

# Giải thuật điều khiển mới chia công suất trong các bộ nghịch lưu song song khi tải phi tuyến

- Lê Minh Phương
- Lê Tấn Đại
- Phạm Thị Xuân Hoa

Trường Đại học Bách khoa, ĐHQG-HCM

(Bài nhận ngày 21 tháng 3 năm 2015, hoàn chỉnh sửa chữa ngày 08 tháng 5 năm 2015)

## TÓM TẮT

Bài báo trình bày giải thuật điều khiển các bộ nghịch lưu kết nối song song chia công suất  $P$  và  $Q$  trong hệ thống năng lượng hoạt động độc lập với tải phi tuyến. Trong những hệ thống này, để nâng cao thêm trong việc chia tải công suất  $P$  và  $Q$  cũng như chất lượng điện áp, một vòng lặp trở kháng ảo được thêm vào trong hệ thống điều khiển trượt (droop control). Bài báo đề xuất một dạng trở kháng ảo dưới dạng giải thuật tích phân

chung bậc hai (second-order general-integrator – SOGI). Kết quả mô phỏng bằng Matlab Simulink cho thấy khả năng chia công suất  $P$ ,  $Q$  tốt của mô hình điều khiển đề xuất khi kết nối với tải không cân bằng và tải phi tuyến, với việc áp dụng giải thuật đề xuất cho phép giảm THD điện áp đến 1.9% khi tải phi tuyến và 1.2% khi tải không cân bằng so với trường hợp sử dụng sơ đồ điều khiển truyền thống.

**Từ khóa:** Các bộ nghịch lưu song song, Droop control, SOGIs, trở kháng ảo, chia tải.

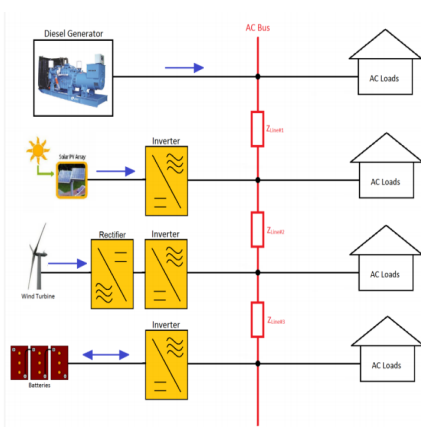
## 1. GIỚI THIỆU

Hiện nay, trên thế giới người ta đã sử dụng nhiều cách để cung cấp năng lượng một cách liên tục. Một trong những phương pháp đó là dùng hệ thống microgrid (lưới siêu nhỏ) hoạt động một cách độc lập hay kết nối lưới tùy vào nhu cầu sử dụng. Thêm vào đó, dựa trên các ứng dụng điện tử công suất, microgrid thường được sử dụng khi kết hợp các nguồn năng lượng tái tạo, hệ thống lưu trữ năng lượng. Hình 1 thể hiện mô hình lưới dạng

microgrid đặc trưng với các nguồn năng lượng khác nhau.

Giả sử, ở một khu vực mà lưới điện quốc gia không kéo tới được, cần phải cung cấp điện cho khu vực bị cách ly hay có điện nhưng không ổn định, ta có hai hay nhiều bộ nghịch lưu ba pha công suất như nhau, kết nối song song với nhau và hoạt động như một microgrid độc lập. Các bộ nghịch lưu đặt cách xa nhau và cách xa hộ tiêu thụ, cần phải có biện pháp để hai bộ nghịch lưu hoạt động song song với nhau để bảo đảm tính ổn định

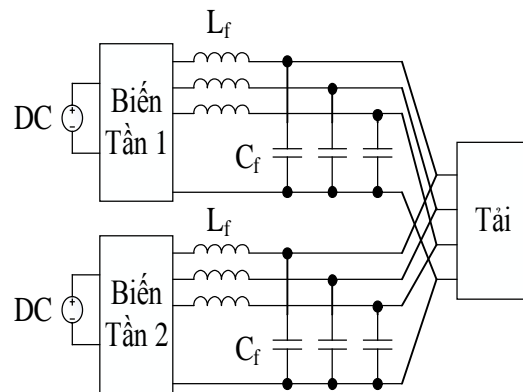
của hệ thống và giúp cho các bộ nghịch lưu không bị quá tải. Cần có phương pháp điều khiển để giải quyết bài toán này.



**Hình 1.** Mô hình lưới Microgrid với các nguồn năng lượng khác nhau.

Trên thế giới, một vài phương pháp điều khiển đã được thực hiện để đạt được điều này, như là phương pháp điều khiển tập trung [1], phương pháp điều khiển chính-phụ (master-slave) [2]-[4], phương pháp điều khiển sai lệch công suất [5],[6], phương pháp điều khiển mạng lưới kết nối chung [7], và phương pháp điều khiển trượt tần số và điện áp [8]-[13]. Trong phương pháp cuối cùng, bộ điều khiển chỉ dựa trên thông tin đo lường tại các bộ nghịch lưu, không cần sự liên lạc hay trao đổi thông tin giữa các bộ nghịch lưu mà vẫn có thể chia sẻ được công suất P và Q đều nhau giữa các bộ nghịch lưu. Công suất P và Q giữa các bộ đều nhau, dẫn tới việc kéo dài tuổi thọ cho các thiết bị khi chạy tải nhẹ cũng như giúp cho hệ thống ổn định. Do đó tiết kiệm được chi phí bảo dưỡng thiết bị và chi phí phát sinh khi cần tăng công suất tiêu thụ, chỉ cần bổ sung thêm các bộ nghịch lưu có công suất tương đương, không phải đầu tư lại toàn bộ hệ thống.

