

## COMPENSATION DES COURANTS HARMONIQUES PAR FILTRE ACTIF PARALLELE

MERABET L.\* , SAAD S.\*\* & OMEIRI A.\*

\* Département d'électrotechnique, Université de Annaba

\*\* Département d'électromécanique, Université de Annaba

### ABSTRACT

Ce travail présente une simulation d'un filtre actif parallèle de puissance pour la compensation des harmoniques de courants générés par un pont redresseur triphasé non commandé avec une inductance très élevée a sa sortie (un récepteur très polluant).

Le filtre employé pour réduire les harmoniques de courants, est un onduleur de tension avec modulation de largeur d'impulsion (MLI) connecté en parallèle au réseau électrique. La stratégie de commande du filtre est basée sur la théorie des puissances actives et réactives instantanées dite ('p-q' theory).

Les résultats obtenus montrent une atténuation significative des harmoniques, ce qui met en évidence l'efficacité et les bonnes performances du filtre actif parallèle de puissance.

In this work a simulation of a shunt active filter is presented to compensate harmonics currents generated by a bridge rectifier with a highly inductive load. This filter is a PWM inverter connected in parallel to the source. The control strategy of this filter is based on Pq theory. Using this type of filter, the obtained results show a significant harmonics reduction.

Mots clés : charge non linéaire– Harmonique– spectre harmonique– référentiel de PARK– onduleur de tension à M.LI..

### INTRODUCTION

En pratique, les redresseurs triphasés présentent l'un des montages les plus répandus dans l'industrie [1, 2]. Les redresseurs à filtre capacitif ou inductif, monophasé ou triphasé sont les plus polluants du point de vue injection des courants harmoniques. Les courants injectés sont non sinusoïdaux et produisent sur les impédances du réseau des tensions harmoniques qui se superposent à la tension fondamentale de 50 Hz. Ces harmoniques sont à l'origine de beaucoup de problèmes et influent sur l'environnement du convertisseur et provoquent l'échauffement, vieillissement, destruction des appareils et perturbation des lignes téléphoniques etc...

Pour minimiser l'effet des harmoniques de tension et de courant, le fournisseur est amené à prendre des précautions avant de raccorder un nouveau consommateur ou une nouvelle charge. Dans certain pays des normes, règles et des limites sont imposés au fournisseur et au consommateur de l'énergie électrique pour réduire la pollution harmonique. La norme IEEE-519 propose d'utiliser le calcul de la puissance polluante d'une installation industrielle pour autoriser le raccordement d'un client à un réseau [1].

Actuellement, toutes les recherches sont orientées vers le filtrage actif des harmoniques, [3, 4, 5, 6] et surtout après l'arrivée de nouveaux composants en électronique de puissance tel que le GTO, le

transistor MOSFET et les IGBT. Plusieurs recherches liées à ce problème portent essentiellement sur le modèle de puissance du filtre, les lois de commande et les méthodes de générations des signaux de références [7].

La conception et la mise en marche du filtre actif dépend de trois facteurs :

1 – Le circuit de puissance du filtre actif qui est sous deux formes :

- Onduleur de tension
- Onduleur de courant

2 – La loi de commande ou la méthode de modulation employée (MLI, hystérésis etc..)

3 – Méthodes utilisées pour le calcul des courants de références (courants harmoniques), qui est la partie la

plus importante dans ce travail et on distingue plusieurs méthodes [8,9] :

- a – La méthode d'échantillonneur bloqueur
- b – La méthode des puissances actives et réactives instantanées (ou PQ theory)
- c – Méthode des puissances active et réactive instantanées modifiée.
- d – Méthodes de détection synchrone qui peut être appliquée pour des systèmes représentant des tensions d'alimentation asymétrique.



**PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU FILTRE ACTIF**

Notre étude va porter sur l'ensemble « réseau – redresseur – filtre actif », Fig.1.

