K_o . Để đạt được hiệu quả cao nhất, hằng số K_o được chọn bằng 33% tần số đóng cắt của VSI [11].

$$K_o = \omega_{cc} = 0.33 f_{sw} \quad (17)$$

Trong đó ω_{cc} là băng thông thiết kế cho mạch vòng dòng điện.

2.3. Mạch vòng điều khiển điện áp

Khâu điều khiển điện áp một chiều là khâu trung gian trao đổi năng lượng giữa lưới điện và nguồn pin mặt trời, có thể thấy qua mối quan hệ trong phương trình (7). Nói cách khác, Kiểm soát được điện áp một chiều trên tụ chính là kiểm soát được quá trình trao đổi công suất tác dụng. Vì vậy, mạch vòng điều khiển điện áp trong điều khiển dq có nhiệm vụ ổn định điện áp một chiều V_{dc} luôn bám sát giá trị đặt mong muốn V_{dc}^* để tạo ra tín hiệu tham chiếu chính xác mạch vòng dòng điện.

Xét phương trình động học phía DC-link của VSI trong (8), đặt $K = 3e_d/2V_{dc}$ với V_{dc}^* điện áp tham chiếu tại điểm làm việc ổn định của V_{dc} , bỏ qua yếu tố nhiễu I_{inv} [2], khi đó hệ phương trình được viết lại thành:

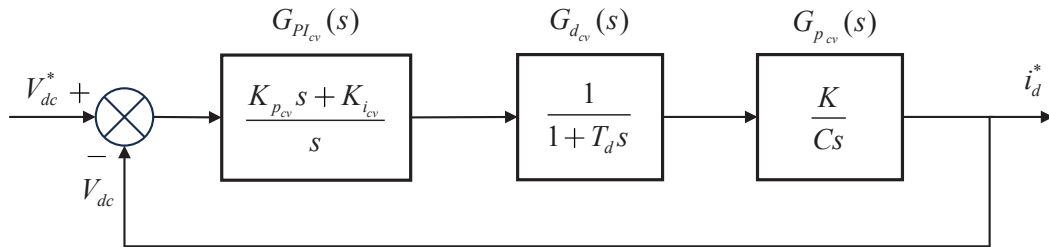


$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = Ki_d \quad (18)$$

Gọi p_3 là đầu ra của bộ điều khiển PI cho V_{dc} khi đó:

$$p_3 = K_{p_{cv}} (V_{dc}^* - V_{dc}) + K_{i_{cv}} \int_0^t (V_{dc}^* - V_{dc}) d\tau \quad (19)$$

Trong hệ thống PV nối lưới, để hệ số công suất $\cos \varphi$ đạt giá trị cao nhất, ta mong muốn sao cho



Hình 3. Sơ đồ khối vòng điều khiển điện áp trong hệ tọa độ dq

Trong đó $G_{P_{cv}}(s)$ là hàm truyền của bộ điều khiển PI trong mạch vòng điện áp, $G_{d_{cv}}(s)$ là hàm truyền của khâu trễ so với mạch vòng dòng điện và $G_{P_{cv}}(s)$ là đối tượng điều khiển. Từ cấu trúc sơ đồ khối trong Hình 3, ta viết được phương trình cho hàm truyền vòng hở của mạch vòng điện áp:

$$G_{o_{L_{cv}}}(s) = \left(\frac{K_{p_{cv}}s + K_{i_{cv}}}{s} \right) \frac{K}{Cs} G_{d_{cv}}(s) \quad (20)$$

Thông thường mạch vòng điện áp thường được thiết kế chậm hơn rất nhiều so với mạch vòng dòng điện [1], [3], vì vậy ta có thể coi khâu trễ so với mạch vòng dòng điện là không đáng kể và có thể bỏ qua. Từ đó, ta thành lập được hàm truyền vòng kín của hệ như sau:

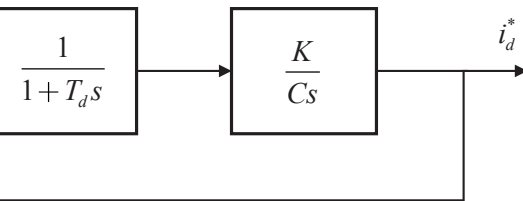
$$G_{c_{L_{cv}}}(s) = \frac{G_{o_{L_{cv}}}(s)}{1 + G_{o_{L_{cv}}}(s)} = \frac{\frac{K}{C} (K_{p_{cv}}s + K_{i_{cv}})}{s^2 + \frac{KK_{p_{cv}}}{C}s + \frac{KK_{i_{cv}}}{C}} \quad (21)$$

