

Chia sẻ công suất cho các bộ nghịch lưu mắc song song điều khiển bởi bộ dao động ảo Andronov-Hopf

Power sharing of parallel inverters based on Andronov-Hopf virtual oscillator controller

Hà Duy Thái^{1,2}, Nguyễn Việt Hoàng¹, Phạm Việt Phương¹, Vũ Hoàng Phương¹, Trần Trọng Minh^{1*}

¹ PTN Kỹ thuật biến đổi điện, Trường Điện - Điện tử, Đại học Bách khoa Hà Nội (HUST)

² Khoa Kỹ thuật - Công nghệ, Trường Đại học Hùng Vương (HVU)

*Corresponding author Email: minh.trantrong@hust.edu.vn

DOI: <https://doi.org/10.64032/mca.v29i4.359>

Abstract

This paper proposes a distributed control structure for two single-phase voltage-source inverters (VSIs) operating in parallel within a stand-alone microgrid, without requiring any communication links. The control framework is based on the Andronov-Hopf Virtual Oscillator Control (VOC) scheme integrated with a virtual impedance block, a proportional-resonant (PR) controller, and a disturbance observer (DOB). This configuration enables the inverters to self-synchronize their voltage, current, and frequency while achieving effective power sharing, even when the line impedances between the inverters and the loads differ or vary with location. The proposed structure is simulated in MATLAB/Simulink and experimentally validated on a DSP TMS320F28377S platform with each inverter rated at 3 kW. Experimental results show a maximum power-sharing deviation of 4.2%, voltage total harmonic distortion (THD) below 5%, and a recovery time of less than 0.08 s during inverter connection or disconnection, demonstrating stable, reliable operation with improved voltage quality and accurate power sharing in stand-alone microgrids.

Keywords: Andronov-Hopf oscillator; Islanded microgrid; Parallel inverters; Power sharing; Virtual impedance

Các ký hiệu

Ký hiệu	Mô tả
$G_{PR}(s), G_{PRV}(s)$	Hàm truyền

Các từ viết tắt

VOC	Virtual Oscillator Control
DOB	Disturbance Observer
PR	Proportional-Resonant
AHO	Andronov-Hopf
GFM	Grid-forming
PLL	Phase Locked Loop

Tóm tắt

Bài báo đề xuất cấu trúc điều khiển phân tán cho hai bộ nghịch lưu nguồn áp một pha hoạt động song song trong microgrid độc lập, không yêu cầu truyền thông. Cấu trúc điều khiển Virtual Oscillator Control (VOC) dựa trên dao động Andronov-Hopf có khối trở kháng ảo, bộ điều khiển tỷ lệ (PR) và bộ quan sát nhiễu (disturbance observer, DOB). Cấu trúc điều khiển này cho phép các bộ nghịch lưu tự động đồng bộ điện áp, dòng điện và tần số, chia sẻ công suất hiệu quả ngay cả khi trở kháng đường dây giữa các bộ nghịch lưu và tải khác nhau hoặc thay đổi theo vị trí. Cấu trúc đề xuất được mô phỏng trên phần mềm MATLAB/Simulink và thử nghiệm trên kit DSP TMS320F28377S với công suất mỗi bộ nghịch lưu là 3 kW. Kết quả đo cho thấy sai lệch chia sẻ công suất lớn nhất 4,2%, tổng méo hài điện áp dưới 5% và thời gian phục hồi dưới 0,08 s khi kết nối hoặc tách một nghịch lưu. Những kết quả đạt được chứng minh rằng cấu trúc điều khiển đề xuất vận hành ổn định và đáng tin cậy, đồng thời nâng cao chất lượng điện áp và đảm bảo khả năng chia sẻ công suất chính xác trong microgrid độc lập.

1. Giới thiệu

Hệ thống điện hiện đại đang dịch chuyển từ mô hình tập

trung sang phân tán, nhờ sự phát triển mạnh mẽ của các nguồn tái tạo như năng lượng gió, mặt trời và hệ thống lưu trữ năng lượng [1]. Trong bối cảnh này, các bộ nghịch lưu nguồn áp giữ vai trò trung tâm trong việc phân phối công suất, ổn định điện áp, tần số và đảm bảo vận hành tin cậy của các microgrid độc lập cũng như hệ thống năng lượng lai ghép (gió, mặt trời, pin lưu trữ) [2], [3]. Đối với cấu hình nhiều bộ nghịch lưu song song không có liên kết truyền thông, phương pháp điều khiển droop được ưa chuộng nhờ tính đơn giản, không đòi hỏi truyền dữ liệu và khả năng chia sẻ công suất dựa trên đặc tính P- ω và Q-V [4]-[6]. Tuy nhiên, droop control gây ra sai lệch tần số và điện áp khi điều chỉnh hệ số droop, làm suy giảm chất lượng điện năng. Ngoài ra, việc chia sẻ công suất phản kháng thường kém chính xác do sự không đồng nhất trở kháng đường dây. Droop truyền thống cũng có đáp ứng động chậm và dễ xuất hiện dao động công suất khi tải thay đổi [7]-[9].

Để khắc phục, nhiều nghiên cứu đã phát triển dựa trên VOC mô phỏng hành vi của các dao động phi tuyến như Van der Pol hoặc Andronov-Hopf (AHO) nhằm đạt đồng bộ tự nhiên mà không cần đo công suất tức thời hoặc sử dụng bộ lọc thông thấp [10], [11]. Các nghiên cứu gần đây chỉ ra rằng, VOC không chỉ cải thiện đáng kể đặc tính quá độ mà còn nâng cao khả năng chia sẻ công suất, vượt trội so với phương pháp điều khiển droop truyền thống [11], [12], [13].

Dao động Van der Pol là một trong những cấu trúc dao động phi tuyến được ứng dụng rộng rãi trong điều khiển VOC nhờ khả năng tạo dao động giới hạn bền vững và hỗ trợ đồng bộ tự nhiên giữa các bộ nghịch lưu mà không cần truyền thông [14], [15]. Tuy nhiên, khi áp dụng vào thực tiễn, cấu trúc này vẫn bộc lộ một số hạn chế đáng kể. Theo [14] đặc tính phi tuyến mạnh của Van der Pol khiến quá trình phân tích ổn định và thiết kế điều khiển trở nên phức tạp, đòi hỏi các phương pháp giải nghiệm trung bình hóa chu kỳ hoặc phân tích Lyapunov để đảm bảo hiệu năng toàn cục. Bên cạnh đó [15] chỉ ra rằng hệ thống dễ bị ảnh hưởng bởi thay đổi trở kháng và tải phi tuyến, đặc biệt trong các mạng không thuần trở.

Ngoài ra, theo [16] việc hiện thực dao động Van der Pol trên phân cứng điều khiển số yêu cầu tính toán đạo hàm và tích phân theo thời gian thực, làm tăng đáng kể chi phí xử lý so với các thuật toán tuyến tính như droop. Hơn nữa, khả năng chia sẻ công suất của hệ thống có cấu trúc dao động Van der Pol chỉ đạt hiệu quả cao trong trạng thái điều hòa ổn định và suy giảm đáng kể trong điều kiện quá độ nhanh hoặc nhiễu lớn [14]. Những hạn chế này đặt ra nhu cầu nghiên cứu các bộ dao động khác để kiểm soát hơn, điển hình là dao động AHO với cấu trúc gần tuyến tính quanh điểm cân bằng và khả năng tạo ra dao động điều hòa gần lý tưởng. Trong số các cấu trúc VOC, bộ dao động AHO nổi bật nhờ khả năng mô phỏng chính xác đặc tính điều hòa của hệ phi tuyến, thiết kế đơn giản và dễ hiệu chỉnh thông qua các thông số vật lý như thời gian tăng điện áp và thời gian chuyển tiếp công suất [17]. Vì vậy, nghiên cứu này sử dụng đặc tính dao động AHO để đánh giá khả năng chia sẻ công suất của các bộ nghịch lưu hoạt động song song.

Trong các hệ thống thực tế có nhiều bộ nghịch lưu mắc song song, các bộ nghịch lưu thường được đặt cách xa nhau và có khoảng cách không đồng đều đến tải. Khi đó, trở kháng của đường dây truyền tải (bao gồm cả điện trở và điện kháng) trở thành một yếu tố quan trọng, vì nó ảnh hưởng trực tiếp đến khả năng chia sẻ công suất chính xác giữa các nghịch lưu, cũng như duy trì ổn định tần số và điện áp tại các điểm nối lưới (PCC). Theo [18] đề xuất một cải tiến đáng chú ý là khi bổ sung cơ chế bù trở kháng vào cấu trúc VOC nhằm nâng cao độ chính xác điều khiển và khả năng chia sẻ công suất trong microgrid độc lập. Ưu điểm nổi bật của phương pháp này là dễ triển khai, không thay đổi cấu trúc điều khiển VOC gốc, cho phép từng bộ nghịch lưu hoạt động độc lập nhưng vẫn chia sẻ công suất chính xác hơn nhờ sử dụng tín hiệu phản hồi dòng tại đầu ra. Ngoài ra, việc vận hành thông qua mạng truyền thông bằng thông điệp giúp hệ thống tiết kiệm chi phí mà vẫn đảm bảo độ tin cậy. Tuy nhiên, phương pháp này vẫn còn một số hạn chế nhất định, bao gồm việc chỉ áp dụng cho chế độ độc lập, giả định hệ thống cân bằng ba pha và phụ thuộc vào thông tin chính xác về trở kháng đường dây. Hơn nữa, tín hiệu đo tại điểm PCC cần được truyền về từng bộ nghịch lưu qua đường truyền dài, có thể bị ảnh hưởng bởi trễ hoặc nhiễu trong môi trường thực tế.

