

Nghiên cứu điều khiển nghịch lưu hình T cải tiến sử dụng van RB-IGBT giả lập đặc tính máy phát điện đồng bộ

Virtual synchronous generator control method for improved T-type inverters employing RB-IGBT switches

Đào Xuân Tiến^{1,3}, Nguyễn Bảo Tuấn², Nguyễn Anh Tân², Vũ Hoàng Phương^{2*}

¹*Viện Công nghệ Điều khiển và Tự động hóa, Đại học Bách khoa Hà Nội*

²*Trường Điện - Điện tử, Đại học Bách khoa Hà Nội*

³*Học viện Nông nghiệp Việt Nam*

*Corresponding author E-mail: phuong.vuhoang@hust.edu.vn

DOI: <https://doi.org/10.64032/mca.v29i4.353>

Abstract

The paper proposes the control model of a T-type inverter that simulates the operating characteristics of a synchronous generator (VSG-T). The model is developed by incorporating the mathematical equations representing the mechanical and electromagnetic behavior of a traditional synchronous generator into the active and reactive power control loops. Therefore, the VSG-T can be connected in parallel with the grid, controlling power in a manner similar to traditional generators, directly participating in frequency and voltage regulation, and emulating inertia and damping characteristics to stabilize the grid frequency. Moreover, simulation results on MATLAB/Simulink software indicated that the VSG-T using RB-IGBT switches achieved voltage quality with a voltage THD of 1,23 % and a current THD of 2,19 %, which is significantly lower than the IEEE 1547-2018 standard requirement (< 5%).

Keywords: Active power loop (APL); reactive power loop (RPL); RB-IGBT; T-type inverter; virtual synchronous generator (VSG).

Các từ viết tắt

VSG	Virtual synchronous generator
GFL	Grid-following technology
SG	Synchronous generator
IBR	Inverter-based renewables
ĐTCS	Điện tử công suất
APL	Active power loop
RPL	Reactive power loop
PCC	Point of Common Coupling
PLL	Phase-locked loop

Tóm tắt

Bài báo đề xuất một mô hình điều khiển cho bộ nghịch lưu hình T cải tiến sử dụng van RB-IGBT giả lập đặc tính vận hành của máy phát điện đồng bộ (VSG-T). Mô hình này được thực hiện bằng việc đưa các phương trình toán học mô tả hoạt động phần cơ học và phần điện từ của máy phát điện đồng bộ truyền thống nhúng vào trong các vòng điều khiển công suất tác dụng và công suất phản kháng. Nhờ đó, VSG-T có thể kết nối song song với lưới điện, điều khiển công suất theo cơ chế tương tự như máy phát điện truyền thống, tham gia trực tiếp vào quá trình điều khiển tần số và điện áp, đồng thời tái hiện đặc tính quán tính và giảm chấn nhằm ổn định tần số lưới điện. Ngoài ra kết quả mô phỏng trên phần mềm MATLAB/Simulink cho thấy VSG-T sử dụng van RB-IGBT đạt được chất lượng điện áp với THD điện áp là 2,19 % và THD dòng điện là 1,23 % thấp hơn so với yêu cầu tiêu chuẩn IEEE 519-2014 (< 5%).

1. Giới thiệu

Trong hệ thống điện truyền thống các máy phát điện đồng bộ đóng vai trò quan trọng trong vận hành ổn định của toàn hệ thống. Trong đó, các mục tiêu điều khiển chính như

điều chỉnh điện áp và tần số được thực hiện thông qua việc điều khiển kích từ và điều khiển bộ điều tốc của máy phát điện đồng bộ. Đặc tính trở kháng đầu ra thấp cùng với chức năng điều chỉnh điện áp tự động giúp cho máy phát điện đồng bộ trở thành nguồn điện áp gần như lý tưởng. Hơn nữa, quán tính quay của tuabin và rôto máy phát giúp ổn định và duy trì tần số hệ thống điện trong phạm vi cho phép khi có sự mất cân bằng công suất chẳng hạn như thay đổi tải đột ngột hoặc sự cố xảy ra trong quá trình vận hành. Đặc tính vận hành như nguồn điện áp lý tưởng và quán tính cao là những đặc điểm thiết yếu giúp duy trì ổn định của hệ thống điện. Tuy nhiên, hiện nay nhiều quốc gia trên thế giới đang đang tăng cường sử dụng năng lượng tái tạo, đặc biệt tập trung vào công nghệ điện gió và quang điện mặt trời để giảm thiểu khí thải gây hiệu ứng nhà kính. Một trong những thách thức lớn trong việc tích hợp năng lượng tái tạo vào lưới điện là tính gián đoạn và không ổn định của các nguồn năng lượng này. Do đặc tính phụ thuộc vào thời tiết, các dạng phát điện từ năng lượng tái tạo này không thể cung cấp năng lượng một cách liên tục và ổn định như các nguồn điện truyền thống. Để kết nối các nguồn điện tái tạo này với lưới điện, các bộ biến đổi điện tử công suất (IBR) thường được sử dụng [1], [2]. Do tính chất gián đoạn của các nguồn này, nên các IBR thường được điều khiển để lấy công suất tối đa tại bất kỳ thời điểm nào đưa vào lưới điện. Các nghịch lưu được sử dụng trong các IBR thường được thiết kế để theo dõi điện áp lưới và bơm dòng điện vào lưới điện. Chúng phụ thuộc hoàn toàn vào lưới điện chính, do đó được gọi là nghịch lưu bám lưới (GFL). Hầu như tất cả các IBR đã được lắp đặt hiện nay đều thuộc loại này [3]. Hơn nữa, các IBR cũng không được thiết kế với đủ dung lượng lưu trữ năng lượng và phương pháp điều khiển phù hợp để mô phỏng phản ứng quán tính và giảm chấn như được quan sát thấy ở các máy phát điện đồng bộ. Do đó khi kết nối với lưới điện, một mặt chúng làm cho quán tính tương đương của hệ thống giảm dần

đến tốc độ thay đổi và độ lệch tần số lớn hơn [4], [5]. Mặt khác chúng không có khả năng cung cấp hỗ trợ điện áp và tần số cần thiết cho lưới điện, có khả năng ảnh hưởng đến tính ổn định của hệ thống điện.

Để giải quyết vấn đề này, các mô hình nghiên cứu máy phát điện đồng bộ ảo (VSG) được đề xuất. Trong [6] trình bày mô hình VISMA dựa trên mô hình cơ điện thông thường của SG. Trong đó hai loại VISMA đã được giới thiệu đó là VSG điều khiển dòng điện và điều khiển điện áp. Tuy nhiên, chỉ có phương pháp VISMA điều khiển bằng điện áp mới có thể hoạt động ở chế độ độc lập. Một mô hình VSG khác của Ise Lab đề xuất được giới thiệu trong [6] dựa phương trình quay của máy phát điện đồng bộ để mô phỏng quán tính ảo. Cấu hình này làm việc dựa trên việc đo lường tần số lưới và công suất tác dụng phát ra của bộ biến đổi. Trong [7] đề xuất cấu hình VSG mô phỏng quán tính ảo dựa trên đáp ứng tần số - công suất. Mô hình xuất phát từ các thông số đo lường vi phân tần số thay đổi để tiến hành mô phỏng quán tính ảo. VSG do Zhong đề xuất trong [8] là công nghệ VSG phản ánh đầy đủ hiệu suất quá độ điện từ của máy phát điện đồng bộ. Nó có đặc tính vận hành và các đặc tính động học tương tự như máy phát điện đồng bộ. Trong [9] VSG đã được nghiên cứu trong các hệ thống lưu trữ năng lượng kết hợp pin và siêu tụ điện để bù cho sự dao động công suất trong các hệ thống phát điện năng lượng tái tạo và cung cấp hỗ trợ cho tần số lưới điện. Trong tài liệu [10] đề xuất một sửa đổi cho cấu trúc VSG cơ bản nhằm có khả năng đồng bộ hóa và khả năng “plug and play” mà không cần bộ vòng khóa pha PLL. Tài liệu [11] giới thiệu thuật toán điều khiển kết hợp giữa VSG và droop control để cải thiện đáp ứng quán tính của lưới điện siêu nhỏ. Tuy nhiên trong các nghiên cứu về VSG, các mô hình chủ yếu được thực hiện dựa trên cấu trúc nghịch lưu nguồn áp hai mức thông thường. Ưu điểm của cấu trúc này là số lượng linh kiện ít, nguyên tắc hoạt động đơn giản, quá trình vận hành có tổn thất thấp. Vì vậy chúng hiện đang được dùng phổ biến cho những ứng dụng công suất nhỏ, điện áp một chiều (DC) thấp (< 700V). Trong khi đó xu hướng hiện nay của các ứng dụng trong lưới điện xoay chiều hạ áp yêu cầu điện áp DC cao đến hơn 900V, công suất lớn hơn, tần số chuyển mạch cao đến 50 kHz. Với yêu cầu này, nghịch lưu nguồn áp hai mức có những hạn chế như: tổn thất trên các tụ lọc và độ méo sóng hài (THD) còn cao, chất lượng điện áp ra còn thấp, điện áp trên van bán dẫn lớn, tổn hao chuyển mạch cao. Để khắc phục các nhược điểm này, giải pháp nghịch lưu đa mức đã được đề xuất và nghiên cứu ứng dụng, [12]. Trong đó, các cấu trúc phổ biến được triển khai trong các hệ thống lưới hạ áp gồm: nghịch lưu ba mức NPC (Neutral Point Clamped), nghịch lưu hình T cơ bản và nghịch lưu hình T cải tiến sử dụng RB-IGBT. Các cấu trúc nghịch lưu này có ưu thế rõ rệt so với nghịch lưu hai mức như giảm đáng kể thành phần sóng hài, tốc độ biến thiên điện áp trên tải cũng được giới hạn nên yêu cầu thiết kế bộ lọc đầu ra của bộ biến đổi được đơn giản hóa, không còn phức tạp như ở các bộ nghịch lưu hai mức, [13] [14]. Ngoài ra các khóa bán dẫn chỉ phải thực hiện quá trình đóng cắt ở mức điện áp thấp, tần số đóng cắt của các van mạch lực thấp trong khi vẫn bảo đảm tần số cao đối với quá trình điều chế điện áp đầu ra. So với các cấu trúc nghịch lưu đa mức trên thì bộ nghịch lưu ba mức hình T cải tiến sử dụng van RB-IGBT lại có ưu điểm hơn nhờ thiết kế đã được mô đun hóa nên có khả năng làm giảm đáng kể tổn thất trong quá trình chuyển mạch [15].

