

Dépollution des Réseaux Electriques Basse Tension utilisant un Filtre Actif Parallèle à deux niveaux contrôlé par l'Algorithme P-Q

A. MORSLI, A. TLEMÇANI, M.S. BOUCHERIT et N. OULD CHERCHALI

Résumé — Cet article étudie le nouvel algorithme de détection des courants harmoniques de référence appliqué à un Filtre Actif Parallèle de Puissance -FAPP (Active Power Filter shunt – APFs – en anglais) triphasé basé sur un convertisseur de tension à deux niveaux. Pour le calcul des courants harmoniques de référence, on utilise l'algorithme p-q et pour la génération des impulsions, on utilise la MLI intersective. Pour valider l'étude théorique, les travaux de simulation, dans un environnement Matlab-Simulink sont fournis. Les résultats obtenus semblent satisfaisants dans la qualité de compensation des harmoniques et la correction du facteur de puissance. Ils reflètent clairement l'efficacité du FAPP contrôlé par l'algorithme p-q proposé pour répondre aux recommandations standard IEEE-519 sur les niveaux harmonique.

Mots Clés — Filtre Actif Parallèle de Puissance – FAPP ; Taux de Distorsion des Harmoniques – THD ; MLI ; Algorithme p-q.

1. INTRODUCTION

Ces dernières années, les Filtres Actifs de Puissance (FAP) ont été largement étudiés et plusieurs méthodes de lutte ont été proposées, par exemple [1-2]. La compensation des harmoniques avec APF dans le réseau d'alimentation électrique se fait en deux étapes. La première étape découvre les composantes harmoniques des courants et la seconde étape injecte ces harmoniques dans le réseau électrique (en opposition de phase) [3].

La pollution des réseaux électriques est un phénomène qui existe depuis l'apparition du premier réseau électrique alternatif ou sinusoïdal, la forme sinusoïdale étant due à la forme d'onde des tensions générées par les alternateurs. En effet, dès qu'il existe des éléments réactifs dans un circuit, il apparaît un déphasage entre la tension et le courant, ce qui induit une puissance réactive qui s'exprime par un échauffement lié au déplacement des courants circulants dans les éléments inductifs et capacitifs. Les appareils issus de l'électronique de puissance, allant des ponts de diode aux ponts de Graetz jusqu'aux alimentations de secours gênèrent actuellement une pollution harmonique sur les courants absorbés par ces appareils. Cette pollution a un effet direct sur le courant apparent qui tend à être augmenté pour faire passer la même puissance active, la seule exploitable énergétiquement. Les perturbations ayant pour cause directement les tensions ne font pas partie de notre

étude, nous choisissons de nous consacrer à l'étude des courants perturbateurs [4-8].

2. MÉTHODE DES PUISSANCES INSTANTANÉES

2.1. Puissances instantanées active et réactive

Cette méthode d'identification des courants harmoniques, plus simple, consiste à éliminer la composante continue des puissances active et réactive instantanées ce qui est relativement facile à réaliser [9]. On exploite la transformation de Concordia pour obtenir les puissances active et réactive et nécessite de tensions sinusoïdales à la fréquence fondamentale. On note respectivement les vecteurs des tensions simples au point de raccordement $[v_s]$ et des courants de charge $[i_c]$ d'un système triphasé et équilibré par : [3-5-6]

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [i_c] = \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad (1)$$

La transformation des valeurs triphasées instantanées de la tension et du courant dans le repère des cordonnées $\alpha-\beta$ est donnée par les expressions suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Et pour les courants :

$$\begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Les puissances réelle et imaginaire instantanées, notées respectivement p et q , sont définies par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sa} v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} v_{sa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (4)$$

En remplaçant les tensions et les courants diphasés par leurs homologues triphasés, on obtient :

$$p = v_{sa} i_{ca} + v_{s\beta} i_{c\beta} = v_{sa} i_{ca} + v_{sb} i_{cb} + v_{sc} i_{cc} \quad (5)$$

De même, pour la puissance imaginaire on a :

$$q = v_{sa} i_{c\beta} - v_{s\beta} i_{ca} = -\frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{sa} - v_{sb}) i_{ca} + (v_{sb} - v_{sc}) i_{cb} + (v_{sc} - v_{sa}) i_{cc}] \quad (6)$$