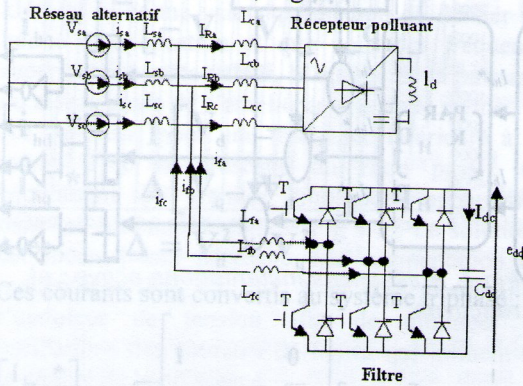


Fig.1. Structure du filtre actif parallèle

Nous considérons lors de la simulation la charge non linéaire un pont redresseur triphasé à diodes donné par la fig.1. Ce redresseur est alimenté par des tensions sinusoïdales de pulsation  $\omega$  à partir du secondaire d'un transformateur couplé en étoile. On considère aussi, que le système d'alimentation est équilibré et que l'inductance de la charge  $L_d$  est finie.

Le filtre actif est un onduleur de tension à MLI qui traite seulement la compensation harmonique. Il doit donc, absorber des courants compensant les harmoniques créés par le pont redresseur. La structure choisi est présentée sur la Fig. 1. Le principe et la particularité de ce montage est que l'onduleur de tension possède une source continue flottante constituée par un condensateur.

Cette structure a pour vocation d'éliminer de façon active, tout ou une partie des harmoniques de courant.

L'utilisation des onduleurs pour le filtrage actif, suppose l'emploi des fréquences de découpages très supérieures aux fréquences harmonique que l'on veut éliminer.

Ce filtre connecté en parallèle avec le réseau injecte un courant ( $i_{fa}$ ) qui s'oppose au courant harmonique produit par la charge ( $i_{ha}^*$ ), le courant résultant ( $i_{sa}$ ) est alors sinusoïdal, Fig.2.

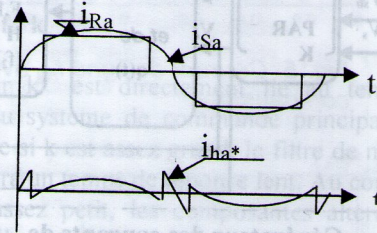


Fig.2. Principe du filtre actif

**LOI DE COMMANDE ET CALCUL DES COURANTS DE REFERENCES**

La stratégie de commande est basée sur la théorie de calcul des puissances active et réactive instantanées [2,3,4,5,8]. Les tensions ( $V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$ ) et les courants ( $I_{Ra}, I_{Rb}, I_{Rc}$ ) mesurés subissent une transformation de PARK du système triphasé (a,b,c) au système biphasé (d, q), [9].

Dans le système de commande principal, les filtres passe-haut de fréquences de coupures  $f_1$  et  $f_2$  sont utilisés pour extraire les puissances actives et réactives harmoniques. Ils suppriment donc les composantes continues (pc et qc), Fig. 3.

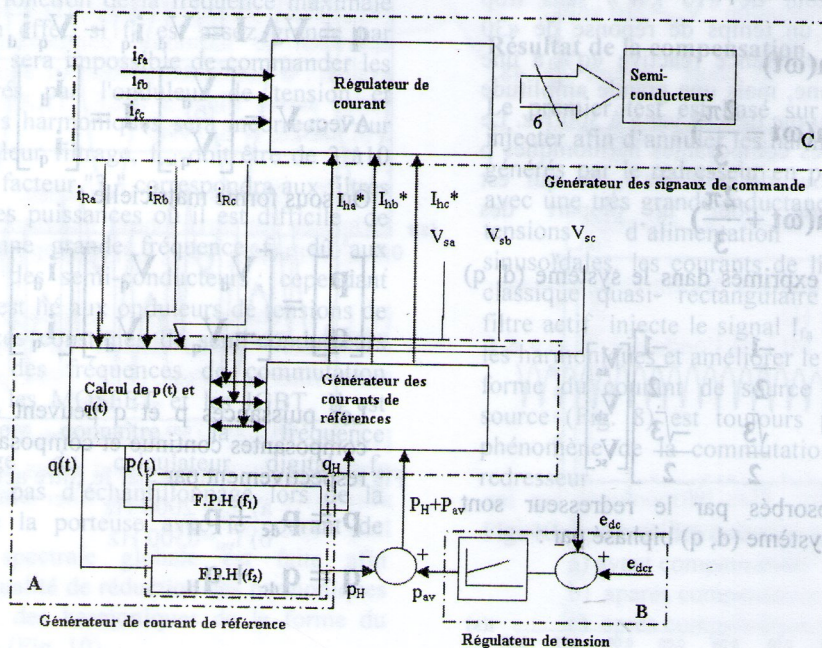


Fig. 3. Schéma bloc de commande du filtre actif.



