

Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Ferhat Abbas – Sétif

MEMOIRE

Présenté à la
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE
Pour l'obtention du diplôme de

Magister

Option : Commande Électrique

Par

Mohamed FERHAT

Thème :

Commande en Temps Réel d'un Filtre Actif
de Puissance

Soutenu le 15/03/2012 devant la commission d'examen composée de :

Pr. Mohamed MOSTEFAI
Pr. Lazhar RAHMANI
Dr. Kamel Eddine HEMSAS
Dr. Mohamed najib HARMAS

Président
Encadreur
Examineur
Examineur

Université de Sétif
Université de Sétif
Université de Sétif
Université de Sétif

Résumé :

Face à l'évolution reconnue dans le secteur industriel, les enjeux énergétiques nécessitent le développement des dispositifs de filtrage actif des réseaux de distribution de l'énergie. Pour répondre à cette problématique, l'objet de ce mémoire repose sur l'utilisation d'un convertisseur DC-AC relié à un élément de couplage pour réaliser une bonne source de courant. Ce courant étant en opposition de phase avec la composante perturbatrice de la charge non linéaire, cette dernière regroupe généralement les ponts redresseurs aux diodes ou aux thyristors.

Nous nous consacrons donc à la réduction de l'injection de courants harmoniques dans le réseau électrique. Pour réaliser cette fonction, nous avons appliqué une commande prédictive de type dead beat qui nous offre un bon contrôle du courant. En combinant les effets de la structure de filtrage ainsi que l'approche prédictive de contrôle, nous disposons également d'un filtre actif très efficace.

Mots clés :

- Filtrage actif parallèle
 - Commande dead beat
 - convertisseur DC-AC
 - Commande prédictive
-

Sommaire

Résumé

Introduction générale	01
1 Effets des harmoniques et solutions	04
1.1 Introduction	04
1.2 Classification des perturbations	04
1.3 Charge linéaire et charge non linéaire	04
1.4 Les harmoniques	05
1.4.1 Interprétation des harmoniques	05
1.4.2 Effets des harmoniques	07
1.5 Principales sources polluantes	07
1.6 Mesures et prévention des harmoniques	08
1.6.1 Mesure des harmoniques	08
1.6.2 Relation harmonique–facteur de puissance	09
1.6.2.1 Cas des charges linéaires	09
1.6.2.2 Cas des charges non linéaires	09
1.6.3 Préventions et normes en vigueur	10
1.7 Solutions de compensation des harmoniques	13
1.7.1 Compensation passive	13
1.7.2 Compensation active	14
1.7.2.1 Filtre actif parallèle	14
1.7.2.2 Filtre actif série	15
1.7.2.3 Filtre actif hybride	16
1.7.2.4 Filtre universel	17
1.8 Conclusion	18
2 Techniques de commande dans le filtrage actif parallèle	20
2.1 Introduction	20
2.2 Principe du filtre actif parallèle	20
2.3 Commandes des filtres actifs parallèles	21
2.3.1 Les commandes analogiques	21
2.3.1.1 Commande en amplitude	21
2.3.1.2 Commande en durée	23
2.3.2 Les commandes discrètes	24
2.3.2.1 Correcteur à base d'intégrateurs discrétisés	24
2.3.2.2 Les contrôleurs directs de puissance type DPC	25
2.3.2.3 Les contrôleurs prédictifs	26
2.4 Conclusion	27
3 Contrôle dead beat pour le filtre actif parallèle	28
3.1 Introduction	28
3.2 Fonctions générales d'un filtre actif parallèle	28
3.2.1 L'extraction des harmoniques	28
3.2.1.1 Les méthodes globales	29
3.2.1.2 Les méthodes sélectives	30