A partir de l'expression (4), En posant :

$$\Delta = v_{sa}^2 + v_{s\beta}^2$$

On a :

$$\begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{sa} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{sa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (7)$$

Ou alors :

$$\begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \left(\begin{bmatrix} v_{sa} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{sa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{sa} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{sa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} i_{ca p} \\ i_{c\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{ca q} \\ i_{c\beta q} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Avec:

$$i_{ca p} = \frac{v_{sa}}{\Delta} p \quad i_{ca q} = -\frac{v_{s\beta}}{\Delta} q \quad (9)$$

$$i_{c\beta p} = \frac{v_{s\beta}}{\Delta} p \quad i_{c\beta q} = \frac{v_{sa}}{\Delta} q \quad (10)$$

Les puissances instantanées selon les axes α et β peuvent s'écrire :

$$\begin{bmatrix} p_{\alpha} \\ p_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sa} i_{ca} \\ v_{s\beta} i_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sa} i_{ca p} \\ v_{s\beta} i_{c\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{sa} i_{ca q} \\ v_{s\beta} i_{c\beta q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{\alpha p} \\ p_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p_{\alpha q} \\ p_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$p_{\alpha p} = \frac{v_{sa}^2}{\Delta} p \quad p_{\alpha q} = -\frac{v_{sa} v_{s\beta}}{\Delta} q \quad (12)$$

$$p_{\beta p} = \frac{v_{s\beta}^2}{\Delta} p \quad p_{\beta q} = \frac{v_{sa} v_{s\beta}}{\Delta} q$$

$p_{\alpha p}$: Puissance instantanée selon l'axe α .

$p_{\beta p}$: Puissance instantanée selon l'axe β .

$p_{\alpha q}$: Puissance instantanée selon l'axe α .

$p_{\beta q}$: Puissance instantanée selon l'axe β .

D'après les expressions (12), on peut écrire :

$$p = p_{\alpha p} + p_{\beta p} + p_{\alpha q} + p_{\beta q} = p_{\alpha p} + p_{\beta p} \quad (13)$$

L'analyse de l'équation (13) nous ramène aux conclusions suivantes :

La somme des puissances instantanées $p_{\alpha p}$ et $p_{\beta p}$ coïncide avec la puissance instantanée dans un circuit triphasé.

La puissance réactive correspond à la partie de la puissance instantanée qui dépend de q . Ces puissances $p_{\alpha q}$ et $p_{\beta q}$ s'annulent entre elles et elles n'apportent aucune contribution au transfert de puissance instantanée entre la source et la charge.

Dans le cas où les tensions sont sinusoïdales et alimentent une charge non linéaire, les puissances instantanées p et q ont pour expression :

$$\begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p} \\ q &= \bar{q} + \tilde{q} \end{aligned} \quad (14)$$

Avec :

\bar{p} : Puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant.

\bar{q} : Puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant.

\tilde{p} et \tilde{q} : Puissance alternatives liées à la somme des composantes harmoniques du courant.

En considérant les équations (8) et (14), nous pouvons séparer le courant dans le repère (α - β) en trois composantes active et réactive à la fréquence fondamentale et la somme des harmoniques. Ceci conduit à :

$$\begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{sa} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{sa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{Courant Actif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{sa} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{sa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix}}_{\text{Courant Réactif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{sa} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{sa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix}}_{\text{Courants Harmoniques}} \quad (15)$$

Il est évident, d'après la relation (15), que pour identifier une des trois composantes, par exemple les courants harmoniques, les parties alternatives des puissances réelle et imaginaire doivent être séparées des parties continues. Cette séparation peut être réalisée en utilisant l'un des deux méthodes de filtrage illustré sur la Fig. 1.

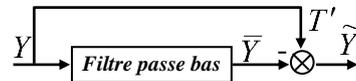


Fig. 1. Schéma de principe du filtre utilisé pour l'extraction des composantes alternatives de P et Q.

