ĐIỀU KHIỂN BỘ LỌC TÍCH CỰC KIỂU SHUNT SỬ DỤNG DỰ BÁO MÔ HÌNH DÒNG TRÊN HỆ TỌA ĐỘ dq

Nguyễn Văn Chí*
Trường Đại học Kỹ thuật Công nghiệp – ĐH Thái Nguyên

TÓM TẮT

Ngày nay các phụ tải phi tuyến có mặt nhiều hơn trong lưới điện do sự phát triển của công nghệ kỹ thuật điện tử, sự gia tăng các thiết bị chuyển mạch tần số cao do sử dụng các nguồn điện phân tán nhỏ(*năng lượng mặt trời, gió v.v*). Các phụ tải phi tuyến này sinh ra các sóng hài trên lưới và gây ra ảnh hưởng xấu đến chất lượng lưới điện thông qua các hiện tượng như tăng công suất phản kháng, quá tải các đường dây và thiết bị điện, hệ số công suất thấp. Bộ lọc tích cực kiểu shunt với biến tần nguồn áp có dòng điện điều chỉnh được(SAF) hiện nay là một thiết bị được sử dụng hiệu quả trong việc giảm sóng hài và tạo sự cân bằng dòng điện giữa các pha bằng cách tạo ra các dòng điện để bù lại sóng hài sinh ra từ các phụ tải phi tuyến. Trong bài báo này chúng tôi đưa ra một cấu trúc điều khiển tạo dòng điện bù của bộ lọc tích cực sử dụng kỹ thuật điều khiển dự báo mô hình dòng điện đầu ra của SAF. Cấu trúc điều khiển này có lợi thế hơn về khía cạnh quá trình quá độ so với cấu trúc điều khiển PI hiện đang sử dụng rộng rãi. Dòng điện cần bù được tạo ra sẽ bám theo một cách hiệu quả theo dòng điện đặt trên miền dq. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm được thực hiện cho tải phi tuyến là mạch cầu chỉnh lưu toàn pha, có so sánh với bộ điều khiển PI cho thấy quá trình quá độ được cải thiện giảm từ 0,1s xuống 0,02s, chỉ số THD của dòng điện sau khi lọc sóng hài giảm từ 27,65% xuống 5,4%.

Từ khóa: *Bộ lọc tích cực kiểu Shunt(SAF), hệ tọa độ dq, lọc sóng hài, dự báo mô hình, tổng độ méo hài THD*

ĐẶT VẤN ĐỀ

Khi công nghệ kỹ thuật điện ngày càng phát triển, lưới điện trở nên phức tạp với nhiều loại phụ tải đặc biệt khác nhau, trong đó tăng dần các phụ tải công nghiệp, thương mại và trung tâm dữ liệu. Các phụ tải công nghiệp bao gồm động cơ được điều khiển bằng các bộ biến tần đóng cắt tần số cao, lò điện cao tần, các động cơ bão hòa; các phụ tải thương mại trong các tòa nhà cao tầng là các máy biến áp bão hòa, các phụ tải HAVC, các đèn LED, máy tính, các hệ thống điện toán lưu trữ dữ liệu v.v. Tất cả những loại thiết bị này được gọi chung là thiết bị phi tuyến vì chúng là nguyên nhân gây nên sóng hài trong lưới điện và có thể sinh ra các vấn đề về chất lượng hệ thống điện [1]. Một số vấn đề về ảnh hưởng xấu liên quan đến sóng hài bao gồm dao động trong động cơ, cháy máy phát, hỏng mạng máy tính v.v. Để đánh giá mức độ ảnh hưởng của sóng hài người ta dùng chỉ số THD, theo tiêu chuẩn IEEE Std 519, THD của dòng điện trong hệ thống nên nhỏ hơn 5%. Để giảm ảnh hưởng của sóng hài, người ta sử dụng bộ lọc tích cực, bộ lọc tích cực mắc phía trước một nhóm phụ tải có nhiệm vụ bù các sóng hài bậc cao và bù công suất phản kháng thông qua một biến tần nguồn áp để điều chỉnh dòng cấp bù lên lưới. Vị trí của SAF như biểu diễn trên Hình 1(trên). Cấu trúc của SAF điển hình như Hình 1(dưới) [2]. Giả thiết dòng điện qua tải phi tuyến bị méo do sóng hài $\mathbf{i}_L$, SAF sẽ đo dòng $\mathbf{i}_L$ và tính toán để đưa lên lưới dòng điện bù $\mathbf{i}_C$ sao cho dòng điện qua nguồn $\mathbf{i}_S = \mathbf{i}_L + \mathbf{i}_C$ luôn là hình sin. Có nghĩa là các nguồn hài của tải sinh ra sẽ được bù hết bằng $\mathbf{i}_C$. Sách lược điều khiển SAF gồm hai mạch vòng: mạch vòng ngoài dùng để xác định dòng điện cần bù $\mathbf{i}_{cref}$ dựa trên dòng tải $\mathbf{i}_L$, dòng điện cần bù này là setpoint cho mạch vòng trong hay dòng điện mong muốn mà bộ inverter phải tạo ra được để đưa lên lưới nhằm mục đích bù sóng hài và công suất phản kháng; mạch vòng trong có nhiệm vụ điều khiển tạo ra dòng bù $\mathbf{i}_C$ sao cho bám được dòng điện cần bù $\mathbf{i}_{cref}$ bằng cách điều chỉnh

* *Tel: 0944 122388, Email: ngchi@tnut.edu.vn*

nghịch lưu cầu 03 pha toàn phần nguồn áp dùng IGBT.