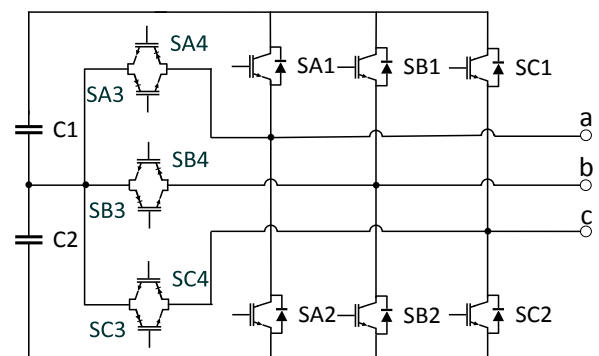
Với những lý do trên, cấu trúc nghịch lưu ba mức hình T cải tiến sử dụng van RB-IGBT được coi như một giải pháp hiệu quả cho sự liên kết của các nguồn điện phân tán với lưới điện đặc biệt ở cấp điện áp thấp. Tuy nhiên, tương tự như các bộ biến đổi điện tử công suất khác, chiến lược điều khiển bám lưới truyền thống (GFL) của bộ nghịch lưu ba mức hình T không thể cung cấp hỗ trợ tần số và điện áp mong muốn cho lưới điện. Các nghiên cứu VSG dựa trên cấu trúc nghịch lưu ba mức hình T hiện nay có rất ít nghiên cứu đánh giá. Nghiên cứu trong [16], đề xuất một chiến lược điều khiển VSG thích nghi tham số dựa trên bộ biến đổi nghịch lưu ba mức NPC hoạt động độc lập. Trong [17] nghiên cứu mới chỉ tập trung vào một chiến lược điều khiển dự đoán mô hình cho VSG dựa trên bộ nghịch lưu ba mức hình T truyền thống. Các nghiên cứu này đánh giá hoạt động trong chế độ độc lập, chưa xem xét đến chế độ vận hành nối lưới. Ngoài ra chưa có tài liệu nào xem xét quy trình vận hành tổng thể của hệ thống phát điện VSG dựa trên cấu trúc nghịch lưu ba mức hình T sử dụng van RB-IGBT. Trên cơ sở những phân tích trên bài báo đề xuất hướng tiếp cận mới: tích hợp mô hình VSG vào cấu trúc nghịch lưu ba mức hình T cải tiến sử dụng van RB-IGBT. Mô hình đề xuất không chỉ hoạt động như một nguồn áp điều khiển được, tự tạo tần số và điện áp của riêng nó, mà còn có các đặc tính quán tính ảo và giảm chấn ảo như hành vi của máy phát điện đồng bộ. Đây là đóng góp mới có ý nghĩa, bởi nó tạo tiền đề cho việc nghiên cứu ứng dụng các bộ biến đổi công suất thể hệ mới có khả năng hoạt động với vai trò tương tự như máy phát điện đồng bộ, phù hợp kết nối với lưới điện có quán tính yếu, từ đó nâng cao hiệu quả và độ tin cậy của hệ thống điện khi tích hợp các nguồn năng lượng tái tạo.

Phần tiếp theo của bài báo được trình bày bao gồm: phần 2 trình bày cấu trúc nghịch lưu hình T cải tiến sử dụng van RB-IGBT; phần 3 trình bày mô hình máy phát điện đồng bộ và nguyên lý điều khiển của VSG; phần 4 trình bày mô hình tín hiệu nhỏ và thiết kế điều khiển cấu hình đề xuất; phần 5 trình bày kết quả mô phỏng; phần 6 trình bày kết luận của bài báo.

2. Cấu trúc và điều chế nghịch lưu hình T cải tiến sử dụng van RB-IGBT

2.1 Cấu trúc

Sơ đồ cấu trúc nghịch lưu hình T cải tiến sử dụng RB-IGBT được thể hiện trong hình 1 dựa trên cấu hình hai mức thông thường với sáu khóa bán dẫn (SA1, SA2, SB1, SB2, SC1, SC2). Trong đó, mỗi nhánh pha được kết nối với điểm trung tính thông qua ba khóa hai chiều có khả năng chặn dòng ngược (SA3, SA4), (SB3, SB4), (SC3, SC4).



Hình 1: Cấu trúc nghịch lưu hình T cải tiến sử dụng RB-IGBT

Nguyên lý hoạt động của nghịch lưu hình T sử dụng van RB-IGBT có thể được phân tích thông qua bảng trạng thái đóng cắt các van bán dẫn của từng pha. Trong bảng 1, ba mức điện áp dây đầu ra $-V_{DC}/2, 0, +V_{DC}/2$ được tạo ra dựa trên các tổ hợp đóng, cắt khác nhau của bốn van SA1 đến SA4.

Bảng 1: Trạng thái đóng cắt van của pha A

Trạng thái	V _{out}	SA1	SA2	SA3	SA4
P	$+V_{dc}/2$	ON	OFF	ON	OFF
O	0	OFF	OFF	ON	ON
N	$-V_{dc}/2$	OFF	ON	OFF	ON

2.2 Điều chế

Phương pháp điều chế PWM dạng sinPWM (SPWM) và vector không gian (SVM) là hai phương pháp thường được sử dụng để điều khiển bộ nghịch lưu ba mức hình T, trong đó kỹ thuật SVM có ưu thế vượt trội hơn. Với cùng chỉ số điều chế, SVM cho điện áp đầu ra có độ méo tổng sóng hài thấp hơn so với SPWM. Phương pháp SVM còn cho phép sử dụng linh hoạt các trạng thái chuyển mạch nhằm giảm tần số đóng cắt, sóng hài và gợn dòng [14]. Hơn nữa, nhờ khả năng lựa chọn trạng thái và thời gian điều khiển thích hợp trong một chu kỳ, SVM có thể tạo ra quỹ đạo vectơ điện áp mong muốn có dạng bất kỳ, đồng thời tối ưu hóa trạng thái đóng cắt và cân bằng điện áp trên tụ DC [15]. Do vậy dựa trên các kết quả nghiên cứu trong tài liệu [18], kỹ thuật điều chế SVM đã được sử dụng cho bộ nghịch lưu hình T cải tiến trong nghiên cứu này.