3.2.2	Boucle de courant	30
3.2.3	Boucle de tension	30
3.3	Commande hystérésis pour la compensation active	31
3.4	Commande PWM pour la compensation active	32
3.5	Dimensionnement des paramètres du régulateur PI	33
3.6	Résultats de simulation	35
3.7	Commande dead beat de courant pour un APF	39
3.7.1	Description	39
3.7.2	Élaboration de la loi de commande	41
3.7.2.1	Circuit simplifié équivalent	41
3.7.2.2	Mise en équations	41
3.7.2.3	Modélisation de la tension en sortie de l'onduleur ...	43
3.7.3	Résultats de simulation	44
3.7.3.1	Régime établi	45
3.7.3.2	Régime dynamique	46
3.7.3.2.1	Insertion de l'APF	47
3.7.3.2.2	Variation de la charge	48
3.7.4	Résultats expérimentaux	50
3.7.4.1	Régime établi	52
3.7.4.2	Régime dynamique	52
3.8	Conclusion	56
4	Onduleur à filtre en T pour la compensation active	57
4.1	Introduction	57
4.2	Filtre actif proposé	57
4.3	Commande MLI pour le filtre actif proposé	57
4.4	Résultats de simulation	58
4.5	Contrôle dead beat proposé	62
4.5.1	Principe	62
4.5.2	Dead beat contrôle pour v_{nm}	63
4.5.3	Représentation d'état du système	63
4.5.4	Modèle discret pour la commande dead beat	65
4.5.5	Calcul et prédiction de la tension v_{nm}	67
4.6	Résultats de simulation	69
4.6.1	Simulation avec charge RL	70
4.6.2	Simulation avec charge RC	72
4.7	Comparaisons	78
4.8	Conclusion	79
	Conclusion générale	80

Bibliographie

Introduction générale

La pollution des réseaux électriques est un phénomène qui existe depuis l'apparition du premier réseau électrique alternatif (sinusoïdal), la forme sinusoïdale des courants 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 du courant par rapport à la tension. Les appareils issus de l'électronique de puissance, allant des ponts de diode aux ponts de Graetz jusqu'aux alimentations de secours génèrent actuellement une pollution harmonique sur les courants absorbés par ces appareils. Cette pollution, plus qu'elle a un effet direct sur le courant apparent qui tend à être augmenté pour faire passer la même puissance active, la seule composante exploitable énergétiquement, elle a également des conséquences néfastes sur les équipements électriques[1]. Pour cela, plusieurs solutions de dépollution ont été proposées et développées. [1]-[2].

Traditionnellement, le filtre passif était le plus utilisé à cause de son coût et sa simplicité. Ce dispositif comme il peut être utilisé pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans le réseau électrique, il peut aussi être utilisé pour compenser la puissance réactive. Malgré sa large utilisation, cette solution de dépollution présente beaucoup d'inconvénients (manque d'adaptation aux variations du réseau et de la charge, équipement volumineux, problèmes de résonance avec l'impédance du réseau) ceci rend son usage non systématique. Aujourd'hui, les solutions qui répondent le mieux aux contraintes industrielles sont les compensateurs actifs de type parallèle, série, combinaison parallèle-série (UPQC) [3], et les compensateurs hybrides (actif-passif.).

Le filtre actif parallèle (FAP) est une solution moderne et efficace pour restituer la forme sinusoïdale du courant au niveau du réseau électrique lorsqu'elle subit des déformations dues à l'influence d'une charge non linéaire. Le rôle du FAP parallèle ou shunt est l'élimination des courants harmoniques et la compensation de l'énergie réactive à travers l'injection des courants égaux en amplitude et en opposition de phase aux courants harmoniques au moyen de circuits à base de dispositifs à semi-conducteurs (Onduleurs). Sa réponse est instantanée et elle s'adapte automatiquement à l'évolution des perturbations introduites par les charges du

réseau électrique. Que ce soit dans le secteur industriel ou domestique, le FAP parallèle s'insère facilement dans un réseau de distribution sans imposer un aménagement des installations du fournisseur d'énergie ou du consommateur. Les performances du FAP dépendent essentiellement de sa structure, du type de commande et de la méthode utilisée pour obtenir la référence courant [4].

Face à cette constatation, l'objet de ce mémoire est d'utiliser une structure de compensation active dotée d'une commande prédictive pour réaliser la fonction de filtrage des perturbations dans le réseau électrique. Les perturbations ayant pour cause directement les tensions ne font pas partie de notre travail, nous choisissons de nous consacrer à filtrer les courants perturbateurs (harmoniques, réactif).