Trong phương pháp gán điểm cực, các tham số của bộ điều khiển PI được xác định bằng cách so sánh mẫu số của phương trình hàm truyền vòng kín với phương trình đặc tính bậc 2 có dạng như

công suất phản kháng $Q \approx 0$. Vì vậy trong thiết kế cho mạch vòng điện áp, ta chỉ xét trên trục d do giá trị tham chiếu i_q^* được đặt bằng hằng số 0 [1], [3], [5], [9], có thể thấy trong hệ phương trình công suất (5):

Từ phương trình (18) và (19), ta thành lập sơ đồ khối điều khiển cho mạch vòng điện áp với bộ biến đổi PI (Hình 3):

$$G_{d_{cv}}(s) \quad G_{P_{cv}}(s)$$



sau: $s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$ [6], [7], [11], với ω_n là tần số dao động tự nhiên và ζ là hệ số tắt dần. Khi đó so sánh mẫu số của hàm truyền vòng kín trong phương trình (21) với phương trình đặc tính đã nêu ở trên, ta dễ dàng xác định được $K_{p_{cv}}$ và $K_{i_{cv}}$ bằng cách chuẩn hóa hệ số. Khi đó:

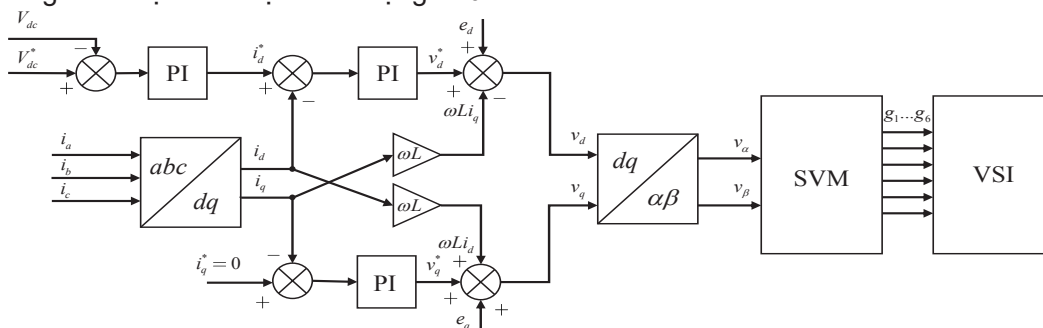
$$K_{p_{cv}} = \frac{2\zeta\omega_n C}{K} = \frac{2\zeta\omega_n C_{dc} V_{dc}^*}{1.5e_d} \quad (22)$$

$$K_{i_{cv}} = \frac{\omega_n^2 C}{K} = \frac{\omega_n^2 C V_{dc}^*}{1.5e_d}$$

Hệ số tắt dần được chọn bằng $\zeta = 0.707$ [6], [7], [11], tần số dao động tự nhiên ω_n được xác định như sau:

$$\omega_n = \omega_{cv} = \frac{\omega_{cc}}{10 : 50} \quad (23)$$

Trong đó ω_{cv} là băng thông thiết kế cho mạch vòng điện áp, thường được chọn nhỏ hơn rất nhiều lần ω_{cc} (khoảng 10:50 lần) để đạt được ổn định [1], [12]. Cấu trúc điều khiển cho hai mạch vòng điều khiển có thể được quan sát trong Hình 4.