3. Mô hình máy phát điện đồng bộ và nguyên lý điều khiển của VSG

3.1 Mô hình máy phát điện đồng bộ

Theo tài liệu [8], mô hình máy phát điện đồng bộ được xây dựng dựa trên các giả thiết: rotor không có cuộn dây giảm chấn, mỗi pha chỉ có một cặp cực, không có hiệu ứng bão hòa từ trong lõi sắt và không xét đến dòng điện xoáy. Với những giả thiết này, mô hình máy phát đồng bộ có thể mô tả thành hai phần, mô hình phần điện và mô hình phần cơ.

3.1.1 Mô hình phần điện

Mô hình phần điện của máy phát điện đồng bộ bao gồm ba cuộn dây stator và một cuộn dây rotor. Các phương trình mô tả từ thông của các cuộn dây như sau:

$$\begin{cases} \Phi_a = L i_a - M i_b - M i_c + M_{af} i_f \\ \Phi_b = -M i_a + L i_b - M i_c + M_{bf} i_f \\ \Phi_c = -M i_a - M i_b + L i_c + M_{cf} i_f \\ \Phi_f = -M_{af} i_a + M_{bf} i_b + M_{cf} i_c + L_f i_f \end{cases} \quad (1)$$

với L và L_f tương ứng là độ tự cảm của cuộn dây stator và rotor; i_a, i_b, i_c là dòng điện trên các pha cuộn dây stator; i_f là dòng kích thích cuộn dây rotor; M là hệ cảm giữa các cuộn dây stator; M_{af}, M_{bf}, M_{cf} là hệ cảm của cuộn dây rotor với cuộn dây stator và được biểu diễn:

$$\begin{cases} M_{af} = M_f \cos\theta \\ M_{bf} = M_f \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{cf} = M_f \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2)$$

Giả sử đường dây trung tính không được kết nối thì:

$$i_a + i_b + i_c = 0$$

Khi đó từ thông cuộn dây stator và cuộn rotor có thể được viết như sau:

$$\Phi = L_s i + M_f i_f \cos\theta \quad (3)$$

$$\Phi_f = L_f i_f + M_f \langle i, \cos\theta \rangle \quad (4)$$

trong đó,

$$\Phi = [\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^T; i = [i_a \ i_b \ i_c]^T; L_s = L + M$$

$$\sin\theta = \left[\sin\theta \ \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \ \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right]^T$$

$$\cos\theta = \left[\cos\theta \ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right]^T$$

Giả sử điện trở của các cuộn dây stato là R_s ; khi đó, điện áp các pha v được suy ra từ (1) là:

$$v = -iR_s - \frac{d\Phi}{dt} = -iR_s - L_s \frac{di}{dt} + e \quad (5)$$

trong đó,

$$v = [v_a \ v_b \ v_c]^T; e = [e_a \ e_b \ e_c]^T$$

Sức phản điện động e (EMF) do chuyển động của rotor được xác định bởi phương trình:

$$e = M_f i_f \cdot \dot{\theta} \cdot \sin\theta - M_f \cdot \frac{di_f}{dt} \cdot \cos\theta \quad (6)$$

3.1.2 Mô hình phần cơ

Phần cơ của máy phát điện đồng bộ được mô tả bởi phương trình động học:

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_m - T_e - D_p \cdot \omega \quad (7)$$

trong đó, J là momen quán tính của khối quay (tuabin - rotor máy phát); T_m là momen cơ học trên trục máy phát; T_e là momen điện từ của máy phát; D_p là hệ số giảm chấn; ω là tốc độ góc của rotor.

Mô men điện từ T_e được xác định từ phương trình:

$$T_e = M_f i_f \langle i, \sin\theta \rangle \quad (8)$$

trong đó, ký hiệu $\langle \cdot, \cdot \rangle$ biểu thị phép tích vô hướng trong $\mathbb{R}^3$.

Nếu i_f là hằng số thì từ (6) và (8) ta có:

$$T_e \omega = \langle i, e \rangle \quad (9)$$

3.2 Nguyên lý điều khiển của VSG

Nguyên lý hoạt động cơ bản của VSG là đưa các phương trình điện cơ của máy phát điện đồng bộ vào trong vòng điều khiển của bộ biến đổi ĐTCS, sau đó bộ biến đổi ĐTCS có thể hoạt động với hành vi tương tự như máy phát điện đồng bộ. Dựa trên nguyên lý này ta có thể đưa các đặc tính quán tính, giảm chấn, điều khiển tần số sơ cấp và điều khiển điện áp sơ cấp của máy phát đồng bộ vào trong điều khiển của bộ biến đổi ĐTCS. Khi đó, các nguồn điện phân tán có thể dễ dàng tham gia vào việc điều chỉnh tần số, điện áp và cung cấp quán tính, giảm chấn cho lưới điện tương tự như máy phát điện đồng bộ truyền thống. Mô hình VSG cơ bản bao gồm hai phần chính: phần mạch lực và phần điều khiển. Phần mạch lực là bộ nghịch lưu nguồn áp, nguồn điện phía DC, bộ lọc (LC, LCL). Phần điều khiển của VSG bao gồm hai mạch vòng điều

kiến trúc, mạch vòng điều khiển công suất tác dụng (APL) và mạch vòng điều khiển công suất phản kháng (RPL).

Mạch vòng điều khiển công suất tác dụng (APL) có chức năng điều khiển công suất tác dụng - tần số của VSG. APL được thiết lập dựa trên “*phương trình quay*” của máy phát điện đồng bộ. Để mô tả động học tương tự rô to của máy phát điện đồng bộ, phương trình toán học của nó được thể hiện như sau:

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_m - T_e - D_p \cdot (\omega - \omega_n) \quad (10)$$

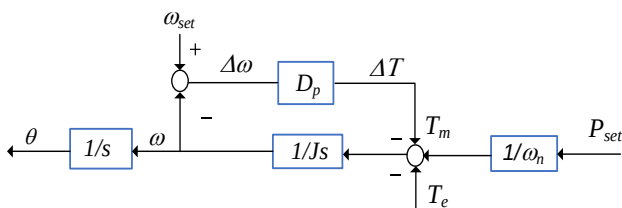
$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (11)$$

ở đây, J là mô men quán tính quay ảo, T_m mô men cơ học ảo được xác định thông qua giá trị công suất đặt P_{set} và tốc độ góc ảo ω . T_e là mô men điện từ, D_p là hệ số đại diện cho tổng của hai thành phần: hệ số ma sát cơ học ảo và hệ số giảm tần số, ω_h là tốc độ góc định mức, θ là góc điện. Sơ đồ cấu trúc mạch vòng điều khiển công suất tác dụng APL được thể hiện trên hình 2.

Nếu gọi P_{set} là giá trị tham chiếu của công suất đầu ra P_e của VSG, khi đó T_m trong biểu thức (10) được tính là:

$$T_m = \frac{P_{\text{set}}}{\omega_n} \quad (12)$$

Mô men điện từ T_e được xác định theo phương trình (8). Hệ số D_p biểu thị sự thay đổi mô men xoắn tổng tác dụng lên rôto ảo và sự thay đổi tần số góc hoặc biểu thị sự thay đổi công suất tác dụng theo tần số, [19].



Hình 2: Cấu trúc mạch vòng điều khiển công suất tác dụng (APL)

Trong mạch vòng điều chỉnh công suất phản kháng (RPL), công suất phản kháng và điện áp được điều khiển bởi từ thông ảo $\Psi_f = M_{\hat{f}} i_f$ thông qua thuật toán droop control. Từ thông ảo được tính toán từ sự sai lệch giữa điện áp V_{set} và V_{pcc} nhân với hệ số sụt giảm điện áp D_q trước khi được cộng vào sự sai lệch giữa công suất phản kháng tham chiếu Q_{ref} và công suất phản kháng đầu ra Q . Tín hiệu kết quả sau đó được đưa vào bộ tích phân với độ lợi $1/K$ để tạo ra từ thông ảo Ψ_f . Phương trình động học của Ψ_f được biểu diễn như sau [20]:

$$M_f i_f = \psi_f = \frac{1}{K_S} (Q_{set} - Q - D_q (V_{set} - V_{pcc})) \quad (13)$$

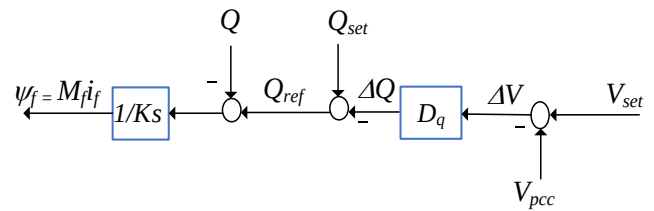
trong đó, Q_{set} và Q là công suất phản kháng tham chiếu và công suất phản kháng đầu ra. V_{set} và V_{pcc} là giá trị biên độ của điện áp tham chiếu với điện áp tại điểm nối lưới.

