

III.1 Introduction

La structure des filtres actifs se compose essentiellement de deux parties, une partie puissance et une partie commande (figure III.1). La partie puissance se compose d'un onduleur, d'un filtre de couplage et d'un élément passif lui servant de source d'énergie. Ces deux derniers éléments déterminent la nature du filtre actif (structure tension ou courant), suivant qu'il est réalisé à l'aide d'un onduleur de tension. La partie commande, sert au contrôle de la commutation des éléments semi-conducteurs formant l'onduleur. Au moyen de stratégies de contrôle appropriées, il est possible de générer des signaux harmoniques à la sortie de l'onduleur servant à compenser ceux présents sur le réseau électrique en opposition de phase. Cela passe par une extraction des harmoniques de la source.

Nous distinguons donc deux types de filtres actifs parallèles, le filtre actif à structure tension et le filtre actif à structure courant. Dans cette étude, nous nous intéressons uniquement au filtrage actif parallèle à structure tension.

Notre objectif est de mettre en œuvre une structure de filtre actif parallèle ainsi que son fonctionnement général afin de lui développer des algorithmes appropriés pour son contrôle.

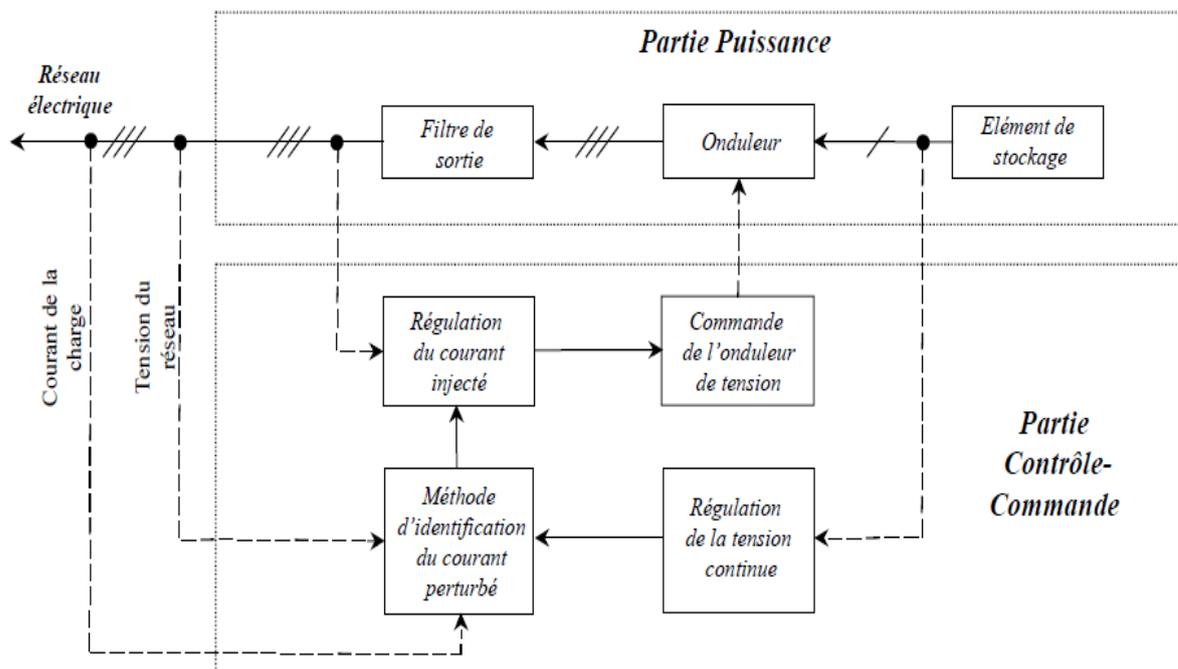


Figure III.1 Structure générale d'un filtre actif parallèle

III.2 Filtre actif parallèle à structure de tension

La Figure III.2 illustre le filtre actif parallèle à structure de tension. La capacité et l'inductance de couplage caractérisent cette structure. L'élément servant de source d'énergie est la capacité C qui doit délivrer une tension à valeur quasi constante. La fluctuation de cette tension doit être faible. Elle ne doit pas dépasser la limite de tension supportable par les semi-conducteurs. De plus, pour une inductance L_f donnée, cette tension ne doit pas être inférieure à une certaine limite, car cela affecterait les performances de compensation du filtre actif. L'inductance par laquelle l'onduleur est relié au réseau sert à filtrer les courants harmoniques hautes fréquences. Ces courants harmoniques sont causés par les impulsions de tension générées par l'onduleur.

III.3 Etude de la partie puissance

III.3.1 Onduleur de tension

La Figure III.2 présente un onduleur triphasé à structure de tension. Il se compose de trois bras à interrupteurs réversibles en courant, commandés à la fermeture et à l'ouverture, réalisés à partir d'un transistor (*GTO* ou *IGBT*) et d'une diode en antiparallèle. Le stockage de l'énergie du côté continu se fait par un condensateur C_{dc} de tension V_{dc} . Le filtre de sortie est un filtre passif habituellement du premier ordre (L_f, R_f) employé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique.

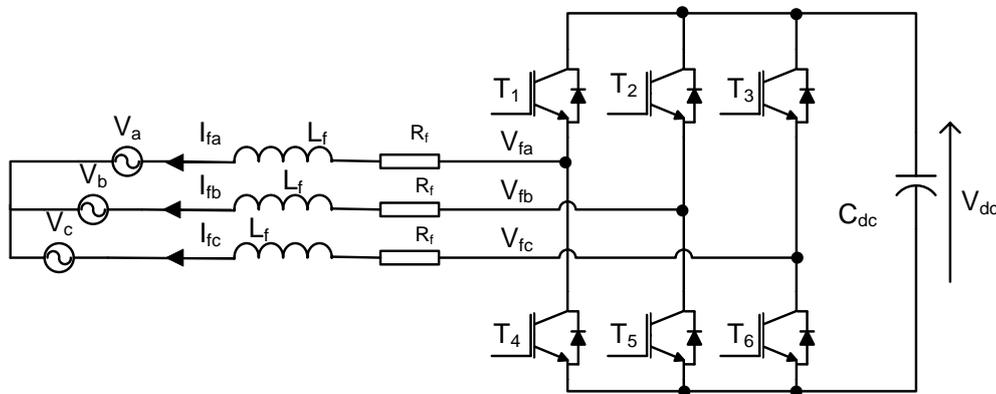


Figure.III2 Filtre actif parallèle à structure de tension

Pour cette structure, on doit respecter les contraintes suivantes :

- A un instant donné, un seul interrupteur d'un même bras doit conduire afin d'éviter tout court-circuit de la source de tension,
- Le courant de ligne doit toujours trouver un chemin possible d'où la mise en antiparallèle de diodes au niveau des interrupteurs

En pratique, Les deux interrupteurs de chaque bras sont commandés d'une façon complémentaire ; la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre de plus en veille à introduire un temps mort. En réalité, le mode, où les semi-conducteurs d'un même bras sont tous les deux fermés, n'existe que durant les commutations. Afin d'éviter un court-circuit à cause du délai de blocage des interrupteurs, il faut insérer sur un même bras, un temps d'attente, également appelé temps mort comme on la déjà cité, entre la commande de blocage d'un interrupteur et la commande d'amorçage de l'autre Ainsi, à partir des états des interrupteurs présentés par les variables S1, S2 et S3, on obtient huit cas possibles pour les 3 tensions de sortie du filtre actif V_{fi} (référencées par rapport au point de mi tension continue), comme le montre le Tableau III.1.

TABLEAU III.1 Tensions simples en fonction des différents ordres de commande.

N^o	S_1	S_2	S_3	V_{fa}	V_{fb}	V_{fc}
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
2	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$
3	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
4	0	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
5	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
6	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
7	1	1	1	0	0	0

De ce tableau, les tensions simples s'expriment en fonction des ordres de commande par la relation ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} V_{fa} \\ V_{fb} \\ V_{fc} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (III.1)$$

L'application de la loi de Kirchhoff sur chaque phase (figureIII.2) donne l'équation suivant

$$V_s(t) = V_f(t) - R_f i_f(t) - L_f \left(\frac{di_f(t)}{dt} \right) \quad (III.2)$$

D'après la transformation dans le domaine de Laplace de l'équation (III.2), La variation des courants injectés par l'onduleur, est alors donnée par l'équation suivant

$$i_f = \frac{V_f - V_s}{L_f s + R_f} \quad (III.3)$$

La tension de côté continu V_{dc} est donnée par la relation

$$V_{dc} = \frac{1}{C_{dc}s} (i_{fa}S_1 + i_{fb}S_2 + i_{fc}S_3) \quad (\text{III.4})$$

III.3.2 Système de stockage d'énergie

Le stockage de l'énergie du côté continu se fait par un système de stockage capacitif représenté par un condensateur C_{dc} qui joue le rôle d'une source de tension continue V_{dc} . Le choix des paramètres du système de stockage se répercute sur la dynamique et sur la qualité de compensation du filtre actif parallèle. En effet, une tension V_{dc} élevée améliore la dynamique du filtre actif. De plus, les ondulations de la tension continue V_{dc} , causées par les courants engendrés par le filtre actif peuvent dégrader la qualité de compensation du filtre actif parallèle. Ces fluctuations sont d'autant plus importantes que l'amplitude du courant du filtre est grande et que sa fréquence est faible.