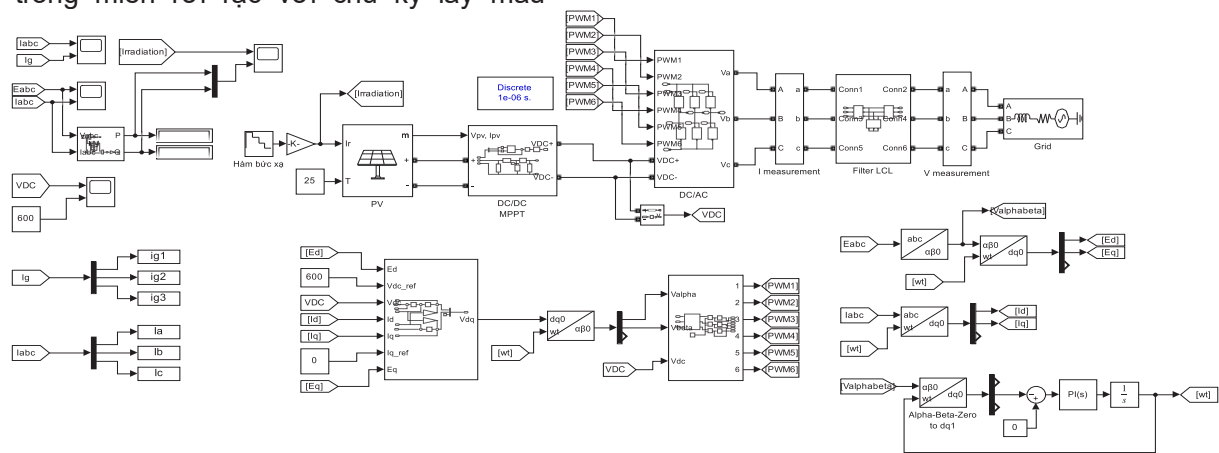
Hình 4. Sơ đồ cấu trúc điều khiển dq cho VSI



3. KẾT QUẢ VÀ THẢO LUẬN

Để kiểm chứng tính toán thiết kế cho bộ điều khiển PI trong 2 mạch vòng điều khiển, cấu trúc hệ thống được mô phỏng trên môi trường Matlab/Simulink. Quá trình mô phỏng được thực hiện trong miền rời rạc với chu kỳ lấy mẫu

$T_s = 10^{-6} \text{ s}$ và được mô phỏng trong 0.4s. Hệ thống Pin mặt trời nối lưới mô phỏng có công suất 100 kW, được nối lưới 3 pha cân bằng 415V/50Hz. Điện áp đặt trên DC-link $V_{dc}^* = 600 \text{ V}$.



Hình 5. Sơ đồ mô phỏng của hệ thống

Bộ nghịch lưu sử dụng kỹ thuật điều chế độ rộng cho mạch vòng dòng điện và điện áp, được tính toán xung SVM được trình bày chi tiết trong [4], [9], [13], từ các phương trình (13) và (22) được thể hiện ở với tần số đóng cắt $f_{sw} = 10 \text{ kHz}$. Đầu ra của VSI Bảng 2, ở đây bằng thông thiết kế cho mạch vòng được đưa qua một bộ lọc LCL trước khi kết nối với điện áp ω_{cv} được chọn chậm hơn 20 lần so với băng lưới điện. Thông số chi tiết của hệ thống được thể thông của mạch vòng dòng điện. Hệ thống mô phỏng hiện trong Bảng 1. Các tham số của bộ điều khiển PI trong Matlab Simulink được thể hiện ở Hình 5.

Bảng 1. Tham số thiết kế của hệ thống

Thông số	Mô tả	Giá trị
V_{dc}	Điện áp một chiều cấp vào VSI	600 V
C	Điện dung tụ DC-link	3227 μF
C_f	Điện dung tụ bộ lọc	50 μF
L_{f1}, L_{f2}	Điện cảm cuộn dây bộ lọc	250 μH , 100 μH
R_f	Điện trở của bộ lọc	2 m Ω
f_{sw}	Tần số đóng cắt của VSI	10 kHz
f_g	Tần số của lưới điện	50 Hz
e_d	Điện áp lưới trên trục d	338 V
e_q	Điện áp lưới trên trục q	0 V