Trong bối cảnh đó, các xu hướng nghiên cứu gần đây (2021-2025) về điều khiển tạo dạng lưới (grid-forming inverter - GFM) đã nhận mạnh tầm quan trọng của các kỹ thuật VOC thế hệ mới. Theo [19] VOC được xem là một nhánh tiềm năng trong điều khiển GFM nhờ khả năng đồng bộ tự nhiên, phản ứng nhanh với biến động tải, và không cần sử dụng vòng khóa pha (Phase Locked Loop - PLL). Theo [20] khẳng định rằng VOC có thể đồng bộ tự nhiên, phản ứng nhanh và loại bỏ nhu cầu PLL. Trong khi [21] chứng minh rằng cấu trúc VOC dựa theo đặc tính AHO không chỉ chia sẻ công suất chính xác và ổn định hơn mà còn là bước trung gian quan trọng hướng tới cấu trúc unified VOC cho các microgrid đa nghịch lưu. Bên cạnh đó, cấu trúc VOC dựa theo đặc tính AHO tiếp tục thu hút sự quan tâm đáng kể nhờ đặc tính gần tuyến tính và khả năng tạo sóng điều hòa gần lý tưởng. Theo [20], [22] đã chỉ ra rằng dao động AHO giúp giảm đáng kể dao động quá độ, nâng cao chất lượng điện áp và ổn định hệ thống ngay cả khi xảy ra biến động tải hoặc sai lệch trở kháng đường dây. Những kết quả này củng cố tính thời sự và cơ sở khoa học cho hướng nghiên cứu hiện tại, trong đó cấu trúc

VOC dựa theo đặc tính AHO được khai thác để nâng cao độ chính xác chia sẻ công suất và chất lượng điện áp trong hệ thống hai nghịch lưu song song, ngay cả khi tải và trở kháng đường dây thay đổi.

Xuất phát từ các phân tích trên, bài báo này đề xuất cấu trúc VOC dựa theo đặc tính AHO cho hệ hai bộ nghịch lưu song song gồm có: (1) Trở kháng ảo để giảm ảnh hưởng đường dây; (2) Bộ điều khiển cộng hưởng tỉ lệ (PR) nhằm triệt tiêu sóng hài từ tải phi tuyến; (3) Bộ quan sát nhiễu (DOB) ước lượng dòng tải mà không cần cảm biến dòng. Giải pháp này hướng tới nâng cao độ chính xác chia sẻ công suất và chất lượng điện áp ngay cả khi tải và trở kháng đường dây thay đổi, đồng thời giữ nguyên ưu điểm phân tán và không yêu cầu truyền thông. Hiệu quả được kiểm chứng qua mô phỏng MATLAB/Simulink và thực nghiệm trên DSP TMS320F28377S.

Bài báo được cấu trúc gồm sáu phần: Phần 1 trình bày tính cấp thiết, tổng quan và phân tích công trình liên quan; Phần 2 xây dựng mô hình hóa hệ thống nghịch lưu song song; Phần 3 mô tả chi tiết thiết kế bộ điều khiển dòng điện và điện áp theo AHO; Phần 4 cung cấp kết quả mô phỏng; Phần 5 trình bày kết quả thực nghiệm và so sánh; cuối cùng, Phần 6 đưa ra kết luận và định hướng nghiên cứu tiếp theo.

2. Mô hình điều khiển nghịch lưu song song sử dụng phương pháp VOC

2.1 Cơ sở lý thuyết phương pháp VOC

Đặc tính dao động được xét đến trong bài báo này là đặc tính AHO. Đặc tính dao động này được mô tả bởi hệ phương trình [23]:

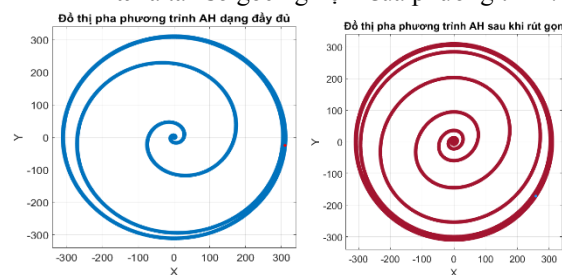
$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \mu(r^2 - x^2 - y^2)x + \omega y \\ \dot{y}(t) = \mu(r^2 - x^2 - y^2)y - \omega x \end{cases} \quad (1)$$

Trong đó: x và y là các trạng thái trực giao

μ là hằng số tốc độ

r là biên độ đầu ra ở trạng thái ổn định

ω là tần số góc nghiệm của phương trình.



Hình 1: Đồ thị pha của đặc tính Andronov-Hopf trong trường hợp đầy đủ và trường hợp rút gọn.

Xét thành phần $\mu(r^2 - x^2 - y^2)x$ trong phương trình dao động AHO, đây là thành phần chịu trách nhiệm hiệu chỉnh biên độ dao động, giúp quỹ đạo hội tụ về vòng giới hạn trong mặt phẳng pha. Hình 1 thể hiện đồ thị pha so sánh giữa hai đặc tính động học: một là đặc tính đầy đủ (bình thường), và hai là đặc tính đã được đơn giản hóa bằng cách loại bỏ thành phần hiệu chỉnh biên độ nói trên. Quan sát từ hình 1, mặc dù quỹ đạo của hai hệ có sự khác biệt trong giai đoạn chuyển tiếp, cả hai đều hội tụ về cùng điểm làm việc cân bằng. Điều này cho thấy thành phần $\mu(r^2 - x^2 - y^2)x$ chỉ ảnh hưởng đến

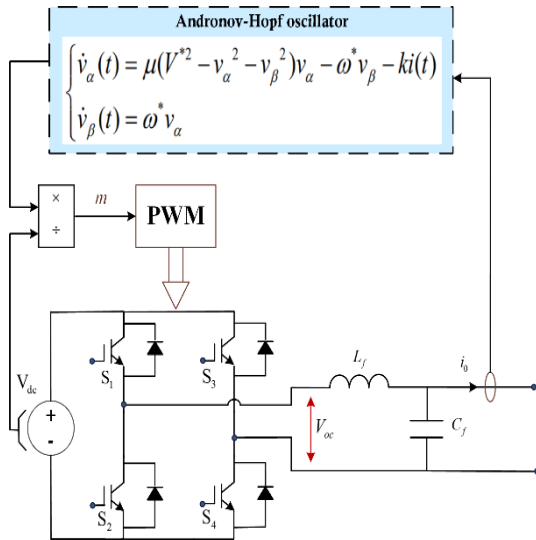
quá trình điều chỉnh biên độ trong giai đoạn đầu mà không ảnh hưởng đến điểm hội tụ cuối cùng của hệ. Do đó, trong nghiên cứu này nhóm tác giả tập trung vào trạng thái ổn định và đặc tính đồng bộ hóa của bộ dao động, thành phần $\mu(r^2 - x^2 - y^2)x$ được loại bỏ để đơn giản hóa mô hình mà không ảnh hưởng đến tính chính xác của kết quả phân tích.

Như vậy, hệ phương trình (1) có thể rút gọn thành

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \omega y \\ \dot{y}(t) = -\omega x + \mu(r^2 - x^2 - y^2)y \end{cases} \quad (2)$$

Trong nghiên cứu này, nghiệm của hệ phương trình (2) làm tín hiệu điện áp đặt cho bộ nghịch lưu. Theo đó, tham số r được thiết lập bằng V^* . Trong đó V^* là biên độ điện áp đầu ra mong muốn. Hai thành phần v_β, v_α , lần lượt tương ứng với các nghiệm x và y của hệ phương trình dao động. Cấu trúc điều khiển này bảo đảm hệ thống đạt được yêu cầu về điện áp đầu ra. Tuy nhiên, trong quá trình vận hành, yếu tố ổn định dòng điện vẫn cần được xem xét nhằm duy trì sự ổn định tổng thể của công suất cung cấp. Do đó, một tín hiệu phản hồi dòng tải $i(t)$ được bổ sung vào bộ điều khiển VOC nhằm phát hiện và hiệu chỉnh ảnh hưởng của nhiễu tuần hoàn. Khi đó hệ phương trình (2) có dạng (3).

$$\begin{cases} \dot{v}_\beta(t) = \omega^* v_\alpha \\ \dot{v}_\alpha(t) = \mu(V^{*2} - v_\beta^2 - v_\alpha^2)v_\alpha - \omega^* v_\beta - ki(t) \end{cases} \quad (3)$$



Hình 2: Sơ đồ cấu trúc điều khiển VOC theo đặc tính AHO.