Để thực hiện mạch vòng điều khiển ngoài, tức là tạo ra dòng điện cần bù, ta cần thêm một mạch vòng phụ, mạch vòng này có nhiệm vụ xác định công suất tác dụng tổn thất p_{tt}, nhằm phục vụ cho việc tính toán dòng điện cần bù. Công suất tổn thất được xác định bằng bộ điều khiển PI nhằm duy trì một điện áp DC trên tụ của bộ inverter bằng hằng số. Hàm truyền để xác định bộ điều khiển PI cho mạch vòng phụ này có dạng:

$$G_{ex}(s) = \frac{k_{ex}}{\tau_{ex}s + 1} \quad (1)$$

trong đó $k_{ex} = R/2V_{co}, \tau_{ex} = 2/RC$, R là điện trở song song của tụ SAF, V_{co} là điện áp danh định của tụ SAF, C là điện dung danh định của tụ SAF. Mạch vòng ngoài có nhiệm vụ đo dòng điện của tải và điện áp nguồn, sau đó tính toán ra được công suất phản kháng và công suất tác dụng cần được bù, từ đó tính ra được các dòng điện cần bù, thông thường các phép tính này được thực hiện trên hệ tọa độ dq. Trước hết dòng điện tải $\mathbf{i_L} = [i_{La} \quad i_{Lb} \quad i_{Lc}]^T$, điện áp nguồn 3 pha $\mathbf{v_s} = [v_{sa} \quad v_{sb} \quad v_{sc}]^T$ được chuyển sang hệ tọa độ $\alpha\beta$ sử dụng phép biến đổi Clarke với ma trận chuyển đổi $\mathbf{F}$

$$\mathbf{v}_{s\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}}\mathbf{F}\mathbf{v}_s, \quad \mathbf{i}_{L\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}}\mathbf{F}\mathbf{i}_L \quad (2)$$

với $\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$

được các dòng điện $i_{L\alpha}, i_{L\beta}$ và $v_{s\alpha}, v_{s\beta}$. Tiếp theo những điện áp và dòng điện này sẽ dùng để tính ra công suất tác dụng và công suất phản kháng tức thời được biểu diễn dưới hai thành phần tần số thấp và tần số cao như sau:

$$\begin{aligned} p &= v_{s\alpha}i_{L\alpha} + v_{s\beta}i_{L\beta} = \bar{p} + \tilde{p} \\ q &= v_{s\alpha}i_{L\beta} + v_{s\beta}i_{L\alpha} = \bar{q} + \tilde{q} \end{aligned} \quad (3)$$

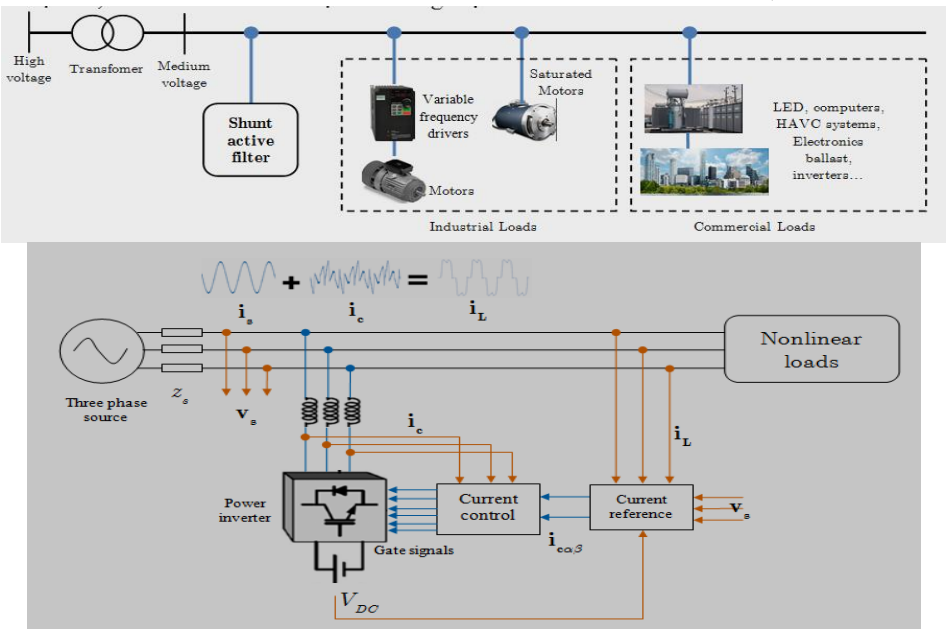
trong đó $\bar{p}, \bar{q}$ là công suất tác dụng và công suất phản kháng tức thời tương ứng với tần số thấp và

$\tilde{p}, \tilde{q}$ tương ứng với tần số cao. Thành phần p được đưa qua bộ lọc thông thấp(LPF) để lọc bỏ thành phần hài tần số cao $\tilde{p}$, đầu ra của LPF chỉ còn thành phần công suất tác dụng tức thời ở tần số thấp $\bar{p}$. Tiếp theo tính được công suất tác dụng và công suất phản kháng cần bù bằng công thức sau:

$$\begin{aligned} p_r &= \bar{p} - \bar{p} + \tilde{p} - p_{tt} = -\tilde{p} - p_{tt} \\ q_r &= \bar{q} + \tilde{q} \end{aligned} \quad (4)$$

Sau đó các dòng điện cần bù $\mathbf{i}_{cref\alpha\beta} = [i_{cr\alpha} \quad i_{cr\beta}]^T$ được tính toán như sau:

$$\mathbf{i}_{cref\alpha\beta} = \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2}\begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} p_r \\ q_r \end{bmatrix} \quad (5)$$