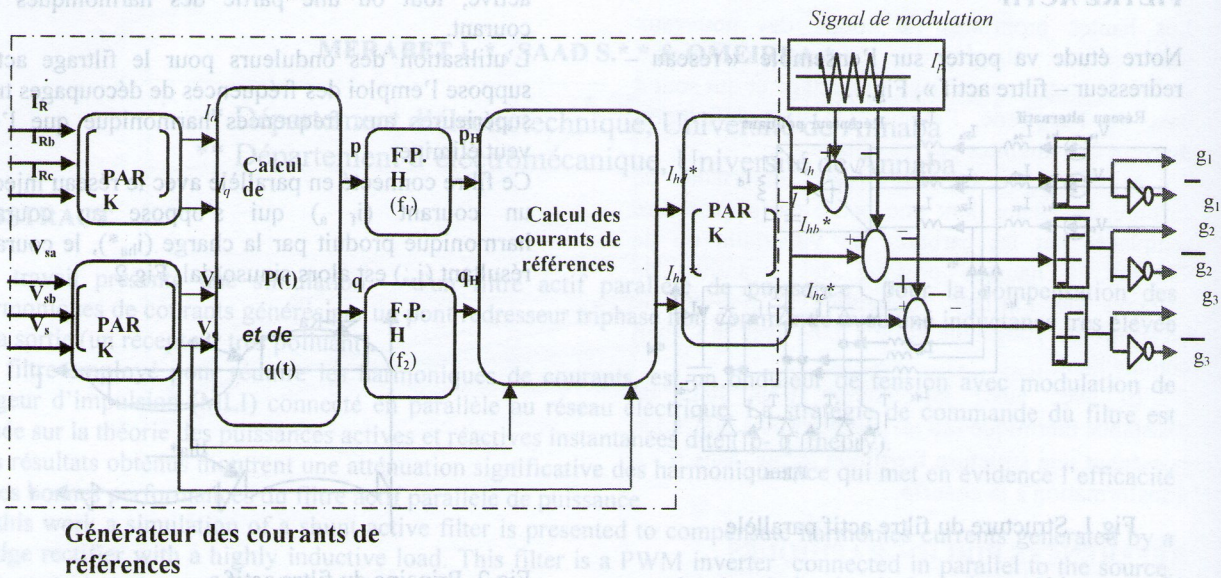


Fig.4. Schéma de principe de la modulation de la largeur des impulsions (MLI) pour le filtre actif parallèle

La commande à MLI de l'onduleur nécessite la détermination des courants harmoniques qui seront à la suite les courants de références. Ces courants seront comparés à une porteuse triangulaire de fréquence élevé afin d'obtenir les signaux de commande des semi-conducteurs de l'onduleur de tension (Fig. 4).

- La détermination des courants de références est basée sur la théorie de calcul des puissances actives et réactives instantanées (p,q) [ 9, 11,12,13 ].
- Soient les tensions simples du réseau :

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega t) \\ V_{sb} = \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc} = \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$

Ces vecteurs sont exprimés dans le système (d, q) biphasé par :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ \sqrt{3} & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ 0 & 2 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}$$

Les courants absorbés par le redresseur sont exprimés dans le système (d, q) biphasé par :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ \sqrt{3} & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ 0 & 2 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ra} \\ i_{Rb} \\ i_{Rc} \end{bmatrix}$$

Ce pendant, les puissances instantanées réelles et imaginaires sont données respectivement par les produits tensions courants, scalaire et imaginaire suivants :

$$p = V \cdot I = V_d i_d + V_q i_q$$

$$q = V \wedge I = V_d i_q - V_q i_d$$

Avec:  $V = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}, I = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$

Ou sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d & V_q \\ -V_q & V_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

Les puissances p et q peuvent être exprimés en composantes continue et composantes harmoniques respectivement par :

$$p = p_{dc} + p_H$$

$$q = q_{dc} + q_H$$



Ainsi, les courants harmoniques de référence dans le système (d, q) correspondants aux puissances harmoniques  $p_H$  et  $q_H$  seront donnés par :

$$\begin{bmatrix} i_{hd}^* \\ i_{hq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d & V_q \\ -V_q & V_d \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_H \\ q_H \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{hd}^* \\ i_{hq}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_d & -V_q \\ V_q & V_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_H \\ q_H \end{bmatrix}$$