Le condensateur du coté continu a deux fonctionnalités principales :

- Maintenir la tension avec un faible taux d'ondulation en régime permanent,
- Être un réservoir qui sert à fournir la différence d'énergie de la charge et la source durant le régime transitoire.

Le condensateur C_{dc} doit alors être capable de limiter l'ondulation de la tension durant le temps de réponse de la boucle de régulation de la tension. L'énergie emmagasinée dans le condensateur s'écrit :

$$W = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \quad (\text{III.5})$$

Dont la dérivée en fonction du temps est :

$$\frac{dw}{dt} = C_{dc} V_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (\text{III.6})$$

Le long d'un intervalle représentant le temps de réponse de la boucle de tension :

$$\Delta w = C_{dc} V_{dc} \Delta V_{dc} \quad (\text{III.7})$$

Pour empêcher l'ondulation de dépasser une valeur V_{dcmax} , la valeur du condensateur doit alors satisfaire :

$$C_{dc} > \frac{\Delta p_{\max} t_r}{V_{dc} \Delta V_{dc \max}} \quad (\text{III.8})$$

Où $\Delta p_{\max} = \frac{\Delta w}{t_r}$ est la puissance dissipée dans les composants du filtre durant le temps t_r

Cependant, lorsque le filtre actif doit compenser une charge déséquilibrée, l'ondulation de la tension continue augmente et la valeur du condensateur doit être plus élevée pour respecter l'ondulation maximale.

III.3.3 Filtre de sortie

Le filtre de sortie est un filtre passif utilisé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique. Le filtre de sortie est dimensionné pour satisfaire les deux critères suivants :

- Assurer la dynamique du courant.

$$\frac{d}{dt} I_h = \frac{d}{dt} I_f \quad (\text{III.9})$$

Avec I_h le courant harmonique de la charge et I_f le courant du filtre actif.

- Empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique.

Le filtre le plus utilisé dans la littérature est un filtre du premier ordre. Il est composé d'une inductance L_f de résistance interne R_f , comme le montre la Figure III.2. Ce type de filtre ne permet pas de satisfaire simultanément les deux critères de dimensionnement du filtre de sortie. Le bon dimensionnement du filtre de sortie du premier ordre dépendra donc du compromis à trouver entre la dynamique et l'efficacité du filtre actif parallèle. Ce compromis est très difficile à fixer sans l'emploi d'un filtre passif auxiliaire installé à la sortie de l'onduleur ou en amont du côté réseau. Cependant, ce filtre auxiliaire peut causer des effets secondaires non désirés comme la résonance avec d'autres éléments passifs installés sur le réseau électrique. Il occasionne également une consommation de puissance active par sa résistance d'amortissement. De plus, la qualité de filtrage de ces filtres auxiliaires se dégrade avec le temps à cause du vieillissement de leurs éléments passifs.

On néglige la résistance de l'inductance L_f qui relie l'onduleur de tension au réseau. La variation de courant du filtre actif est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{V_{dc} - V_s}{L_f} \quad (\text{III.10})$$

On souhaite augmenter la vitesse de variation du courant à compenser, pour cela, on doit diminuer L_f mais sans engendrer une augmentation d'ondulation du courant à la fréquence de commutation

$$\left(\frac{di_f}{dt}\right)_{\max} = \frac{V_{dc} - V_s(t)}{L_f} \quad (\text{III.11})$$

On constate que la vitesse maximale de variation du courant dépend des deux paramètres, de V_{dc} et de $V_s(t)$. Le fait d'augmenter V_{dc} revient à augmenter la rapidité de réponse de i_f . Par contre, cette rapidité n'est pas la même à chaque instant puisqu'elle dépend également de la valeur instantanée de $V_s(t)$. Par conséquent, l'inductance sera choisie en fonction de la vitesse maximale de variation du courant et de l'ondulation parasite (cette inductance sert de filtre haute fréquence).

III.4 Etude de la partie control- commande

La Figure III.3 montre un diagramme typique de stratégie de contrôle de filtre actif parallèle. L'objectif est de compenser l'ensemble des harmoniques de courant engendrés par la charge non linéaire, en premier temps, la méthode d'identification des harmoniques à la tâche de détection des courants harmoniques qui doivent être compensés par le filtre actif, par conséquent une méthode fiable doit être employée. Une fois les courants harmoniques sont détectés, ils sont donnés comme signaux de référence au contrôleur de courant, qui a la tâche de la production d'un signal de sortie identique à sa référence. De plus, la tension aux bornes du condensateur doit être régulée à une valeur de consigne. L'erreur entre la tension et sa consigne détermine la puissance active nécessaire pour, compenser les pertes dans les éléments dissipatifs du filtre. L'erreur compensée est ajoutée à la référence des courants afin d'obtenir l'erreur totale de la boucle des courants.

Donc la partie commande du filtre actif est constituée de trois modules distincts réalisant les fonctions suivantes :

- Détermination des courants harmoniques de la charge polluante,
- Commande de l'onduleur du filtre actif ou poursuite des références de courant,
- Régulation de la tension aux bornes de la source de tension continue.

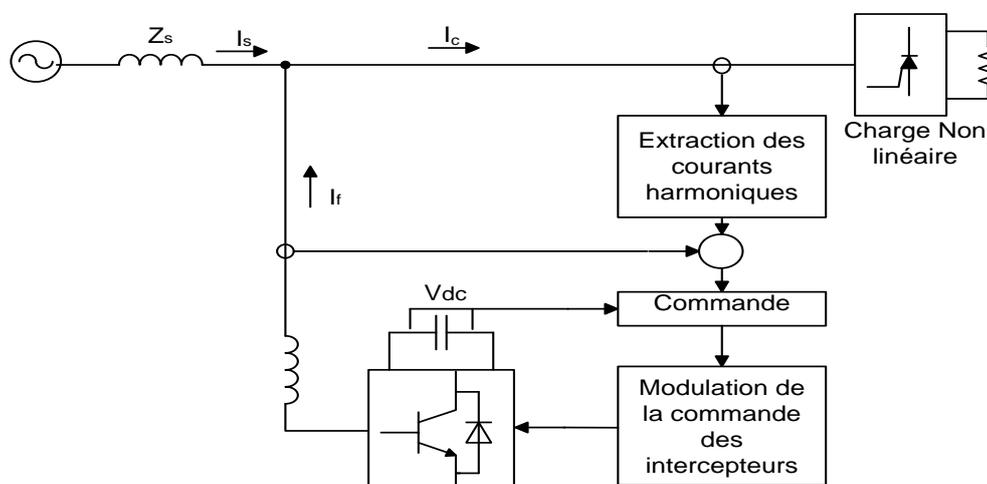


Figure III.3 Schéma synoptique de la commande de filtres actif.

III.4.1 Détermination des courants harmoniques de référence

La charge polluante absorbe un courant constitué d'une composante fondamentale et de composantes harmoniques. Le but du filtrage actif est la génération de courants harmoniques de même amplitude mais en opposition de phase avec ceux absorbés par la charge. Ainsi, le courant absorbé au réseau sera sinusoïdal. Il est donc nécessaire d'identifier avec précision les courants harmoniques de la charge polluante.

Donc la méthode d'identification des harmoniques est la part essentielle de contrôle de filtre actif, elle a le pouvoir de déterminer des caractéristiques spécifiques des courants harmoniques (fréquence, amplitude, phase) à l'aide d'un algorithme mathématique spécial. Puis, avec l'information obtenue, le contrôleur interne de courant est imposé pour compenser la distorsion harmonique existante.

La classification des méthodes d'identification des harmoniques peut être faite selon les algorithmes mathématiques comportés. Ainsi, deux directions sont décrites : l'identification dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel,

Les stratégies de contrôle dans le domaine fréquentiel sont en grande partie basées sur l'analyse de Fourier de la tension ou du courant non sinusoïdal. La transformée de Fourier discrète (*TFD*) est utilisée pour faire l'analyse de ces signaux. La majorité des autres algorithmes de contrôle dans le domaine fréquentiel sont des variantes de l'application de la *TFD*. Nous parlons ici de la transformée de Fourier rapide (*TFR*) et de la transformée de Fourier discrète récursive (*TFDR*) qui sont des méthodes de calcul plus performantes que la *TFD*. Les inconvénients de l'application directe des méthodes de contrôle dans le domaine fréquentiel est l'augmentation considérable de ressources au niveau informatique, ce qui résulte en des temps de réponse élevés pour la commande et par conséquent du filtre actif

Les méthodes de domaine temporel offrent une vitesse élevée et moins de calculs comparés aux méthodes de domaine fréquentiel.