Hình 1. *Vị trí đặt SAF (trên),Cấu trúc điển hình của SAF tạo dòng bù sử dụng inverter nguồn áp(dưới)*

Hiện nay có một số phương pháp tập trung cải thiện hơn nữa đáp ứng của mạch vòng ngoài như: lựa chọn mạch lọc LPF sao cho lọc tốt hơn nữa các thành phần bậc cao chỉ còn lại duy nhất thành phần sóng cơ bản [11]. Ngoài ra việc chỉnh định tốt hơn nữa tham số bộ điều khiển PI cũng được đề cập đến trong các công trình [12], [13] bằng cách xác định chính xác các giá trị R, V_{co} và C của SAF, xét đến sự trôi thông số, cũng có thể cải thiện bằng một số biện pháp điều khiển thích nghi. Ngoài bộ điều khiển PI cho mạch vòng ngoài, một số công trình còn nghiên cứu sử dụng mạng Neural [14], [15], [19], mờ [16] và wavelet [17] để điều khiển mạch vòng ngoài. Mặt khác để nâng cao chất lượng mạch điều khiển vòng ngoài, một số biện pháp cải tiến tham số bộ điều khiển PI của mạch vòng phụ cũng đã được xem xét, ví dụ như sử dụng phương pháp tối ưu PSO [18]. Khi xét đến điện áp nguồn không là lý tưởng(*non-ideal mains voltage*), tài liệu trình này một kỹ thuật bù sử dụng hai bộ lọc thông thấp cho hai điện áp nguồn trên hệ tọa độ *dq* [20].

Đối với mạch vòng trong hiện nay có rất nhiều phương pháp để thiết kế bộ điều khiển như: điều khiển PI hay còn gọi là điều khiển tần số cố định hoặc điều khiển dòng trễ [2], [3]; kỹ thuật điều khiển SFX-ADF [4], [5]; kỹ thuật điều chế Delta [6], [7], [8] hoặc Dead–Beat [9], [10]. Mạch vòng trong là mạch vòng được các tác giả tập trung nghiên cứu và đưa ra nhiều giải pháp nhằm cải thiện đặc tính động học, bù hiệu quả và triệt để sóng hài, giảm THD, cải thiện đặc tính quá độ, cải thiện đáp ứng đối với tính dao động của lưới phi tuyến v.v. Hiện nay việc ứng dụng các kỹ thuật hiện đại có khả năng như mạng neural [21] điều khiển mờ, tuy nhiên nếu áp dụng một mình cho mạch vòng trong trong một chừng mực nhất định có thể cải thiện thêm về mặt động học nhưng việc thực thi thực tiễn hoàn toàn khó khăn vì khó đáp ứng được về mặt tốc độ xử lý và khối lượng tính toán, do vậy những phương pháp đó hiện tại mới dừng ở mặt lý thuyết [22], [23].

Vì PI có những đặc điểm ưu điểm như đáp ứng nhanh, phù hợp với đặc tính động học rất nhanh của mạch vòng trong, dễ dàng cài đặt và chỉnh định, thực thi bằng mạch analog. Tuy nhiên nhược điểm của bộ điều khiển PI là động học không đầy đủ (inadequate) vì giới hạn dải tần của bộ điều khiển, do đó SAF có thể không đáp ứng được yêu cầu khi tải có bậc phi tuyến cao [13].

Để cải thiện đặc tính động học và chất lượng của bộ lọc người ta chủ yếu sử dụng bộ PI, sau đó bổ xung thêm các khâu feedforward để cải thiện thêm đặc tính động học và chất lượng lọc sóng hài của SAF, trong đó có sử dụng kỹ thuật bù dòng hài trên hệ tọa độ dq. Kỹ thuật này sử dụng hai khâu feedforward song song với hai bộ điều khiển PI trên hai trục dq cho phép giảm tính phức tạp khi thực hiện trên bộ vi xử lý thực [24]. Trong tài liệu [25] sử dụng kỹ thuật ADP(adaptive dynamic programming) để thiết kế hai bộ điều khiển feedforwad nhằm bù thêm đặc tính động học cho hai bộ điều khiển PI trên hệ dq, kỹ thuật này sử dụng mạng neural với hàm mục tiêu sao cho hai dòng i_d và i_q bám theo một cách hiệu quả với dòng đặt, làm tăng tốc độ của bộ điều khiển PI dẫn tới khả năng bù sóng hài cao hơn.

Bài báo này trình bày một phương pháp điều khiển mạch vòng trong của SAF sử dụng mô hình dự báo dòng điện đầu ra của SAF trên hệ tọa độ dq. Cấu trúc điều khiển này có ưu điểm hơn về khía cạnh quá trình quá độ so với cấu trúc điều khiển PI hiện đang sử dụng. Dòng điện cần bù được tạo ra sẽ bám theo một cách hiệu quả theo dòng điện đặt trên miền dq. Kết quả mô phỏng và thử nghiệm được thực hiện cho tải phi tuyến là mạch cầu chỉnh lưu toàn pha, có so sánh với bộ điều khiển PI cho thấy quá trình quá độ được cải thiện giảm từ 0,1s xuống 0,02s so trường hợp sử dụng bộ điều khiển PI, chỉ số THD của dòng điện sau khi lọc sóng hài giảm từ 27,65% xuống 5,4%.

Cấu trúc của bài báo như sau: phần 1 là phần giới thiệu; phần 2 là cấu trúc điều khiển cho

mạch vòng trong của SAF, phần 3 là kết quả mô phỏng và thử nghiệm, phần 4 là kết luận.