Avec :  $\Delta = V_d^2 + V_q^2$

Ces courants sont convertis au système triphasé :

$$\begin{bmatrix} i_{ha}^* \\ i_{hb}^* \\ i_{hc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{hd}^* \\ i_{hq}^* \end{bmatrix}$$

**METHODOLOGIE ET CHOIX DES FREQUENCES PRINCIPALES DU MODELE**

Dans cette partie, nous présentons la méthode de calcul et le choix des paramètres principaux pour la conception du filtre actif. Le premier paramètre important dans la conception du filtre actif parallèle est l'ordre le plus élevé (h) de l'harmonique à réduire. Alors, la fréquence du filtre actif  $f_{fa}$  est déterminée par la formule suivante[11]:

$$f_{fa} = h f_r \text{ d'où}$$

$f_r$  : est la fréquence du réseau (50 Hz).

$h = 13$  (valeur choisit)

Il est important de noter que la fréquence  $f_{fa}$  doit être choisit en fonction de la fréquence maximale de la MLI. En effet, si  $f_{fa}$  est assez grande par rapport à  $f_{vsi}$ , il sera impossible de commander les courants générés par l'onduleur de tension et l'élimination des harmoniques sera incorrect. Pour obtenir un meilleur filtrage,  $f_{vsi}$  doit être de 3 à 10 fois  $f_{fa}$  [11]. Le facteur "3" correspondra aux filtres actifs de grandes puissances où il est difficile de fonctionner à une grande fréquence  $f_{vsi}$  dû aux caractéristiques des semi-conducteurs ; cependant le facteur "10" est lié aux onduleurs de tensions de faibles puissances constitués de semi-conducteurs fonctionnant à des fréquences de commutation élevés tels que les MOSFET et les IGBT. Il est nécessaire de connaître la fréquence d'échantillonnage du calculateur digital  $f_s$  (déterminant le pas d'échantillonnage lors de la comparaison de la porteuse avec le courant de

référence) afin de respecter la condition de SHANON. Le choix de la fréquence d'échantillonnage  $f_s$  est lié à la technologie des composants semi-conducteurs de l'onduleur de tension.

Dans la structure proposée, la valeur 65 KHz de  $f_s$  est la plus grande valeur qui peut être utilisé pour la fréquence  $f_{fa} = 650$  Hz ( $h=13$ ).

Les filtres passe-haut sont utilisés pour extraire les composantes continues de la forme des puissances actives et réactives instantanées.

$$F_1 = F_2 = f_r / k$$

Le facteur k est directement lié au temps de réponse du système de commande principal [11], c'est à dire si k est assez grand, le filtre de manière général aura un temps de réponse lent. Au contraire, si k est assez petit, les composantes alternatives seront polluées et l'élimination des harmoniques sera inefficace.

La dernière fréquence à choisir est liée à la fréquence de la MLI qui doit satisfaire l'élimination d'harmoniques ainsi et les exigences technologiques des semi-conducteurs de puissance. Pour ne pas être en contradiction avec la conception du modèle précédente on choisit :

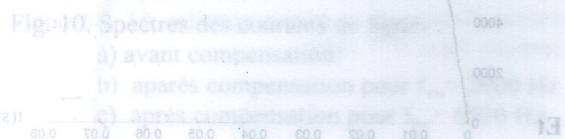
$$f_{vsi} \cong 3 \text{ à } 10 f_{fa}$$

Il est pratique de changer la topologie de l'onduleur de tension et d'augmenter le nombre des niveaux au lieu de diminuer la fréquence de la MLI lorsque les onduleurs de puissances ne peuvent pas fonctionner à des fréquences élevées.

**ANALYSE DES PERFORMANCES**

**Résultat de la compensation**

Le premier test est basé sur le courant exact à injecter afin d'annuler les harmoniques indésirables générés par le redresseur en pont triphasé à diode avec une très grande inductance à sa sortie. Si les tensions d'alimentation sont supposées sinusoïdales, les courants de lignes ont une forme classique quasi-rectangulaire (Fig 5). Ainsi, le filtre actif injecte le signal  $I_{fa}$  corrigé pour réduire les harmoniques et améliorer le plus que possible la forme du courant de source  $I_{sa}$ . Le courant de source (Fig. 8) est toujours polluer à cause du phénomène de la commutation qui est du au redresseur



Une analyse spectrale globale est faite afin d'examiner la qualité de réduction des harmoniques et l'élimination des harmoniques de la forme du courant de ligne (Fig. 10).