Từ hệ phương trình (3), ta rút ra sơ đồ cấu trúc điều khiển VOC theo đặc tính AHO như hình 2.

2.2 Mô hình hóa điều khiển của phương trình (3)

Bài toán tập trung vào điện áp đầu ra ở trạng thái xác lập, đặc trưng bởi biên độ và pha. Các thông số điều khiển được thiết kế nhằm duy trì hai đại lượng này theo giá trị mong muốn. Để đơn giản hóa tính toán, điện áp đầu ra v_α, v_β của bộ VOC được giả định là lý tưởng [10], [24].

$$\text{Đặt } \begin{cases} v_\alpha = V \cos(\omega^* t + \theta^*) = V \cos(\phi) \\ v_\beta = V \sin(\omega^* t + \theta^*) = V \sin(\phi) \end{cases}$$

Biến đổi về hệ tọa độ cực thu được giá trị

$$V = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}, \phi = \arctan\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) \quad (4)$$

Đạo hàm V, ϕ theo t ta được:

$$\begin{cases} \dot{V}(t) = \mu V(V^{*2} - V^2) \cos^2 \phi - ki(t) \cos \phi \\ \dot{\phi}(t) = \omega^* - \mu(V^{*2} - V^2) \sin \phi \cos \phi + \frac{ki(t) \sin \phi}{V} \end{cases} \quad (5)$$

Hệ phương trình (5) là một hệ phi tuyến do không tuân theo nguyên lý xếp chồng. Trong bài báo này tác giả sử dụng phương pháp trung bình chu kỳ để tìm nghiệm. Áp dụng phương pháp trung bình chu kỳ theo [15] ta có:

$$\bar{f} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (6)$$

Áp dụng vào hệ phương trình (5), thu được hệ phương trình trạng thái điện áp và pha rút gọn như sau:

$$\begin{cases} \dot{\bar{V}}(t) = \frac{V^{*2}}{2} \mu \bar{V} - \frac{\mu}{2} \bar{V}^3 - \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} ki(t) \cos(\Phi) dt \\ \dot{\bar{\phi}}(t) = \omega^* + \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} ki(t) \sin(\Phi) dt \end{cases} \quad (7)$$

Công suất tác dụng và phản kháng tức thời được tính toán dựa theo công thức:

$$\begin{cases} p(t) = v(t)i(t) = \bar{V} \cos(\phi)i(t) \\ q(t) = v(t - \frac{\pi}{2})i(t) = \bar{V} \sin(\phi)i(t) \end{cases} \quad (8)$$

Theo (6) ta xác định được giá trị trung bình của công suất tác dụng $\bar{P}$ và công suất phản kháng $\bar{Q}$. Thay vào hệ phương trình (7) và sau khi rút gọn ta thu được hệ phương trình sau:

$$\dot{\bar{V}}(t) = \frac{V^{*2}}{2} \mu \bar{V} - \frac{\mu}{2} \bar{V}^3 - \frac{k}{\bar{V}} \bar{P} \quad (9)$$

$$\dot{\bar{\theta}}(t) = \omega^* - \omega + \frac{k}{\bar{V}^2} \bar{Q} \quad (10)$$

Bài toán tập trung vào điện áp tại trạng thái xác lập, do đó cần xác định biên độ điện áp và tần số góc tại điểm làm việc cân bằng. Trong trạng thái này, điện áp đạt giá trị ổn định $\bar{V} = \bar{V}_e$, tần số $\omega = \omega_e$, công suất tác dụng và phản kháng tại điểm cân bằng là $\bar{P}_e, \bar{Q}_e$.

Xét phương trình (9) tại điểm làm việc cân bằng ta có $\dot{\bar{V}}(t) = 0$. Khi đó (9) có dạng:

$$\frac{V^{*2}}{2} \mu \bar{V}_e - \frac{\mu}{2} \bar{V}_e^3 - \frac{k}{\bar{V}_e} \bar{P}_e = 0 \quad (11)$$

Giải phương trình (11) ta được nghiệm:

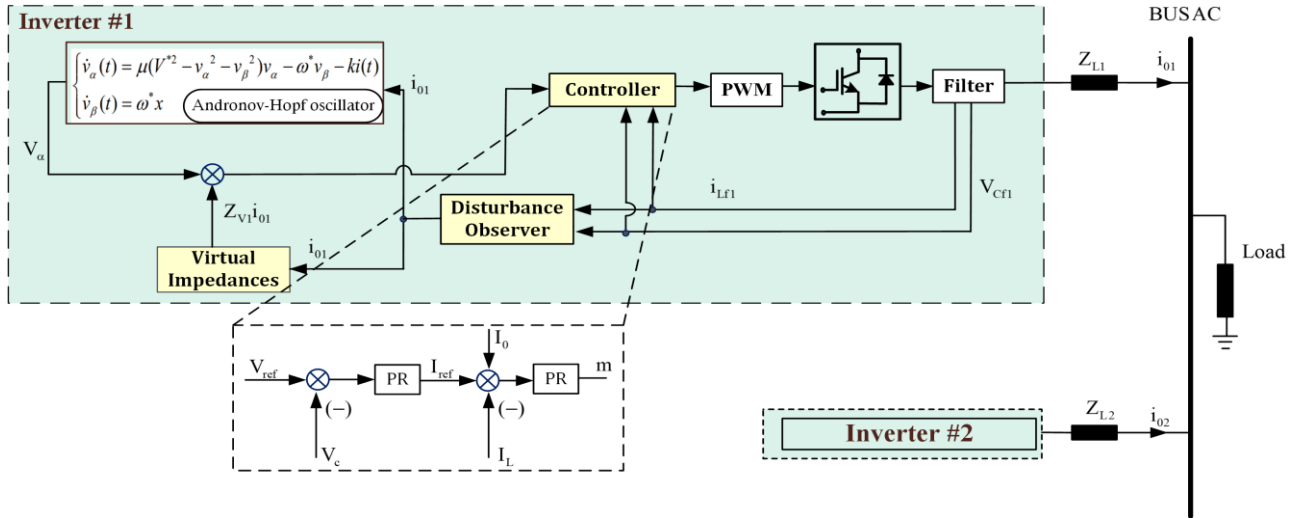
$$\bar{V}_e = \sqrt{0.5V^{*2} + 0.5\sqrt{V^{*4} - \frac{8}{\mu}k\bar{P}_e}} \quad (12)$$

với $0 < \bar{P}_e < \frac{\mu V^{*4}}{8k}$

Xét phương trình (10) tại điểm làm việc cân bằng ta có: $\dot{\bar{\theta}}(t) = 0$. Khi đó (10) có dạng:

$$\omega_e = \omega^* + \frac{k}{\bar{V}_e^2} \bar{Q}_e \quad (13)$$

2.3 Mô hình nghiên cứu đề xuất



Hình 3: Cấu trúc đề xuất hai bộ nghịch lưu làm việc song song

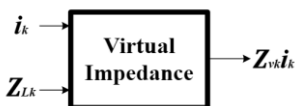
Trong trường hợp lý tưởng, điều khiển vòng hở chỉ với bộ dao động ảo VOC là đủ để hệ thống ổn định. Tuy nhiên, thực tế điều kiện này khó đạt được do nguồn phân tán và tải thường được bố trí tại các vị trí khác nhau, dẫn đến hiện tượng sụt áp trên đường dây, sai lệch trong chia sẻ công suất và xuất hiện dòng vòng, gây tác động tiêu cực đến khả năng đồng bộ của các bộ nghịch lưu hoạt động song song. Bên cạnh đó, việc chia sẻ công suất trong môi trường có tải phi tuyến cũng đặt ra thách thức lớn, đòi hỏi cấu trúc điều khiển phải đáp ứng được với điều kiện vận hành không lý tưởng.

Để khắc phục các vấn đề trên, ngoài khối điều khiển chính, cấu trúc đề xuất tích hợp các khối chức năng hỗ trợ như hình 3, trong đó:

- Khối trở kháng ảo (Virtual Impedance): Hạn chế ảnh hưởng của trở kháng đường dây và hỗ trợ chia sẻ công suất;
- Khối controller sử dụng bộ PR (Proportional-Resonant): Bù sóng hài do tải phi tuyến gây ra;
- Bộ ước lượng nhiễu (Disturbance Observer): Ước lượng dòng tải mà không cần sử dụng cảm biến dòng.