ĐIỀU KHIỂN MẠCH VÒNG TRONG CHO SAF DÙNG DỰ BÁO MÔ HÌNH DÒNG ĐẦU RA TRÊN HỆ TỌA ĐỘ dq

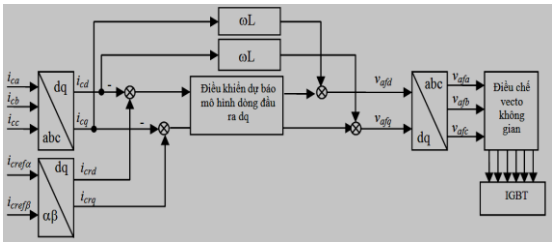
Cấu trúc điều khiển như mô tả trên Hình 2. Để xây dựng mô hình dự báo dòng đầu ra cho SAF ta sử dụng phương trình mô tả SAF trên hệ tọa độ *abc* viết theo định luật Kiechop II như sau, với $\mathbf{v_{af}} = [v_{afa} \quad v_{afb} \quad v_{afc}]^T$ là véc tơ điện áp của SAF:

$$\mathbf{v_{af}} = R\mathbf{i_c} + L\frac{d}{dt}\mathbf{i_c} + \mathbf{v_s} \tag{6}$$

trong đó *R* và *L* là điện trở và điện cảm của cuộn kháng đầu ra SAF. Chuyển sang hệ tọa độ *dq* dùng phép biến đổi $\mathbf{F}$, điện áp đầu ra bộ điều khiển mạch vòng trong trên hệ tọa độ dq là

$$\mathbf{v_{sdq}} = \begin{bmatrix} v_{sd} & v_{sq} & v_{s0} \end{bmatrix}^T = \frac{2}{3}\mathbf{F}\mathbf{v_s} \tag{7}$$

với $\mathbf{F}$ được xác định trong tài liệu 0.



Hình 2. *Cấu trúc điều khiển mạch vòng trong SAF dựa trên dự báo mô hình dòng đầu ra trên hệ tọa độ dq*

Ta có phương trình (6) viết trên hệ toạ độ dq là

$$\begin{aligned}\mathbf{v_{afdq}} &= R\mathbf{i_{cdq}} + \omega L[-i_{cq}(k) \quad i_{cd}(k) \quad i_{c0}(k)]^T \\ &+ L\frac{d}{dt}\mathbf{i_{cdq}} + \mathbf{v_{sdq}}\end{aligned} \tag{8}$$

Để xây dựng mô hình dự báo, ta rời rạc phương trình trên với chu kỳ trích mẫu T_s được

$$\begin{aligned}\mathbf{v_{afdq}}(k) &= R\mathbf{i_{cdq}}(k) + \omega L[-i_{cq}(k) \quad i_{cd}(k) \quad i_{c0}(k)]^T \\ &+ \frac{L}{T_s}\ \mathbf{i_{cdq}}(k) - \mathbf{i_{cdq}}(k-1)\ + \mathbf{v_{sdq}}(k)\end{aligned} \tag{9}$$

Thành phần $\omega L[-i_{cq}(k) \quad i_{cd}(k) \quad i_{c0}(k)]^T$ là mối liên kết chéo trên hai trục *d* và *q*. Giả thiết điện áp nguồn là đối xứng, hình sin, ta có thể bỏ qua $\mathbf{v_{sdq}}(k)$, vậy khi đó phương trình (9) còn lại là

$$\begin{aligned}\mathbf{v_{afdq}}(k) &= \frac{(RT_s + L)\mathbf{i_{cdq}}(k)}{T_s} - \frac{L}{T_s}\mathbf{i_{cdq}}(k-1) \\ &+ \omega L[-i_{cq}(k) \quad i_{cd}(k) \quad i_{c0}(k)]^T\end{aligned} \tag{10}$$

Dựa vào phương trình này, viết tiến lên một chu kỳ trích mẫu $k = k+1$, ta được mô hình dự báo dòng điện của SAF tại thời điểm $k+1$ là:

$$\begin{aligned}\mathbf{i_{cdq}}(k+1) &= \frac{T_s\mathbf{v_{afdq}}(k+1)}{RT_s + L} + \frac{L}{RT_s + L}\mathbf{i_{cdq}}(k) \\ &- \frac{\omega^2 L^2 T_s}{RT_s + L}[-i_{cq}(k) \quad i_{cd}(k) \quad i_{c0}(k)]^T\end{aligned} \tag{11}$$

Khi mô hình hóa bộ điều khiển dự báo, tín hiệu hiệu chỉnh phản hồi cần phải được xét đến độ trôi trong các phương trình mô hình phụ thuộc vào tính phi tuyến tự nhiên của APF, gọi sai lệch giữa dòng thực đầu ra của SAF đo được $\mathbf{i_{cdqm}}(k)$ và dòng dự báo $\mathbf{i_{cdq}}(k)$ thông qua mô hình (11) tại cùng thời điểm trích mẫu là $\mathbf{e}(k) = \mathbf{i_{cdqm}}(k) - \mathbf{i_{cdq}}(k)$. Do vậy sai lệch $e(k)$ cần được thêm vào dòng đầu ra dự báo của SAF để hiệu chỉnh lại, gọi dòng điện đầu ra của SAF dự báo sau khi đã hiệu chỉnh là $\hat{\mathbf{i}}_{\mathbf{cdq}}$, ta có:

$$\hat{\mathbf{i}}_{\mathbf{cdq}}(k+1) = \mathbf{i_{cdq}}(k+1) + \lambda\mathbf{e}(k) \tag{12}$$

với λ là hệ số hiệu chỉnh. Sử dụng hàm mục tiêu:

$$J = \xi\left[\hat{\mathbf{i}}_{\mathbf{cdq}}(k+1) - \mathbf{i_{crefdq}}(k+1)\right]^2 + \gamma\mathbf{v_{afdq}}(k+1) \tag{13}$$

trong đó ξ, γ lần lượt là các hệ số hiệu chỉnh trọng số của sai lệch dự báo và của biến điều khiển. Chú ý rằng các biến điều khiển của SAF là điện áp $\mathbf{v_{afdq}}$ là lệnh đặt vào SAF. Thay $\mathbf{i_{cdq}}(k+1)$ bằng công thức (11) ta được

$$\begin{aligned}J = \xi(&\ \mathbf{i_{cdq}}(k+1) + \lambda\mathbf{e}(k)\ ^2 - 2\hat{\mathbf{i}}_{\mathbf{cdq}}(k+1)\mathbf{i_{crefdq}}(k+1) \\ &+ \mathbf{i_{crefdq}}\ ^2(k+1)) + \gamma\mathbf{v_{afdq}}(k+1)\end{aligned} \tag{14}$$

Để tìm điện áp điều khiển SAF tại thời điểm tiếp theo $\mathbf{v_{afdq}}(k+1)$, ta đạo hàm *J* và cho bằng không, hay $dJ/dt = 0$ ta được

$$\begin{aligned}\mathbf{v_{afdq}}(k+1) = &\frac{T_s\xi\ RT_s + L}{\gamma\ RT_s + L\ ^2 + T_s^2\xi} \times \\ &\left(\mathbf{i_{crefdq}}(k+1) - \frac{L}{RT_s + L}\mathbf{i_{cdq}}(k) - \mathbf{e}(k)\right)\end{aligned} \tag{15}$$

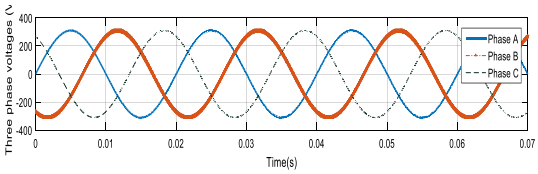
Luật điều khiển mạch vòng trong cho SAF được xây dựng theo biểu thức (15) có cấu trúc tương đối đơn giản, trong đó tác động điều

khiển tại thời điểm tiếp theo là điện áp điều khiển cho mạch điều chế vector không gian nhằm điều khiển IGBT sao cho tạo ta dòng điện bù như dòng điện bù mong muốn. Trong luật điều khiển (15) có kể đến dòng điện bù dự báo tại thời điểm $k+1$, $\mathbf{i}_{\mathbf{cdq}}(k+1)$, với mục tiêu là sao cho sai lệch giữa dòng điện dự báo đầu ra của SAF $\hat{\mathbf{i}}_{\mathbf{cdq}}(k+1)$ và dòng điện đầu ra mong muốn $\mathbf{i}_{\mathbf{crefdq}}(k+1)$ của SAF là nhỏ nhất tại thời điểm tiếp theo, hàm *J* tiến tới min. Hàm mục tiêu *J* có hai thành phần đó là thành phần sai lệch $\hat{\mathbf{i}}_{\mathbf{cdq}}(k+1)-\mathbf{i}_{\mathbf{crefdq}}(k+1)$ và thành phần điện áp điều khiển $\mathbf{v}_{\mathbf{afdq}}(k+1)$ với hai hệ số hiệu chỉnh là ξ và γ. Khi chú trọng đến yêu cầu sai lệch $\hat{\mathbf{i}}_{\mathbf{cdq}}(k+1)-\mathbf{i}_{\mathbf{crefdq}}(k+1)$ càng nhỏ thì ta sẽ hiệu chỉnh tham số ξ tăng lên, còn khi chú trọng đến tác động điều khiển sao cho nhỏ nhất thì ta sẽ hiệu chỉnh tham số γ.

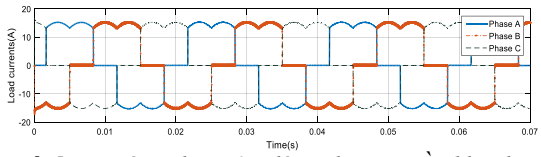
KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THỰC NGHIỆM

Các tham số của mạch mô phỏng: Tải phi tuyến bao gồm mạch cầu chỉnh lưu toàn chu kỳ cấp điện áp cho tải một chiều có $R_t = 10\Omega$, mắc song song với tải tuyến tính 3 pha không cân bằng có các thông số $R_{LA} = 2\Omega, R_{LB} = 4\Omega, R_{LC} = 6\Omega$. Trở kháng đường dây của tải là $R_{Lr} = 0.001\Omega, L_{Lr} = 10^{-6}H$. Nguồn ba pha đối xứng có $U_d = 380V, f = 50Hz$, điện cảm của nguồn là $L_{Ln} = 10^{-8}H$. Trở kháng đường dây từ nguồn đến tải có $R_{gl} = 0.001\Omega, L_{gl} = 10^{-6}H$. Mạch lọc tích cực có: nghich lưu IGBT có: điện trở snubber $R_s = 10000\Omega$, điện dung snubber $C_s = \infty(F)$, điện trở khi đóng: $R_{on} = 10^{-4}\Omega$, điện áp rơi trên IGBT và Diod lần lượt là 1V và 1V, thời gian $T_f = 10^{-6}s, T_t = 2\times10^{-6}s$, Cuộn kháng làm mịn có điện cảm $L_{ck} = 1.2\times10^{-3}H$. Bộ điều khiển phụ PI: có $K_p = 0.1; K_i = 1$, $U_{dc} = 1000V$. Chu kỳ trích mẫu tính toán $T_s = 5.10^{-6}s$, phương pháp tính đạo hàm là Tustin. Kết quả mô phỏng được thể hiện trên Hình 3 đến Hình 12.