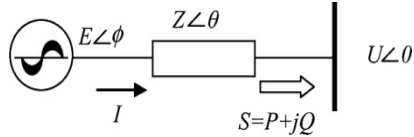
Phương pháp điều khiển trượt không sử dụng giao tiếp tỏ ra phù hợp trong trường hợp này khi không cần sự liên lạc hay trao đổi thông tin giữa các bộ nghịch lưu mà vẫn có thể chia sẻ được công suất P và Q đều nhau giữa các bộ nghịch lưu khi ta dự đoán trước được công suất tiêu thụ của các bộ nghịch lưu. Tuy nhiên, một trong những nhược điểm của phương pháp điều khiển trượt truyền thống là khả năng chia công suất sẽ kém đi nếu tổng của trở kháng ngõ ra và trở kháng đường dây không bằng nhau. Để giải quyết vấn đề này, các cuộn cảm có thể được thêm vào giữa các bộ nghịch lưu và tải, nhưng chúng khá nặng và cồng kềnh [14]. Như một phương pháp thay thế, một vòng lặp trở kháng ảo được cộng vào để cải thiện độ chính xác trong việc chia tải [15], [16]. Nhưng vẫn dừng lại ở dạng các bộ nghịch lưu một pha hay nếu là ba pha thì công suất vẫn còn thấp, dùng cuộn cảm lọc khá lớn, và trở kháng đường dây khá nhỏ khi kết nối với tải phi tuyến. Bài báo đề xuất mô hình hai bộ nghịch lưu ba pha kết nối song song với một dạng trở kháng áp dụng giải thuật tích phân chung bậc hai (second-order general-integrator – SOGI) nhằm giải quyết tốt đề chia công suất P, Q, THD% áp khi sử dụng cuộn lọc nhỏ và trở kháng đường dây kết nối tải lớn hơn. Hình 2 thể hiện mô hình nghiên cứu các bộ nghịch lưu kết nối song song với nhau trong bài báo này.



**Hình 2.** Sơ đồ khối mô hình nghiên cứu

## 2. PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT (DROOP CONTROL)

Nguyên tắc của phương pháp điều khiển trượt truyền thống có thể giải thích bằng cách xem xét một mạch tương đương của một VSI (Voltage Source Inverter) [15] kết nối với AC bus, được thể hiện ở hình 3:



**Hình 3.** Mô hình đơn giản của bộ nghịch lưu kết nối lưới

Như ở hình 3, nếu bỏ qua gợn sóng chuyển mạch và các thành phần hài bậc cao, VSI có thể được mô hình hóa như một nguồn AC, với điện áp  $E\angle\phi$ . Ngoài ra, giả định rằng điện áp AC của bus là  $U\angle 0$  và tổng trở đầu ra của bộ chuyển đổi và tổng trở đường dây được gộp như một dòng trở kháng hiệu quả duy nhất  $Z\angle\theta$ . Khi đó công suất AC chuyển đến bus được tính như sau:

$$S = UI^* = \frac{UE}{Z} \angle\theta - \phi - \frac{U^2}{Z} \angle\theta \quad (1)$$

$$P = \frac{UE}{Z} \cos(\theta - \phi) - \frac{U^2}{Z} \cos\theta \quad (2)$$

$$Q = \frac{UE}{Z} \sin(\theta - \phi) - \frac{U^2}{Z} \sin\theta \quad (3)$$

Do đó, công suất và công suất phản kháng của bộ nghịch lưu có thể biểu diễn dưới dạng sau:

$$P = \left(\frac{UE}{Z} \cos\phi - \frac{U^2}{Z}\right) \cos\theta + \frac{UE}{Z} \sin\phi \sin\theta \quad (4)$$

$$Q = \left(\frac{UE}{Z} \cos\phi - \frac{U^2}{Z}\right) \sin\theta - \frac{UE}{Z} \sin\phi \cos\theta \quad (5)$$

Phương pháp điều khiển trượt dựa trên hai giả sử sau [17]:

Giả sử 1: Nếu trở kháng đường dây là thuần trở,  $\theta=0^0$ . Thì:

$$P = \frac{U}{Z} (E \cos\phi - U) \quad (6)$$

$$Q = -\frac{U}{Z} E \sin\phi \quad (7)$$

Giả sử 2: Với  $\phi$  là góc lệch pha giữa điện áp đầu ra biến tần và bus chung. Khi  $\phi$  nhỏ:

$$P \approx \frac{U}{Z} (E - U) \quad (8)$$

$$Q \approx -\frac{U}{Z} E \phi \quad (9)$$

Suy ra,  $P \approx E$ ,  $Q \approx \phi$ . Do đó, chiến lược điều khiển trượt có dạng:

$$E = E^* - nP \quad (10)$$

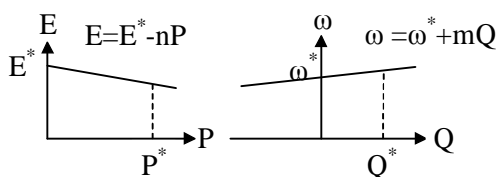
$$\omega = \omega^* + mQ \quad (11)$$

Với  $E$  và  $\omega$  là biên độ và tần số điện áp ngõ ra của bộ nghịch lưu  $E^*$  và  $\omega^*$  là biên độ và tần số danh định của điện áp ngõ ra khi không tải, và  $n$  và  $m$  là hệ số trượt biên độ và tần số tương ứng.

## 3. ĐIỀU KHIỂN CHIA CÔNG SUẤT P VÀ Q TRONG HỆ THỐNG MICROGRID

Hình 4 thể hiện đường đặc trưng phương pháp điều khiển trượt theo đường dây kết nối tải thuần trở với công suất tác dụng, và công suất phản kháng được điều khiển độc lập bằng hai đường trượt  $P$  và  $Q$ , với  $m$  và  $n$  là hệ số trượt. Bộ điều khiển trượt đọc thông tin từ điểm kết nối và yêu

cầu công suất từ hệ thống dựa vào đường trượt tính ra giá trị đặt cho bộ điều khiển zero [17].



**Hình 4.** Đường đặc trưng phương pháp điều khiển trượt theo đường dây thuần trở.

Các hệ số m và n và được xác định dựa trên công suất định mức và sai lệch tối đa cho phép của tần số góc và điện áp. Ví dụ, trong một microgrid với N nguồn, m và n phải thỏa mãn các ràng buộc sau đây [17]:

$$\begin{cases} n_1 P_1 = n_2 P_2 = \dots = n_N P_N = \Delta E_{\max} \\ m_1 Q_1 = m_2 Q_2 = \dots = m_N Q_N = \Delta \omega_{\max} \end{cases} \quad (12)$$

Trong đó,  $\Delta \omega_{\max}$  và  $\Delta E_{\max}$  là độ lệch tốc độ góc và điện áp tối đa cho phép,  $P_i$  và  $Q_i$  là công suất tác dụng, công suất phản kháng định mức nguồn thứ i.