Les courant harmoniques triphasés i_{hk}^* ($k=a,b,c$) sont obtenues à partir des courants diphasés i_{ha}^* et i_{hb}^* par la transformation inverse de Concordia soit :

$$\begin{bmatrix} i_{ha}^* \\ i_{hb}^* \\ i_{hc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{h\alpha}^* \\ i_{h\beta}^* \end{bmatrix} \quad (16)$$

Si V et I_a représentent respectivement les valeurs efficaces de la tension et du courant fondamental et Φ_a , le déphasage entre eux, alors on peut écrire :

$$\begin{cases} \bar{p} = 3VI_{ca} \cos \Phi_a \\ \bar{q} = -3VI_{ca} \sin \Phi_a \end{cases} \quad (17)$$

Les termes \bar{p} et \bar{q} sont respectivement équivalents à la puissance active conventionnelle et à la puissance réactive conventionnelle.

De cette manière, éliminer les courants harmoniques revient à compenser les composantes alternatives \tilde{p} et \tilde{q} . La suppression des courants réactifs revient à compenser la composante continue \bar{q} [7-8].

2.2. Puissance apparente, puissance réactive et puissance de distorsion

En régime déformé, on doit modifier la définition de la puissance apparente pour qu'elle tienne compte du courant harmonique :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (18)$$

Nous voyons dans cette expression (18) un nouveau terme qui apparaît, il s'agit de la puissance de distorsion D . La figure suivante illustre vectoriellement ces puissances [9] :

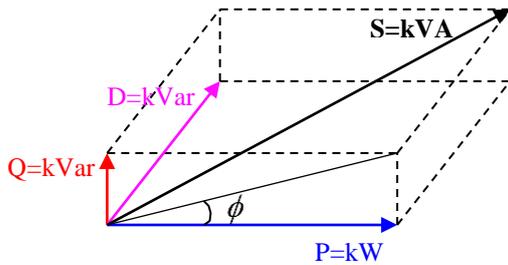


Fig. 2. Représentation vectorielle de la puissance apparente.

En monophasé, si la tension et le courant instantanés ont pour expression :

$$\begin{aligned} v(t) &= \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega t) \\ i(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}I_{n,eff} \sin(n\omega t + \varphi_n) \end{aligned} \quad (19)$$

Ce qui est le cas pour un réseau fort. Nous avons alors :

$$P = VI_1 \cos(\varphi_1) \quad (20)$$

$$Q = V_{eff} I_{1,eff} \sin(\varphi_1) \quad (21)$$

$$S = V_{eff} I_{eff} \quad (22)$$

$$I_{eff} = \sqrt{I_{1,eff}^2 + I_{2,eff}^2 + I_{3,eff}^2 + \dots + I_{n,eff}^2} \quad (23)$$

$$D = V \sqrt{I_{2,eff}^2 + I_{3,eff}^2 + \dots + I_{n,eff}^2} \quad (24)$$

2.3. Facteur de puissance

Indépendamment du régime sinusoïdal ou déformé, le facteur de puissance est le rapport entre la puissance active et apparente. Cependant, le facteur de puissance s'en trouve modifié par la présence de la puissance de distorsion :

$$F_p = \frac{P}{S} \neq \cos \varphi$$

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{V_{eff} I_{eff} \cos \varphi_1}{V_{eff} I_{eff}} = \frac{I_{1,eff}}{I_{eff}} \cos \varphi_1 \quad (25)$$

$$F_{dis} = \frac{I_{1,eff}}{I_{eff}} \quad (26)$$

$$F_{dép} = \cos \varphi_1 \quad (27)$$

$$F_p = F_{dis} \cdot F_{dép} \quad (28)$$

où : F_{dis} = Facteur de distorsion.

$F_{dép}$ = Facteur de déplacement.

2.4. Taux de Distorsion d'Harmonique (THD)

Notre travail est consacré à utiliser un filtre actif parallèle, ce qui veut dire qu'on a besoin de calculer le Taux de Distorsion d'Harmonique en courant, comme nous le montre cette expression :

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{n,eff}^2}}{I_{1,eff}} \quad (29)$$

3. CAS D'UN ONDULEUR DE TENSION DEUX NIVEAUX

Le circuit de puissance d'un filtre actif parallèle, à base d'un onduleur de tension deux niveaux à IGBT, placé entre un réseau triphasé et une charge non-linéaire en pont de Graëtz à 6 thyristors, est représenté sur la Fig. 3 [10-11].