Plusieurs méthodes sont étudiées dans la littérature, tel que la méthode de référentiel harmonique synchrone (*dq*), la méthode directe, la théorie des puissances instantanées c'est une autre méthode de détection des harmoniques par le calcul des puissances instantané dans le système triphasé qui est la multiplication des valeurs instantanées des courants et des tensions le calcul est fait dans les coordonnées ($\alpha\beta$)

III.4.1.1 Méthode des puissances instantanées réel et imaginaire (PIRI)

La méthode des puissances instantanées est une méthode temporelle a été introduite par H. Akagi, cette méthode est basée sur la mesure des variables instantanées triphasées présentes sur le réseau électrique. Elle est valide en régime permanent qu'en régime transitoire.

Dans cet algorithme de contrôle (figure 4), les mesures des tensions et des courants exprimés sous forme triphasée (a - b - c) sont converties en système biphasé ($\alpha\beta$) équivalent à l'aide de la transformée de Concordia qui laisse la puissance invariante [32] [40] [42]:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

La puissance réelle instantanée p et la puissance réactive instantanée q peuvent être exprimées de façon équivalente en système biphasé par :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

Ce qui nous donne :

$$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta$$

$$q = -v_\beta i_\alpha + v_\alpha i_\beta$$

P : Puissance réelle instantanée

q : Puissance imaginaire instantanée

La puissance réelle instantanée ainsi que la puissance imaginaire instantanée peuvent être exprimées de la façon suivante :

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (\text{III.15})$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (\text{III.16})$$

Où p et q sont, de façon respective, les composantes continues des puissances moyennes actives et réactives correspondant au courant de charge fondamentale (50 Hz), alors que \tilde{p} et \tilde{q} correspondent aux composantes alternatives liées au courant harmonique. La compensation d'harmoniques par le filtre actif se fait par la génération de ces dernières :

$$p^* = \tilde{p}$$

$$q^* = \tilde{q}$$

Afin de ne garder que la composante harmonique du signal On utilise généralement, soit un filtre passe-haut, soit un filtre passe-bas.

Les courants de compensation de référence se calculent par la formule suivante :

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} \tag{III.17}$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix} \tag{III.18}$$

La Figure suivante présente le principe de cette méthode

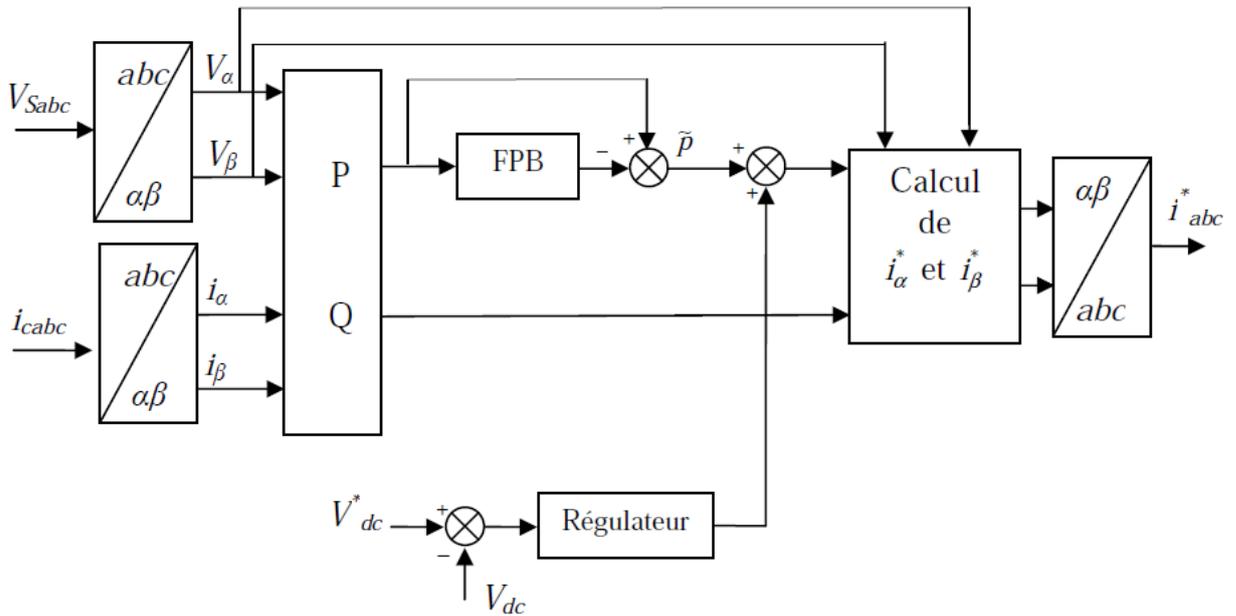


Figure III.4 Détermination des courants de référence du filtre actif par la méthode classique des Puissances active et réactive instantanées

Les deux types de filtre d'extraction sont présentés à la figure suivante :

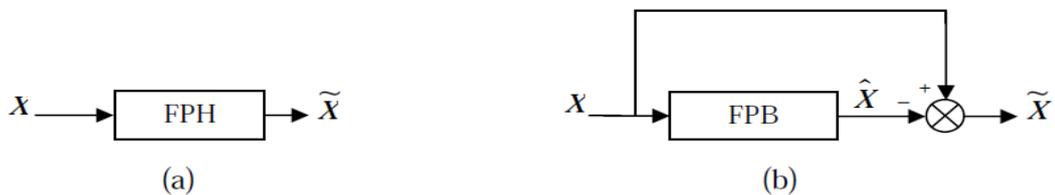


Figure III.5 Deux types classiques de filtres d'extraction de la composante harmonique

Cependant, ces filtres d'extraction permettent d'obtenir une élimination plus ou moins satisfaisante de la composante continue, car leurs caractéristiques concernant le résidu harmonique sont différentes [46].

Pour obtenir une extraction satisfaisante, le régime dynamique est lent. En général et suivant la littérature, la fréquence de coupure est choisie assez basse, entre 5 Hz et 35 Hz, ce qui engendre

alors une instabilité du filtre actif de puissance lors de variations rapides de la charge. Dans le cas contraire, si l'on choisit une fréquence de coupure plus élevée, la précision de la détermination de la composante alternative est altérée et peut s'avérer insuffisante.

Pour ces raisons, on propose une technique simple et efficace par réseaux de neurone artificiel.

Depuis de nombreuses années, les techniques neuromimétiques, également connues sous le nom de réseaux neuronaux artificiels (RNA), sont apparues comme une solution alternative à ces méthodes. Ils ont deux caractéristiques essentielles. D'une part, le problème est formulé en termes d'apprentissage et il n'est donc pas nécessaire d'avoir un modèle. D'autre part, leur architecture de calcul est du type parallèle, ce qui peut être rapide et efficace. Différentes techniques d'identification et de filtrage par RNA ont été appliquées dans les systèmes d'alimentation et L'ADALINE est largement utilisée. Les résultats de la détection de fréquence et en particulier la détection des harmoniques démontrent l'efficacité de l'ADALINE. De plus, la simplicité de son architecture offre à l'ADALINE un autre avantage : La possibilité d'interpréter ses poids et la possibilité d'implémentation matérielle.

III.4.1.2 Méthode des (PIRI) (approche neuronale) :

Après avoir montré dans la section précédente qu'une identification des composantes alternatives des puissances instantanées permettait de filtrer les perturbations, nous introduisons une stratégie de filtrage qui reprend ce principe mais basée cette fois sur l'utilisation des techniques neuromimétiques. Notre démarche consiste à remplacer les deux filtres passe bas de la méthode de puissances instantanées par deux réseaux Adaline. Selon le schéma présent sur (la figure 6).

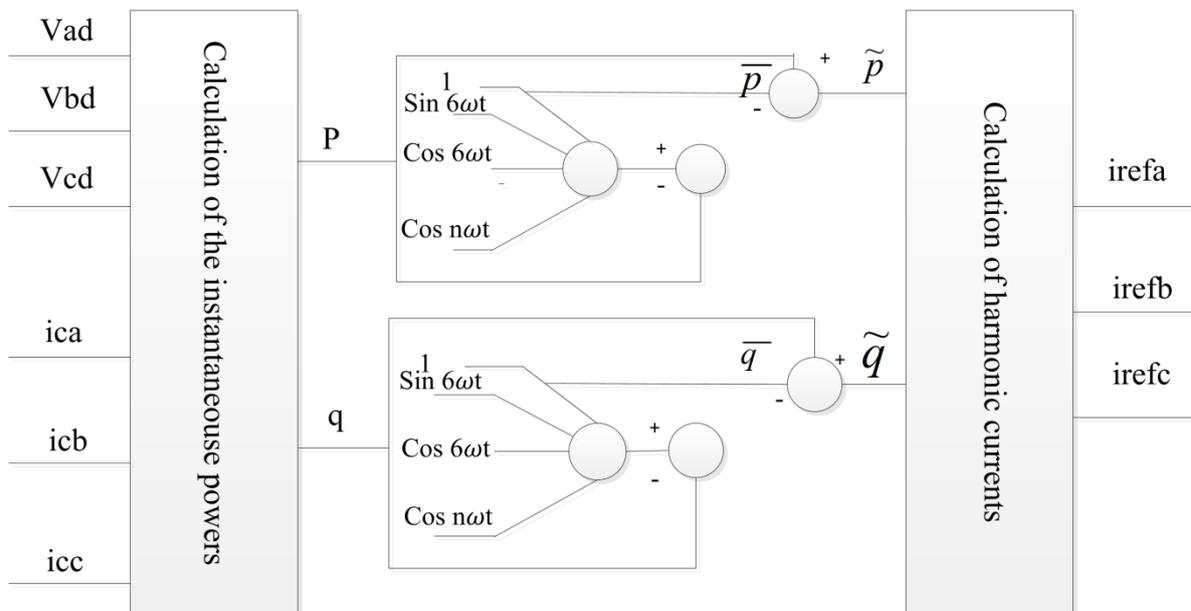


Figure III.6 Structure d'identification des courants de références avec la méthode des Puissances instantanées utilisant des ADALINE

Le bloc 1 permet de calculer les puissances actives et réactives (P et q) dans le repère diphasé. Il utilise les courants de charge sur les trois phases ainsi que les tensions directes issues du système de détection des composantes de la tension qui permet de lever l'hypothèse restrictive d'un réseau équilibrée (synchronisation).