Trong quá trình hoạt động gắn liền với lưới điện của microgrid, điện áp và tần số góc của nguồn phải tuân theo lưới. Công suất tác dụng và phản kháng ngõ ra tham chiếu của nguồn, có thể được điều chỉnh thông qua  $E^*$  và  $\omega^*$ .

$$\begin{cases} P = \frac{E^* - E}{n} \\ Q = \frac{\omega - \omega^*}{m} \end{cases} \quad (13)$$

Microgrid bao gồm nhiều nguồn phát khác nhau và mỗi nguồn phát cung cấp công suất tương ứng dựa trên công suất cực đại của nó. Bỏ qua tổn hao của tiêu thụ, biểu thức phương pháp điều khiển trượt của các nguồn phát dựa theo nguyên tắc:

$$S_{Load} = S_{G1} + S_{G2} + \dots + S_{Gi} \quad (14)$$

Trong đó:

$S_{Load}$  : công suất yêu cầu.

$S_{Gi}$  : công suất của nguồn phát thứ i.

Từ biểu thức (10) và (11) ta có thể khai triển:

$$P_{Load} = \frac{V_{L1} - V_{ref1}}{n_1} + \frac{V_{L2} - V_{ref2}}{n_2} + \dots + \frac{V_{Li} - V_{refi}}{n_i} \quad (15)$$

Và

$$Q_{Load} = \frac{\omega_{ref1} - \omega_{L1}}{m_1} + \frac{\omega_{ref2} - \omega_{L2}}{m_2} + \dots + \frac{\omega_{refi} - \omega_{Li}}{m_i} \quad (16)$$

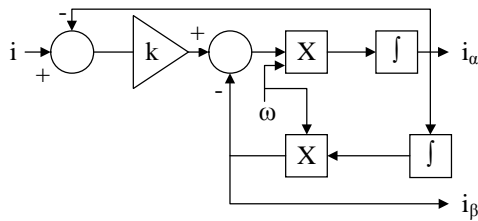
Các nguồn phát hoạt động trong microgrid phải hoạt động ở cùng tần số và điện áp trượt ( $\Delta f$  và  $\Delta V$ ) để đảm bảo ổn định và hoạt động ở cùng tần số trong trạng thái xác lập ( $\omega_{ref}$ ). Do đó từ biểu thức (15) và (16) có thể kết luận rằng phương pháp điều khiển trượt có thể quyết định phần của công suất cung cấp bởi các nguồn phát ra microgrid.

#### 4. PHÂN TÍCH THIẾT KẾ TRỞ KHÁNG ẢO CHO THUẬT TOÁN SOGI ĐỀ XUẤT

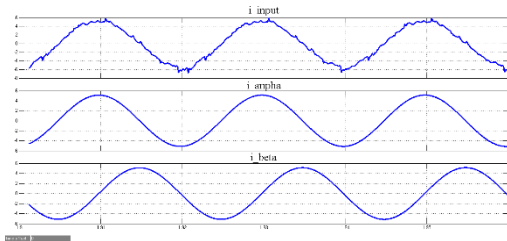
Trở kháng ảo là một vòng lặp điều khiển nhanh, nó tạo ra một điện áp rơi mà không gây ra tổn hao công suất P và Q. Trở kháng ảo thường được sử dụng cho việc điều khiển trở kháng ngõ ra bộ nghịch lưu để cải thiện tính ổn định, giới hạn dòng, tăng khả năng chia tải P, Q. Trong bài báo này, một mô hình trở kháng ảo dưới dạng thuật toán SOGI được trình bày.

Ta sẽ xem xét mô hình tích phân chung bậc hai (second-order general-integrator – SOGI) dưới dạng một hệ thống một pha. Mô hình SOGI dựa trên sự cộng hưởng tần số có thể điều chỉnh, được thực hiện bởi bộ tích phân ghép tầng làm việc trong một vòng kín, như ở hình 5. Cấu trúc này thường được sử dụng với một thuật toán FLL với đặc tuyến lưới để cung cấp chính xác biên độ và

góc pha trong hệ thống. Thêm vào đó, nó có thể được thực hiện dễ dàng và có ưu điểm về khả năng theo dõi tín hiệu nhanh chóng và chính xác với việc loại bỏ tín hiệu nhiễu đầu vào.



**Hình 5.** Sơ đồ khối tích phân chung bậc hai (second-order general-integrator – SOGI).



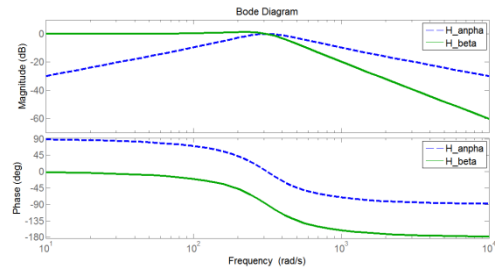
**Hình 6.** Hai thành phần dòng ngõ ra  $i_{\alpha}$ ,  $i_{\beta}$  của SOGI với một dòng điện ngõ vào có nhiễu.

Như thể hiện trong hình 5-6, SOGI đòi hỏi một tín hiệu ( $i$ ) và một giá trị tần số ( $\omega$ ) như đầu vào và tạo ra hai tín hiệu sin ở ngõ ra ( $i_{\alpha}$ ,  $i_{\beta}$ ), với cùng biên độ điện áp ( $i$ ), nhưng lệch nhau một góc  $90^{\circ}$ . Ta lại có, tín hiệu ( $i_{\alpha}$ ) cùng pha với thành phần cơ bản của tín hiệu ngõ vào ( $i$ ).

Ngoài ra, biểu thức của SOGI có dạng là

$$H_{\alpha} = \frac{i_{\alpha}}{i}(s) = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (17)$$

$$H_{\beta} = \frac{i_{\beta}}{i}(s) = \frac{k\omega^2}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (18)$$



**Hình 7.** Biểu đồ bode của hàm  $H_{\alpha}(s)$  và  $H_{\beta}(s)$  với  $k = 1$ .

Trong công thức (17, 18),  $k$  là hệ số của hệ thống vòng lặp kín. Biểu đồ Bode của các hàm chuyển đổi SOGI được biểu thị ở hình 7 với  $\omega = 2\pi 50$  rad/s và  $k = 1$ . Từ hình này có thể thấy rằng  $H_{\alpha}(s)$  như một bộ lọc thông dải, với băng thông được xác định bằng  $k$ , trong khi  $H_{\beta}(s)$  như là bộ lọc thông thấp. Chú ý rằng  $(i_{\alpha}(s)/i_{\beta}(s) = \omega/s)$ . Do đó, giả sử rằng ngõ vào ( $i$ ) có dạng  $i(t) = A \sin(\omega t)$  mà ( $i_{\alpha}$ ) theo thành cơ bản của ngõ vào ( $i$ ), chúng ta có thể nói rằng:

$$i_{\alpha}(t) = A \sin(\omega t) \quad (19)$$

$$i_{\beta}(t) = -A \cos(\omega t) \quad (20)$$

Với  $A$  và  $\omega$  là biên độ và tần số của tín hiệu ngõ vào tương ứng.