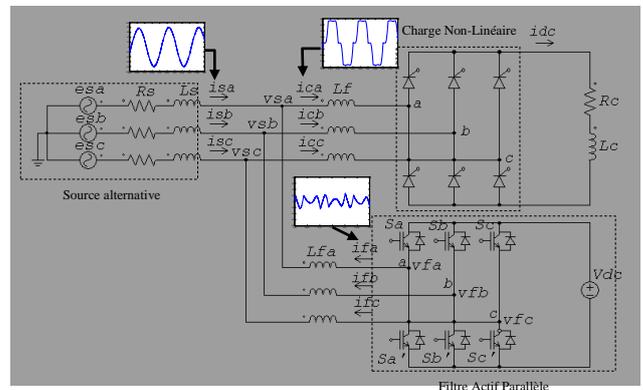


Fig. 3. Circuit de puissance du filtre actif parallèle à deux niveaux proposé.

Avec:

- i_s , courant de la source d'alimentation ;
- v_s , tension au point de raccordement commun ;
- v_{FA} , i_{FA} , L_{FA} , tension, courant et inductance du filtre actif ;
- i_c , L_F , i_{dc} , courant, inductance amont et courant aval au pont de Graëtz constituant la charge polluante.

4. ALGORITHME "P-Q" D'EXTRACTION DES COURANTS HARMONIQUES

Le schéma de la Fig. 4 illustre les différentes étapes permettant l'obtention des composantes harmoniques du courant d'une charge non linéaire [12-8].

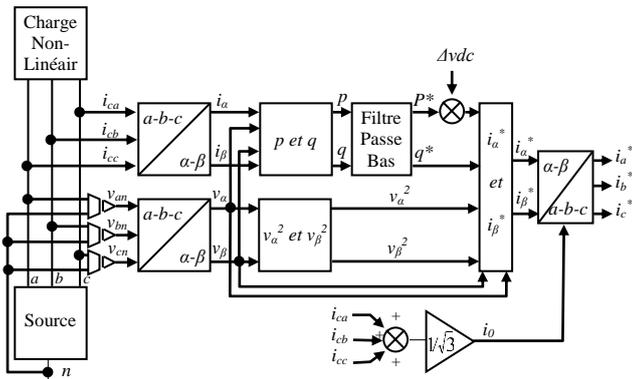


Fig. 4. Algorithme "p-q" d'extraction des courants harmoniques.

La théorie p-q présentée auparavant est valable uniquement pour les systèmes triphasés dépourvus de composante homopolaire. L'extraction des courants des harmoniques dans des applications monophasées ne peut pas être réalisée par cette méthode. Elle est applicable dans le cas où les tensions V_{sabc} sont déformées, à condition de filtrer les ondulations présentées sur le module du vecteur $v_{sa\beta}$; $(\sqrt{v_{sa}^2 + v_{s\beta}^2})$.

5. RÉSULTATS DE SIMULATION

5.1. Caractéristiques du courant de source avant filtrage actif

Cet algorithme d'identification est utilisé pour extraire les courants harmoniques générés par le redresseur de la Fig. 5 :

Le modèle du Filtre Actif Parallèle (FAP) est développé en utilisant le bloc MATLAB/Simulink. Les études de simulation sont effectuées pour les paramètres du système représenté sur le Tableau.1.

Les graphes du courant de source avant application du filtrage actif sont représentés sur les Fig. 6, 7 et 8. On constate une distorsion symétrique du courant i_{sa} par rapport au point de demi période (Voir Fig. 6), ce qui signifie que les harmoniques multiples de 2 et 3 sont inexistantes dans le spectre de i_{sa} et que seuls ceux de rang $(6h \pm 1)$ sont présents; ceci est confirmé par le spectre de i_{sa} (Voir Fig. 7) représentant les 30

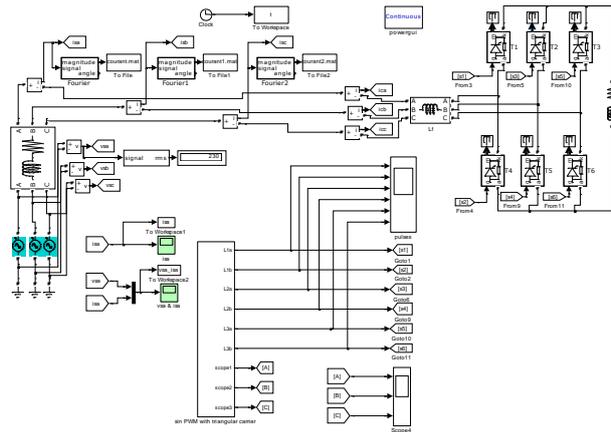


Fig. 5. Alimentation directe dans une charge non-linéaire sans filtre actif.

premiers harmoniques les plus significatifs, avec un THD (i_{sa}) de 20.17% pour une durée d'observation de 0.1 s.