2.3.1 Thiết kế bộ trở kháng ảo (Virtual Impedance)

Mục tiêu của bộ trở kháng ảo là điều chỉnh giá trị điện áp đầu ra trên Inverter để bù sụt áp do trở kháng đường dây; điều chỉnh giá trị dòng điện đầu ra bằng nhau làm hạn chế dòng vòng và đảm bảo chia sẻ công suất [25]. Đầu vào của bộ trở kháng ảo là dòng tải được xác định bằng bộ DOB và giá trị trở kháng đường dây ước lượng Z_{LK} . Sơ đồ khối như hình 4.

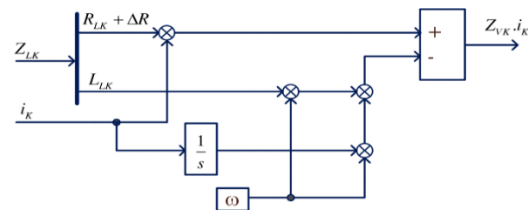


Hình 4: Sơ đồ khối bộ trở kháng ảo.

Độ sụt điện áp trên đường dây được xác định: $\Delta V = i_k Z_{LK}$. Để bù sụt áp, một trở kháng ảo có giá trị tương đương được thiết lập và tích hợp vào hệ thống. Cụ thể, giá trị của bộ trở kháng ảo được chọn bằng trở kháng đường dây

cộng thêm một điện trở hiệu chỉnh ΔR , do đại lượng điện cảm (L) ít bị ảnh hưởng bởi nhiệt độ. Giá trị trở kháng đường dây được xác định dựa vào độ dài dây dẫn từ bộ nghịch lưu đến tải và thông số vật liệu làm dây dẫn. Giá trị ΔR được xác định như sau: $R = R_0(1 + \alpha \Delta T)$

Với R_0 là điện trở tại nhiệt độ tiêu chuẩn, R là điện trở tại nhiệt độ T , α là hệ số nhiệt điện trở, ΔT là chênh lệch tại nhiệt độ T với nhiệt độ tiêu chuẩn. Sơ đồ nguyên lý bộ trở kháng ảo theo hình 5.



Hình 5: Sơ đồ nguyên lý bộ trở kháng ảo

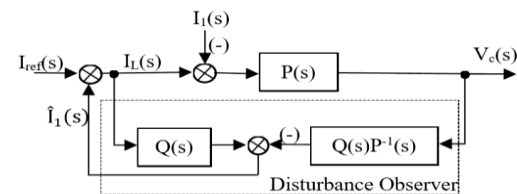
2.3.2 Bộ quan sát nhiễu (Disturbance Observer – DOB)

Mục đích của bộ DOB là ước lượng dòng tải, trong bài báo này tác giả có sử dụng tới dòng tải để thiết kế bộ điều khiển và giá trị đầu vào bộ VOC, do vậy sử dụng DOB giúp giảm thiểu cảm biến đo dòng tải.

Tiêu chuẩn khi thiết kế bộ điều khiển sử dụng DOB [26]:

- Điện áp ra có THD thấp (<5%)
- Loại được nhiễu tác động

Sơ đồ khối DOB như hình 6, với $Q(s)$ là bộ lọc trong DOB, $P(s)$ là hàm truyền đối tượng.



Hình 6: Sơ đồ bộ quan sát nhiễu.

Từ sơ đồ khối, giá trị nhiễu được xác định:

$$\hat{I}_1(s) = Q(s)I_1(s) \quad (14)$$

Để xác định bộ lọc $Q(s)$, ta bắt đầu với đại lượng dùng để đánh giá sai lệch của bộ DOB là giá trị $E(s)$ được biểu diễn như sau:

$$E(s) = \hat{I}_1(s) - I_1(s) = (Q(s) - 1)I_1(s) \quad (15)$$

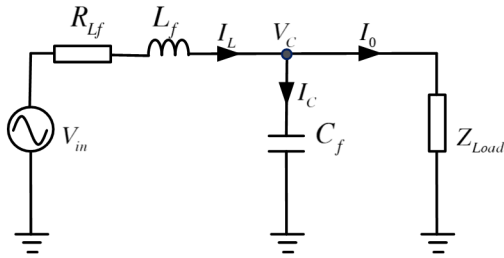
Nhiều xác định được càng chính xác nếu $E(s)$ tiến tới 0, khi đó giá trị $Q(s)$ tiến tới 1. Bộ lọc $Q(s)$ được lựa chọn dưới dạng mạch lọc thông thấp bậc 1, thỏa mãn yêu cầu tiến tới 1 và chọn bậc nhỏ nhất có thể để giảm thời gian trễ của bộ DOB.

$$Q(s) = \frac{1}{\lambda s + 1} \quad (16)$$

Với λ là hằng số được gọi là tham số lọc. Theo [27], khả năng ước lượng chính xác của bộ DOB phụ thuộc vào lựa chọn giá trị λ , λ càng nhỏ giá trị nhiễu xác định được càng chính xác.

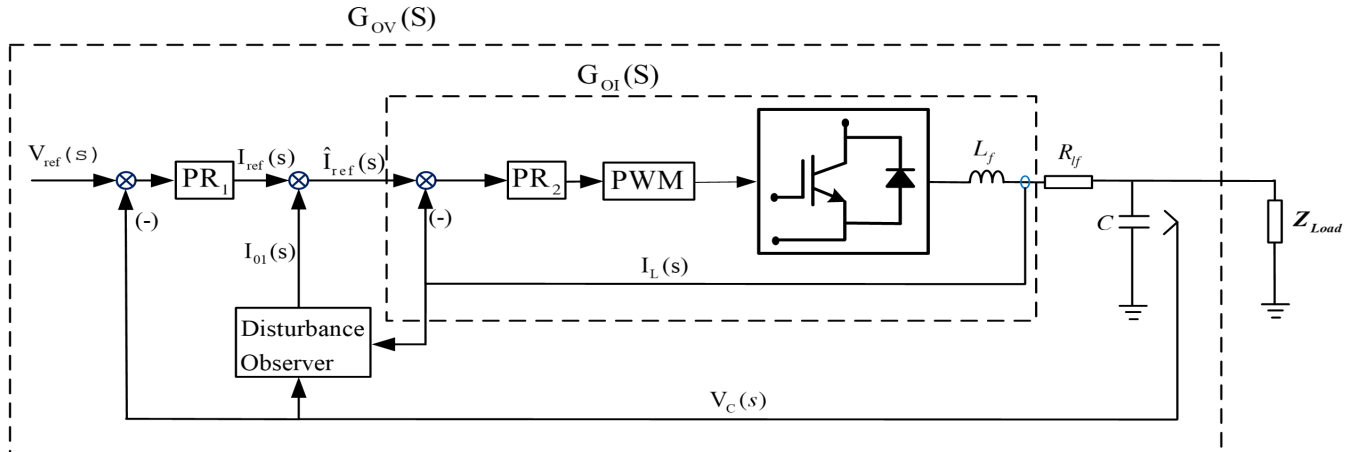
3. Thiết kế mạch vòng điều khiển dòng điện và điện áp

Đối tượng điều khiển là I_L, V_C , do đó trong bài báo này sử dụng cấu trúc điều khiển hai mạch vòng. Đầu ra bộ nghịch lưu được mô tả như hình 7.



Hình 7: Sơ đồ tương đương phía đầu ra của bộ nghịch lưu.

3.1 Các thông số bộ PR₂ cho vòng điều khiển dòng điện



Hình 8: Cấu trúc điều khiển kết hợp khâu quan sát nhiễu DOB

Hàm truyền hệ hở khi có bộ điều khiển:

$$G_{OI}(s) = G_{ID}(s)G_{PRI}(s) = \frac{V_{dc}}{sL_f + R_{Lf}} \left(K_{PI} + \frac{K_{RI}s}{s^2 + \omega_0^2} \right) \quad (24)$$

Tại tần số cắt ω_{ci} của mạch vòng dòng điện, thành phần K_{RI} có ảnh hưởng không đáng kể. Bỏ qua K_{RI} , hàm truyền hệ hở tại tần số cắt $\omega = \omega_{ci}$ có dạng:

Áp dụng định luật Kirchhoff ta được:

$$V_{Lf} = V_{in} - V_C - V_{R_{Lf}} = L_f \frac{dI_L}{dt} \quad (17)$$

Hay

$$\dot{I}_L = -\frac{V_C}{L_f} + \frac{V_{in}}{L_f} - \frac{R_{Lf}I_L}{L_f} \quad (18)$$