Công suất phản kháng Q được tính toán theo công thức (14), [8] và hệ số K (thể hiện tốc độ phản hồi của vòng điều khiển RPL) được thiết kế từ bộ điều khiển.

$$Q = \langle i, e_q \rangle = -\psi_f \omega \langle i, \cos \theta \rangle \quad (14)$$

$$\text{với } e = \psi_f \omega \sin \theta \quad (15)$$

Sơ đồ cấu trúc mạch vòng điều khiển công suất phản kháng RPL được thể hiện trên hình 3.

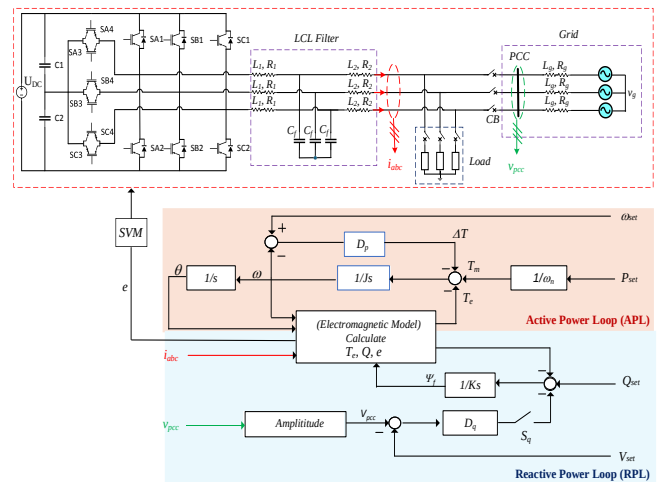


Hình 3: Cấu trúc mạch vòng điều khiển công suất phản kháng RPL

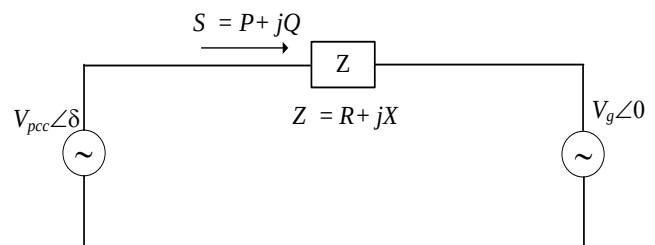
4. Mô hình tín hiệu nhỏ và thiết kế điều khiển cấu hình đề xuất

4.1 Mô hình tín hiệu nhỏ của VSG-T

Sơ đồ cấu trúc tổng thể của mô hình VSG-T được thể hiện trên hình 4.



Hình 4: Mô hình cấu trúc điều khiển của VSG-T



Hình 5: Mạch tương đương của VSG-T nối lưới

Khi VSG-T vận hành nổi lưới, theo định lý Thevenin, VSG-T có thể được biểu diễn bởi một nguồn áp nối với một nguồn áp khác thông qua trở kháng tương đương của đường dây (hình 5).

Công suất được bơm vào lưới điện từ PCC là:

$$S = 3V_g I^* = 3V_g \left(\frac{V_{pcc} \angle \delta - V_g}{Z \angle \alpha} \right)^* = 3 \frac{V_g V_{pcc} \angle -\delta - V_g^2}{Z \angle -\alpha}$$

$$= 3 \frac{V_{pcc} V_g}{Z} \cos(\alpha - \delta) + j3 \frac{V_{pcc} V_g}{Z} \sin(\alpha - \delta) - 3 \frac{V_g^2}{Z} \cos \alpha - j3 \frac{V_g^2}{Z} \sin \alpha$$

Như vậy công suất tác dụng và công suất phản kháng trên lưới có thể được xác định như sau:

$$P = 3 \frac{V_{\text{pcc}} V_g}{Z} \cos(\alpha - \delta) - 3 \frac{V_g^2}{Z} \cos \alpha \quad (16)$$

$$Q = 3 \frac{V_{pcc} V_g}{Z} \sin(\alpha - \delta) - 3 \frac{V_g^2}{Z} \sin \alpha \quad (17)$$

Giả sử trở kháng Z chủ yếu mang tính cảm kháng nên $X \gg R$, khi đó:

$$P = 3 \frac{V_{pcc} V_g}{X} \sin \delta \quad (18)$$

$$Q = 3 \frac{V_g (V_{pcc} \cos \delta - V_g)}{X} \quad (19)$$

Để xây dựng mô hình tín hiệu nhỏ của VSG, các biến trạng thái được tuyến tính hóa quanh điểm làm việc cân bằng theo các biểu thức (20).

$$\begin{cases} \delta = \delta_n + \Delta\delta \\ \omega = \omega_n + \Delta\omega \\ P_{set} = P_{set-n} + \Delta P_{set} \\ P = P_n + \Delta P \\ Q_{set} = Q_{set-n} + \Delta Q_{set} \\ Q = Q_n + \Delta Q \\ V_{set} = V_n + \Delta V_{set} \\ V_g = V_n + \Delta V_g \\ E = E_n + \Delta E \end{cases} \quad (20)$$

trong đó, chỉ số dưới 'n' biểu thị giá trị tại điểm làm việc cân bằng, ký hiệu " Δ " biểu thị dao động nhỏ.

Từ (10) kết hợp với (20) ta được:

$$J \Delta \dot{\omega} = \frac{\Delta P_{set} - \Delta P}{\omega_n} - D_p \Delta \omega \quad (21)$$

Thực hiện biến đổi Laplace hai vế của (21)

$$\Delta \omega(s) = \frac{1}{\omega_n} \frac{1}{D_p + \frac{s}{K_p}} [\Delta P_{set}(s) - \Delta P(s)] \quad (22)$$

Đặt $K_p = 1/J$, từ phương trình (13) kết hợp các biểu thức trong (20), đồng thời ta có thể coi $\Delta V_{pcc} \approx \Delta E$, $\Delta V_g = 0$ ta được:

$$(Ks + \omega_n D_q) \Delta E = \omega_n (\Delta Q_{set} - \Delta Q) \quad (23)$$

Thực hiện biến đổi Laplace hai vế của (23) ta được:

$$\Delta E(s) = \frac{1}{D_q + \frac{s}{\omega_n K_q}} [\Delta Q_{set}(s) - \Delta Q(s)] \quad (24)$$

trong đó $K_q = 1/K$, hai phương trình (22) và (24) tương ứng các là mô hình tuyến tính hóa tín hiệu nhỏ của vòng điều khiển công suất tác dụng và công suất phản kháng.

Do góc lệch δ khá nhỏ nên có thể coi $\sin \delta_n \approx \delta_n$, $\sin \Delta \delta \approx \Delta \delta$, $\cos \delta_n \approx 1$, $\cos \Delta \delta \approx 1$, từ các phương trình (18) và (19), chuyển sang miền Laplace ta có các phương trình:

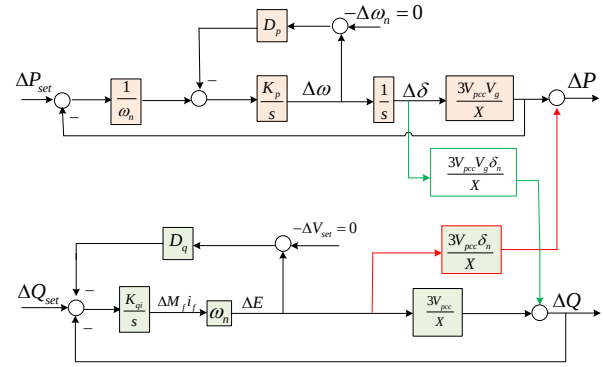
$$\Delta P(s) = \frac{3V_{pcc} V_g}{X} \Delta \delta(s) + \frac{3V_g \delta_n}{X} \Delta V_{pcc}(s) \quad (25)$$

$$\Delta Q(s) = \frac{3V_{pcc}}{X} \Delta V_{pcc}(s) + \frac{3V_{pcc} V_g \delta_n}{X} \Delta \delta(s) \quad (26)$$

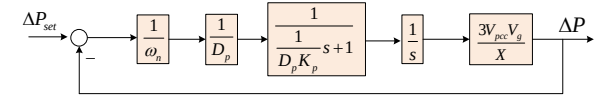
Với các thiết lập trên, ta có thể biểu diễn hệ thống điều khiển thành sơ đồ khối như hình 6.