Table 1 Paramètres de simulation communs aux applications considérées

Paramètres		Valeurs numériques
Réseau d'alimentation	Tension efficace E_s	230 V
	Fréquence f	50 Hz
	Résistance de ligne R_s	0.25 mΩ
Charge non-linéaire (Pont de Graëtz à 6 thyristors)	Inductance de ligne L_f	19.4μH
	Puissance apparente S	43.7 kVA
Charge linéaire (aval à la charge non-linéaire)	Angle de retard à l'amorçage α	0°
	Résistance de charge DC R_c	6.5 Ω
	Inductance de charge DC L_c	20 mH

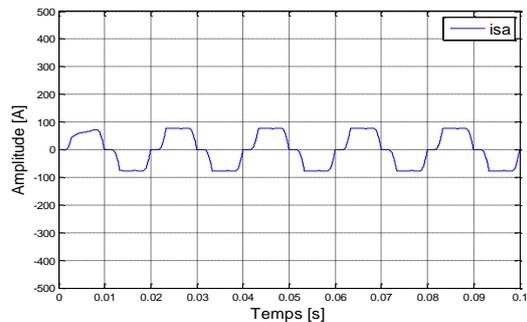


Fig. 6. Allure de i_{sa} avant filtrage actif.

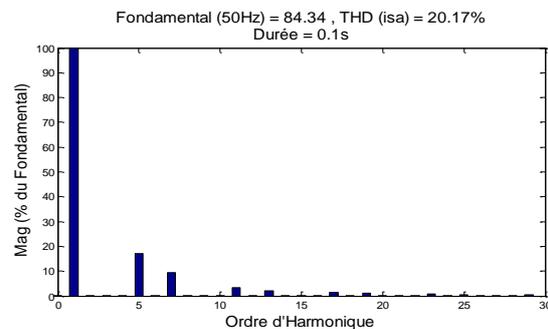


Fig. 7. Spectre harmonique de i_{sa} .

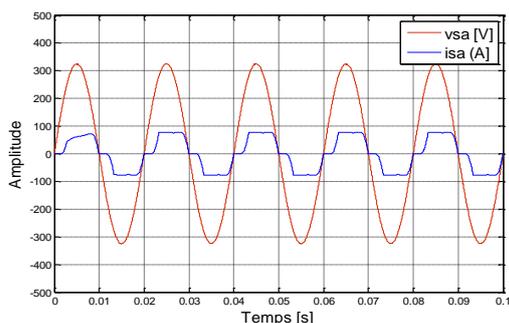


Fig. 8. Courant i_{sa} déphasé de la tension v_{sa} .

La distorsion harmonique n'est pas le seul problème rencontré ici car la Fig. 7 indique une dégradation au niveau du facteur de puissance (retard estimé à 0.002 s, donc $\varphi = 36^\circ$, soit $\cos\varphi = 0.8$) ; ainsi on peut s'attendre à une fluctuation dans l'énergie réactive du système.

5.2. Caractéristiques du courant de source après filtrage actif

Nous supposons que la tension d'alimentation est définie par les équations suivantes :

$$v_a = 50 + \sqrt{2}.220\sin(\omega t) + \frac{\sqrt{2}.220}{7}\sin(7\omega t)$$

$$v_b = 50 + \sqrt{2}.220\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{\sqrt{2}.220}{7}\sin\left(7\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (30)$$

$$v_c = 50 + \sqrt{2}.220\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{\sqrt{2}.220}{7}\sin\left(7\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