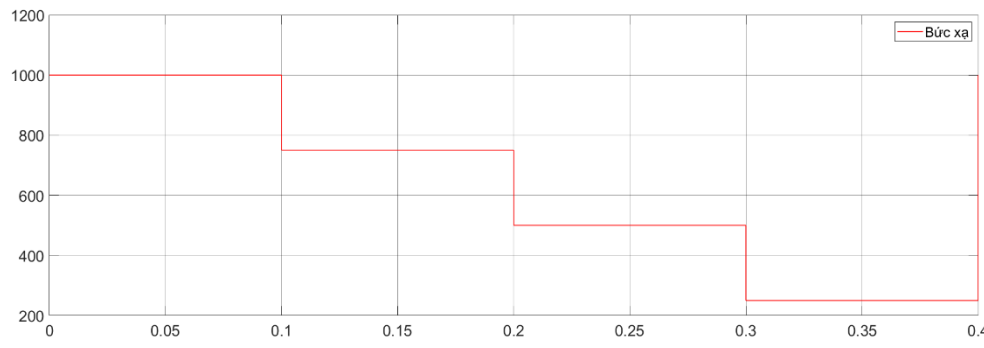
Bảng 2. Tham số của bộ điều khiển PI trong 2 mạch vòng điều khiển

Thông số	Mô tả	Giá trị
$K_{p_{cc}}$	Hệ số tỷ lệ vòng dòng điện	1.115
$K_{i_{cc}}$	Hệ số tích phân vòng dòng điện	6.600
$K_{p_{cv}}$	Hệ số tỷ lệ vòng điện áp	0.922
$K_{i_{cv}}$	Hệ số tích phân vòng điện áp	107.599



Để kiểm chứng hiệu quả thiết kế của bộ điều khiển, kịch bản mô phỏng cho hệ pin mặt trời được mô phỏng trong điều kiện môi trường khắc nghiệt. Bức xạ mặt trời sẽ được mô phỏng với giá trị tối đa

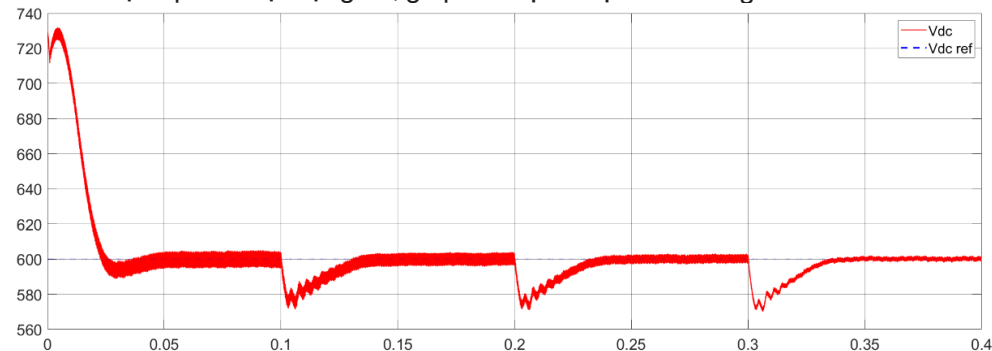
là 1000 W/m^2 và sẽ giảm 250 W/m^2 sau mỗi 0.1 s , nhiệt độ cho tấm pin được duy trì ở 25°C , biểu đồ bức xạ mô phỏng có thể được quan sát ở Hình 6.



Hình 6. Mô phỏng bức xạ cho mảng PV

Có thể quan sát trên Hình 7, vòng điều khiển điện áp đã duy trì điện áp DC ổn định bám sát giá trị đặt $V_{dc}^* = 600 \text{ V}$. Tại các thời điểm bức xạ thay đổi ở 0.1 s , 0.2 s và 0.3 s , dao động điện áp V_{dc} là rất nhỏ, chỉ khoảng xấp xỉ 20 V và nhanh chóng trở lại trạng thái xác lập chỉ trong 0.05 s . Điều đó cho thấy, vòng điều khiển điện áp đã hoạt động tốt, giúp