Le bloc 2 est constitué de deux filtres adaptatifs bases sur des réseaux ADALINE, dont les sorties sont les puissances réelle et imaginaire instantanés estimés \tilde{p} et \tilde{q} . Celles-ci sont ensuite comparées avec les puissances P et q sortant du premier bloc, quand la convergence est atteinte, les poids de l'ADALINE de ce bloc représentent les coefficients de Fourier de la décomposition fréquentielle dans l'espace des puissances.

Le bloc 3 fournit les courants harmoniques de référence donnes par les équations (III.17) et (III.18). Il utilise quatre entrées qui sont les tensions V_α et V_β ainsi que les parties alternatives des puissances réelle et imaginaire \tilde{p} et \tilde{q} . Les sorties de ce bloc sont les courants harmoniques de compensation (équation (III.14)) qui seront utilisés comme courants de référence par le module de commande places au sein du bloc 2, les deux ADALINES estiment les puissances réelle et imaginaire instantanés (FigureIII.6)

À l'aide d'une analyse fréquentielle, il est possible de développer les expressions de puissances instantanées :

$$p(t) = p_1 \cos(\alpha) + p_5 \cos(6\omega t - 5\alpha) - p_7 \cos(6\omega t - 7\alpha) \tag{III.19}$$

$$q(t) = q_1 \cos(\alpha) + q_5 \cos(6\omega t - 5\alpha) - q_7 \cos(6\omega t - 7\alpha) \tag{III.20}$$

Où $p_1 \cos(\alpha)$ et $-q_1 \sin(\alpha)$ représentent les parties continues et les termes suivants, les parties alternatives

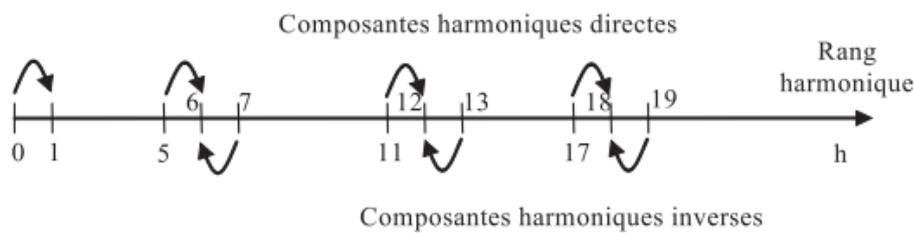


Figure III.7 Transformation du spectre de la puissance réelle instantanée.

Il existe deux types de composantes : les composantes harmoniques directes et les composantes harmoniques inverses. Le tracé de la transformation du spectre de la puissance active instantanée est donné par la figureIII.7. Ainsi, les puissances réelles et imaginaires instantanés peuvent être exprimées dans le cas général par l'analyse de Fourier comme suit :

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^N A_{n1} \cos(n\omega t - (n-1)\alpha) + A_{n2} \cos(n\omega t - (n+1)\alpha) + B_{n1} \sin(n\omega t - (n-1)\alpha) + B_{n2} \sin(n\omega t - (n+1)\alpha) \tag{III.21}$$

III.4.1.2 Méthode directe

On distingue trois blocs pour cette stratégie de commande. Le premier bloc estime les courants max de la source. Ces courants prennent soin de la puissance active demandée par le filtre actif et les pertes engendrées dans l'onduleur. Les courants de source de référence instantanés sont évalués en multipliant les courants maximums estimés par les vecteurs unitaires de tension

Le deuxième bloc détermine les courants de références du filtre qui sont obtenus en retranchant aux courants de source de références les courants de charge instantanés et comparés aux courants du filtre. Le troisième bloc, donne les erreurs qui sont utilisées à travers une commande MLI (Modulation par Largeur d'Impulsion) pour générer des signaux de commande du filtre actif [52]

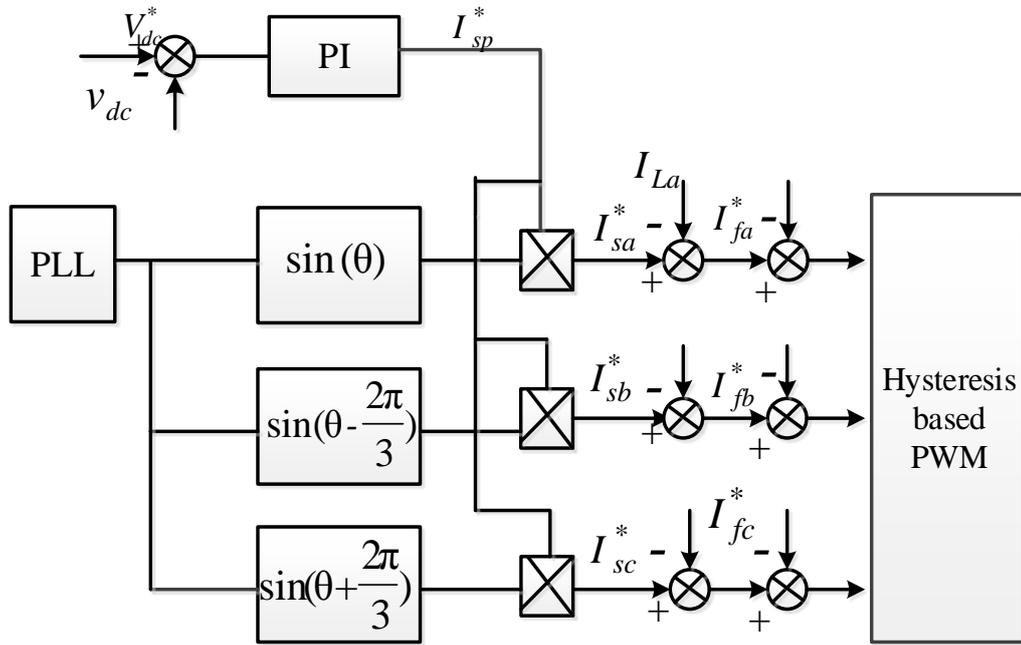


Figure III.8 Algorithme de la méthode directe.

On distingue trois blocs pour cette stratégie de commande. Le premier bloc estime les courants max de la source. Ces courants prennent soin de la puissance active demandée par le filtre actif et les pertes engendrées dans l'onduleur. Les courants de source de référence instantanés sont évalués en multipliant les courants maximums estimés par les vecteurs unitaires de tension

Le deuxième bloc détermine les courants de références du filtre qui sont obtenus en retranchant aux courants de source de références les courants de charge instantanés et comparés aux courants du filtre. Le troisième bloc, donne les erreurs qui sont utilisées à travers une commande MLI (Modulation par Largeur d'Impulsion) pour générer des signaux de commande du filtre actif

Le courant de source maximum estime est donne par :

$$I_{sp} = (V_{dc}^* - V_{dc}) \left(\frac{1 + T_{nv}}{ST_{iv}} \right) \tag{III.22}$$

Le courant de source de référence est donné par :

$$i_s^* = (V_{dc}^* - V_{dc}) \left(\frac{1 + T_{nv}}{ST_{iv}} \right) V_n \quad (\text{III.23})$$

$$V_n = \frac{v_s}{V_m} \quad \text{C'est le vecteur unitaire}$$

Comme le courant de source instantané est donné par :

$$i_s^* = I_{sp} V_n \quad (\text{III.24})$$

La puissance instantanée à l'entrée du filtre est :

$$P_f = \frac{3}{V_m} V_s^2 I_{sp} \quad (\text{III.25})$$

La puissance cotée capacité :

$$P_{cap} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) \quad (\text{III.26})$$

En négligeant les pertes dans le convertisseur :

$$P_{cap} = P_f \quad (\text{III.27})$$

De plus on a :

$$I_{sp} = (V_{dc}^* - V_{dc}) \left(\frac{1 + T_{nv}}{ST_{iv}} \right) \quad (\text{III.28})$$

Pour des valeurs proches de la tension de référence l'équation (37) peut s'écrire :

$$\frac{1}{V_m} 3V_s^2 I_{sp} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) = C_{dc} V_{dc}^* \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (\text{III.29})$$

En appliquant la transformée de Laplace

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{3V_s^2 (1 + sT_n)}{V_m C_{dc} T_i S^2 V_{dc}^* + 3V_s^2 (1 + sT_n)} \quad (\text{III.30})$$