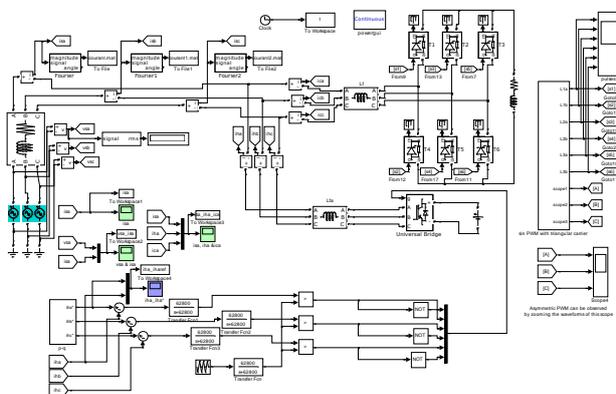


Fig. 9. Modèle du filtre actif parallèle à deux niveaux établi sous Matlab-Simulink.

Pour la simulation du modèle de la Fig 9 sous Matlab-Simulink, on a utilisé les paramètres du Tableau. 2. On va se contenter de l'étude du courant et de la tension seulement dans la phase a , sachant que ceux des deux autres phases sont retardés par rapport à la phase a de 120° et 240° respectivement.

Pour améliorer la forme d'onde de i_{sa} , on a inséré l'inductance L_F de 1.5 mH en amont de la charge polluante, comme indiqué Fig. 4. Le résultat était satisfaisant puisque les déformations ont été réduites et

il en est de même pour le THD (i_{sa}) avec un nouveau taux de 2.33 %, comme illustré dans les Fig. 10 et 11.

Table 2 Paramètres de simulation du modèle de la Fig. 9.

Paramètres	Valeurs numériques
V_{dc}	840 V
L_{fa}	1.5 mH
H (Largeur de la fenêtre d'hystérésis)	2 A
T_s	0.2 ms
L_F	1.5 mH

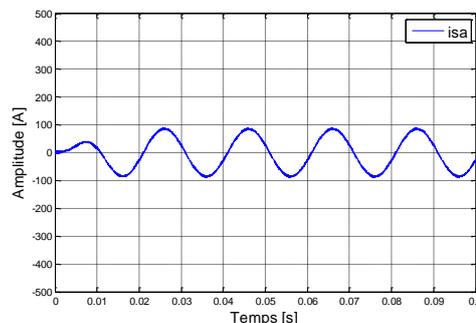


Fig. 10. Allure de i_{sa} après filtrage actif deux niveaux.

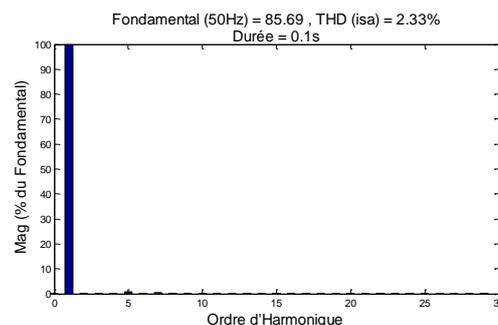


Fig. 11. Spectre harmonique de i_{sa} .

Du côté source, les deux courbes de la Fig. 12, représentant le courant et la tension de source en phase, indiquent un $\cos\varphi$ corrigé, très proche de l'unité. Par conséquent, on peut déduire que le réactif du réseau a été compensé.

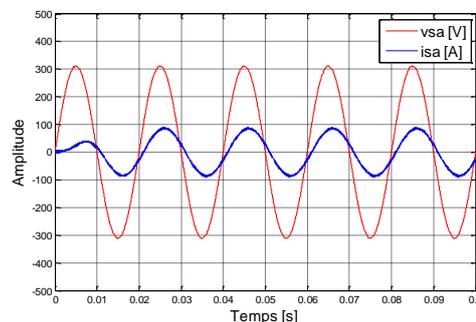


Fig. 12. Allures de i_{sa} et v_{sa} après filtrage actif.

Dans la Fig. 12, on montre le nouveau courant i_{sa} et la tension de source v_{sa} . Les deux ondes sont en phase, malgré la présence d'un léger décalage (retard de i_{sa} par rapport à v_{sa}) engendré par L_F . Ceci induit un

facteur de puissance proche de l'unité, donc une bonne compensation de la puissance réactive de la source.