Từ hình 6 và phương trình (25), (26), vòng điều khiển APL và vòng điều khiển RPL có sự liên kết chéo nhau (coupling) khi cả ΔP và ΔQ đều phụ thuộc vào hai biến là $\Delta \delta$ và ΔV_{pcc} . Theo [21] ta có thể bỏ qua liên kết chéo khi thiết kế đảm bảo độ dư trữ pha PM của các hàm truyền vòng hở APL và RPL đều lớn

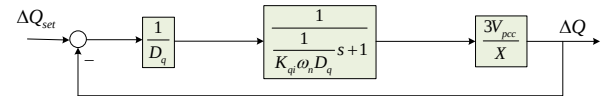
hơn 30° , khi đó để đơn giản trong thiết kế ta có thể tách hai vòng điều khiển APL và RPL như trong hình 7 và hình 8.



Hình 6: Sơ đồ khối của hệ thống điều khiển VSG-T



Hình 7: Sơ đồ khối của vòng APL khi bỏ qua coupling



Hình 8: Sơ đồ khối của vòng RPL khi bỏ qua coupling

Độ khuếch đại vòng hở của vòng điều khiển APL và RPL tương ứng là:

$$T_p(s) = \frac{1}{\omega_n} \frac{1}{D_p} \frac{1}{\frac{1}{D_p K_p} s + 1} \frac{1}{s} \frac{3V_{pcc} V_g}{X} \quad (27)$$

$$T_q(s) = \frac{1}{D_q} \frac{1}{\frac{1}{K_q \omega_n D_q} s + 1} \frac{3V_{pcc}}{X} \quad (28)$$

4.2 Thiết kế các tham số của VSG-T

4.2.1 Thiết kế các tham số mạch vòng điều khiển APL

Các tham số của mạch vòng APL có thể được thiết kế dựa trên hàm truyền thể hiện ở phương trình (27). Có hai tham số chính cần được thiết kế là hệ số D_p và K_p . Hệ số D_p thường được xác định bởi yêu cầu từ tiêu chuẩn kết nối lưới (grid code), trong đó công suất tác dụng sẽ thay đổi 100% công suất định mức khi tần số thay đổi một tỷ lệ nhất định [19]. Vì vậy, với một giá trị yêu cầu $\Delta p\%$ từ mã lưới thì hệ số D_p được xác định qua công thức (29), theo [22]:

$$D_p = \frac{P_n}{\omega_n^2 \Delta p\%} \quad (29)$$

Thông số tiếp theo là $K_p = 1/J$ cần được thiết kế để đảm bảo sự ổn định của hệ thống và đáp ứng yêu cầu giảm thiểu dao động tần số gấp đôi tần số lưới (DLFR - Double-Line-Frequency Ripple) trong vòng điều khiển APL.

Biên độ của độ khuếch đại vòng hở APL tại tần số cắt f_{pc} bằng 1, do đó từ phương trình (27) chuyển sang miền tần số ta được:

$$\left| T_p(j2\pi f_{pc}) \right| = \frac{3V_{pcc} V_g}{X_s \omega_n D_p} \frac{1}{\left| j2\pi f_{pc} + 1 \right|} \frac{1}{\left| j2\pi f_{pc} \right|} = 1 \quad (30)$$

Giải phương trình trên ta có giá trị K_p như sau:

$$K_p = \frac{2\pi f_{pc}}{D_p \sqrt{\left(\frac{3V_{pcc} V_g}{2\pi f_{pc} X \omega_n D_p} \right)^2 - 1}} \quad (31)$$

Từ (27) biên độ của độ khuếch đại vòng hở APL tại tần số $2f_n$ trong miền tần số được biểu diễn bởi:

$$|T_p(j2\pi 2f_n)| = \frac{3V_{pcc} V_g}{X \omega_n D_p} \frac{1}{\left| \frac{j4\pi f_n}{D_p K_p} + 1 \right|} \frac{1}{|j4\pi f_n|} \quad (32)$$

Thực tế tần số cắt $\frac{D_p K_p}{2\pi}$ của bộ lọc bậc một trong hàm truyền T_p thấp hơn nhiều so với tần số $2f_n$ do đó:

$$\left| \frac{j4\pi f_n}{D_p K_p} + 1 \right| \approx \left| \frac{j4\pi f_n}{D_p K_p} \right| \quad (33)$$

Để giảm thiểu DLFR, yêu cầu biên độ khuếch đại vòng lặp tại tần số $2f_n$ phải đủ nhỏ [22] nên ta có:

$$|T_p(j2\pi 2f_n)| \approx \frac{3V_{pcc} V_g K_p}{16\pi^2 f_n^2 X \omega_n} \leq a_p \quad (34)$$

Trong đó a_p là giá trị biên độ tối đa cho phép tại tần số $f = 2f_n$. Vậy giá trị giới hạn trên của K_p được xác định:

$$K_p \leq \frac{16\pi^2 f_n^2 X \omega_n a_p}{3V_{pcc} V_g} = K_{pmax} \quad (35)$$

Để đảm bảo ổn định pha, thì độ dự trữ pha của hàm truyền APL tại f_{pc} cần thỏa mãn điều kiện:

$$PM = 180^\circ + \angle T_p(j2\pi f_{pc}) \geq PM_{yc} \quad (36)$$

Với thành phần góc pha của (22) thay vào (27) ta được:

$$PM = 90^\circ - \arctan\left(\frac{2\pi f_{pc}}{D_p K_p}\right) \quad (37)$$

Từ đó, điều kiện để đạt được độ dự trữ pha mong muốn là:

$$K_p \geq \frac{2\pi f_{pc}}{D_p} \tan(PM_{yc}) = K_{pmin} \quad (38)$$

4.2.2 Thiết kế các tham số mạch vòng điều khiển RPL

Đối với vòng điều khiển công suất phản kháng (RPL) các tham số thiết kế dựa trên (28). Tương tự như mạch vòng APL, trong RPL có hai tham số chính cần thiết kế là hệ số D_q và K_{qi} . Hệ số D_q được xác định bởi các yêu cầu từ mã lưới [19] và được xác định theo công thức sau, [22]:

$$D_q = \frac{Q_n}{\sqrt{2V_n \Delta q\%}} \quad (39)$$

Hệ số $K_{qi} = 1/K$ được xác định tương tự với K_p . Từ hàm truyền (28), có thể thấy góc pha của vòng RPL là -90° do mẫu số của hàm truyền là bậc nhất. Do đó, độ dự trữ pha tối thiểu của RPL bằng 90° nên yêu cầu về biên độ pha luôn được thỏa mãn và không cần xét giới hạn dưới cho K_{qi} . Để hạn chế DLFR thì biên độ của độ khuếch đại vòng hở RPL tại tần số $2f_n$ phải đủ nhỏ. Từ (28) ta có:

$$|T_p(j2\pi 2f_n)| = \frac{3V_{pcc}}{X D_q} \frac{1}{\left| \frac{j4\pi f_n}{D_q K_{qi} \omega_n} + 1 \right|} \leq a_q \quad (40)$$

Thực tế tần số cắt $\frac{D_q K_{qi} \omega_n}{2\pi}$ của bộ lọc bậc một trong hàm

truyền T_q thấp hơn nhiều so với $2f_n$ nên:

$$\left| \frac{j4\pi f_n}{D_q K_{qi} \omega_n} + 1 \right| \approx \left| \frac{j4\pi f_n}{D_q K_{qi} \omega_n} \right| \quad (41)$$

Do đó:

$$|T_p(j2\pi 2f_n)| \approx \frac{3V_{pcc} K_{qi} \omega_n}{4\pi f_n X} \leq a_q \quad (42)$$

Suy ra:

$$K_{qi} \leq \frac{4\pi f_n X a_q}{3V_{pcc} \omega_n} = K_{qimax} \quad (43)$$

4.2.3 Tính toán các thông số bộ điều khiển

Các thông số bộ điều khiển được thiết kế dựa trên các thông số mạch lực theo bảng 1.

Bảng 1. Thông số thiết kế

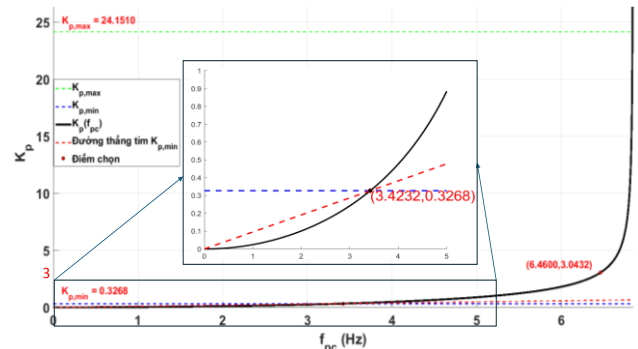
Thông số	Giá trị
Điện áp V_{DC}	700 V
Điện áp pha V_g	220 V
Công suất định mức	15 kVA
Tần số f_n	50 Hz
Tụ DC link	1070 μ F
Tần số chuyển mạch f_s	5 kHz
Cuộn cảm lọc L_1	1 mH
Cuộn cảm lọc L_2	0,9 mH
Tụ lọc C_f	20 μ F

a. Xác định hệ số D_p và D_q

Theo tiêu chuẩn ENTSO-E RfG, ta chọn được $\Delta p\% = 0,4\%$ và $\Delta q\% = 10\%$, từ (29) và (39) tính được $D_p = 38$ và $D_q = 482$.