Avec :

$$T_{iv} = \frac{3V_s^2}{V_m C W_c^2 V_{dc}} \quad (\text{III.31})$$

$$T_{nv} = \frac{2 * \xi * \sqrt{V_m C * T_{iv} * V_{dc}}}{\sqrt{3} * V_s} \quad (\text{III.32})$$

III.5 Commande de l'onduleur

Le but de la commande de l'onduleur est de permettre la meilleure reproduction des courants perturbés de référence, à travers les ordres de commande appliqués aux drivers interrupteurs de puissance. Les deux principales familles de commande des convertisseurs statiques sont [32] :

- La commande par hystérésis,
- La commande par *MLI* à porteuse triangulaire.
- La commande par *hystérésis*,

La commande conventionnelle par hystérésis est très couramment utilisée de par sa simplicité d'utilisation et sa robustesse. En fait, cette stratégie assure un contrôle satisfaisant du courant sans exiger une connaissance poussée du modèle du système à contrôler ou de ses paramètres. La figure III.9 expose son principe qui consiste à établir dans un premier temps le signal d'erreur, différence entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur i_f . Cette erreur est ensuite comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis afin de fixer les ordres de commande des interrupteurs. Cette commande présente cependant un inconvénient majeur : elle ne permet pas de contrôler la fréquence de commutation des semi-conducteurs, d'où la présence d'un nombre important d'harmoniques dans les courants générés

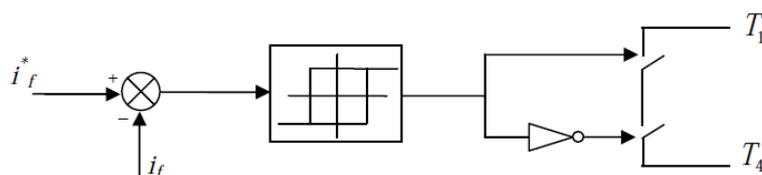


Fig.III.9 Commande par hystérésis.

La technique de commande par *MLI* résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en fonctionnant avec une fréquence fixe facile à filtrer en aval de l'onduleur. Son principe est décrit à la figure III.10. Dans ce cas, la différence entre le courant référence et le courant réel est appliqué à l'entrée d'un régulateur Proportionnel-intégral (*PI*) qui est souvent utilisé. Le signal de sortie du régulateur, appelé modulatrice (ou référence), est ensuite comparé à un signal triangulaire de fréquence fixe (porteuse) afin de déterminer les ordres de commutations des interrupteurs. La fréquence de la porteuse triangulaire fixe donc la fréquence de découpage des semi-conducteurs de puissance.

Deux paramètres caractérisent cette commande :

- L'indice de modulation « m » : égal au rapport de la fréquence de la porteuse sur la fréquence du modulateur. $m = \frac{f_p}{f_r}$.

- L'indice d'amplitude « r » : égal au rapport de l'amplitude de référence sur l'amplitude de la porteuse. $r = \frac{V_r}{V_p}$ Généralement égal à 0.8.

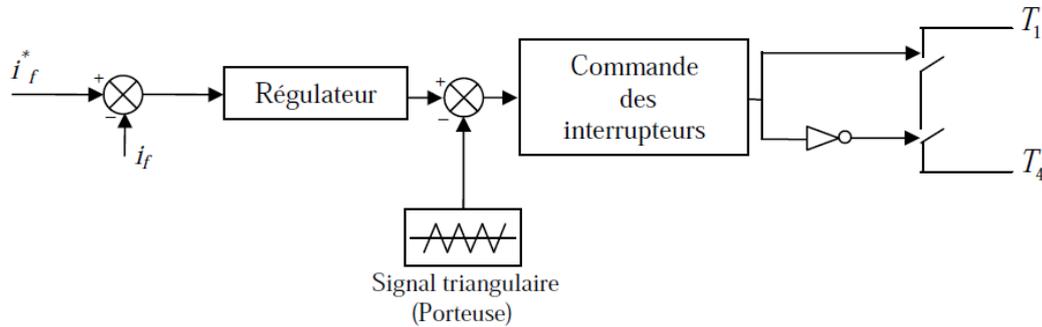


Fig.III.10 Commande par modulation de largeur d’impulsion « MLI à porteuse triangulaire »

Nous avons choisi, dans la suite de notre étude la technique de commande à *MLI* à porteuse triangulaire.

III.5.1 Boucles de régulations

La commande du filtre actif parallèle triphasé est basée sur la division du système en deux boucles soit la boucle interne des courants injectés par le filtre et la boucle externe de régulation de la tension continue V_{dc} . Cette dernière est conçue pour être au moins dix fois plus lente que la boucle interne pour éviter toute interaction entre les deux boucles.

III.5.1.1 Boucle de Régulation du courant du filtre

L'asservissement du courant est effectué par un régulateur linéaire Proportionnel-intégral (*PI*). Par conséquent, le schéma bloc en chaîne fermée est représenté dans la figure 13.

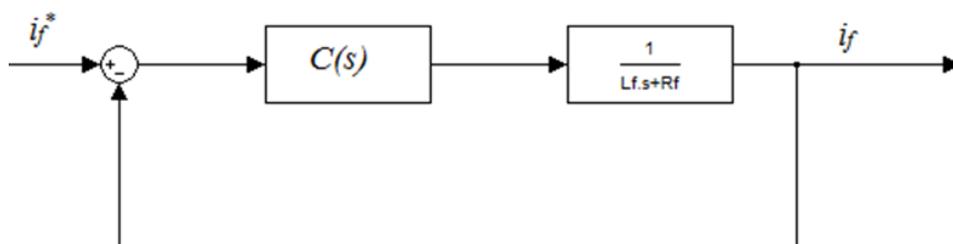


Fig.III.11 Schéma bloc de la boucle interne du courant

Avec $C(s)$ est la fonction de transfert de régulateur *PI*. Il est donné par :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \tag{III.33}$$

La fonction de transfert en boucle ouvert est alors :

$$G_{bo}(s) = \frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \left(\frac{\frac{1}{L_f}}{s + \frac{R_f}{L_f}} \right) \quad (\text{III.34})$$

Dimensionnement des coefficients K_p et K_i du régulateur se fait par la méthode de « compensation », la fonction de transfert en boucle fermée après compensation devient :

$$G_{BF}(s) = \frac{1}{\frac{L_f}{K_p} s + 1} \quad (\text{III.35})$$

On impose un constant de temps $\tau_{BF} = \frac{L_f}{K_p}$ de boucle fermée plus rapide que celle de boucle

ouvert $\tau_{Bo} = \frac{L_f}{R_f}$ et on calcule les coefficients K_p et K_i

$$K_p = \frac{L_f}{\tau_{BF}} \quad (\text{III.36})$$

$$K_i = K_p \frac{R_f}{L_f} \quad (\text{III.37})$$

III.5.1.2 Boucle de régulation de tension continue (PIRI)

La tension moyenne aux bornes du condensateur doit être maintenue à une valeur fixe. Les pertes dans les éléments dissipatifs du filtre actif et dans les inductances de découplage L_f sont les principales causes de la modifier. Une boucle de régulation de la tension continue est alors nécessaire

La régulation de la tension moyenne aux bornes du condensateur de stockage d'énergie est effectuée par l'adjonction des courants fondamentaux actifs dans les courants de référence. La sortie du régulateur Δp s'ajoute à la puissance active perturbatrice \tilde{p} des références harmoniques afin d'obtenir les courants de consigne de la boucle interne. La puissance Δp représente la puissance active nécessaire pour maintenir la tension V_{dc} égale à la valeur de la tension de référence souhaitée.

La puissance instantanée à l'entrée du côté continue est :

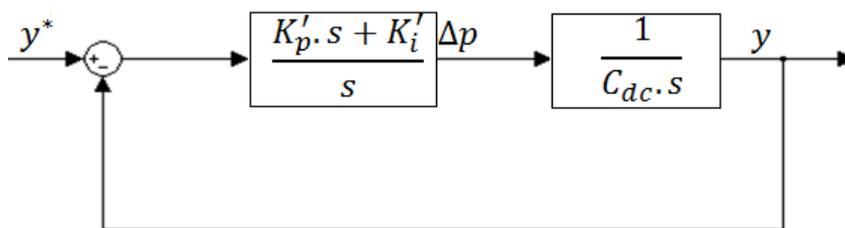


Figure III.12 Boucle de régulation de tension continue Vdc

La fonction de transfert en boucle fermée est

$$G_{dc}(s) = \frac{(K'_p s + K'_i) \frac{2}{C_{dc}}}{s^2 + (2 \frac{K'_p}{C_{dc}})s + 2 \frac{K'_i}{C_{dc}}} \quad (\text{III.37})$$

par identification avec l'équation caractéristique de $G_{dc}(s)$ on obtient

$$K'_p = C_{dc} \xi \omega_n \quad (\text{III.38})$$

$$K'_i = C_{dc} \frac{\omega_n}{2} \quad (\text{III.39})$$

Pour accomplir un bon compromis entre les performances dynamique et statique nous choisissons une valeur de ξ comprise entre 0,4 et 0,8, soit 0,7, et on impose un temps de réponse au moins

dix fois plus lent que celle de boucle de courant soit $t_r = \frac{3}{\xi \omega_n}$.