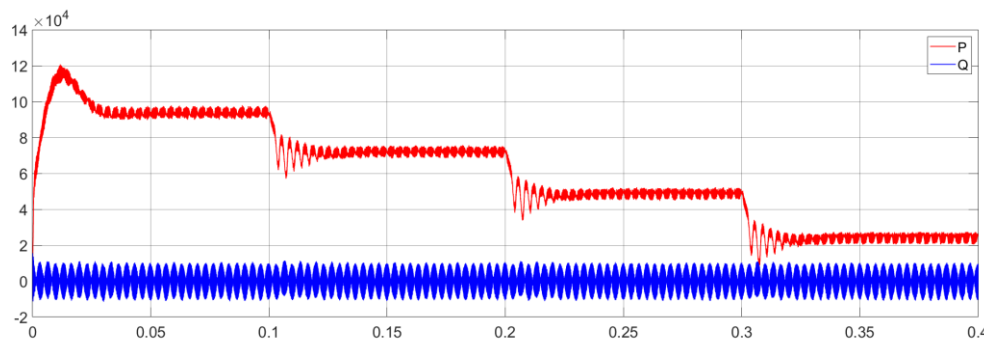
giá trị điện áp V_{dc} bám sát giá trị đặt V_{dc}^* bất kể điều kiện làm việc của mảng PV. Kết quả này đã chứng minh hiệu quả của phương pháp Gán điểm cực trong việc chỉnh định tham số cho bộ điều khiển PI trong mạch vòng điện áp, giúp cho quá trình trao đổi công suất giữa phía mảng PV và lưới điện được cân bằng.



Hình 7. Điện áp một chiều V_{dc}

Hình 8 thể hiện đáp ứng công suất của hệ thống. Có thể thấy rằng, phương pháp điều khiển dq đã giúp điều khiển tách kênh công suất phản kháng Q và công suất tác dụng P . Công suất

phản kháng Q đã được duy trì ở mức thấp nhất, trong khi công suất P bám sát sự thay đổi của bức xạ mặt trời, có thời gian đáp ứng nhanh khi điều kiện môi trường thay đổi đột ngột.

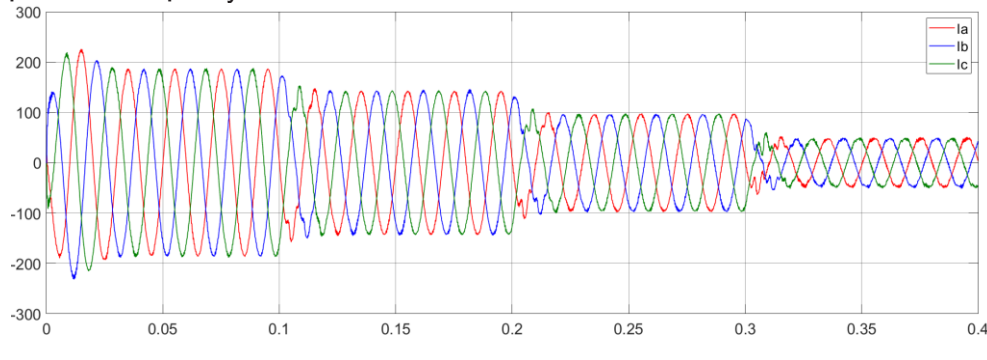


Hình 8. Công suất tác dụng P và công suất phản kháng Q



Dòng điện cấp vào lưới được mô tả trên Hình 9. Dòng điện có dạng hình Sin chuẩn, tần số đồng bộ với lưới điện và biên độ thay đổi tức thời theo

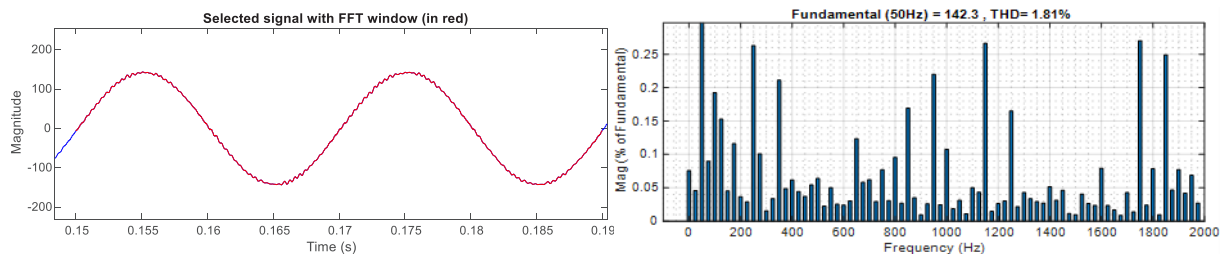
công suất phát của hệ thống PV mà không xảy ra hiện tượng quá dòng hay mất ổn định.