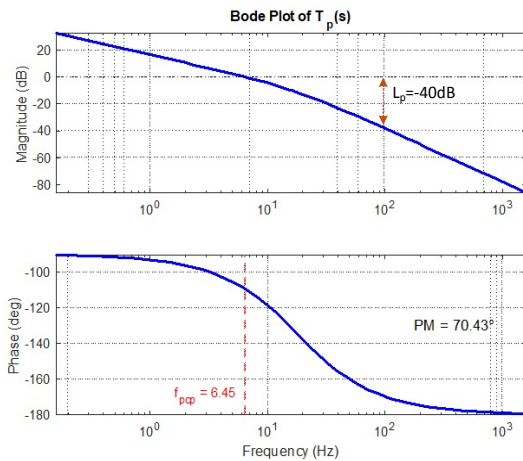
b. Xác định hệ số K_p , K_{qi}

Đối với độ khuếch đại vòng hở của APL ta chọn độ dự trữ pha yêu cầu $PM_{yc} = 30^\circ$ và giá trị $a_p = 0,1$. Dựa theo thông số ở bảng 1, từ công thức (31) ta xây dựng được đồ thị K_p theo tần số cắt f_{pc} . Từ công thức (35) và (38) ta xác định được giới hạn của hệ số K_p là K_{pmin} , K_{pmax} tương ứng với các giới hạn tần số cắt f_{pcmin} , f_{pcmax} . Chọn giá trị tần số cắt và giá trị K_p trong các vùng giới hạn trên, ở đây chúng tôi chọn $K_p = 3$, tương ứng tại tần số cắt $f_{pc} \approx 6,46$. Khi đó giá trị mô men quán tính ảo trong vòng điều khiển APL được tính toán là $J = 1/K_p \approx 0,33$.

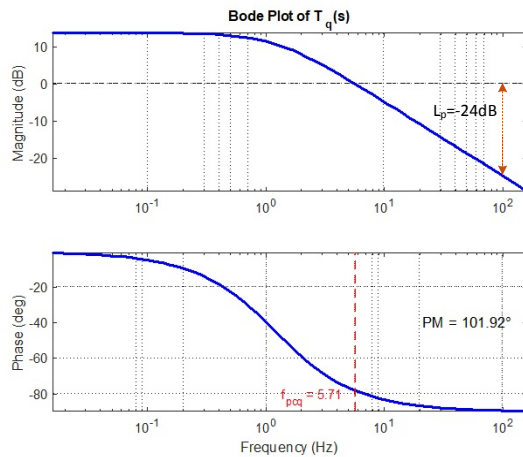


Hình 9: Đồ thị xác định dải giá trị phù hợp của K_p

Để xác định hệ số K_{qi} , như đã phân tích ở trên, độ dự trữ pha yêu cầu của vòng điều khiển RPL luôn thỏa mãn nên chỉ cần quan tâm đến việc giảm DLFR. Theo [21], chọn giá trị $a_q = 0,1$ và từ (43) ta xác định được $K_{qimax} = 0,1 \times 10^{-3}$, chọn $K_{qi} = 0,05 \times 10^{-3}$, do đó hệ số $K = 1/K_{qi} = 20000$.



Hình 10: Đồ thị Bode hệ hờ APL



Hình 11: Đồ thị Bode hệ hờ RPL

Từ hình 10 và hình 11 có thể thấy tần số cắt của hệ hờ APL và RPL tương ứng là 6,45 Hz; 5,71 Hz. Độ dự trữ pha tương ứng là $PM = 70,43^\circ$; $PM = 101,92^\circ$ và biên độ khuếch đại vòng hờ tại tần số $2f_n$ tương ứng của hai vòng điều khiển này là -40 dB và -24,6 dB đáp ứng các yêu cầu thiết kế.

5. Kết quả mô phỏng

Trong phần này, chúng tôi tiến hành mô phỏng mô hình đề xuất VSG-T nối với lưới điện trong hai chế độ. Chế độ *set mode* và chế độ *droop mode*.

Bảng 2: Thông số mô phỏng

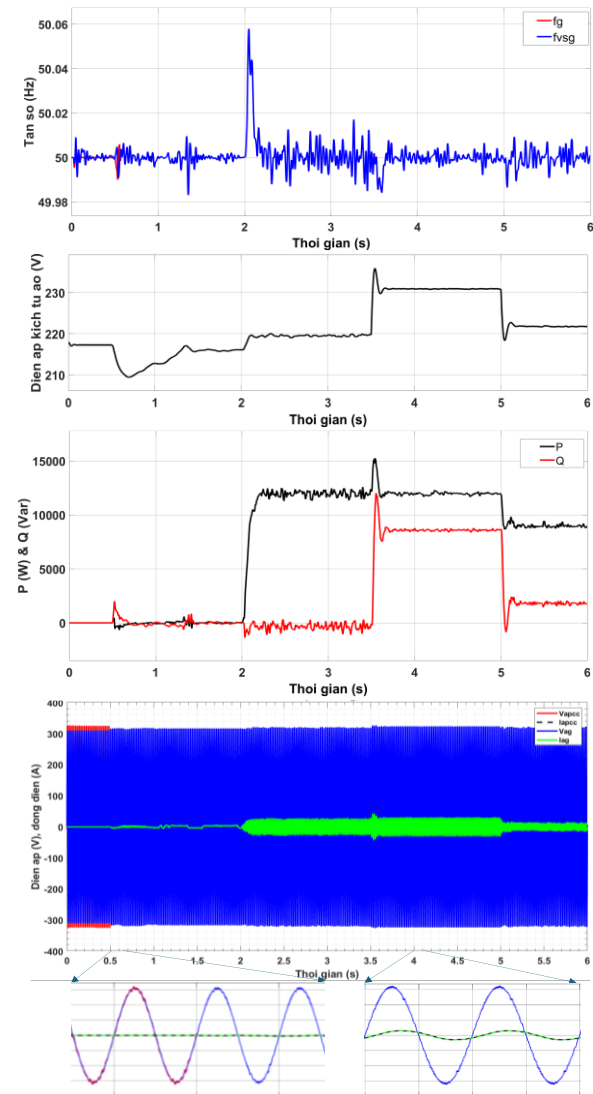
Thông số	Giá trị
D_p	38
D_q	482
K	20000
J	$0,33 \text{ kg.m}^2$
T_s (Thời gian trích mẫu)	5.10^{-6} s

Ở chế độ *set mode* ta có thể đặt các giá trị công suất tác dụng và công suất phản kháng bơm vào lưới. Ở chế độ *droop mode* là chế độ điều khiển theo độ dốc, trong đó công suất tác dụng và công suất phản kháng sẽ được điều chỉnh tự động dựa trên tần số lưới và điện áp lưới. Đây là các chế độ vận hành của các máy phát điện đồng bộ trong hệ thống điện. Các mô phỏng được thực hiện trên phần mềm MATLAB/Simulink với thông số mô phỏng thể hiện trong bảng 1 và bảng 2.

Bảng 3: Chế độ đặt P_{set} , Q_{set}

STT	Thời gian (s)	P_{set} (W)	Q_{set} (Var)
1	$t=0,5$	Đồng bộ với lưới	
2	$0,5 < t < 2$	0	0
3	$2 \leq t < 3,5$	12000	0
4	$3,5 \leq t < 5$	12000	9000
6	$5 \leq t < 6$	6000	2000

* Chế độ chế độ đặt (set mode)



Hình 12: Phản hồi của VSG –T khi nối lưới

Chế độ hoạt động này được mô phỏng theo kịch bản trong bảng 3. Quá trình mô phỏng bắt đầu tại thời điểm $t = 0 \text{ s}$, công suất tác dụng và công suất phản kháng được đặt tại thời điểm ban đầu đều bằng 0. Trong khoảng thời gian từ 0 đến 0,5 s trước khi nối lưới, VSG-T hoạt động như một nguồn áp, tự tạo ra tần số và điện áp. Tại thời điểm $t = 0,5 \text{ s}$ máy cắt CB được đóng và VSG-T được đồng bộ với lưới nhờ phương pháp tạo dòng ảo (phương pháp này không được trình bày trong nghiên cứu này). Trong các khoảng thời gian tiếp theo, các giá trị công suất tác dụng và công suất phản kháng P_{set} và Q_{set} tương ứng được đặt ở các mốc thời gian như được trình bày trong bảng 3.