Dòng điện qua tụ C_f

$$\dot{V}_C = \frac{I_L}{C_f} - \frac{I_o}{C_f} \quad (19)$$

V_{in} biểu diễn theo $d(t)$ như sau: $V_{in} = d(t)V_{dc}$ thay vào (18) và biến đổi Laplace ta được hàm truyền giữa dòng điện qua cuộn cảm lọc và hệ số điều chế như sau:

$$G_{ID}(s) = \frac{I_L(s)}{d(s)} = \frac{V_{dc}}{sL_f + R_{Lf}} \quad (20)$$

Laplace phương trình (19), coi I_o là nhiễu ta được:

$$sC_f V_C(s) = I_L(s) \quad (21)$$

Hàm truyền giữa điện áp đầu ra và dòng điện qua cuộn cảm lọc là:

$$G_{VI}(s) = \frac{V_C(s)}{I_L(s)} = \frac{1}{sC_f} \quad (22)$$

Từ cấu trúc điều khiển tích hợp có khâu quan sát nhiễu như hình 8, hàm truyền bộ điều khiển PR trong mạch vòng dòng và áp được suy ra như sau:

$$G_{PR}(s) = K_P + \frac{K_R s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (23)$$

$$G_{OI}(s) = \frac{K_{PI} \cdot V_{dc}}{sL_f + R_{Lf}} \quad (25)$$

Tại tần số cắt ω_{ci} thì biên độ hàm truyền phải bằng 1 (tương ứng với trên đồ thị Bode bằng 0), do đó K_{PI} được tính như sau:

$$\left| \tilde{G}_{OI}(j\omega) \right|_{\omega=\omega_{ci}} = \frac{K_{PI} \cdot V_{dc}}{\sqrt{(\omega_{ci} L_f)^2 + R_{Lf}^2}} = 1 \quad (26)$$

Suy ra:

$$K_{PI} = \frac{\sqrt{(\omega_{ci} L_f)^2 + R_{Lf}^2}}{V_{dc}} \quad (27)$$

Tiếp theo, hệ số K_{RI} được tính toán theo độ dự trữ pha φ_i của hệ hở. Pha của hệ thống được tính bằng cách lấy arctan của phần ảo chia phần thực. Theo đó, hệ số K_{RI} sẽ được tính theo công thức:

$$K_{RI} = \frac{\tan \left[\pi - \varphi_i - \arctan \left(\frac{\omega_{ci} L_f}{R_{Lf}} \right) \right] K_{PI} (\omega_{ci}^2 - \omega_0^2)}{\omega_{ci}} \quad (28)$$

Xét điện trở ký sinh trên cuộn cảm lọc là: $R_{Lf} = 0,01\Omega$. Tần số cắt $f_{ci} = 2500\text{Hz}$. Độ dự trữ pha mong muốn 60° . Tần số góc điện áp đầu ra 100π (rad/s). Thay các tham số trên, ta tính được $K_{PI} = 0,0153$; $K_{RI} = 139,0757$; từ đó xác định được hàm truyền bộ PR₂ cho mạch vòng dòng điện:

$$G_{PRI}(s) = 0,0153 + \frac{139,0757s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (29)$$

3.2 Thiết kế mạch vòng điều khiển điện áp

Hàm truyền hệ hở trong mạch vòng điện áp:

$$G_{ov}(s) = G_{VI}(s) \cdot G_{PRV}(s) = \frac{1}{sC_f} \left(K_{PV} + \frac{K_{RV}s}{s^2 + \omega_0^2} \right) \quad (30)$$

Tương tự như mạch vòng dòng điện, tại tần số cắt ω_{cv} của mạch vòng điện áp, thành phần K_{RV} có ảnh hưởng không đáng kể, hàm truyền $G_{ov}(s)$ được xấp xỉ như sau:

$$G_{ov}(s) = \frac{K_p}{sC_f} \quad (31)$$

Tại tần số cắt thì biên độ hàm truyền hệ hở phải bằng 1, từ đó hệ số K_{PV} được tính như sau:

$$K_{PV} = \omega_{cv} C_f \quad (32)$$

Tương tự như mạch vòng dòng điện, hệ số K_{RV} được xác định dựa trên độ dự trữ pha mong muốn của hệ hở φ_v , từ đó hệ số K_{RV} được tính toán như sau:

$$K_{RV} = \frac{\tan \left[\frac{\pi}{2} - \varphi_v \right] \cdot K_{PV} \cdot (\omega_{cv}^2 - \omega_0^2)}{\omega_{cv}} \quad (33)$$

Lựa chọn tần số cắt mạch vòng điện áp $f_{cv} = 500\text{Hz}$, độ dự trữ pha mong muốn 60° . Tần số góc điện áp đầu ra 100π (rad/s). Từ đó tính được $K_{PV} = 0,00245$, $K_{RV} = 43,97$, bộ điều khiển mạch vòng điện áp có hàm truyền:

$$G_{PRV}(s) = 0,0245 + \frac{43,97s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (34)$$

Khi thiết kế cấu trúc hai mạch vòng đã bỏ qua giá trị nhiễu dòng tải để thuận tiện trong việc tổng hợp tham số bộ điều khiển. Vì vậy, cần bổ sung thêm khâu điều khiển truyền thẳng để bù nhiễu dòng tải, nhằm nâng cao chất lượng điện áp đầu ra khi bộ biến đổi hoạt động với tải phi tuyến.

Giá trị dòng ước lượng được tính theo công thức:

$$I_{o(est)} = Q(s) [I_L(s) - P^{-1}(s) V_C(s)] \quad (35)$$

Trong đó: $P^{-1}(s) = G_{VI}^{-1}(s) = sC_f$

$Q(s)$ là hàm truyền của khâu DOB có dạng bộ lọc thông thấp:

$$Q(s) = \frac{\omega_{DOB}}{s + \omega_{DOB}} = \frac{1}{\frac{1}{\omega_{DOB}s} + 1} = \frac{1}{\lambda s + 1} \quad (36)$$

Chọn $\omega_{DOB} = 500\text{Hz}$, hàm truyền của khâu quan sát nhiễu tải có dạng như sau:

$$I_{o(est)} = \frac{1}{0,0003s + 1} [I_L(s) - sC_f V_C(s)] \quad (37)$$

4. Mô phỏng

4.1 Thiết lập mô phỏng

Mô hình mô phỏng được xây dựng theo phần mềm MATLAB/Simulink có sơ đồ cấu trúc như hình 3. Tải được lựa chọn là tải tuyến tính và tải phi tuyến dạng chỉnh lưu cầu với lọc LC nhằm mô phỏng điều kiện vận hành thực tế có sóng hài. Các tham số mô phỏng được trình bày trong bảng 1.

Bảng 1: Thông số mô phỏng hệ thống

Thông số mạch lực Inverter #1, Inverter #2			
Điện áp hiệu dụng (RMS)	V_k	220	V
Điện áp một chiều đầu vào	V_{DC}	400	V
Công suất tác dụng	P	3	kW
Hệ số công suất	Cosφ	0,92	
Tần số định mức	f	50	Hz
Tần số chuyển mạch	f_{sw}	25	kHz
Thời gian đáp ứng	t_{rise}	0,1	s
Sai lệch tần số góc	$\Delta\omega$	π	rad/s
Sai lệch điện áp	ΔV	11	V
Giới hạn THD	THD	5	%
Thông số bộ VOC			
Hệ số khuếch đại	k	80	-
Hằng số tốc độ	μ	0,0012	-
Giá trị đặt điện áp	V^*	311	V
Giá trị đặt tần số	ω^*	100π	rad/s
Thông số bộ điều khiển PR			
Mạch vòng điện áp	K_{PI}	0,0153	-
	K_{RI}	139,0757	-
Mạch vòng dòng điện	K_{PV}	0,0245	-
	K_{RV}	43,97	-
Thông số trở kháng đường dây			
Trở kháng đường dây bộ 1	R_1	0,434	Ω
	L_1	$0,48 \cdot 10^{-3}$	H
Trở kháng đường dây bộ 2	R_2	1,029	Ω
	L_2	$0,96 \cdot 10^{-3}$	H

4.2 Các kịch bản mô phỏng

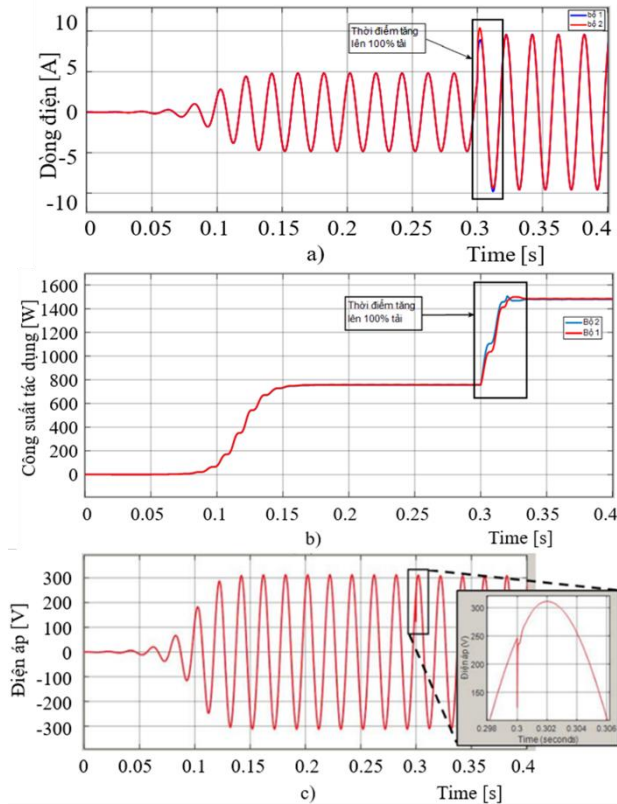
Kịch bản 1: Chia sẻ công suất theo tỷ lệ 1:1

Mô tả kịch bản: Hai bộ nghịch lưu hoạt động song song cùng khởi động và chia sẻ tải, ban đầu sẽ làm việc với 50% tải tương ứng với 1500W. Tại thời điểm 0,3 giây, tải tăng lên 100%. Tỷ lệ chia sẻ giữa hai bộ là 1:1. Các đặc tính của hệ thống được thể hiện trong hình 9.