Do trở kháng ảo thường có dạng nối tiếp với trở kháng thực đường dây nên khi xem xét công thức (19, 20), tín hiệu ngõ vào là dòng điện  $i(t)$ . Do đó điện áp rơi tạo bởi trở kháng ảo sẽ có dạng:

$$\begin{aligned} V_v(t) &= L_v \frac{di(t)}{dt} + R_v i(t) = L_v \frac{di_d(t)}{dt} + R_v i_d(t) \\ &= \omega L_v A \cos(\omega t) + R_v A \sin(\omega t) \end{aligned} \quad (21)$$

Hay

$$V_v(t) = -\omega L_v i_{\beta}(t) + R_v i_{\alpha}(t) \quad (22)$$

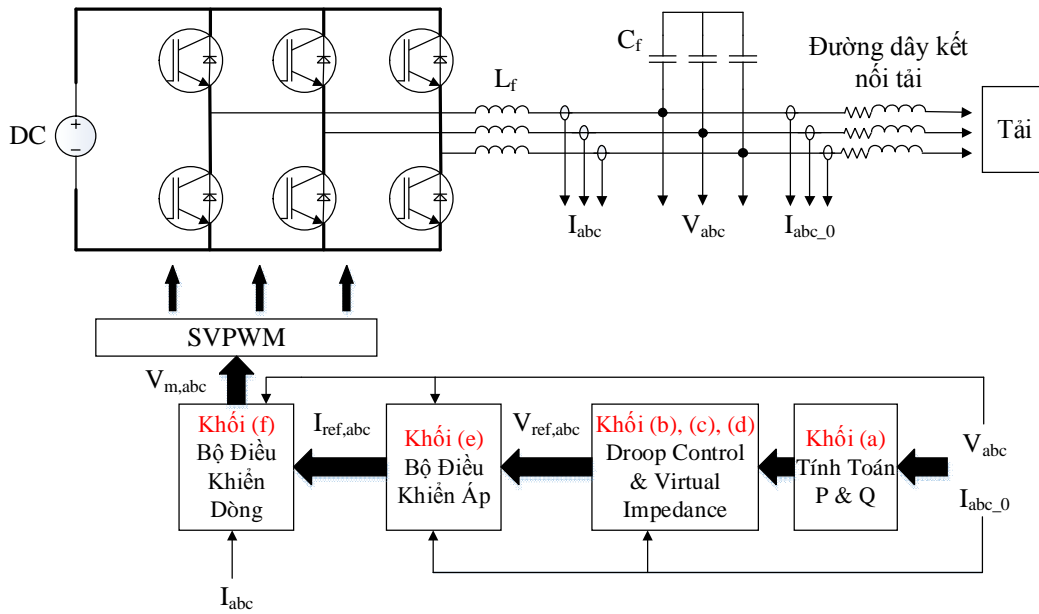
Trong đó,  $R_V$ ,  $L_V$  và  $V_V$  là điện trở ảo, cuộn cảm ảo và điện áp tạo bởi trở kháng ảo.

Dựa vào công thức (21, 22), do hệ thống của chúng ta là hệ thống ba pha nên khi phân tích dạng  $\alpha\beta$  thì điện áp rơi tạo bởi trở kháng ảo sẽ có 2 giá trị điện áp rơi tạo bởi  $I_\alpha$  và  $I_\beta$ , mà trong mỗi  $I_\alpha$  và  $I_\beta$  lại có sự phân hóa thành  $\alpha$  và  $\beta$  nhỏ, suy ra công thức mô tả điện áp rơi trên trở kháng ảo ba pha sẽ có dạng:

$$\begin{aligned} V_V(s) &= (V_{V,\alpha}(s) + jV_{V,\beta}(s)) \\ &= (R_V + j\omega_0 L_V)(I_\alpha(s) + jI_\beta(s)) \\ &= (R_V + j\omega_0 L_V)[(I_{\alpha,\alpha}(s) + jI_{\alpha,\beta}(s)) + j(I_{\beta,\alpha}(s) + jI_{\beta,\beta}(s))] \end{aligned} \quad (23)$$

### 5. MÔ HÌNH ĐIỀU KHIỂN

Hình 8 minh họa sơ đồ khối bộ điều khiển cho các bộ nghịch lưu kết nối song song với nhau trong cùng một hệ thống. Trong bộ điều khiển bao gồm các khối:



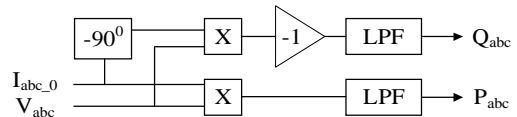
**Hình 8.** Sơ đồ khối mô hình điều khiển chung và các khối nhỏ bên trong, cho các bộ nghịch lưu kết nối song song trong hệ thống năng lượng.