Alors, ce mémoire est destiné à introduire les notions liées à la pollution des réseaux électriques et principalement par rapport aux harmoniques de courant. La structure conventionnelle du filtre actif sera présentée et commandée avant de nous consacrer à une autre structure (APF à filtre en T) pour but d'améliorer des performances de l'opération de filtrage actif.

Dans le premier chapitre on rappelle le phénomène de pollution dans les réseaux électrique mettant en évidence la différence entre une charge linéaire et autre dite non linéaire (polluante). Cette dernière responsable de la génération des harmoniques de courant dans le réseau électrique. Ensuite, après qu'on montre l'importance du facteur de puissance, on présente les techniques de dépollution qui sont actuellement considérées traditionnelles. La présentation des filtres actifs où, l'exploitation des convertisseurs statiques et l'application de l'électronique de puissance sont indispensables nous permet de rentrer discrètement dans notre objet mentionné ci-dessus.

Le second chapitre présente les différentes techniques de commande existant dans la littérature qui peuvent être appliquées dans le filtrage actif. Ceci nous permettra de constater les spécificités de chaque contrôle.

Le troisième chapitre correspond à la description de la commande dead beat destinée à être utilisée pour contrôler un APF conventionnel, cela se fait après avoir utilisé deux commandes (hystérésis, PWM). L'utilisation du régulateur PI dans la boucle de tension nous permet de tirer davantage de simplicité dans la méthode d'extraction des harmoniques. Les résultats de simulation et d'expérimentation confortent la combinaison (PI-Dead beat).

Le quatrième chapitre et sera le dernier concerne la représentation de l'APF à filtre en T, avec le remplacement de l'inductance de couplage par un filtre passif du troisième ordre nous cherchons à améliorer les performances surtout en matière de THD. Ensuite on donne des résultats extraits à la simulation en utilisant deux commandes de caractère différent (continu et discret) pour montre l'intérêt de cette nouvelle structure.

Une conclusion générale ainsi que des perspectives clôturent ce travail.

Chapitre 01 : Effets des harmoniques et solutions

1.1 Introduction

Tout dispositif ayant des caractéristiques non linéaires et qui consomme une puissance à partir d'une source électrique dont la forme de tension est sinusoïdale va également créer un phénomène de pollution (perturbation dans le réseau électrique) dû à la circulation des grandeurs indésirables dites harmoniques, ces grandeurs ayant des fréquences multiple entier de la fréquence fondamentale se propagent superposées dans ce réseau tout en dégradant la qualité d'énergie ainsi que le facteur de puissance qui soit préférentiellement le plus proche possible à l'unité.

1.2 Classification des perturbations

Un réseau électrique est destiné à assurer la distribution de l'énergie électrique entre des producteurs et des consommateurs, la stabilité de ce réseau traduit la bonne conformité des tensions et fréquences par rapport à un cahier des charges fixé. En effet, La qualité d'énergie fournie dépend directement de la qualité de la tension au point de livraison. Cette tension subit très souvent beaucoup de perturbations généralement classées selon deux origines distinctes :

- ❖ les perturbations de tension, liées à l'impédance des réseaux et à la circulation de courants perturbateurs, comme les courants harmoniques, déséquilibrés et réactifs liés à la charge.
- ❖ les perturbations de tension (tensions harmoniques ou déséquilibrées, creux de tension...) causées principalement par les producteurs d'énergie électrique.

1.3 Charge linéaire et charge non linéaire

Selon la tension d'alimentation et le courant absorbé on peut distinguer deux types de charges :

- charge linéaire regroupe tout récepteur consomme un courant dont la forme est sinusoïdale même qu'il soit déphasée par rapport à la tension d'alimentation qui est sinusoïdale de fréquence fixe (Fig.1.1).
- charge non linéaire ou polluante c'est celle qui consomme un courant dont la forme n'est pas sinusoïdale sous la même tension d'alimentation (Fig.1.2).