Trong mô phỏng kịch bản này, các giá trị tần số f và từ thông ảo M_{if} là các giá trị đầu ra tương ứng của vòng điều khiển công suất tác dụng APL và công suất phản kháng RPL.

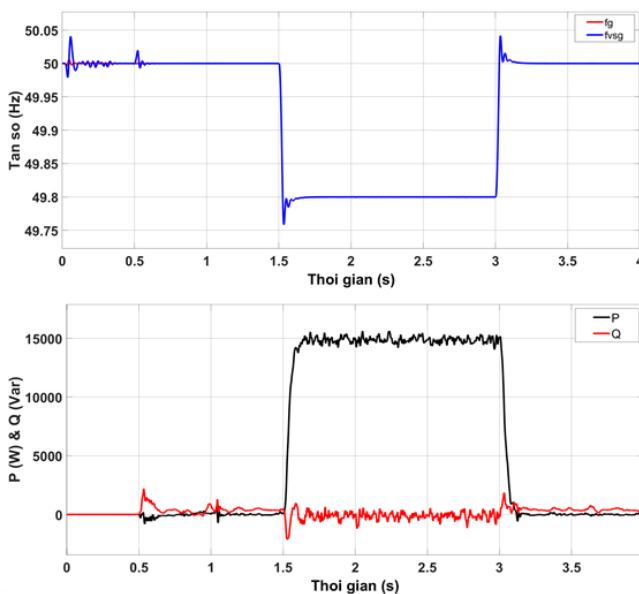
Kết quả mô phỏng cho thấy, tại $t = 2$ s, khi đặt công suất tác dụng P_{set} tăng từ 0 kW lên 12 kW, công suất tác dụng đầu ra đo được từ VSG-T tăng dần và sau khoảng 0,2 s thì đạt đáp ứng đúng lượng công suất đặt, tần số lưới điện dao động nhẹ ($\sim 0,06$ Hz) trước khi ổn định trở lại. Điều này minh chứng cho khả năng mô phỏng quán tính ảo của VSG-T như máy phát đồng bộ thật. Tại $t = 3,5$ s, công suất phản kháng Q_{set} tăng lên 9 kVar khi đó giá trị từ ảo M_{if} cũng thay đổi theo, chứng tỏ từ thông ảo của VSG-T thay đổi tùy theo nhu cầu công suất phản kháng trên lưới, điều đó cho thấy VSG-T có khả năng hỗ trợ điều chỉnh điện áp thông qua điều khiển công suất phản kháng. Công suất tác dụng và công suất phản kháng đo VSG-T bơm vào lưới đáp ứng theo các giá trị đặt như quan sát thấy trên hình 12.

* Chế độ droop mode

- **Chế độ droop mode theo tần số lưới:** Trong mô phỏng chế độ này, công suất tác dụng và công suất phản kháng được đặt cố định ở tần số 50 Hz, thay đổi tần số lưới 0,2 Hz (0,4%) tại các thời điểm $t = 1,5$ s và $t = 3$ s như mô tả theo bảng 3.

Bảng 3. Chế độ droop mode theo tần số lưới

STT	Thời gian (s)	P_{set} (W)	Q_{set} (Var)	f (Hz)
1	$0,5 \leq t < 1,5$	0	0	50
2	$1,5 \leq t < 3$			49,8
3	$3 \leq t < 4$			50



Hình 13: Phản hồi của VSG-T khi tần số lưới thay đổi

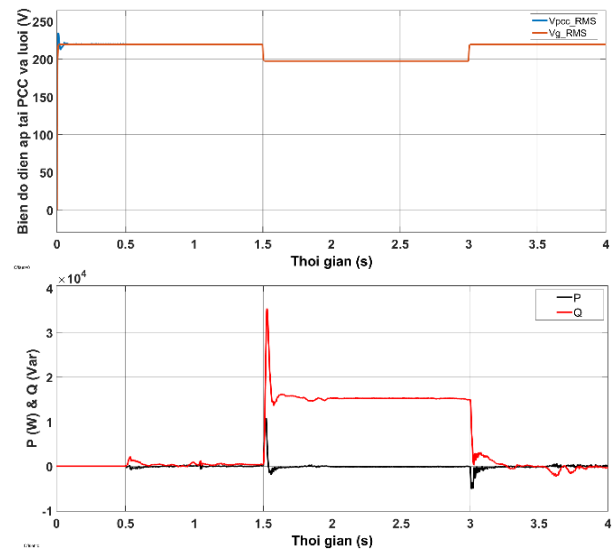
Kết quả mô phỏng hình 13 cho thấy khi tần số đột ngột giảm 0,4 % từ 50 Hz xuống 49,8 Hz (biểu thị trong lưới điện chính đang thiếu công suất tác dụng). Phản ứng của VSG-T là tự động điều chỉnh tăng một lượng công suất tác dụng tương ứng 15 kW theo đặc tính droop đúng thông số đã thiết kế với hệ số $D_p = 38$. Lượng công suất này được bơm vào lưới nhằm hỗ trợ điều chỉnh tần số chung của hệ thống. Kết quả khi tần số lưới điện chính tăng từ 49,8 Hz đến 50 Hz khi đó VSG-T tự động điều chỉnh giảm một lượng công suất tác dụng là 15

kW. Các phản ứng này cho thấy VSG-T có hành vi tương tự như cơ chế hoạt động của bộ điều tốc trong máy phát điện đồng bộ.

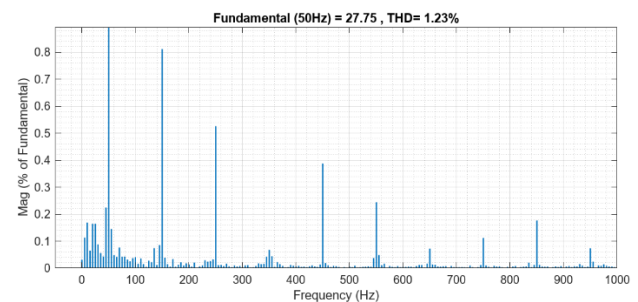
- **Chế độ droop mode theo điện áp lưới:** Chế độ này được vận hành bằng cách kích hoạt khóa S_q trong hình 4. Công suất tác dụng và công suất phản kháng được đặt cố định ở điện áp $U_n = 380$ V, thay đổi điện áp lưới đột ngột giảm và tăng (10%) tại các thời điểm $t = 1,5$ s và $t = 3$ s như mô tả theo bảng 4.

Bảng 4. Chế độ droop mode theo điện áp lưới

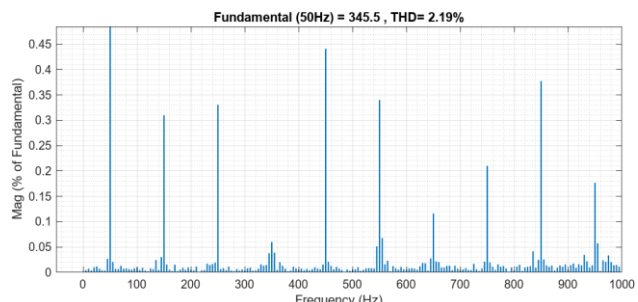
STT	Thời gian (s)	P_{set} (W)	Q_{set} (Var)	U (V)
1	$0,5 \leq t < 1,5$	0	0	380
2	$1,5 \leq t < 3$			342
3	$3 \leq t < 4$			380



Hình 14: Phản hồi của VSG-T khi điện áp lưới thay đổi



Hình 15: Giá trị THD của dòng điện



Hình 16: Giá trị THD của điện áp khi nối lưới

Kết quả mô phỏng nhận được như hình 14. Tại thời điểm $t = 1,5$ s, khi điện áp lưới đột ngột giảm 10% (biểu thị khi đó trong lưới điện chính đang thiếu công suất phản kháng), VSG-

T cũng tự động điều chỉnh tăng một lượng công suất phản kháng tương ứng là 15 kVAr. Lượng công suất này được bơm vào lưới nhằm hỗ trợ điều chỉnh điện áp trong lưới điện chính. Khi điện áp trở lại bình thường tại $t = 3$ s, công suất phản kháng giảm về mức ban đầu (tương ứng điện áp lưới điện chính tăng 10%) khi đó VSG-T tự động điều chỉnh giảm một lượng công suất phản kháng nhằm thích ứng với sự thay đổi điện áp lưới.