Le fait que i_{sa} ait récupéré son allure sinusoïdale nous rassure que le filtre actif a généré un courant i_{ha}^* qui suit bien sa référence i_{ha} , comme indiqué par les deux courbes de la Fig. 13.

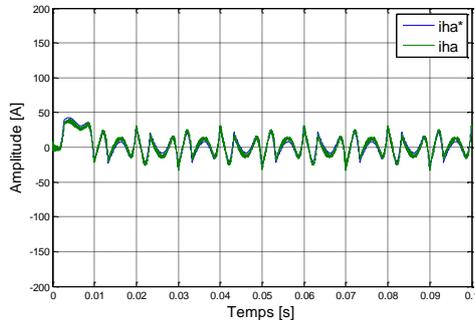


Fig. 13. Courant généré par le filtre actif i_{ha} et sa référence i_{ha}^* .

Les déformations dans la forme de i_{sa} se situent dans les points d'intersection non nulles de i_{ca} et i_{ha} , comme on peut le voir dans la Fig. 14.

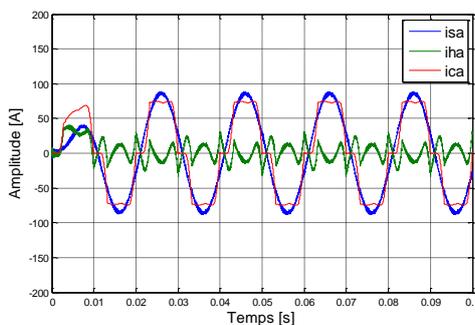


Fig. 14. Courants de charge non-linéaire i_{ca} , de source i_{sa} et celui du filtre actif i_{ha} .

La Fig. 7 représente le spectre harmonique du courant de charge dont la valeur du THD est de 20.17%. Cependant, le spectre harmonique du courant de la source représenté par la Fig. 11, montre que le THD baisse à 2.33%.

6. CONCLUSION

Le travail présenté dans cet article apporte une synthèse des filtres actifs de puissance, principaux palliatifs aux problèmes engendrés par la pollution harmonique dans les réseaux de distribution.

Une application du filtrage actif de puissance a été traitée, c'est un filtre actif parallèle alimenté par une source de tension continue dont les ordres de commutation ont été envoyés par la MLI intersective qui est à base d'un onduleur de tension deux niveaux, dont les courants harmoniques de référence ont été détectés par la méthode du filtre passe bas.

Les résultats obtenus dans ce travail nous permettent de visualiser l'efficacité du filtre actif parallèle de puissance (APFs) en utilisant un contrôleur p-q. En fait, la distorsion d'harmonique THD passe de 20,17% à 2,33% après l'utilisation du filtre actif. Ainsi,

le facteur de puissance a été fixé, c'est-à-dire la tension et le courant sont devenus en phase.

RÉFÉRENCES

1. R.F. Pinheiro, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva, « A Revision of the State of the Art in Active Filters ». In Proceedings of the 1999 Brazilian Power Electronics Conference, Foz do Iguaçu, Brazil.
2. S. Rechka, E. Ngandui, J. Xu, and P. Sicard, « Analysis of harmonic detection algorithms and their application to active power filters for harmonics compensation and resonance damping ». Canadian Journal of Electric and Computer Engineering, vol. 28, no. 1, Jan. 2003, pp. 41-51.
3. R. Kiffouche, « Identification des harmoniques et génération de courants de référence - Application au convertisseur statiques ». Mémoire de Magister, Université M'Hamed Bougara de Boumerdes, Juillet 2006.
4. D. Ould Abdeslam, D. Flieller, P. Wira & J. Mercklé, « Adaline neural networks for online extracting the direct, inverse and homopolar voltage components from a composite voltage ». 31st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON05), Raleigh, North Carolina, USA, Nov. 6-10, 2005.
5. M.A.E. Alali, « Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électrique basse tension ». Thèse de Doctorat, ULP Strasbourg I. 12 septembre 2002.
6. M.C. Benslimane, « Compensation générale des harmoniques Etude, dimensionnement et commande d'un filtre actif parallèle ». Mémoire de Magister, Université M'Hamed Bougara de Boumerdes. 2002.
7. S. Tadjer, « Etude d'un système de compensation d'harmonique en utilisant un générateur photovoltaïque - GPV ». Mémoire de Magistère en Génie Electrique, Université M'hamed Bougara - Boumerdes, Algérie. 2008.
8. A. Morsli, N. Ould Cherchali, A. Tlemçani and M. S. Boucherit, «Reducing Harmonic Pollution in Low-Voltage Electrical Networks melted on an Active Conditioner using a Five-Level Inverter NPC Topology». International Conference on Automation and Mechatronics CIAM'2011 Oran Algeria, Nov 22-24 2011.
9. S. Beaulieu, « Etude et mise au point d'un filtre actif d'harmoniques en vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique ». Mémoire présenté comme exigence partielle de la maîtrise en ingénierie. Université du Québec à Chicoutimi. MAI 2007.
10. H. Djeghloud & H. Benalla, « Harmonics cancellation using SVPWM shunt active power filter ». In The International Journal for Computation in Electrical and Electronics Engineering COMPEL, vol. 26, No. 1, pp. 116-117, 2007, © Emerald Publishing Group Limited.
11. H. Djeghloud, « Filtrage Actif de Puissance ». Thèse de Doctorat en Science et en Electrotechnique. Université Mentouri Constantine. 12 décembre 2007.
12. H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, « Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits ». Proceeding 1983 International power electronics conference. Tokyo, Japan, PP. 1375-1386, 1983.