+ Khối (a) tính toán công suất P, Q dạng ba pha, điện áp ngõ ra ( $V_{abc}$ ) sau tụ lọc và dòng điện ngõ ra phía tải ( $I_{abc,0}$ ) được sử dụng để xác định công suất thực và phản kháng tức thời qua công thức:

$$\begin{aligned} P_i &= VI_0 \\ Q_i &= -VI_0(-90^\circ) \end{aligned} \quad (24)$$

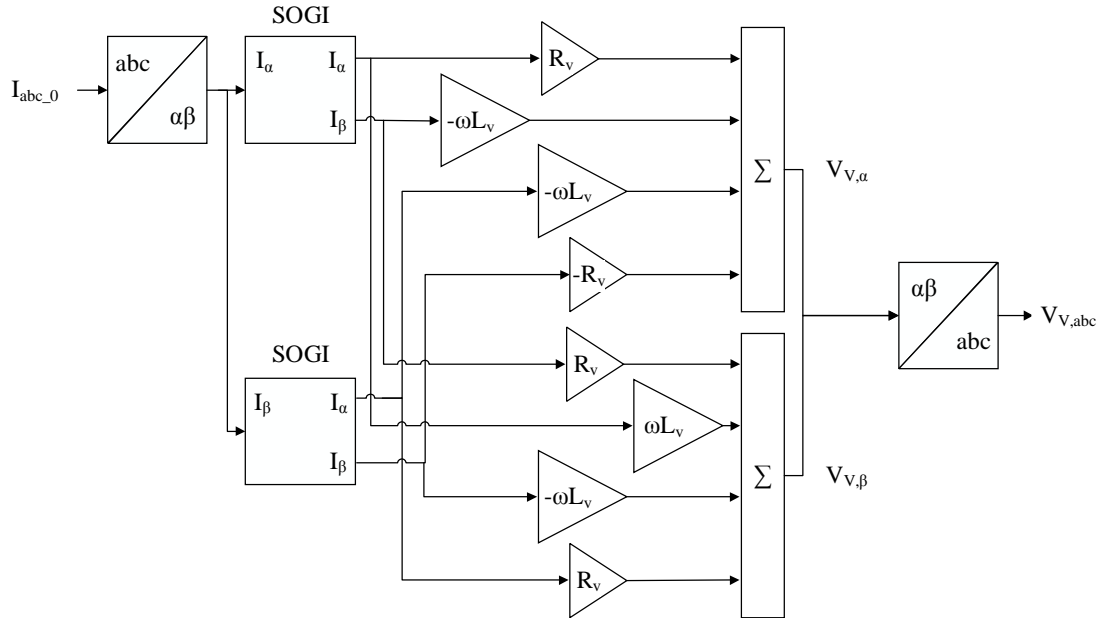
Với  $P_i$  và  $Q_i$  là công suất thực và phản kháng tức thời tương ứng của từng pha. Dịch pha dòng

điện ( $I_{abc,0}$ ) một góc  $-90^\circ$  trong yêu cầu tính công suất phản kháng. Sau đó,  $P_i$  và  $Q_i$  được đưa qua một bộ lọc thông thấp để loại thành phần dao động.



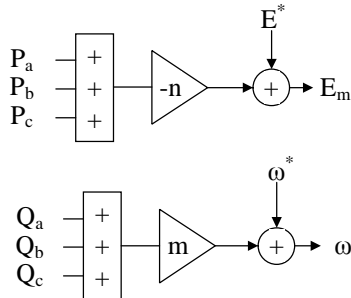
(a) Khối tính P và Q.

+ Khối (b) điều khiển tạo điện áp rơi  $V_v$  từ trở kháng ảo trong phương pháp đề xuất, dựa vào công thức (23) ta có điện áp rơi dạng  $\alpha\beta$  sau đó qua bộ biến đổi  $\alpha\beta/abc$  để tạo điện áp rơi dạng ba pha  $V_{v,abc}$ ;



(b) Khối tính điện áp rơi tạo bởi trở kháng ảo theo mô hình tích phân chung bậc hai (second-order general-integrator – SOGI).

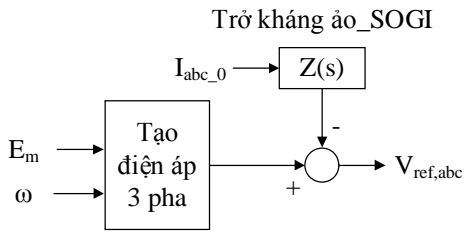
+ Khối (c) điều khiển trượt truyền thống dựa trên công thức (10, 11):



(c) Khối droop control truyền thống.

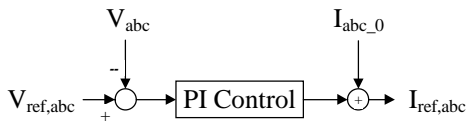
+ Khối (d) kết hợp giữa điện áp tham khảo điều khiển trượt và điện áp rơi trên trở kháng ảo đề xuất tạo điện áp tham khảo  $V_{ref,abc}$  cho khối điều khiển áp qua công thức (25):

$$\begin{bmatrix} V_{ref,a} \\ V_{ref,b} \\ V_{ref,c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_m \sin(\omega t) - V_{v,a} \\ E_m \sin(\omega t - 120^\circ) - V_{v,b} \\ E_m \sin(\omega t + 120^\circ) - V_{v,c} \end{bmatrix}. \quad (25)$$



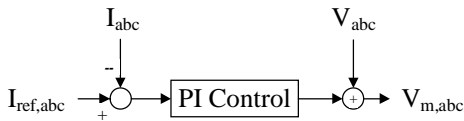
(d) Khối tính điện áp tham khảo cho bộ điều khiển áp.

+ Khối (e) điều khiển điện áp bằng bộ điều khiển PI cho ba pha tạo dòng điện tham khảo  $I_{ref,abc}$  cho khối điều khiển dòng:



(e) Khối điều khiển áp.

+ Khối (f) điều khiển dòng bằng bộ điều khiển PI cho ba pha, tạo điện áp điều chế  $V_{m,abc}$  cho bộ biến đổi SVPWM.



(f) Khối điều khiển dòng.

## 6. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

Mô hình điều khiển được mô phỏng bằng phần mềm Matlab/Simulink, trong đó thực hiện điều khiển 2 bộ nghịch lưu công suất 4kVA với thông số mô hình được trình bày trong bảng 1 theo hai phương pháp: truyền thống và phương pháp đề xuất trong 3 trường hợp. Kết quả mô phỏng được so sánh đánh giá và kết luận.