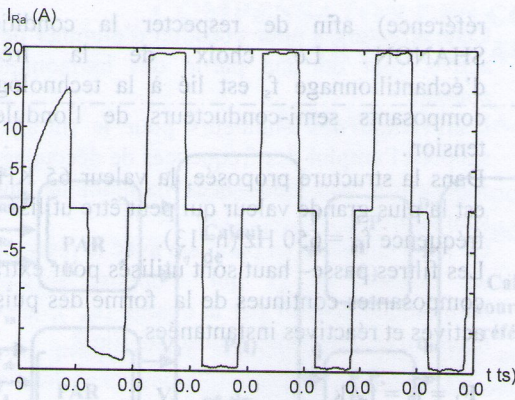


Fig. 5. Courant de ligne  $i_{Ra}$  avant compensaton

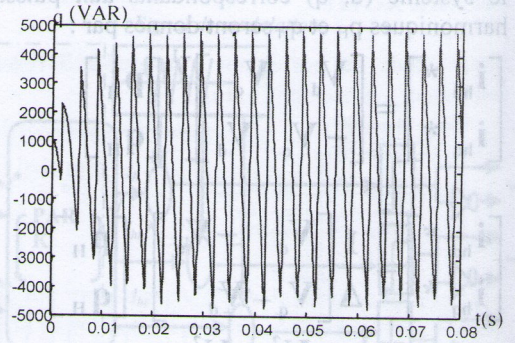


Fig.7. Puissances instantanées actives et réactives

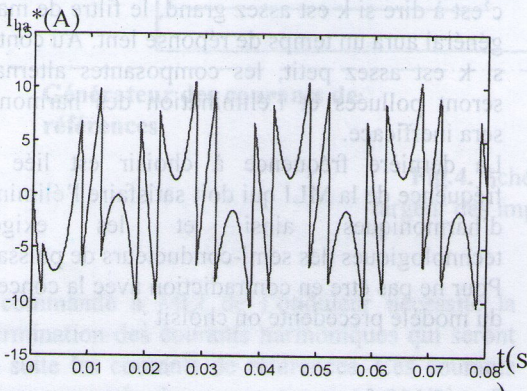


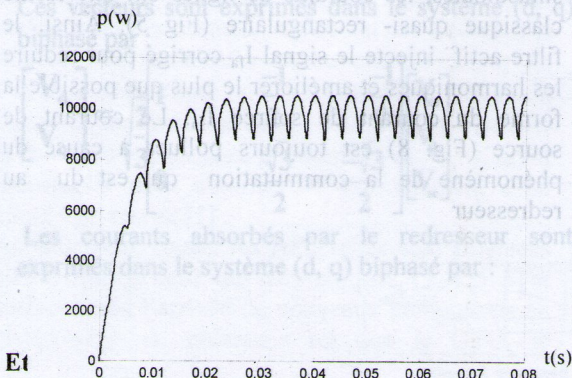
Fig. 6. Courant de référence  $i_{ha}^*$

**Analyse du courant injecté par l'onduleur de tension :**

Comme on a choisit deux valeurs de  $f_{vsi}$ , le test d'efficacité du courant fournit par l'onduleur est démontré pour ces deux cas, (Fig. 8-a et Fig. 8-b). Pour le premier cas ou  $f_{vsi} = 6.5$  kHz le courant réel injecté suit parfaitement le courant de référence  $i_{ha}^*$  ( Fig. 6), avec une faible amplitude oscillatoire dû aux grandes valeurs des inductances de lignes (Fig. 8-b).

**Estimation des puissances**

Pour le même cas décrit ci-dessus, les quantités différentes p, q, sont calculées en utilisant la formulation développée dans la partie 3, Fig. 7-a et Fig.7-b. Il est intéressant de noter que la partie réelle «p» est autour de «10 kW» sans trop d'oscillations après un temps de réponse de «30 ms», alors que la puissance réactive «q» a une faible valeur moyenne, mais une grande amplitude oscillatoire du pic au pic de «10 var» à 300 Hz. Le temps de réponse des composantes harmoniques p et q est ainsi autour de «30 ms», ce qui est suffisamment rapide pour la plupart des applications.