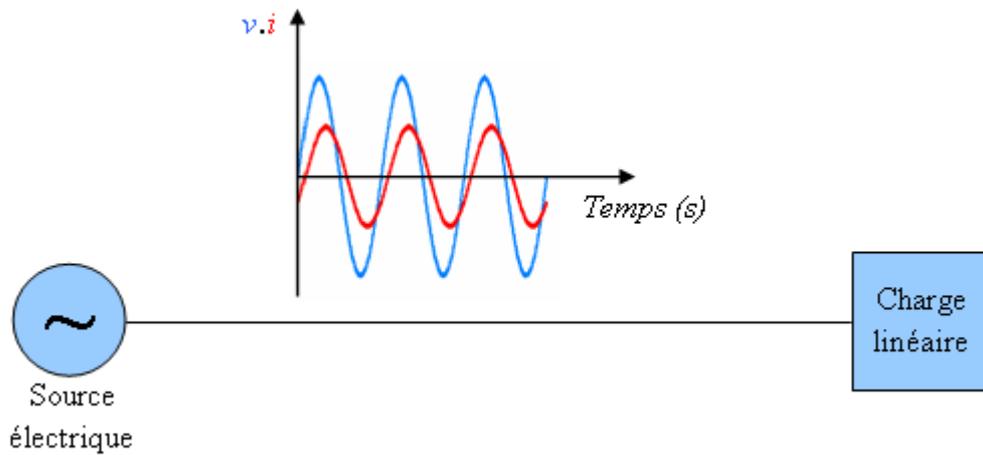


Fig.1.1- Réseau électrique débute sur une charge linéaire.

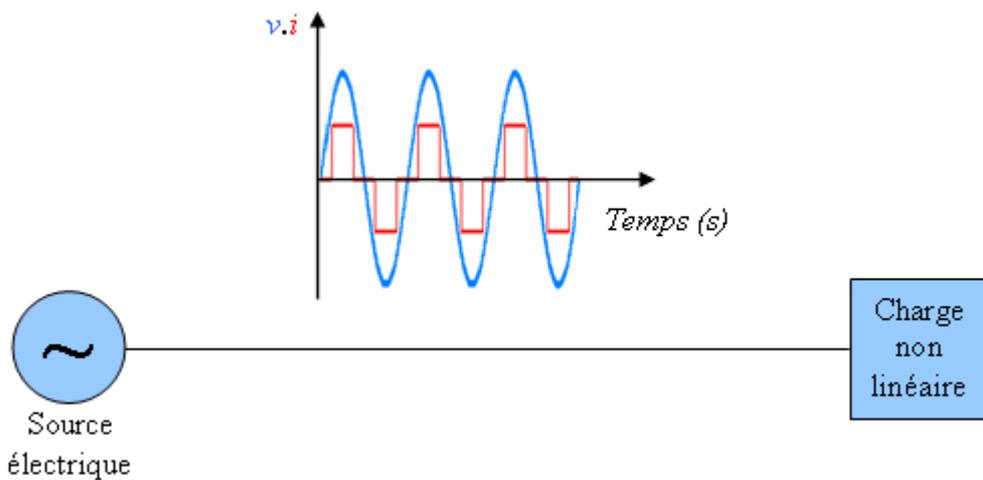


Fig.1.2- Réseau électrique débute sur une charge non linéaire.

1.4 Les harmoniques

Cette partie est destinée à présenter simplement les harmoniques ainsi que leurs effets sur le réseau électrique.

1.4.1 Interprétation des harmoniques

Le concept d'harmonique est introduit au début du 19ème siècle par Joseph Fourier qui démontra que tout signal périodique non sinusoïdal peut être représenté par une somme ou série de sinusoïdes de fréquences discrètes (multiples).