Abdelkader MORSLI

Dr. Abdelhalim TLEMÇANI

Noureddine OULD CHERCHALI

Laboratoire de recherche en électrotechnique et automatique
UYFM Médéa, Algérie

Prof. Mohamed Seghir BOUCHERIT

Laboratoire de commande des processus

Ecole Nationale Polytechnique

El Harrach, Alger, Algérie.

E-mail : morsli_aek2006@yahoo.fr,

ms_boucherit@yahoo.fr,

h_tlemceni@yahoo.fr,

nocherchali@yahoo.fr

MORSLI Abdelkader est né en 1970 à Médéa. Il a reçu le diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique, de l'Université Docteur Yahia FARES de Médéa, Algérie, en 2001. Le diplôme de Magister en Electronique de l'Ecole Nationale Polytechnique (ENP) d'Alger, Algérie, en 2010, il prépare un doctorat en génie électrique de même école. Ses intérêts de recherche sont dans le domaine de l'électronique de puissance, les entraînements électriques, robuste et de contrôle non-linéaire et systèmes flous.

TLEMÇANI Abdelhalim est né en 1974 à Médéa. Il a reçu le diplôme d'ingénieur d'état et le diplôme de Magistère en électronique de puissance de l'Ecole Nationale Polytechnique (ENP) d'Alger, l'Algérie, en 1997 et 1999, respectivement. Il a reçu le diplôme de doctorat en génie électrique de l'ENP en 2007. Depuis 2002, il a aidé dans des postes d'enseignement et de recherche au Département de Génie Electrique, UYFM de Médéa, où il est actuellement professeur agrégé. Il est directeur du Groupe de recherche et de contrôle électronique de puissance. Ses intérêts de recherche sont dans le domaine de l'électronique de puissance, les entraînements électriques, commande robuste et non-linéaires et systèmes flous.

BOUCHERIT Mohamed Seghir est né en 1954 à Alger. Il a reçu le diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique, le diplôme de Magister et le Doctorat d'Etat (PhD) en génie électrique, de l'Ecole Nationale Polytechnique (ENP) d'Alger, en Algérie, en 1980, 1988 et 1995 respectivement. Après sa graduation, il rejoint le Département de génie électrique de l'Ecole Nationale Polytechnique. Il est un professeur, membre du Laboratoire de contrôle de processus et ses intérêts de recherche sont dans le domaine des entraînements électriques et de contrôle de processus.

OULD CHERCHALI Noureddine est né en 1974 à Médéa. Il a reçu le diplôme d'ingénieur en électrotechnique, en 1998 et le diplôme de Magister en Génie Electrique en 2006 de l'Université Docteur Yahia FARES de Médéa, en Algérie. Il prépare un doctorat en génie électrique à l'École Nationale Polytechnique (ENP) d'Alger, en Algérie. Ses intérêts de recherche sont dans le domaine des entraînements électriques et de contrôle de processus.