Bảng 2: Kết quả mô phỏng cho kịch bản 1

100% tải	Lý thuyết	Bộ nghịch lưu số 1	Bộ nghịch lưu số 2
Công suất tác dụng mỗi bộ	1500W	1483 W	1477 W
Dòng điện đầu ra	9,64A	9,57A	9,58A
Điện áp tải	311V	311,7 V	

Quá trình tăng thêm tải xảy ra tình trạng dòng điện của một bộ bị quá điều chỉnh $0,7A \approx 7,3\%$ giá trị đặt do tải thay đổi đột ngột. Với đặc tính chia công suất tác dụng, ta thấy rằng tại các thời điểm xác lập về công suất tải (50% và 100% tải) độ sai lệch chia sẻ tải là 1% và 1,53%. Điện áp tải ngay tại thời điểm thêm tải xảy ra sụt áp, nhưng thời gian ngắn và biên độ sụt là $115V \approx 48\%$.



Hình 9: a) Đặc tính dòng điện, b) đặc tính công suất, c) đặc tính điện áp theo kịch bản 1.

Kịch bản 2: Thêm, bớt bộ nghịch lưu.

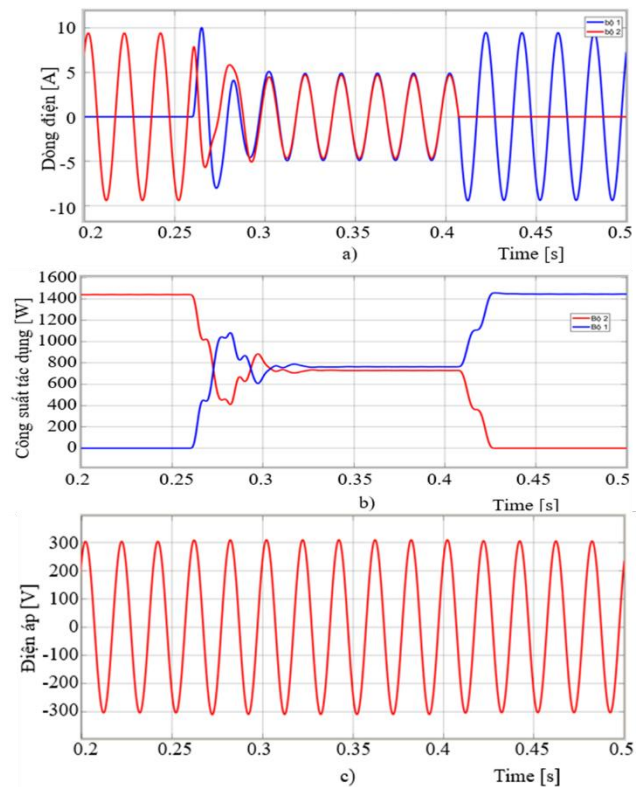
Mô tả kịch bản: Hệ thống được khảo sát bắt đầu vận hành với một bộ nghịch lưu duy nhất cấp điện cho tải tuyến tính; Tại thời điểm t_1 , bộ nghịch lưu thứ hai được ghép song song vào hệ thống và được thiết lập tỉ lệ chia sẻ công suất $P_1:P_2 = 1:1$. Sau giai đoạn ổn định, tại t_2 xảy ra sự cố khiến một trong hai bộ nghịch lưu bị tách ra, trong khi bộ còn lại tiếp tục cung cấp điện cho cùng tải. Thử nghiệm 3 giai đoạn này để nhận định khả năng tự đồng bộ, khả năng chia sẻ công suất và độ bền vững của bộ điều khiển VOC trong điều kiện vận hành thực tế. Các đặc tính của hệ thống được thể hiện trong hình 10.

Bảng 3: Kết quả mô phỏng cho kịch bản 2

Thời gian quá độ	Công suất tác dụng	0,08 giây
	Dòng điện đầu ra	0,06 giây
Điện áp tải	Khi có hai bộ	310,9 V
	Khi có một bộ	306 V

Nhận xét:

Độ quá điều chỉnh về công suất tác dụng xấp xỉ khoảng 40%. Quá trình đồng bộ về dòng điện và công suất tác dụng tính từ khi cắm thêm bộ nghịch lưu mới mất 0,08 giây. Điện áp tải luôn giữ ổn định trong khoảng $\pm 5\%$ giá trị đặt suốt quá trình, độ lệch lớn nhất cỡ 4V.

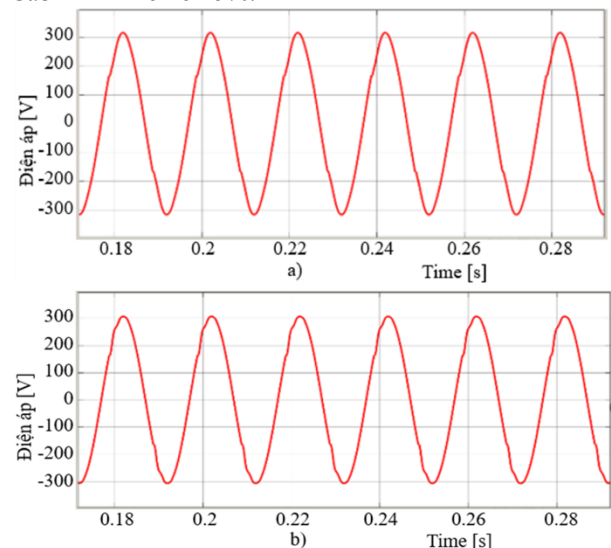


Hình 10: a) Đặc tính dòng điện, b) đặc tính công suất, c) đặc tính điện áp theo kịch bản 2.

Kịch bản 3: Tải phi tuyến

Mô tả kịch bản: Xét hệ thống có tải phi tuyến là chỉnh lưu cầu Diode với hai trường hợp có bộ DOB và không có DOB. Các đặc tính của hệ thống được thể hiện trong hình 11.

Nhận xét: Tổng độ méo sóng hài (THD) khi không sử dụng bộ quan sát nhiễu (DOB) là 3,47%, trong khi khi có DOB, THD giảm xuống còn 1,93%. Điều này chứng tỏ việc tích hợp DOB giúp cải thiện đáng kể chất lượng điện áp đầu ra. Bộ DOB đáp ứng yêu cầu thiết kế theo tiêu chuẩn, đảm bảo THD nhỏ hơn 5%.



Hình 11: Điện áp tải khi: a) Không có DOB; b) Có bộ DOB.

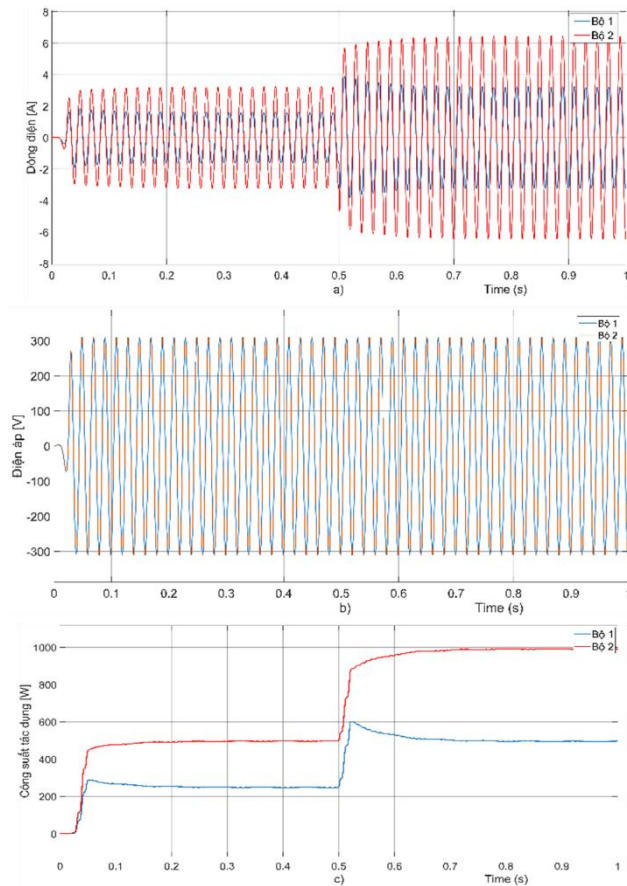
Kịch bản 4: Chia sẻ công suất theo tỷ lệ 1:2.