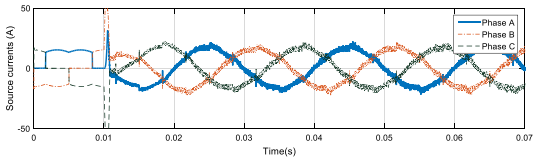
Hình 3 mô tả điện áp nguồn, Hình 4 là dòng điện qua tải hay cũng chính là dòng điện qua nguồn khi chưa sử dụng SAF. Hình 5 là dòng điện qua nguồn khi sử dụng SAF. Hình 6 là dòng điện bù đặt được xác định bởi mạch vòng ngoài và dòng điện bù thực được tạo ra bởi mạch vòng trong đưa vào lưới, các dòng điện bù thực tế của ba pha A, B, C được tạo ra bởi luật điều khiển (15). Hình 7 và Hình 8 là phân tích sóng hài của dòng điện tải và dòng điện nguồn sau khi sử dụng SAF.



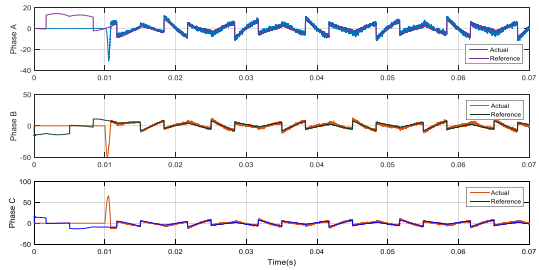
Hình 3. *Điện áp nguồn*



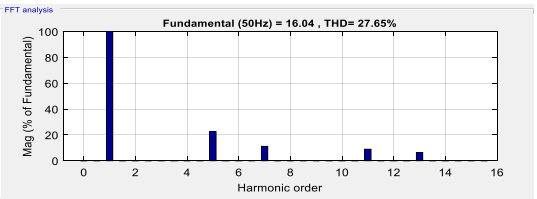
Hình 4. *Dòng điện tải, dòng điện nguồn khi chưa dùng* SAF



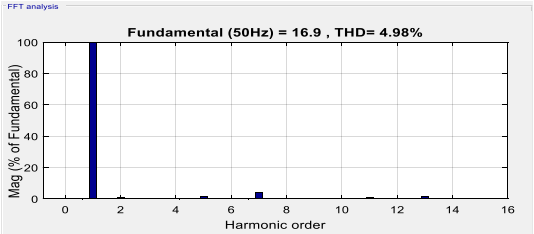
Hình 5. *Dòng điện qua nguồn khi sử dụng SAF để lọc sóng hài*



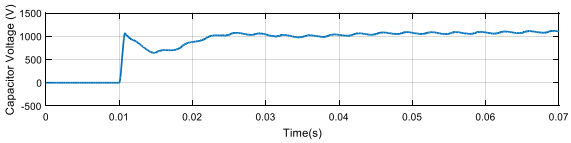
Hình 6. *Dòng điện bù đặt và dòng điện bù thực tế của SAF đưa vào lưới*



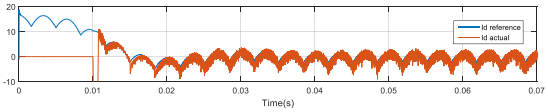
Hình 7. *Phân tích sóng hài của dòng điện tải*



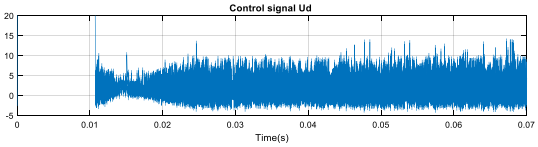
Hình 8. *Phân tích sóng hài của dòng điện qua nguồn khi đã được lọc sóng hài bằng* SAF



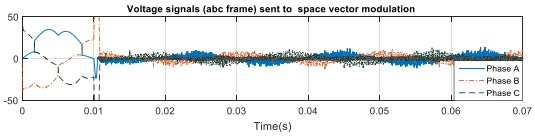
Hình 9. *Dạng điện áp trên tụ của* SAF



Hình 10. *Dạng dòng điện bù đặt và dòng điện bù thực tế trên trục d*



Hình 11. *Dạng điện áp điều khiển trên trục q*



Hình 12. *Dạng điện áp điều khiển trên hệ trục tọa độ abc đưa đến điều chế véc tơ không gian*

Hình 13. *Kết quả thử nghiệm khi lọc sóng hài, THD dòng điện giảm từ 24,8% xuống còn 5,4%*

Hình 9 là dạng biến thiên điện áp trên tụ của SAF. Hình 10 mô tả dạng dòng điện bù đặt và dòng điện bù thực tế trên trục d. Hình 11 là dạng điện áp điều khiển trên trục q. Hình 12 là Dạng điện áp điều khiển trên hệ trục tọa độ abc đưa đến điều chế véc tơ không gian. Hình 13 mô tả kết quả thử nghiệm khi lọc sóng hài, THD của dòng điện đã giảm từ 24,8% xuống còn 5,4%.