Ngoài ra trong các trường hợp mô phỏng, kết quả phân tích dạng sóng, tổng độ méo sóng hài THD của dòng điện và điện áp bộ nghịch lưu hình T sử dụng van RB-IGBT khi nối lưới thể hiện trên hình 12, hình 15 và hình 16. Dòng điện và điện áp sau lọc có dạng sine, hệ số méo dạng sóng hài THD dòng điện là 1,23 %, hệ số méo dạng sóng hài điện áp THD = 2,19 % (nhỏ hơn so với quy định 5% trong tiêu chuẩn IEEE 519-2014). Kết quả này phù hợp với những phân tích so sánh ưu điểm về chất lượng điện áp của bộ nghịch lưu hình T sử dụng van RB-IGBT so với các bộ nghịch lưu 2 mức như đã phân tích ở trên.

6. Kết luận

Bài báo đã đề xuất và phân tích mô hình máy phát điện đồng bộ ảo sử dụng nghịch lưu ba mức hình T cải tiến với van RB-IGBT, nhằm tái hiện các đặc tính động học của máy phát điện đồng bộ trong hệ thống điện. Kết quả mô phỏng chứng minh rằng mô hình VSG-T có khả năng vận hành như một nguồn áp tự thiết lập điện áp và tần số, đồng bộ với lưới điện, điều khiển linh hoạt công suất tác dụng và phản kháng, cũng như tái hiện đặc tính quán tính và giảm chấn. Chất lượng điện áp và dòng điện khi hòa lưới có tổng độ méo sóng hài THD thấp, cụ thể THD điện áp 2,19% và THD dòng điện 1,23%. Trong tương lai, mô hình VSG-T cần được mở rộng phân tích trong điều kiện trở kháng của đường dây có cả thành phần điện trở R và điện kháng X để thiết kế mô hình điều khiển thích hợp. Đồng thời bổ sung các nghiên cứu trong việc tích hợp hệ thống lưu trữ năng lượng để nâng cao khả năng điều khiển công suất và hiệu suất của bộ biến đổi.

Lời cảm ơn

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Học viện Nông nghiệp Việt Nam trong đề tài mã số T2025-04-01TD.

References

- [1] M. H. Saeed, W. Fangzong, B. A. Kalwar, and S. Iqbal, "A Review on Microgrids' Challenges Perspectives," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 166502–166517, 2021, doi: 10.1109.
- [2] J. Zhang, H. Wang, G. Liu, G. Tian, M. Rivera, and P. Wheeler, "Virtual Synchronous Generator Control Strategy of Grid-Forming Matrix Converter for Renewable Power Generation," *IEEE Access*, vol. 12, no. May, pp. 106672–106684, 2024, doi: 10.1109.
- [3] D. B. Rathnayake *et al.*, "Grid Forming Inverter Modeling, Control, and Applications," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 114781–114807, 2021, doi: 10.1109.
- [4] J. I. Sarasua, G. Martínez-Lucas, H. García-Pereira, G. Navarro-Soriano, Á. Molina-García, and A. Fernández-Guillamón, "Hybrid frequency control strategies based on hydro-power, wind, and energy storage systems: Application to 100% renewable scenarios," *IET Renew. Power Gener.*, vol. 16, no. 6, pp. 1107–1120, 2022, doi: 10.1049.
- [5] B. Kroposki *et al.*, "Achieving a 100% Renewable Grid: Operating Electric Power Systems with Extremely High Levels of Variable Renewable Energy," *IEEE Power Energy Mag.*, vol. 15, no. 2, pp. 61–73, 2017, doi: 10.1109.
- [6] M. Abuagreb, M. F. Allehyani, and B. K. Johnson, "Overview of Virtual Synchronous Generators: Existing Projects, Challenges, and Future Trends," *Electron.*, vol. 11, no. 18, pp. 1–21, 2022, doi: 10.3390.
- [7] M. P. N. Van Wessenbeeck, S. W. H. De Haan, P. Varela, and K. Visscher, "Grid tied converter with virtual kinetic storage," *2009 IEEE Bucharest PowerTech Innov. Ideas Toward Electr. Grid Futur.*, no. 1, pp. 1–7, 2009, doi: 10.1109.
- [8] Q. C. Zhong and G. Weiss, "Synchronverters: Inverters that mimic synchronous generators," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 1259–1267, 2011, doi: 10.1109.
- [9] J. Fang, Y. Tang, H. Li, and X. Li, "A Battery/Ultracapacitor Hybrid Energy Storage System for Implementing the Power Management of Virtual Synchronous Generators," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 4, pp. 2820–2824, 2018, doi: 10.1109.
- [10] M. A. Elshenawy, S. M. Abdelkader, A. A. Amin, and S. A. Farghal, "Improved plug-play SV with virtual inertia for enhancing the stability of high RES-penetrated grids," *IET Smart Grid*, vol. 2, no. 4, pp. 571–580, 2019, doi: 10.1049.
- [11] Villada-Leon, C.A.; Posada Contreras, J.; Rosas-Caro, J.C.; Núñez-Rodríguez, R.A.; Valencia, J.C.; Valdez-Resendiz, J.E. Control Algorithm for an Inverter-Based Virtual Synchronous Generator with Adjustable Inertia. *Eng.*, vol 6, no. 9, p. 1-21, Sep. 2025, doi: 10.3390.
- [12] M. Schweizer, I. Lizamay, T. Friedli, and J. W. Kolar, "Comparison of the chip area usage of 2-level and 3-level voltage source converter topologies," *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 391–396, 2010, doi: 10.1109.
- [13] D. A. Tuan, P. Vu, and N. Van Lien, "Design and Control of a Three-Phase T-Type Inverter using Reverse-Blocking IGBTs," *Eng. Technol. Appl. Sci. Res.*, vol. 11, no. 1, pp. 6614–6619, 2021, doi: 10.48084.
- [14] M. Schweizer and J. W. Kolar, "Design and implementation of a highly efficient three-level T-type converter for low-voltage applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 2, pp. 899–907, 2013, doi: 10.1109.
- [15] H. Uemura, F. Krismer, and J. W. Kolar, "Comparative evaluation of T-type topologies comprising standard and reverse-blocking IGBTs," *2013 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2013*, pp. 1288–1295, 2013, doi: 10.1109.
- [16] X. Yang, R. Wang, N. Jin, J. Zhao, Y. Cui, and Y. Li, "Parameter adaptive model predictive control strategy of NPC three-level virtual synchronous generator," *Front. Energy Res.*, vol. 11, no. September, pp. 1–14, 2023, doi: 10.3389.
- [17] X. Yang, Y. Li, R. Wang, N. Jin, Y. Cui, and Z. Fu, "A T-type VSG Based on Model Predictive Control Without Weighting Coefficient," *2023 4th Int. Conf. Smart Grid Energy Eng. SGEE 2023*, no. 212102210024, pp. 143–147, 2023, doi: 10.1109.
- [18] P. Vu, N. V. Trang, N. D. Manh, T. N. Cuong, and D. T. Anh, "Modified Space Vector Modulation Technique for Three Phase Three Level T-type Inverter," *Int. J. Renew. Energy Res.*, vol. 11, no. 3, pp. 1230–1237, 2021, doi: 10.20508.
- [19] S. Wang, R. Qi, and Y. Li, "Fuzzy Control Scheme of Virtual Inertia for Synchronverter in Micro-Grid," *ICEMS 2018 - 2018 21st Int. Conf. Electr. Mach. Syst.*, no. February, pp. 2028–2032, 2018, doi: 10.23919.
- [20] Y. Zhang, J. Mou, F. Zhang, and N. Huang, "Modeling and Stability Analysis Based on Internal Voltage Dynamics in Synchronverter," *Electron.*, vol. 12, no. 3, 2023, doi: 10.3390.
- [21] H. Wu *et al.*, "Small-Signal Modeling and Parameters Design for Virtual Synchronous Generators," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 7, pp. 4292–4303, 2016, doi: 10.1109.
- [22] H. Hostmark and M. Amin, "Small-signal modeling and tuning of Synchronverter-based wind energy conversion systems," *Int. Trans. Electr. Energy Syst.*, vol. 31, no. 5, pp. 1–19, 2021, doi: 10.1002.