III.6 Résultat de simulation

Dans cette partie, nous présentons les résultats de simulation obtenus par la commande *MLI* à porteuse triangulaire.

La structure générale du système étudié est décrite à la figure III.13 On y retrouve :

- Le réseau triphasé d'alimentation,
- La charge polluante débitant dans une charge de type RL,
- Le filtre actif parallèle à structure tension.
- La commande de filtre actif

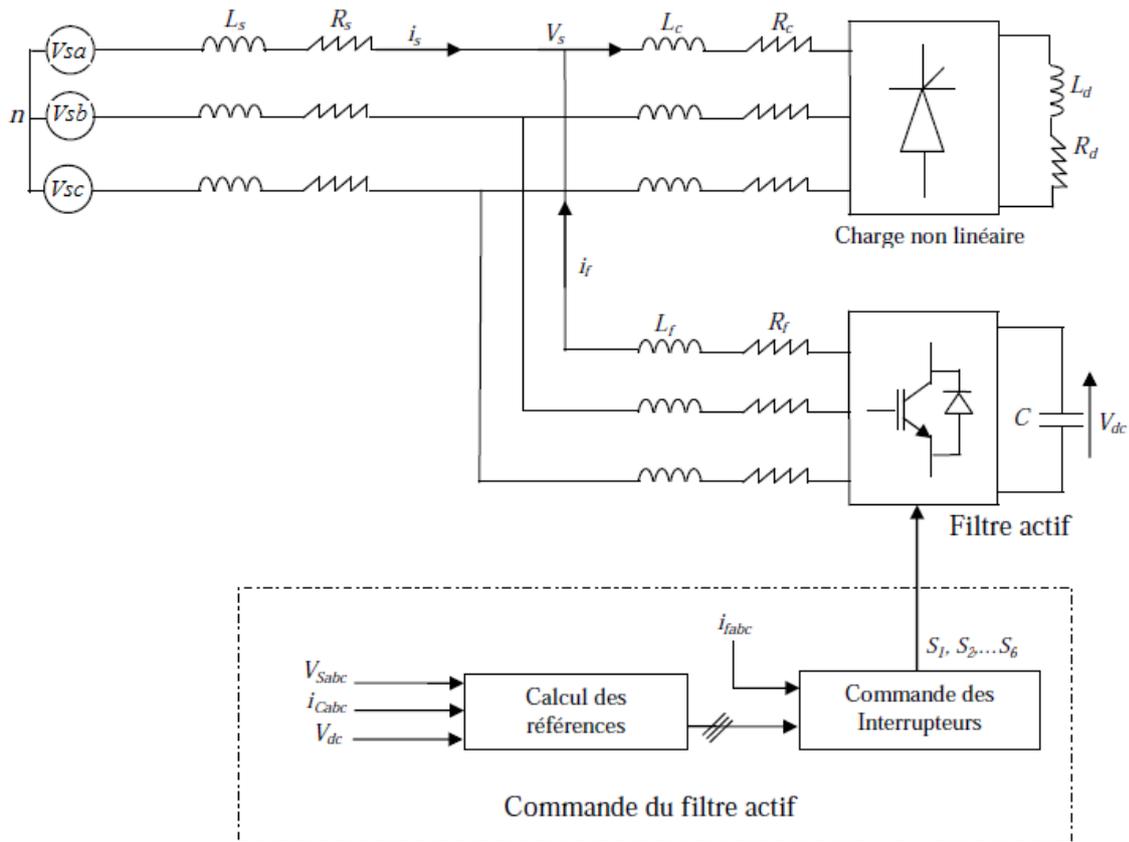


Figure III.13 Schéma global du système étudié.

Les paramètres du système sont donnés par le tableau III.3:

TABLEAU III.1 Paramètres du système

V_s	f	L_s	R_s	L_c	R_c	R_d	L_d
220V	50HZ	0.02mH	3.5mΩ	0.8mH	48.6Ω	3mH	5mΩ

III.6.1. Résultat de simulation du system sans filtre actif

Tous les courants des phases (i_a, i_b, i_c) sont d'allures identiques, nous présentons alors les résultats de simulation pour une seule phase, en l'occurrence la phase a.

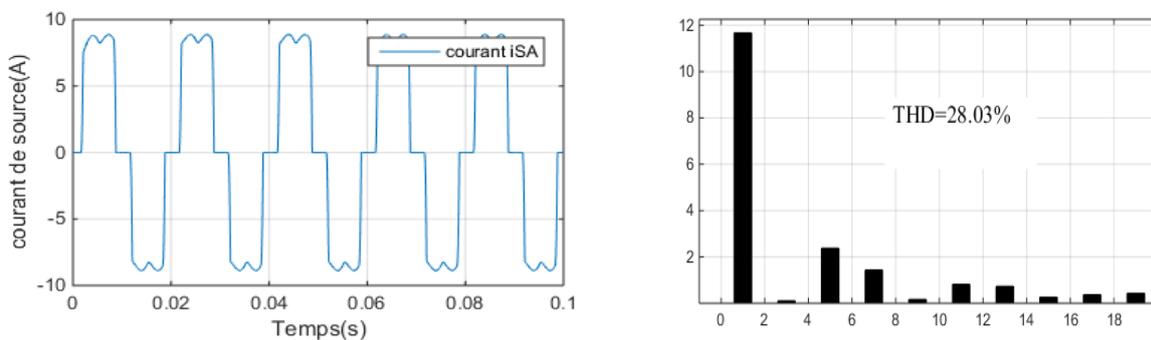


Figure III.14 Courant de source avant filtrage isa (A) et son spectre harmonique.

Le courant de source i_{sa} de la première phase avant filtrage et son spectre harmonique sont représenté par la figure III.14. On note que le THD en courant est de 28.01%.

Le but de notre travail est de ramener ce THD à une valeur inférieure à 5 %, comme l'impose la norme IEEE

III.6.2. Résultat de simulation du system avec filtre actif

Les paramètres du filtre sont donnés par le tableau III.4:

TABLEAU III. 2 paramètres du filtre

R_f	L_f	C_{dc}	V_{dc}
$5m\Omega$	$3mH$	$1100\mu F$	$600V$

III.6.2.1. Performance de la méthode des PIRI avec une PLL classique améliorée (PLL+LPF) :

a) Cas d'une tension équilibré

Les résultats de simulation sont illustrés par les figures III.17, III.18 et III.19. Le courant de source i_{sa} , son spectre harmonique et le courant i_{fa} injecté par le filtre sont montrés. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée à 20 KHz.

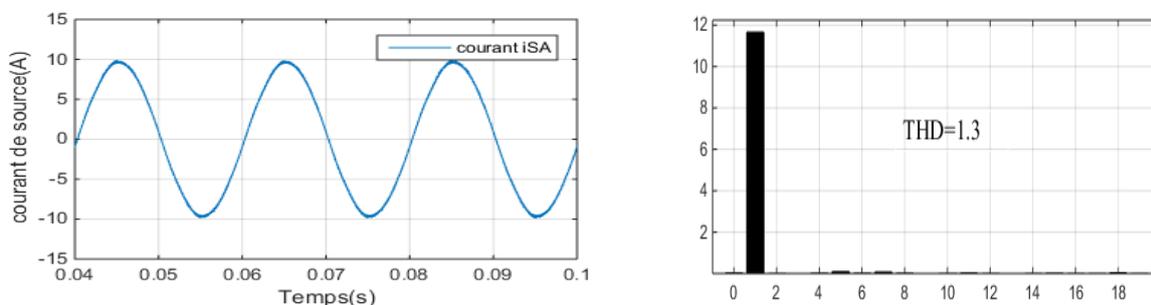


Figure III. 15 Courant de source après filtrage i_{sa} (A) et son spectre harmonique.

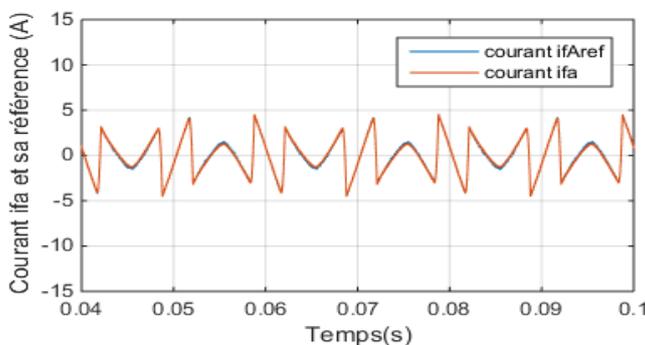


Figure.III.16 Courant du filtre est sa référence.

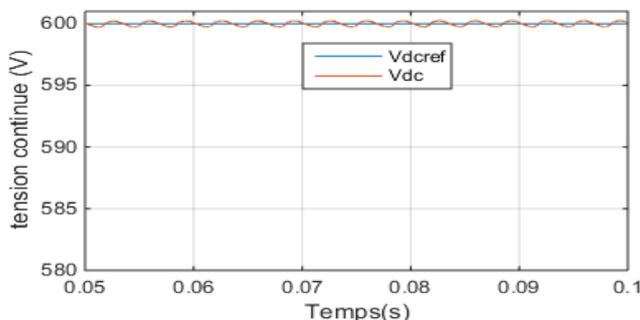


Figure.III.17 Tension continue est sa référence.