**Bảng 1.** Các thông số cơ bản của các biến tần.

Ký hiệu	Tham số	Biến tần 1	Biến tần 2
$E^*$	Điện áp ngõ ra danh định	311V	311V

$w^*$	Tần số danh định	$2\pi 50\text{rad/s}$	$2\pi 50\text{rad/s}$
n	Hệ số droop biên độ	$1 \times 10^{-5} \text{V/W}$	$1 \times 10^{-5} \text{V/W}$
m	Hệ số droop tần số	$1 \times 10^{-6} \text{Hz/Var}$	$1 \times 10^{-6} \text{Hz/Var}$
$w_c$	Tần số cắt	$2\pi 300\text{rad/s}$	$2\pi 300\text{rad/s}$
k	Hệ số SOGI	0.01	0.01
$V_{DC}$	Điện áp ngõ vào	600V	600V
$L_f$	Cuộn lọc ngõ ra	1mH	1mH
$C_f$	Tụ lọc ngõ ra	25uF	25uF
$Z_{day}$	Trở kháng đường dây	$1.1088 + j0.02988\Omega$	$0.9240 + j0.02490\Omega$
$f_s$	Tần số đóng ngắt	10kHz	10kHz

### a) Trường hợp 1- Tải tuyến tính và cân bằng.

Kết quả cho thấy công suất tác dụng P, Q được chia đều và độ méo dạng điện áp tải hoàn toàn giống nhau cho cả 2 mô hình điều khiển truyền thống và mô hình đề xuất.

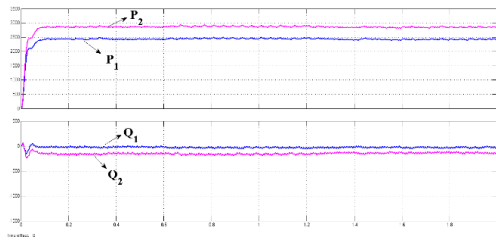
### b) Trường hợp 2- Tải ba pha không cân bằng.

Thông số tải ba pha được trình bày trong bảng 2. Kết quả mô phỏng chia công suất P, Q được trình bày trên hình (9, 10); dạng điện áp tải và phân tích THD điện áp được trình bày trên hình (11-14).

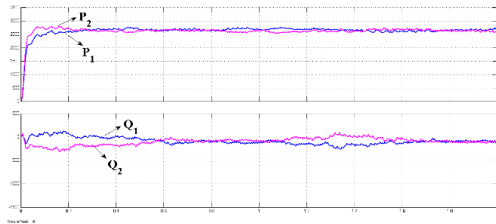
**Bảng 2.** Các thông số của tải.

Ký hiệu	Tải ba pha không cân bằng			Tải phi tuyến
	A	B	C	
				Diode
R	30Ω	20Ω	30Ω	80Ω
L	5mH	0	5mH	5mH
C	0	0	0	235uF

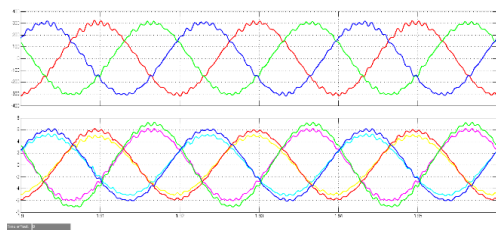




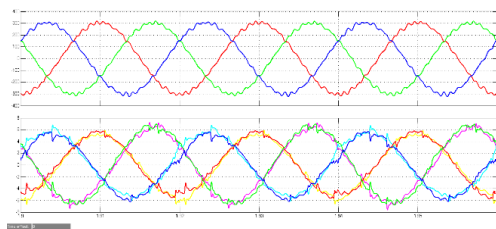
**Hình 9.** Công suất P, Q tại phía tải của hai bộ nghịch lưu theo phương pháp truyền thống.



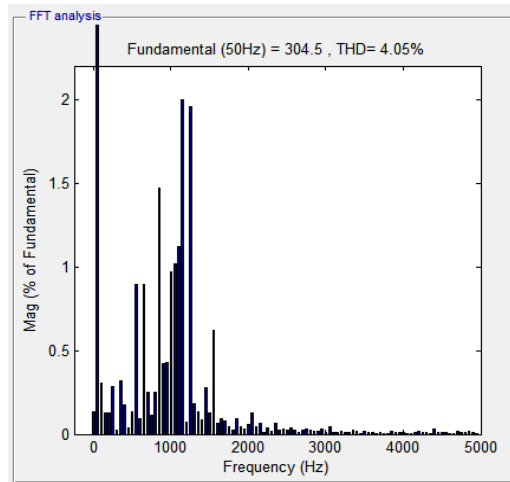
**Hình 10.** Công suất P, Q tại phía tải của hai bộ nghịch lưu theo phương pháp đề xuất.



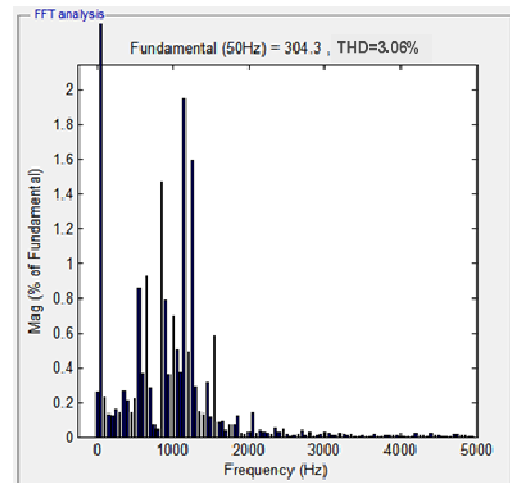
**Hình 11.** Điện áp pha và dòng điện tại phía tải của hai bộ nghịch lưu theo phương pháp truyền thống.