Et

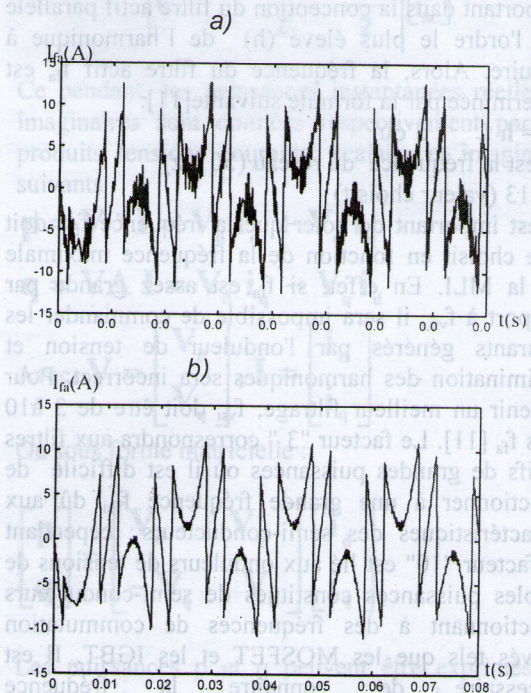


Fig.8. Courants fournis par le filtre actif de puissance.  
a)  $f_{vsi} = 2000$  Hz  
b)  $f_{vsi} = 6500$  Hz



Les courants de lignes en présence de l'onduleur de tension sont relevés afin de vérifier la réduction des harmoniques et leur qualité (Fig. 9). Les résultats des Fig. (9-a) et Fig. (9-b) montrent que  $f_{v_{si}}=6.5$  kHz est la bonne valeur permettant de donner une bonne compensation et que pour des fréquences supérieures à cette valeur, la qualité de la puissance du réseau cesse de s'améliorer et reste la même.

Au contraire, pour une fréquence inférieure à  $f_{v_{si}}$  même avec la présence du filtre passif, des oscillations de grandes amplitudes apparaissent dans les courants de lignes (Fig 9-a). La solution à cet inconvénient nécessite une augmentation des inductances ( $L_{f_a}$ ,  $L_{f_b}$ ,  $L_{f_c}$ ) au coté alternatif de l'onduleur de tension afin de diminuer les oscillations des courants de lignes qui influent sur la qualité de la puissance.

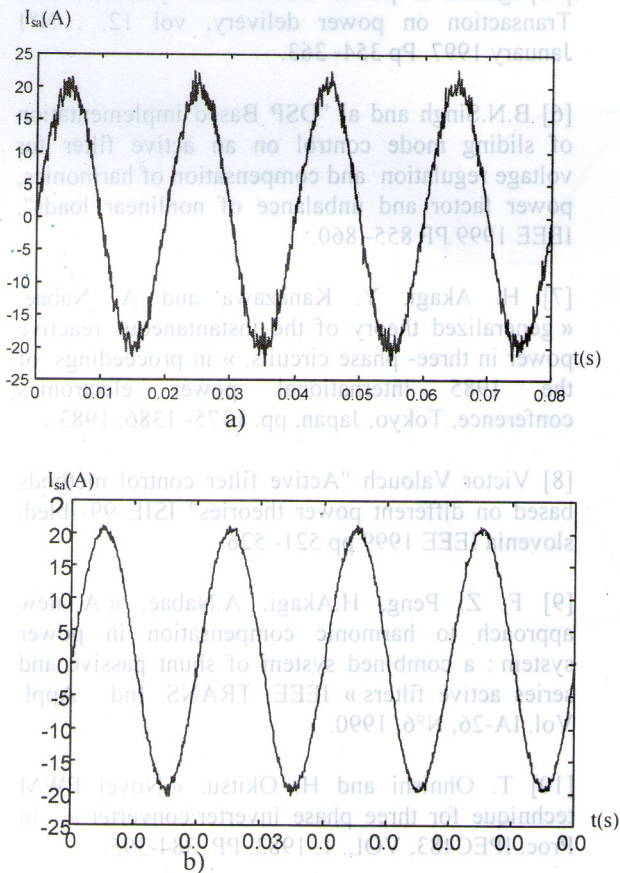


Fig. 9. Courants de lignes après compensation.

a)  $f_{v_{si}} = 2000$  Hz

b)  $f_{v_{si}} = 6500$  Hz

**Analyse spectrale**

Une analyse spectrale globale est faite afin d'examiner la qualité de réduction des harmoniques et l'élimination des harmoniques de la forme du courant de ligne (Fig. 10).