De figure III.16 On peut dire que le courant du filtre suit parfaitement sa référence, et par conséquent le courant de source devient sinusoïdal comme illustre la figureIII.17 avec un THD de 1.3% de même la tension du bus continue est parfaitement régulée au tour de sa référence (figureIII.15).

Cette commande permet à ce filtre de réduire considérablement les harmoniques de courant. La valeur du *THD* obéit à la norme IEEE 519-2014.

b) Cas d'une tension (déséquilibré) :

Un déséquilibre de 40% est introduit dans la tension (phase a).

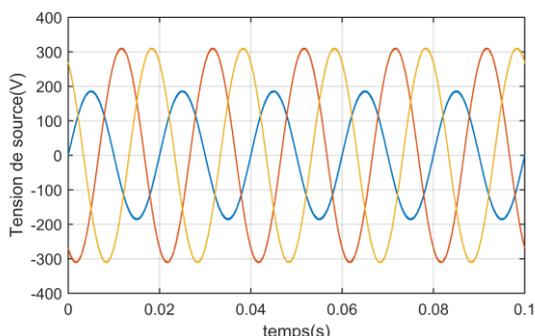


Figure.III.18 Tension de source.

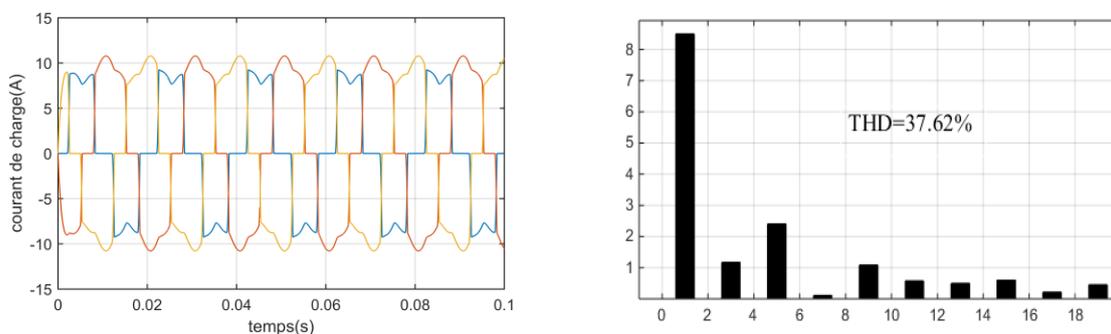


Figure.III.19 Courant de charge et son spectre d'harmonique (phase a).

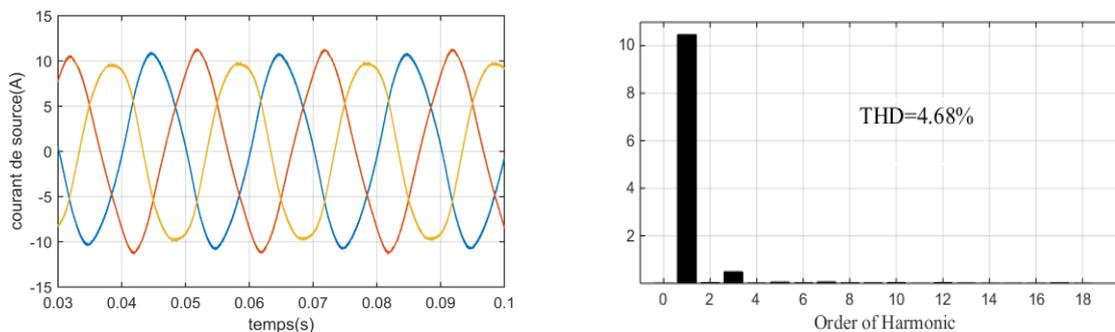


Figure.III.20 Courant de source et son spectre d'harmonique (phase a).

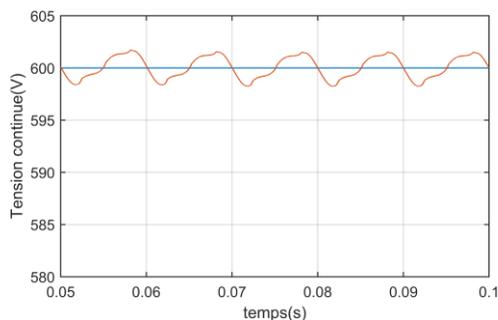


Figure.III.21 Tension continue et sa référence.

Les figures III.18-III.21 montrent les performances du FAP dans des conditions de tension déséquilibrée. L'effet du déséquilibre de la tension de la source peut être observé dans les

courants de charge. Le courant de source devient sinusoïdal comme illustre la figure III.22 avec un *THD* de 4.68% de même la tension du bus continue est parfaitement régulée au tour de sa référence (figure III.20).

c) Cas d'un décalage en continue des tensions :

Dans ce scénario ont introduit un décalage en continue dans les tensions (phase a=-0.5PU), (phase b=0.5PU), (phase c=-0.3PU). D'après la figure III.23, on peut observer que le *THD* du courant de source a augmenté jusqu'à 16.65%, mais dans ce cas la norme IEEE 519-2014 n'est plus applicable.

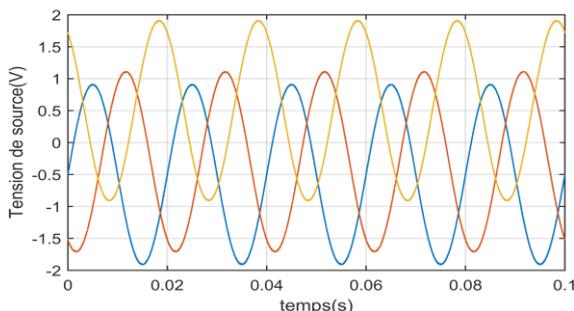


Figure.III.22 Tension de source (PU).

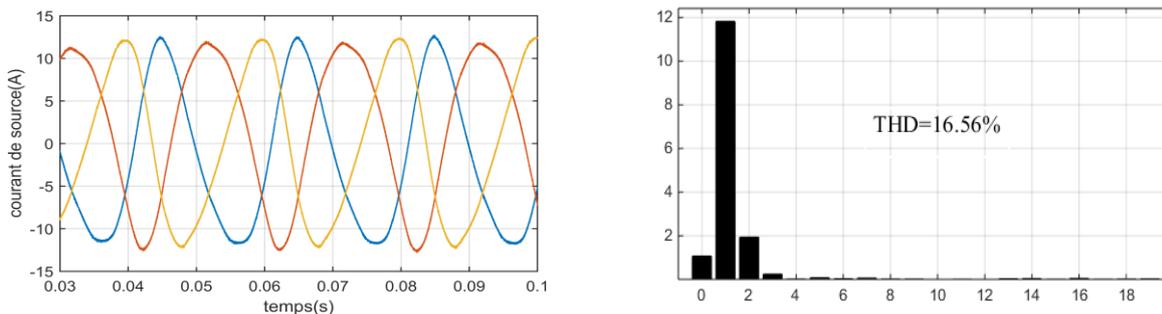


Figure.III.23 Courant de source et son spectre d'harmonique.

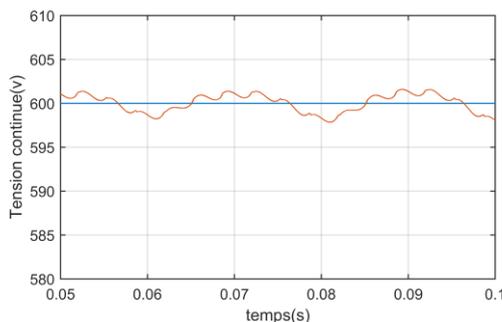


Figure.III.24 Tension continue

d) Cas d'une source distordue

Dans ce scénario, nous simulons la tension déformée avec le *THD* de 10,31 %. Les figures III.25-III.26 montrent le comportement du FAP dans des conditions des tensions distordues. Le courant de source devient sinusoïdal comme illustre la figure III.26 avec un *THD* de 1.49%.