KẾT LUẬN

Bài báo này trình bày một phương pháp điều khiển dòng đầu ra của SAF trên hệ trục tọa độ dq sử dụng mô hình dự báo dòng của SAF, tác động điều khiển được xây dựng bằng cách cực tiểu hóa hàm mục tiêu liên quan đến hai thành phần đó là thành phần sai lệch giữa dòng điện dự báo đầu ra của SAF $\hat{\mathbf{i}}_{\mathbf{cdq}}(k+1)$ và dòng điện đầu ra mong muốn $\mathbf{i}_{\mathbf{crefdq}}(k+1)$ tại thời điểm tiếp theo và thành phần điện áp điều khiển $\mathbf{v}_{\mathbf{afdq}}(k+1)$. Luật điều khiển có dạng khá đơn giản và có thể thực hiện được bằng các mạch analog. Kết quả mô phỏng cũng như thực nghiệm thực hiện đối với tải phi tuyến bao gồm mạch cầu chỉnh lưu toàn chu kỳ cấp điện áp cho tải một chiều mắc song song với tải tuyến tính 3 pha không cân bằng chỉ ra rằng chất lượng lọc sóng hài đã đáp ứng tốt theo yêu cầu của tiêu chuẩn IEEE Std 519, trong đó THD của dòng điện sau khi lọc sóng hài có THD giảm từ 27,65% xuống 5,4% với biên độ sóng cơ bản bậc 1 chiếm gần 100%, các sóng hài bậc 3, 5, 9, 11, 13 không vượt quá 1% biên độ, thành phần sóng hài bậc 7 chiếm 3%. Sau khoảng thời gian quá độ là 0,012s dòng điện bù thực tế đầu ra của SAF ở ba pha A, B, C đã hoàn toàn bám theo dòng điện bù đặt được tạo ra bởi mạch vòng ngoài. Quá trình quá độ được cải thiện hơn so với phương pháp dùng bộ điều khiển PI trong tài liệu [28], [29].

LỜI CẢM ƠN

Tác giả xin chân thành cảm ơn Trường Đại học Kỹ thuật Công nghiệp – Đại học Thái Nguyên đã hỗ trợ tài chính cho nghiên cứu này, trong khuôn khổ đề tài cấp trường mã số: T2016 -07.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Jian Dai, Minghao Wen, Ertao Lei, Yu Chen, Haihuan Wu, Xianggen Yin(2016), "*A comprehensive Control Strategy Suitable for Reactive Power Compensation and Harmonic Elimination*", 12th World Congress on Intelligent

Control and Automation (WCICA) June 12-15, 2016, Guilin, China

2. R.Zahiraa, A.Peer Fathimab, "*A Technical Survey on Control Strategies of Active Filter for Harmonic Suppression*", International Conference on Communication Technology and System Design 2011, Procedia Engineering 30, 2012.

3. R Arun; B Ramkiran; Ayyapan, *"Shunt active power filter using Hysteresis and PI control for improving the power quality using MATLAB",* Green Engineering and Technologies (IC-GET), 2015 Online International Conference on Green Engineering and Technologies (IC-GET), 27-27 Nov. IEEE, 2015

4. Shoji Fukuda, Takeshi, "*SFX Algorithm Based Adaptive Control Of Active Filters Without Detecting Current Harmonics*", IEEE, 2004

5. S. Fukuda; K. Muraoka; T. Kanayama, "*Adaptive learning based current control of active filters needless to detect current harmonics*", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE, 2004.

6. E. Wiebe-Quintana*,"Delta-Sigma Integral Sliding-Mode Control Strategy of a Three-Phase Active Power Filter using d-q Frame Theory",Proceedings* of the Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference (CERMA'06) IEEE computer society, 2006.

7. R. Kazemzadeh; J. Amini; E. Najafi Aghdam," *Sigma-Delta modulation applied to a 3-phase shunt active power filter using compensation with instantaneous power theory*" 2010 The 2nd International Conference on Computer and Automation Engineering (ICCAE), 2010.

8. A. Jeraldine Viji; R. Pushpalatha; M. Rekha, "*Comparison of a active harmonic compensator with PWM and delta modulation under distorted voltage conditions*" 2011 international conference on recent advancements in electrical, electronics and control engineering, 2011.

9. R. Panigrahi; P. C. Panda; B. D. Subudhi "*Comparison of performances of hysteresis and dead beat controllers in active power filtering*" 2012 IEEE Third International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET), 2012.

10. C. Wang; Z. Zhou; Y. Liu; M. S. Kanniche; P. M. Holland; R. P. Lewis; S. G. Batcup; P. Igic "*A predictive dead-beat PI current controller or active power filters*" Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications, 2011.

11. Aziz Boukadoum1,* and Tahar Bahi, "*Fuzzy Logic Controlled Shunt Active Power Filter for Harmonic Compensation and Power Quality Improvement*", Journal of Engineering Science and Technology Review, 2014.

12. Rajesh Babu Yamarthi, R.Srinivasa Rao, P.Linga Reddy, "*Effect of PI controller parameters on the performance of Shunt Active Power Filter*", International Research Journal of Engineering and Technology, Volume: 03 Issue: 10, 2016.

13. Simone Buso, Member, Luigi Malesani, Fellow, and Paolo Mattavelli, Associate," *Comparison of Current Control Techniques for Active Filter Applications*, IEEE transactions on industrial electronics, vol. 45, 1998.

14. Xingang Fu and Shuhui Li*, "A Novel Neural Network Vector Control for Single-Phase Grid-Connected Converters with L, LC and LCL Filters*" Energies 2016, 9(5), 328; doi:10.3390/en9050328.