Sans aucune compensation il est facile d'observer les résultats classiques des courants de lignes du redresseur triphasé en pont à diodes montrant la présence du 5<sup>ème</sup> harmonique à 19.75 (%) et le 7<sup>ème</sup> harmonique à 13.58%, Fig. 10-a.

Pour  $f_{v_{si}}$  égal à 6.5 kHz, le 5<sup>ème</sup> harmonique est réduit à 1.36 (%), le 7<sup>ème</sup> harmonique à 1.38 (%) et l'harmonique correspondant à la fréquence  $f_{v_{si}}$  de la MLI (ou de découpage) est de 0.11 (%), Fig. 10-b. Pour  $f_{v_{si}}$  égal à 2 kHz, le 5<sup>ème</sup> harmonique est réduit à 1.2 (%) le 7<sup>ème</sup> harmonique à 2.88 (%) et pour l'harmonique correspondant à  $f_{v_{si}}$ , l'harmonique est réduit à 2 (%), Fig. 10-c. Un facteur important à noter ; concernant la petite modification de la valeur du fondamental qui a augmenté en présence du filtre actif d'un facteur égal à «1.03». Le taux de distorsion harmonique (THD) est de 27 (%) sans filtre, 16 (%) pour  $f_{v_{si}}$  égal à 2 kHz et 7 (%) pour  $f_{v_{si}}$  égal à 6.5 kHz, lors de la compensation et pour une analyse limitée à l'harmonique d'ordre  $h$  égal à 30.

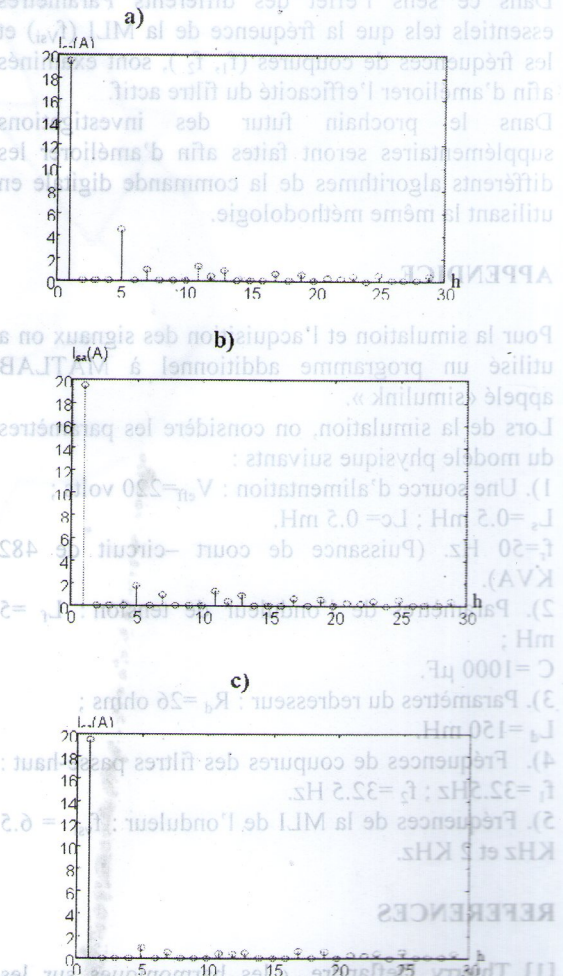


Fig.10. Spectres des courants de lignes :

a) avant compensation

b) après compensation pour  $f_{v_{si}} = 2000$  Hz

c) après compensation pour  $f_{v_{si}} = 6500$  Hz



## CONCLUSION

Ce travail montre le modèle complet du filtre actif parallèle Pour un réseau triphasé à moyenne puissance. La méthodologie proposée permet de sélectionner les Paramètres principaux et de détailler le modèle avant de le développer en utilisant un moyen de simulation consacrer au système de puissance appelé «simulink».