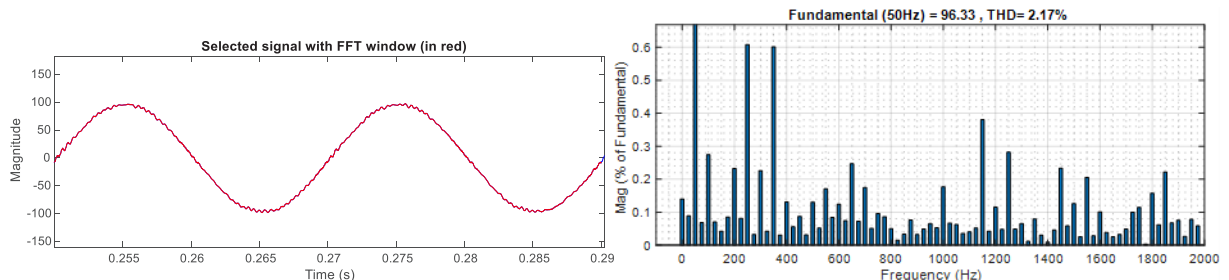
Hình 9. Dòng điện cấp vào lưới

Tổng độ méo sóng hài (THD) cho dòng bơm vào lưới được thể hiện ở Hình 10. Kết quả được đo tại thời gian $t = 0.15s$ và $t = 0.25s$ với 2 chu kỳ đo cho thấy rằng chất lượng sóng hài dòng điện đã được đảm bảo (1.81% và 2.17%), đáp ứng được

tiêu chuẩn nối lưới IEC 61727 (THD < 5%) [1]. Điều này cho thấy bộ điều khiển PI cho mạch vòng dòng điện được thiết kế bằng phương pháp triệt tiêu điểm cực kết hợp với bộ lọc LCL đã loại bỏ được các thành phần sóng hài bậc cao, giúp dòng điện bơm vào lưới đạt tiêu chuẩn và ổn định



Hình 10(a). Phân tích sóng hài dạng dòng điện bơm vào lưới tại $t = 0.15s$



Hình 10(b). Phân tích sóng hài dạng dòng điện bơm vào lưới tại $t = 0.25s$

4. KẾT LUẬN

➤ Nghiên cứu đã thực hiện thành công trong việc xây dựng mô hình toán học và hệ thống điều khiển cho hệ VSI ba pha nối lưới trong hệ thống pin mặt trời, cấu trúc 2 mạch vòng điều khiển đã được thiết kế dựa trên mô hình toán học của hệ thống;

➤ Việc chỉnh định tham số cho bộ điều khiển PI bằng phương pháp Triệt tiêu điểm cực và Gán điểm cực cho hai mạch vòng điều khiển đã được kiểm chứng đem lại khả năng ổn định và đáp ứng động học dưới điều kiện môi trường khắc nghiệt

ảnh hưởng lên tấm pin mặt trời. Điện áp V_{dc} được ổn định quanh giá trị đặt tại 600V với độ sụt áp rất nhỏ và có thời gian phục hồi nhanh ngay cả khi điều kiện bức xạ thay đổi đột ngột;

➤ Dòng điện bơm vào lưới có dạng hình Sin chuẩn, đồng bộ về tần số và pha với lưới điện. Chỉ số sóng hài của dòng điện được đáp ứng với các giới hạn quy định của tiêu chuẩn nối lưới IEC 61727.

➤ Những kết quả này đã khẳng định tính hiệu quả của phương pháp chỉnh định tham số bộ điều khiển PI cho hệ thống PV nối lưới 3 pha. □



TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Teodorescu, Remus, Marco Liserre, and Pedro Rodriguez. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. John Wiley & Sons, 2011.
- [2] Guerrero-Rodríguez, Nestór Francisco, Alexis B. Rey-Boué, and Enrique Reyes-Archundia, "Overview and comparative study of two control strategies used in 3-phase grid-connected inverters for renewable systems," *Renewable Energy Focus*, Vol 19, pp. 75-89, 2017, doi: 10.1016/j.ref.2017.05.007.
- [3] Rey-Boué, Alexis B., Rafael García-Valverde, Francisco de A. Ruz-Vila, and José M. Torreló-Ponce, "An integrative approach to the design methodology for 3-phase power conditioners in Photovoltaic Grid-Connected systems," *Energy Conversion and Management*, Vol 56, pp. 80-95, 2012, doi: 10.1016/j.enconman.2011.11.012.
- [4] Muhammad, H. *Power electronics: devices, circuits, and applications*. Pearson, 2014.
- [5] Blaabjerg, Frede, Remus Teodorescu, Marco Liserre, and Adrian V. Timbus, "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems," *IEEE Transactions on industrial electronics* 53, no. 5, pp. 1398-1409, 2006, doi: 10.1109/TIE.2006.881997.
- [6] N. D. Phước. *Lý thuyết điều khiển tuyến tính*. Hà Nội: NXB Khoa học và Kỹ thuật, 2009.
- [7] N. T. P. Hà and H. T. Hoàng. *Lý thuyết điều khiển tự động*. TP Hồ Chí Minh: NXB Đại Học Quốc gia, 2005.
- [8] Ma Liang and T. Q. Zheng, "Synchronous PI control for three-phase grid-connected photovoltaic inverter," *2010 Chinese Control and Decision Conference*, Xuzhou, China, 2010, pp. 2302-2307, doi: 10.1109/CCDC.2010.5498813.
- [9] B. V. Huy and T. T. Chường, "Nghiên cứu, thiết kế hệ thống biến đổi điện tử công suất ứng dụng trong hệ thống năng lượng mặt trời kết nối lưới điện phân phối," *Khoa học và Công nghệ*, pp. 28-35, 2018.
- [10] Milasi, Rasoul M. *Adaptive and nonlinear control of a voltage source converter*. Edmonton, Alberta, 2012.
- [11] Diab, Ahmed M., Serhiy Bozhko, Feng Guo, Mohamed Rashed, Giampaolo Buticchi and Zhuang Xu et al, "Fast and simple tuning rules of synchronous reference frame proportional-integral current controller," *IEEE Access* 9, pp. 22156-22170, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3054845.
- [12] Murdan, Anshu Prakash, Iqbal Jahmeerbacus, and S. Z. Sayed Hassen, "Bandwidth oriented approach for the design of a PI controller for a three phase two-stage grid-connected PV system," *International Journal of Electronics* 111, no. 6, pp. 1033-1053, 2024, doi: 10.1080/00207217.2023.2210299.
- [13] L. Dongdong, T. Zhengyan, Y. Cikai and S. S. Kumar, "Design and Implementation of Space Vector Modulated Three Phase Voltage Source Inverter," in *IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies and Systems (ICSETS)*, Bhubaneswar, India, pp. 331-335, 2019, doi: 10.1109/ICSETS.2019.8744748.

**DESIGN AND PARAMETER TUNING OF PI CONTROLLERS
FOR VOLTAGE SOURCE INVERTERS IN A SYNCHRONOUS REFERENCE FRAME
OF THREE-PHASE GRID-CONNECTED PHOTOVOLTAIC SYSTEMS**

Huu Viet Anh Ta, The Nhat Nguyen*

Dai Nam University, 1 Xom Str., Phu Luong, Hanoi, Vietnam

ARTICLE INFOR

TYPE: Research Article

Received: 06/6/2026

Revised: 02/7/2026

Accepted: 10/7/2026

* Corresponding author:

Email: nhatnt@dainam.edu.vn

**ABSTRACT**

This paper presents the modeling, design, and parameter tuning procedure of PI controllers for the current control loop and the voltage control loop of a three-phase Voltage Source Inverter (VSI) in a grid-connected photovoltaic (PV) system. The adopted control structure is the Synchronous Reference Frame (dq) control method due to its effectiveness and its capability to independently decouple reactive power (Q) and active power (P) compared with other control strategies. The dq control approach employs the Park transformation to convert AC variables into DC quantities, thereby enabling the effective use of proportional–integral (PI) controllers. The design of PI controllers for the inner current loop and the outer voltage loop in dq control plays a crucial role in ensuring system stability. Therefore, in the controller design and parameter tuning process, the Pole Cancellation method is applied to the current control loop, while the Pole Placement method is employed for the voltage control loop. The effectiveness of the proposed design is validated through simulations conducted in Matlab/Simulink.

Keywords: dq control, PI controller, Grid-connected inverter

@ Vietnam Mining Science and Technology Association