**Hình 12.** Điện áp pha và dòng điện tại phía tải của hai bộ nghịch lưu theo phương pháp đề xuất.



**Hình 13.** THD% của áp pha tại phía tải của một bộ nghịch lưu theo phương pháp truyền thống.

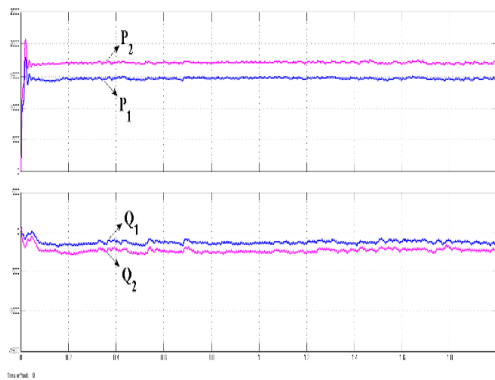


**Hình 14.** THD% của áp pha tại phía tải của một bộ nghịch lưu theo phương pháp đề xuất.

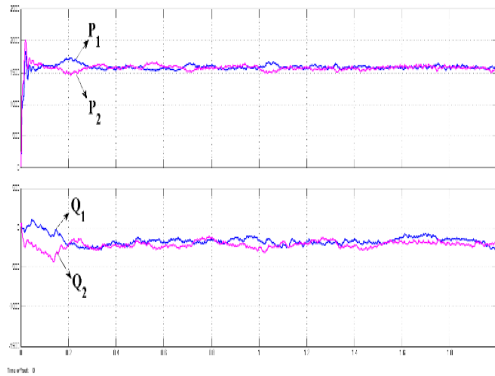
Nhận xét: Trường hợp tải ba pha không cân bằng, biên độ điện áp ngõ ra của phương pháp truyền thống và đề xuất lần lượt là 303.8V và 304.2V nằm trong khoảng sai số  $\pm 5\%$  so với điện áp đặt 311V - sụt áp trên đường dây truyền tải; THD% điện áp phương pháp đề xuất (3.06%) giảm so với phương pháp truyền thống (4.05%); công suất P, Q ngõ ra của phương pháp truyền thống xét tại  $t=1.8s$  là  $P_1=2400W$ ,  $P_2=2830W \Rightarrow |\Delta P|=430W$ ,  $Q_1=-120Var$ ,  $Q_2=-40Var \Rightarrow$

$|\Delta Q|=80\text{Var}$ ; công suất P, Q ngõ ra của phương pháp đề xuất xét tại  $t=1.8\text{s}$  là  $P_1=2640\text{W}$ ,  $P_2=2660\text{W} \Rightarrow |\Delta P|=20\text{W}$ ,  $Q_1=-95\text{Var}$ ,  $Q_2=-85\text{Var} \Rightarrow |\Delta Q|=10\text{Var}$ . Suy ra phương pháp đề xuất cho kết quả tốt hơn so với phương pháp truyền thống việc chia tải P, Q và THD% điện áp tải .

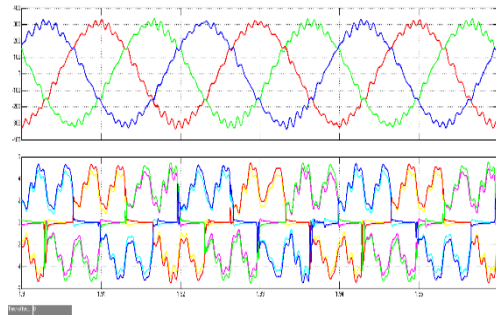
c) **Trường hợp 3- Tải ba pha không cân bằng và phi tuyến.** Thông số tải ba pha được trình bày trong bảng 2. Tải được sử dụng là bộ chỉnh lưu 3 pha không điều khiển. Kết quả mô phỏng chia công suất P, Q được trình bày trên hình (15, 16); dạng điện áp tải và phân tích THD điện áp được trình bày trên hình (17-20).



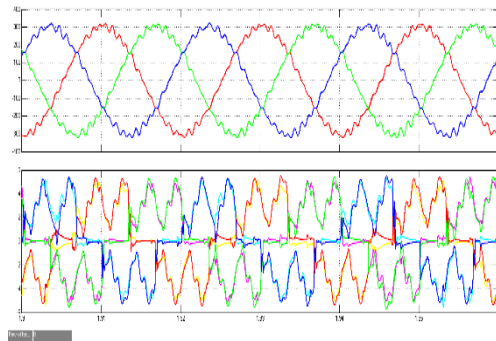
**Hình 15.** Công suất P, Q tại phía tải của hai bộ nghịch lưu theo phương pháp truyền thống.



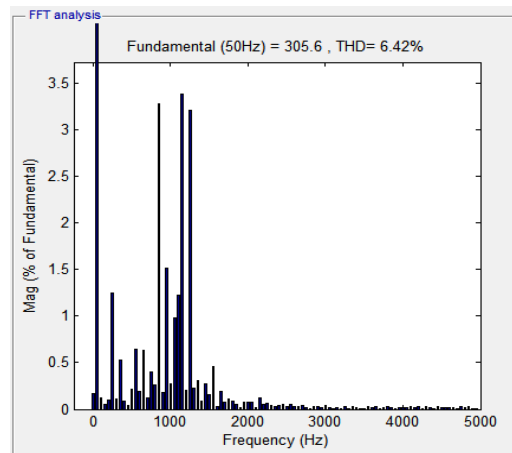
**Hình 16.** Công suất P, Q tại phía tải của hai bộ nghịch lưu theo phương pháp đề xuất.



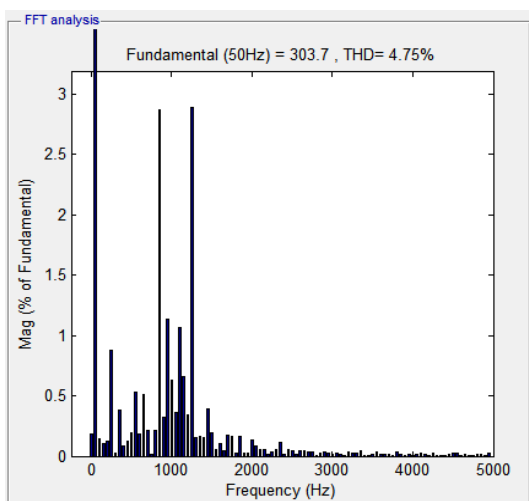
**Hình 17.** Điện áp pha và dòng điện tại phía tải của hai bộ nghịch lưu theo phương pháp truyền thống.



**Hình 18.** Điện áp pha và dòng điện tại phía tải của hai bộ nghịch lưu theo phương pháp đề xuất.



**Hình 19.** THD% của áp pha tại phía tải của một bộ nghịch lưu theo phương pháp truyền thống.



**Hình 20.** THD% của áp pha tại phía tải của một bộ nghịch lưu theo phương pháp đề xuất.

Nhận xét: Trường hợp tải phi tuyến, biên độ điện áp ngõ ra của phương pháp truyền thống và đề xuất lần lượt là 305.2V và 303.6V nằm trong khoảng sai số  $\pm 5\%$  so với điện áp đặt 311V - sụt áp trên đường dây truyền tải; THD% điện áp phương pháp đề xuất (4.75%) giảm tương đối so với phương pháp truyền thống (6.42%); công suất P, Q ngõ ra của phương pháp truyền thống xét tại  $t=1.8s$  là  $P_1=1450W$ ,  $P_2=1700W \Rightarrow |\Delta P|=250W$ ,  $Q_1=-200Var$ ,  $Q_2=-120Var \Rightarrow |\Delta Q|=80Var$ ; ; công suất P, Q ngõ ra của phương pháp đề xuất xét tại

$t=1.8s$  là  $P_1=1570W$ ,  $P_2=1600W \Rightarrow |\Delta P|=30W$ ,  $Q_1=-200Var$ ,  $Q_2=-150Var \Rightarrow |\Delta Q|=50Var$ . Suy ra phương pháp đề xuất cho kết quả tốt hơn so với phương pháp truyền thống việc chia tải P, Q và THD% điện áp tải.