Mô tả kịch bản: Hai bộ nghịch lưu hoạt động song song cùng khởi động và chia sẻ tải. Ban đầu, mỗi bộ cung cấp công suất tương ứng trong tổng tải 750 W. Tại thời điểm 0,5 s, tải

tăng lên 1500 W với tỷ lệ chia sẻ công suất $P_1 : P_2 = 1:2$. Các đặc tính của hệ thống được thể hiện trong hình 12, và kết quả đo được như bảng 4.

Bảng 4: Kết quả mô phỏng cho kịch bản 4

Nghịch lưu No.	Công suất tác dụng (0-0,5s)	Công suất tác dụng (0,5s-1,0s)	Điện áp
No.1	240,1 W	476,7 W	309,5V
No.2	478,2 W	984,8 W	309,5V
P1/P2	1/2	1/2	



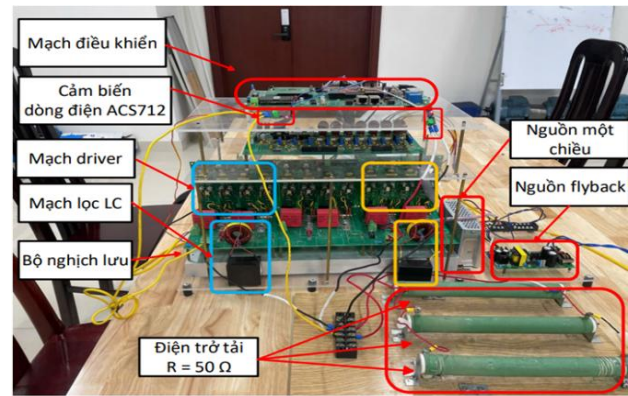
Hình 12: a) Đặc tính dòng điện, b) đặc tính điện áp, c) đặc tính công suất theo kịch bản 4.

Nhận xét:

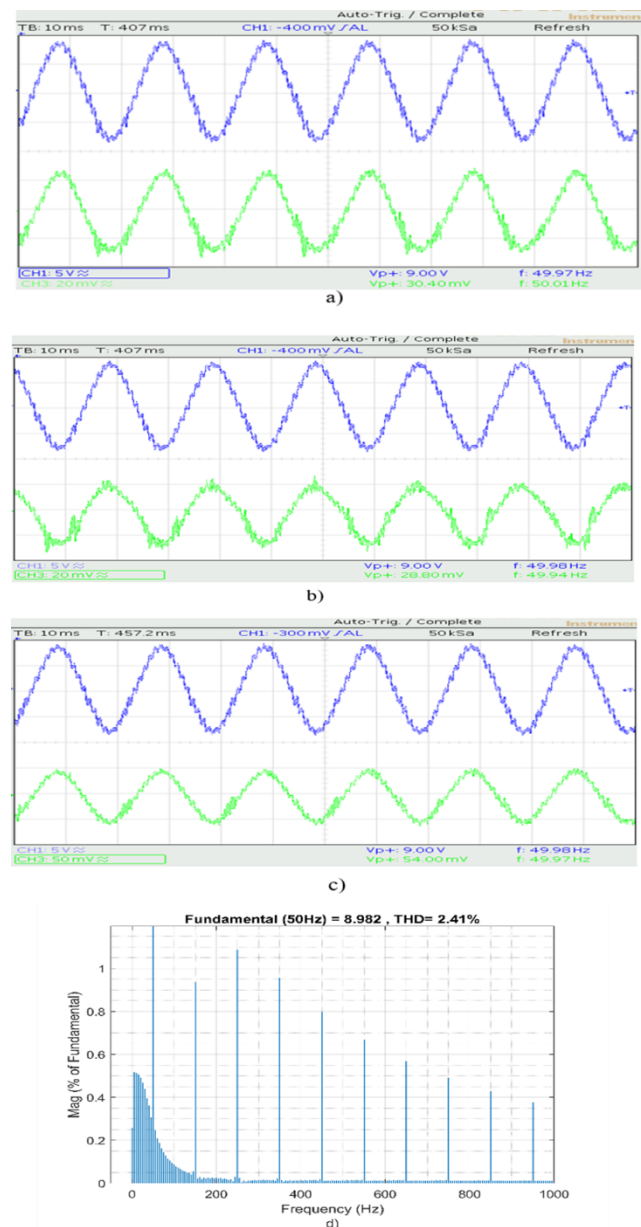
Kết quả mô phỏng thấy bộ điều khiển đảm bảo chia sẻ công suất theo tỷ lệ mục tiêu 1:2. Sai lệch tổng công suất phát so với lý thuyết trong các cửa sổ thời gian 0–0,5s và 0,5s–1s lần lượt là 4,2% và 2,6%. Trong suốt quá trình quá độ và trạng thái xác lập, biên độ điện áp tải được duy trì trong khoảng $\pm 5\%$ so với giá trị đặt, đáp ứng tiêu chí ổn định điện áp.

5. Thực nghiệm

Một hệ thống thử nghiệm thực tế được triển khai sử dụng hai nghịch lưu một pha điều khiển bởi kit DSP TMS320F28377S của Texas Instrument. Mô hình này bao gồm hai bộ nghịch lưu được điều khiển bởi phương pháp VOC, giống hệt nhau với bộ lọc LC đầu ra với $C_f = 8\mu\text{F}$, $L_f = 4\text{mH}$. Các bộ nghịch lưu được phát xung từ mạch driver và kết nối với một tải chung là điện trở R. Ngoài ra còn có nguồn một chiều và nguồn flyback và cảm biến dòng ACS712.



Hình 13: Mô hình thực nghiệm.



Hình 14: Kết quả điện áp và dòng điện tại bộ thực nghiệm a) bộ nghịch lưu 1; b) Bộ nghịch lưu 2; c) tại tải R; d) Giá trị THD điện áp.

Mô hình thực nghiệm được trình bày trong Hình 13. Trong mô hình này, nhóm tác giả sử dụng cấu hình điều khiển vòng kín, trong đó hai bộ nghịch lưu hoạt động song song và được điều khiển bởi cấu trúc VOC theo đặc tính AHO để cấp

công suất cho tải thuần trở $R = 16,67 \Omega$ với tỷ lệ chia sẻ công suất đặt $P_1 : P_2 = 1:1$.

Theo tính toán lý thuyết với điện áp tải đang sử dụng là điện áp xoay chiều biên độ 10V, tải $R = 16,67\Omega$. Ta sẽ tính ra dòng điện của mỗi bộ nghịch lưu làm việc:

$$I_{\text{Load}} = \frac{U}{R} = \frac{10}{16,67} = 0,6A. \text{ Suy ra } I_1 = I_2 = 0,3A.$$

Kết quả đo được qua thực nghiệm như bảng 5.

Bảng 5: Bảng so sánh tính toán lý thuyết với giá trị đo thực nghiệm.

Thông số		Lý thuyết	Thực nghiệm	Sai số
Điện áp (V)	Bộ 1	10 V	9 V	10%
	Bộ 2		9 V	10%
	Giá trị đo tại tải	10V	9V	10%
Dòng điện (A)	Bộ 1	0,3 A	0,3 A	0%
	Bộ 2		0,288 A	4%
	Giá trị đo tại tải	0,6	0,54	10%

Nhận xét: Biên độ điện áp đầu ra đo được là 9 V, thấp hơn 10 % so với giá trị đặt 10 V; sai lệch chủ yếu bắt nguồn từ sụt áp trên tải, tổn hao thiết bị và sai số đo lường. Dòng điện hai nghịch lưu chia sẻ ở tỉ lệ 0,96: 1, gần đạt mục tiêu 1: 1. Hiện tượng đập mạch xuất hiện nhưng không làm suy giảm dạng sóng điện áp. Tần số điện áp và dòng điện thu được trong thí nghiệm trùng khớp với kết quả mô phỏng và duy trì trong dải thiết kế. Chất lượng điện áp có sự sai lệch với mô phỏng, nguyên nhân do hạn chế về điều kiện thực nghiệm, tuy nhiên giá trị THD $2.41\% < 5\%$ đạt tiêu chuẩn cho phép. Như vậy, các bộ nghịch lưu đã được đồng bộ thành công, dòng điện trên tải sai lệch không đáng kể so với tổng dòng của hệ thống.