15. Yu Dongmei ; Guo Qingding ; Hu Qing ; Liu chunfang, "*A Novel DSP Based Current Controller with Fuzzy Variable-Band hysteresis for Active Power Filters*", Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia and Pacific, 2005.

16. D.A Gadanayak, P.C. Panda, "*A novel Fuzzy Variable Band Hysteresis Current Controller For Shunt Acticve Power Filters*", ACEEE Int. J. con Control System and Instrumentation, Vol. 02, No 02. June 2011

17. Malabika Basu*, Biswajit Basu, "*A Wavelet Controller for Shunt Active Power Filter*" 3rd IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, Dublin, Ireland, 2006.

18. Shubhendra Yadav, Vipin Kumar Singh, Satyendra Singh, "*Particle Swarm Optimization Based Shunt Active*", 2017 4th IEEE Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Computer and Electronics (UPCON) GLA University, Mathura, 2017.

19. NIXUAN LIU AND JUNTAO FEI, "*Adaptive Fractional Sliding Mode Control of Active Power Filter Based on Dual RBF Neural Networks*" IEEE Access, volume 5, 2017

20. Murat Kale, Engin Ozdemir, *"Harmonic and reactive power compensation with shunt active, power filter under non-ideal mains voltage",* Electric Power Systems Research 74, 2005.

21. M. A. M. Radzi and N. A. Rahim, *"Neural network and bandless hysteresis approach to control switched capacitor active power filter for reduction of harmonics*," IEEE Trans. Industr. Electron., vol. 56, no. 5, pp. 1477-1484, 2009.

22. X. G. Fu, S. H. Li, M. Fairbank, D. C. Wunsch, and E. Alonso, *"Training recurrent*

neural networks with the Levenberg-Marquardt algorithm for optimal control of a grid-connected converter," IEEE Trans. Neural Netw. Learn. Syst., vol. 26, no. 9, Sep. 2015.

23. R. P. Aguilera, P. Acuna, P. Lezana, G. onstantinou, B. Wu, S. Bernet, and V. G. Agelidis, *"Selective harmonic elimination model predictive control for multilevel power converters*," IEEE Trans. PowerElectron.,vol. 32, no. 3, pp. 2416-2426, Mar. 2017

24. P. Karuppanan, Kamala Kanta Mahapatra, "*Active harmonic current compensation to enhance power quality*", Electrical Power and Energy Systems 62 (2014)

25. W. T. Guo, F. Liu, J. Si, D. W. He, R. Harley, and S. W. Mei, *"Online supplementary ADP learning controller design and application to power system frequency control with large-scale wind energy integration*," IEEE Trans. Neural Netw. Lear. Syst., vol. 27, no. 8, pp. 1748-1761, Aug. 2016.

26. Luca Tarisciotti, , Andrea Formentini, Alberto Gaeta, Marco Degano, Pericle Zanchetta, Roberto Rabbeni, and Marcello Pucci, "*Model Predictive Control for Shunt Active Filters With Fixed Switching Frequency*" IEEE transactions on industry applications, vol. 53, 2017

27. LinZhang ; YongqiangHong *; Junbin Lin, "A novel control strategy for three-phase shunt active power filter using a Lyapunov function" ,* Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference, IEEE, 2012

28. Consalva J. Msigwa, Beda J. Kundy and Bakari M.M. Mwinyiwiwa, Consalva J. Msigwa, "*Control Algorithm for Shunt Active Power Filter using Synchronous Reference Frame Theory*",Technology International Journal of Electrical and Computer Engineering Vol:3, No:10, 2009

29. M.T Benchouiaa, I.Ghadbanea, A.Goleaa, K.Srairib, M.H Benbouzidc, "*Design and Implementation of Sliding Mode and PI Controllers based Control for Three Phase Shunt Active Power Filter*", The International Conference on Technologies and Materials for Renewable Energy, Environment and Sustainability, TMREES14, ScienceDirect, Energy Procedia 50 (2014).

SUMMARY

CONTROL OF SHUNT ACTIVE FILTER BASED ON CURRENT MODEL PREDICTION ON dq FRAME

Nguyen Van Chi*

University of Technology - TNU

The nonlinear loads present more in the power systems in the practice today by developing of electronic technology and using the small distributed power sourses (solar power, wind power ect…), this causes the increasing the high frequency switch devices ect in the power network. Nonlinear loads cause non-sinusoidal currents and voltages with harmonic components, increasing the reactive power, overload of power lines and electrical devices, low power factor and affecting badly to the networks. Shunt active filters (SAF) with current controlled voltage source inverters (CCVSI) are used effectly to reduce the harmonics and to balance the phases sinusoidal source currents by generating the currents to compensate the harmonic currents caused by the nonlinear loads. In this paper we suppose a control stratergy to generate the compension currents of SAF by using the current model predictive engineering. This method is better than the control strategy using PI controller in term of transient time. The desired compensation currents can track exactly the reference compensation currents on the dq frame. The simulation results implemented on the nonlinear load, a full bridge rectifier and 3 phase unbalance load, show that the transient period decrease from 0.1s to 0.02s in comparing with PI controller. The experimental results proof that the THD of source currents decrease rapidly from 24.8% to 5.4% when using the proposed method,

Keywords: *Active Power Filter, Power Quality, CCVSI, total harmonic distortion (THD), PI controller*

Ngày nhận bài: 11/7/2018; Ngày phản biện: 11/8/2018; Ngày duyệt đăng: 31/8/2018

* *Tel: 0944 122388, Email: ngchi@tnut.edu.vn*