## 7.KẾT LUẬN

Bài báo đã trình bày hệ thống điều khiển trượt (Droop control) có kết nối với một trở kháng ảo được tạo SOGI. Bài báo mô phỏng hai bộ nghịch lưu cùng công suất kết nối song song chạy cùng một loại tải cho thấy dùng phương pháp điều khiển đề xuất, droop control có vòng lặp trở kháng ảo dạng SOGI cho kết quả tốt trong việc chia tải công suất P, Q, cải thiện đáng kể độ méo dạng điện áp tải THD% so với phương pháp truyền thống.

Theo kết quả mô phỏng với phương pháp điều khiển đề xuất điện áp ba pha trước tải chỉ bị sụt giảm khoảng 7V ( $\approx 2.1\%$ ) trên đường dây nằm trong khoảng tiêu chuẩn cho cho phép  $\pm 5\%$ , cho thấy ưu điểm vượt trội của giải thuật điều khiển đề xuất.

### Lời cảm ơn

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Đại học Bách Khoa-Đại học Quốc gia Thành phố Hồ Chí Minh (ĐHQG-HCM) trong khuôn khổ đề tài mã số TNCS-2014-DDT-07

# The new power sharing method for three-phase parallel inverters with nonlinear loads

- Le Minh Phuong
- Le Tan Dai
- Pham Thi Xuan Hoa

Ho Chi Minh City University of Technology, VNU-HCM

## ABSTRACT

*This paper presents a new method for controlling parallel inverters to share active power and reactive power in the energy system with non-linear loads. In these systems, the virtual output impedance is usually added to the control loop of each inverter to improve the active power and reactive power sharing as well as the quality of the voltage system. Paper also proposes a kind of virtual impedance as a*

*second-order general-integrator (SOGI) scheme. The simulation results in Matlab Simulink show the ability of the proposed controller to good share power  $P-Q$ , when connected with unbalanced and nonlinear loads. By using the proposed algorithm allows to reduce the voltage THD to 1.9% and 1.2% for unbalanced and nonlinear loads according by comparison with traditional control scheme.*

**Keywords:** parallel inverters, Droop control, second-order generalintegrators (SOGIs), virtual output impedance, sharing power.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. M. C. Chandorkar, D. M. Divan, and R. Adapa, "Control of parallelconnected inverters in standalone ac supply systems," IEEE Trans. Ind.Appl., vol. 29, no. 1, pp. 136–143, Jan./Feb. 1993.
- [2]. J. Holtz and K.-H. Werner, "Multi-inverter UPS system with redundantload sharing control," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 37, no. 6, pp. 506–513, Dec. 1990.
- [3]. J.-F. Chen and C.-L. Chu, "Combination voltage controlled and currentcontrolled PWM inverters for ups parallel operation,"IEEE Trans. PowerElectron., vol. 10, no. 5, pp. 547–558, Sep. 1995.
- [4]. H. V. D. Broeck and U. Boeke, "A simple method for parallel operation of inverters," in Proc. IEEE Int. Telecommun. Energy Conf. (INTELEC)'1998, pp. 143–150.

- [5]. T. Kawabata and S. Higashino, "Parallel operation of voltage source inverters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 24, no. 2, pp. 281–287, Mar./Apr. 1988.
- [6]. H. Hanaoka, "Development of a novel parallel redundant UPS," in *Proc. IEEE Int. Telecommun. Energy Conf. (INTELEC) '2003*, pp. 493–498.
- [7]. C.-L. Chen, Y. Wang, J.-S. Lai, Y.-S. Lee, and D. Martin, "Design of parallel inverters for smooth mode transfer microgrid applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 1, pp. 6–15, Jan. 2010.
- [8]. M. C. Chandorkar, D. M. Divan, Y. Hu, and B. Banerjee, "Novel architecture and control for distributed UPS systems," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. (APEC), 1994*, pp. 683–689.
- [9]. M. Arias, D. G. Lamar, M. Rodriguez, M. Hernando, and A. Fernandez, "Simple droop voltage control system for parallel operation of UPS," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. (APEC) '2008*, pp. 1946–1951.
- [10]. W. Yao, M. Chen, J. Chen, and Z. Qian, "An improved multiple-loop controller for parallel operation of single-phase inverters with no control interconnections," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC) '2007*, pp. 448–452.
- [11]. M. Guerrero, J. Matas, L. G. de Vicuña, M. Castilla, and J. Miret, "Wireless-control strategy for parallel operation of distributed generation inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1461–1470, Oct. 2006.
- [12]. W. Kim, H.-S. Choi, and B. H. Cho, "A novel droop method for converter parallel operation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 1, pp. 25–32, Jan. 2002.
- [13]. Bergen, *Power Systems Analysis*. Englewood Cliffs, NJ: PrenticeHall, 1986.
- [14]. M. C. Chandorkar, D. M. Divan, Y. Hu, and B. Banerjee, "Novel architectures and control for distributed UPS systems," in *Proc. IEEE APEC, 1994*, pp. 683–689.
- [15]. José Matas, Miguel Castilla, Luis García de Vicuña, Jaume Miret, Member, IEEE, and Juan Carlos Vasquez, "Virtual Impedance Loop for Droop - Controlled Single - Phase Parallel Inverters Using a Second - Order General - Integrator Scheme" *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 25, No. 12, December 2010.
- [16]. Dipankar De and Venkataramanan Ramanarayanan, "Decentralized Parallel Operation of Inverters Sharing Unbalanced and Nonlinear Loads", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 25, No. 12, December 2010.
- [17]. Qing-Chang Zhong, Senior Member, IEEE, "Harmonic Droop Controller to Reduce the Voltage Harmonics of Inverters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 3, March 2013.