6. Kết luận

Bài báo đã trình bày một cấu trúc điều khiển cho các bộ nghịch lưu một pha hoạt động song song dựa trên VOC sử dụng dao động AHO. Cấu trúc được tích hợp trở kháng ảo nhằm hạn chế dòng vòng và sai lệch chia sẻ công suất do sự biến thiên trở kháng đường dây, cùng với bộ điều khiển cộng hưởng tỉ lệ (PR) và bộ quan sát nhiễu (DOB) để nâng cao chất lượng điện áp khi hệ thống vận hành với tải phi tuyến. Kết quả mô phỏng trên MATLAB/Simulink và thực nghiệm với kit DSP TMS320F28377S cho thấy sai lệch chia sẻ công suất luôn duy trì dưới 1,6%, độ méo hài tổng (THD) của điện áp nhỏ hơn 5%, và thời gian phục hồi dưới 0,08 s khi kết nối hoặc tách một nghịch lưu. Các kết quả này nhất quán với phân tích lý thuyết và khẳng định hiệu quả của phương pháp trong việc đảm bảo đồng bộ điện áp, dòng điện và tần số giữa các bộ nghịch lưu. Mặc dù vậy, nghiên cứu cũng chỉ ra rằng trở kháng ảo chưa bù hoàn toàn ảnh hưởng trong trường hợp tham số đường dây thay đổi lớn, và hiệu quả của cấu trúc còn hạn chế khi tải có độ phi tuyến cao. Do đó, hướng nghiên cứu tiếp theo sẽ tập trung vào (i) phát triển thuật toán ước lượng trở kháng đường dây độc lập với điện áp tải, (ii) tối ưu hóa bộ điều khiển để duy trì chất lượng điện áp trong điều kiện tải phi tuyến có độ méo cao, và (iii) mở rộng cấu trúc VOC-AHO sang các hệ thống ba pha quy mô lớn trong microgrid.

Lời cảm ơn

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Đại học Bách khoa Hà Nội trong Đề tài mã số: T2023-PC-033

Tài liệu tham khảo

- [1] B. N. Nguyen, V. T. Nguyen, D. M. D. Truong, Q. T. Tran, V. H. Nguyen and L. V. T. Truong "Strategy for enhancing photovoltaic power plant system inertia through de-loading control," *Journal of Measurement, Control, and Automation*, vol. 3, no. 3, pp. 3–8, 2022.
- [2] R. Teodorescu, M. Liserre and P. Rodríguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd., 2011. ISBN: 978-0-470-05751-3.
- [3] S. T. Nguyen, T. M. Pham, A. Hoang and T. V. Pham, "Predictive direct power control of grid-connected PV systems," *Journal of Measurement, Control, and Automation*, vol. 4, no. 2, pp. xx–xx, 2023, doi: 10.64032/mca.v4i2.154
- [4] D. T. Rodrigues, H. K. M. Paredes, C. Burgos, R. L. Lima and J. P. Bonaldo, "Consensus-Based Single-Phase Control of Three-Phase Inverter for Current Sharing in Three-Phase Four-Wire Isolated AC microgrids," in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 108159-108168, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3213673.
- [5] Y. Han, *Modeling and Control of Power Electronic Converters for microgrid Applications*. Cham, Switzerland: Springer, 2022, doi: 10.1007/978-3-030-74513-4.
- [6] V. T. Nguyen, T. T. B. Thanh, Q. T. Tran, C. Hoang, V. Q. V. Tran and M. T. Nguyen, "Vehicle-to-grid application to improve microgrid operation efficiency," *Journal of Measurement, Control, and Automation*, vol. 3, no. 2, 2022, doi: 10.64032/mca.v3i2.120.
- [7] M. Ali, A. Sahoo, H. I. Nurdin, J. Ravishanker and J. E. Fletcher, "On the Power Sharing Dynamics of Parallel-Connected Virtual Oscillator-Controlled and Droop-Controlled Inverters in an AC microgrid," *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Lisbon, Portugal, 2019, pp. 3931-3936, doi:10.1109/IECON.2019.8927510.
- [8] Y. Sun, X. Hou, J. Yang, H. Han, M. Su and J. M. Guerrero, "New Perspectives on Droop Control in AC Microgrid," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 7, pp. 5741-5745, July 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2677328.
- [9] Q. C. Zhong and Y. Zeng, "Universal Droop Control of Inverters With Different Types of Output Impedance," in *IEEE Access*, vol. 4, pp. 702-712, 2016, doi: 10.1109/ACCESS.2016.2526616.
- [10] B. Johnson, M. Rodriguez, M. Sinha and S. Dhople, "Comparison of virtual oscillator and droop control," *2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Stanford, CA, USA, 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/COMPEL.2017.8013298.
- [11] Z. Shi, J. Li, H. I. Nurdin and J. E. Fletcher, "Transient response comparison of virtual oscillator controlled and droop controlled three-phase inverters under load changes," *IET Generation, Transmission and Distribution*, vol. 14, no. 6, pp. 1138–1147, 2020, doi: 10.1049/iet-gtd.2018.5612.
- [12] G. Vikash and A. Ghosh, "Parallel Inverters Control in Standalone Microgrid using different Droop Control Methodologies and Virtual Oscillator Control," *Journal of The Institution of Engineers (India): Series B*, vol. 103, no. 1, pp. 163–171, 2022, doi: 10.1007/s40031-021-00613-6.
- [13] H. Yu, M. A. Awal, H. Tu, I. Husain and S. Lukic, "Comparative Transient Stability Assessment of Droop and Dispatchable Virtual Oscillator Controlled Grid-Connected Inverters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 2, pp. 2119-2130, Feb. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3007628.
- [14] M. Sinha, F. Dörfler, B. B. Johnson and S. V. Dhople, "Uncovering Droop Control Laws Embedded Within the Nonlinear Dynamics of Van der Pol Oscillators," in *IEEE Transactions on Control of Network Systems*, vol. 4, no. 2, pp. 347-358, June 2017, doi: 10.1109/TCNS.2015.2503558
- [15] B. B. Johnson, M. Sinha, N. G. Ainsworth, F. Dörfler and S. V. Dhople, "Synthesizing Virtual Oscillators to Control Islanded Inverters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 8, pp. 6002-6015, Aug. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2497217.
- [16] M. Lu, G. -S. Seo, M. Sinha, F. Rodriguez, S. Dhople and B. Johnson, "Adaptation of Commercial Current-controlled Inverters for Operation with Virtual Oscillator Control," *2019 IEEE Applied Power Electronics*

- Conference and Exposition (APEC)*, Anaheim, CA, USA, 2019, pp. 3427-3432, doi: 10.1109/APEC.2019.8722234.
- [17] S. Azizi Aghdam and M. Agamy, "Virtual oscillator-based methods for grid-forming inverter control: A review," *IET Renewable Power Generation*, vol. 16, no. 5, pp. 835–855, 2022, doi: 10.1049/rpg2.12398.
- [18] N. Mohammed, M. Ali, M. Ciobotaru and J. Fletcher, "Accurate control of virtual oscillator-controlled islanded AC microgrids," *Electric Power Systems Research*, vol. 214, no. PA, p. 108791, 2023, doi: 10.1016/j.epsr.2022.108791.
- [19] P. Arévalo, C. Ramos and A. Rocha, "A systematic review of grid-forming control techniques for modern power systems and microgrids," *Energies*, vol. 18, no. 14, p. 3888, 2025, doi: 10.3390/en18143888.
- [20] A. S. Azizi Aghdam and M. Agamy, "Virtual oscillator-based methods for grid-forming inverter control: A review," *IET Renewable Power Generation*, vol. 16, no. 7, pp. 835–855, 2022, doi: 10.1049/rpg2.12398.
- [21] M. Lu, "Virtual Oscillator Grid-Forming Inverters: State of the Art, Modeling, and Stability," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 10, pp. 11579-11591, Oct. 2022, doi: 10.1109/TPEL.2022.3163377.
- [22] H. Rezazadeh, M. Monfared, M. Fazeli and S. Golestan, "Enhancing Damping in Single-Phase Grid-Forming Virtual Oscillator Control Inverters: A Feedforward Strategy," in *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, vol. 6, pp. 1101-1115, 2025, doi: 10.1109/OJIES.2025.3588677.
- [23] H. K. Khalil, *Nonlinear Systems*, 3rd ed., Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, 2002, ISBN 0-13-067389-7.
- [24] M. Lu, S. Dutta, V. Purba, S. Dhople and B. Johnson, "A Grid-compatible Virtual Oscillator Controller: Analysis and Design," *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Baltimore, MD, USA, 2019, pp. 2643-2649, doi: 10.1109/ECCE.2019.8913128.
- [25] J. M. Alcala, M. Castilla, L. G. de Vicuña, J. Miret and J. C. Vasquez, "Virtual Impedance Loop for Droop-Controlled Single-Phase Parallel Inverters Using a Second-Order General-Integrator Scheme," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 12, pp. 2993-3002, Dec. 2010, doi: 10.1109/TPEL.2010.2082003.
- [26] S. Unan, H. Gorgun and F. Bakan, "Disturbance observer based control of three phase UPS inverter," *18th Mediterranean Conference on Control and Automation, MED'10*, Marrakech, Morocco, 2010, pp. 321-326, doi: 10.1109/MED.2010.5547688.
- [27] W. H. Chen, J. Yang, L. Guo and S. Li, "Disturbance-Observer-Based Control and Related Methods—An Overview," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 2, pp. 1083-1095, Feb. 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2478397.