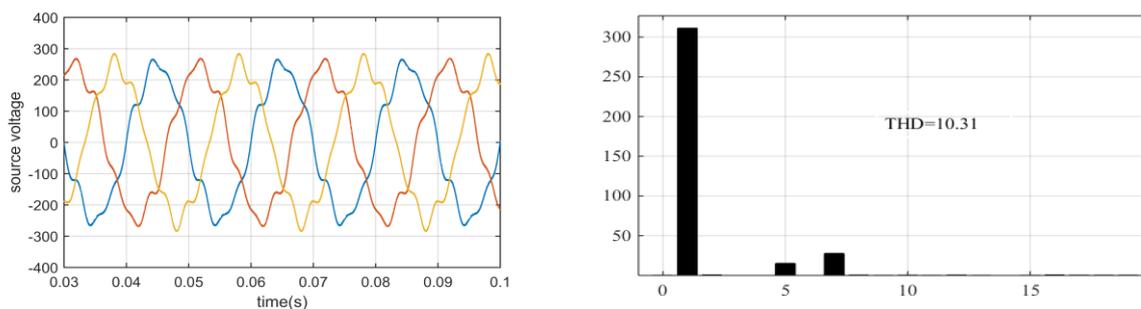


Figure.III.25 Tension de source et son spectre harmonique phase (a)

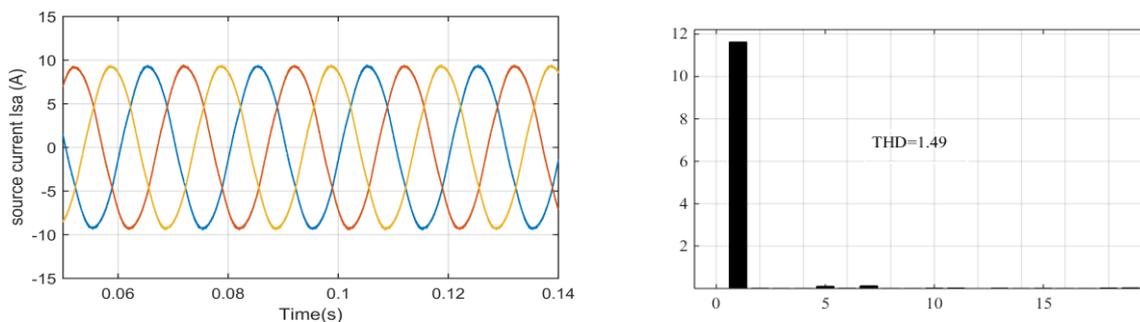


Figure.III.26 Courant de source et son spectre harmonique phase (a)

III.6.2.2. Performance de la méthode directe :

a) Cas d'une tension (déséquilibrée) :

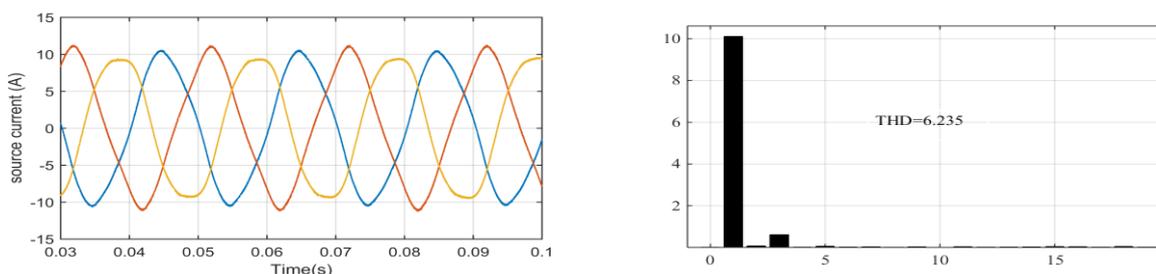


Figure.III.27 Méthode directe : courant de source et son spectre harmonique phase (a)

D'après la figure III.27, on peut observer que le THD du courant de source a augmenté jusqu'à 6.235%, mais dans ce cas la norme IEEE 519-2014 n'est plus applicable.

b) Cas d'une tension distordue :

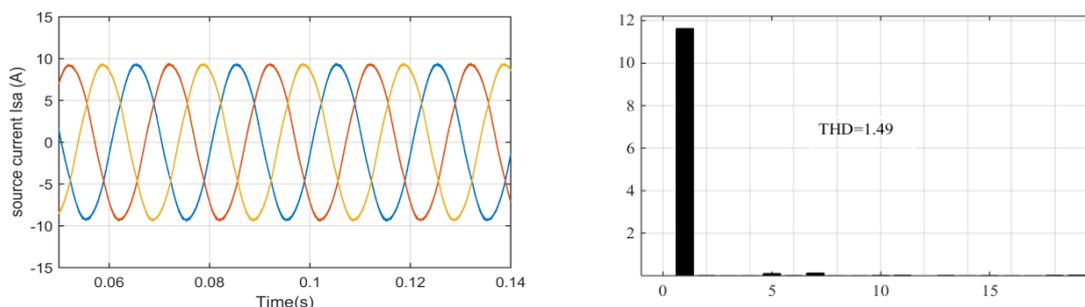


Figure.III.28 Méthode directe : courant de source et son spectre harmonique phase (a)

D'après la figure III.28, on peut observer que le THD du courant de source et le courant devient sinusoïdal avec un THD de 1.49%.

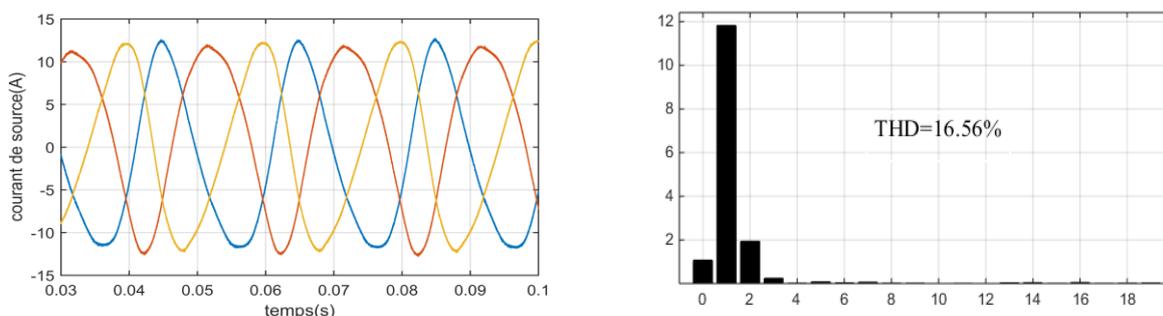


Figure.III.29 Courant de source et son spectre d'harmonique phase(a).

D'après la figure III.23, on peut observer que le THD du courant de source a augmenté jusqu'à 16.65%, mais dans ce cas la norme IEEE 519-2014 n'est plus applicable.

III.6.3. Comparaison des performances des méthodes de filtrage

Cette section fournit une étude comparative de la méthode basée sur PIRI avec la méthode directe. Ces méthodes sont comparées selon les points de vue suivants : Robustesse de déséquilibre, distorsions, décalage DC, simplicité structurelle. Le tableau III.5 présente le THD dans de telles circonstances.

TABLEAU III. 5. Etude comparative des méthodes de filtrage : Méthode des PIRI et direct sous différentes conditions (déséquilibre, distorsions, décalage en continue des tensions)

THD%	PIRI avec une approche neuronale	La méthode directe
Déséquilibre	4.68%	6.235%
Décalage en continue	16.65%	16.56%
Distortion	1.49%	1.49%

TABLEAU III. 6. Etude comparative des méthodes de filtrage : simplicité algorithmique

Techniques de filtrage	Besoin de PLL	Besoin des transformations	Besoin des Filtrés LPF
PIRI	Oui	Oui	Oui
Directe	Oui	Oui	Non

III.6.3.1. Comparaison des performances des méthodes de filtrage (déséquilibre, distortion, décalage DC) :

a) Cas d'une tension (déséquilibré)

Selon le tableau (III.5), les méthodes neurales PIRI avec (PLL+LPF) et directes convergent vers des résultats similaires. Il est clair que le PIRI surpasse le direct. Le principal avantage de la comparaison directe avec PIRI est que les courants de référence sont obtenus sans utiliser de filtre harmonique spécifique.

b) Cas d'une tension distordue :

Sous une tension de source déformée, la méthode des PIRI et la méthode directe convergent vers des résultats similaires. En revanche, on constate que le PIRI est plus efficace que le direct (tableau II).

c) Cas d'un décalage en continue des tensions :

Malheureusement, les deux méthodes ont des performances médiocres dans ces conditions

III.6.3.2. Simplicité structurelle :

Selon le tableau (III.6), le principal avantage de la méthode directe par rapport à PIRI est que les courants de référence sont obtenus sans utiliser de filtre de courant harmonique spécifique.

III.7 Conclusion :

Ce chapitre a traité l'identification et la commande du filtre FAP. Nous avons fait une évaluation comparative de deux techniques de contrôle différentes pour le FAP que nous avons jugé d'actualité. La méthode des PIRI neuronal et la méthode directe. Les performances de ces techniques de contrôle ont été évaluées dans différentes conditions de tension de source (avec PLL+LPF). Dans les conditions de réseau idéales, ces deux techniques de contrôle donnent des résultats similaires. Cependant, dans les conditions de tension de source asymétrique ou non sinusoïdale, la technique PIRI surpasse de loin la technique directe en termes d'atténuation harmonique, de courants de source et de faible THD. Bien que, les deux méthodes ont des performances médiocres dans le cas d'un décalage en tension continue.

Par conséquent on constate la faiblesse du filtre actif parallèle seul lors d'un évènement non pris en charge dans les prévisions. Cela devient prépondérant lors d'introduction de plusieurs sources d'énergie tel le PV qui induit des décalages de tension continue. Cette faiblesse est plus prononcée en présence de PLL classique.

La suite de notre travail va concerner les techniques de synchronisation dans la commande des filtres actifs pour remédier à ses faiblesses. Nous introduisant une nouvelle méthode originale propre au laboratoire LGEP qui est en cours de développement.