Une attention particulière est présentée à travers une implémentation des filtres digitaux en utilisant des algorithmes de procédé de signal classique avec sélection de Paramètres( $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_s$ ,  $f_{ra}$ ,  $f_{vsi}$ ...)

L'application de la technique proposée dans le cas le plus difficile(car  $L_d$  a une valeur très élevée) pour la réduction d'harmonique est développée avec une analyse complète des performances commençant par le courant à injecter, ondes de puissances et finalement l'analyse spectrale du courant fournit par l'onduleur.

Dans ce sens l'effet des différents Paramètres essentiels tels que la fréquence de la MLI ( $f_{vsi}$ ) et les fréquences de coupures ( $f_1$ ,  $f_2$ ), sont examinés afin d'améliorer l'efficacité du filtre actif.

Dans le prochain futur des investigations supplémentaires seront faites afin d'améliorer les différents algorithmes de la commande digitale en utilisant la même méthodologie.

## APPENDICE

Pour la simulation et l'acquisition des signaux on a utilisé un programme additionnel à MATLAB appelé «simulink».

Lors de la simulation, on considère les paramètres du modèle physique suivants :

- 1). Une source d'alimentation :  $V_{eff}=220$  volts ;  
 $L_s=0.5$  mH ;  $L_c=0.5$  mH.  
 $f_r=50$  Hz. (Puissance de court-circuit de 482 KVA).
- 2). Paramètres de l'onduleur de tension :  $L_f=5$  mH ;  
 $C=1000$   $\mu$ F.
- 3). Paramètres du redresseur :  $R_d=26$  ohms ;  
 $L_d=150$  mH.
- 4). Fréquences de coupures des filtres passe-haut :  
 $f_1=32.5$ Hz ;  $f_2=32.5$  Hz.
- 5). Fréquences de la MLI de l'onduleur :  $f_{vsi}=6.5$  KHz et 2 KHz.

## REFERENCES

[1] Thierry Deflandre, « les harmoniques sur les réseaux électriques », édition eyrolles, 61, Bd saint-Germain Paris 5<sup>ème</sup> 1998.

[2] p.Verdehlo and G.Marques, « an active power filter for thyristor rectifiers current compensation with fast dynamic performance, in proc. PEMC4 94, 1994, PP. 202-207.

[3] H.AKAGI. « New trends in active power filter ». in proc. EPE' 95, 1995, vol. 0. pp.17-26.

[4] F.Z. Peng and H.AKAGI ; and A.Nabae, « A study of active power filter using quad-series voltage-source PWM converters for harmonic compensator » IEEE Trans. Power Electron., vol.5,pp. 9-15, 1990.

[5] H.Akagi, "Control strategy and site selection of a shunt active filter for damping of harmonic propagation in power distribution systems, IEEE Transaction on power delivery, vol 12, , N°1 January 1997. Pp 354- 363.

[6] B.N.Singh and al "DSP Based implementation of sliding mode control on an active filter for voltage regulation and compensation of harmonics, power factor and unbalance of nonlinear loads", IEEE 1999 PP 855- 860.

[7] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae. « generalized theory of the instantaneous reactive power in three- phase circuits, » in proceedings of the 1985 international power electronics conference, Tokyo, Japan, pp. 1375- 1386, 1983.

[8] Victor Valouch "Active filter control methods based on different power theories" ISIE 99- bled, slovenia IEEE 1999 pp 521- 526.

[9] F. Z. Peng, H.Akagi, A.Nabae, « A new approach to harmonic compensation in power system : a combined system of shunt passive and series active filters » IEEE. TRANS. Ind. Appl. Vol. IA-26, N°6, 1990.

[10] T. Ohnishi and H. Okitsu, « Novel PWM technique for three phase inverter/converter », in Proc. IPEC483, VOL. 1, 1983, PP. 384-395.

[11] C.Pahmer, G.A. Capolino, H. Henao, « computer -aided design for control of shunt active filter », in Proc. IEEE. 1994, pp. 669-674.

[12] H. Akagi, H.Fujita, A.Nabae, « A combined system of shunt passive and series active filters : an alternative to shunt active filter » EPE' 91-Firinzé Italy September 1991.