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (1.1)$$

On note que la composante $\frac{a_0}{2}$ de la série de Fourier est la composante continue.

a_0, a_n, b_n sont définis comme suit :

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) d(\omega t) \quad (1.2)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (1.3)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (1.4)$$

Le courant absorbé par la charge non linéaire a pour expression :

$$i(t) = \sum_{h=1}^{\infty} I_h \sin(\omega_h t + \varphi_h) \quad (1.5)$$

La première composante de rang 1 ($h=1$) est appelée composante fondamentale. Pour les systèmes raccordés à un réseau électrique stabilisé, la fréquence de la composante fondamentale est considérée comme étant fixe (50Hz en Europe, 60Hz aux Etats Unis). Le reste des composantes de la série de Fourier sont appelées harmoniques de rang h , où h désigne le numéro de la composante (le rang 2 correspond au deuxième terme de la série de Fourier qui aura une fréquence double du fondamental).

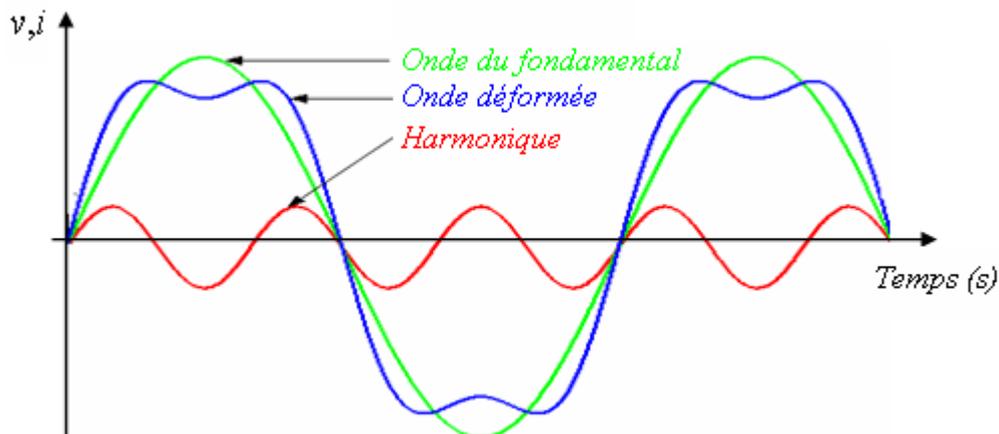


Fig. 1.3- Image représentant l'effet d'un harmonique.

La figure 1.3 donne l'allure d'un courant contenant un harmonique de rang 3, c'est à dire un courant qui contient une composante de rang 3 élevée en amplitude. Dans les réseaux électriques triphasés, les principales composantes harmoniques sont de rang 5, 7, 11 et 13.

1.4.2 Effets des harmoniques

Les harmoniques superposés à l'onde fondamentale de courant ou de tension ont des effets différents sur les appareils et équipements utilisés.

- soit des effets instantanés.
- soit des effets à terme dus aux échauffements.

Les effets instantanés sont principalement les perturbations des dispositifs de régulation, par exemple la commutation des thyristors lorsque le passage à zéro de la tension est décalé. Les compteurs d'énergie à induction présentent des erreurs supplémentaires, des vibrations et du bruit apparaissent dans les transformateurs et les inductances, des perturbations induites sur les lignes à courants faibles (téléphone, contrôle/commande...) situées à proximité du réseau pollué.

Les effets à terme sont la fatigue mécanique des matériaux due aux vibrations ainsi que l'échauffement des composants. Au niveau des condensateurs, les pertes dues à la conduction et à l'hystérésis du diélectrique sont proportionnelles en première approximation au carré du courant efficace. Au niveau des machines et des transformateurs, des pertes supplémentaires apparaissent (courant de Foucault, champs tournants harmoniques). En ce qui concerne les câbles et les équipements, une élévation de la température sera la conséquence des courants harmoniques, cela engendre des pertes supplémentaires ayant pour cause l'augmentation de la valeur efficace du courant, l'élévation de la résistance apparente de l'âme et l'augmentation des pertes diélectriques dans les isolants avec la fréquence.

D'une façon générale tous les équipements électriques soumis à des tensions ou traversés par des courants harmoniques ont des pertes accentuées. On note que l'effet de peau dans les conducteurs provoque des pertes énergétiques dues à l'augmentation de l'échauffement.

1.5 Principales sources polluantes

Il est évident que les ponts aux diodes sont les plus présents sur les applications de puissance car ils sont sans commande et ont une durée de vie importante et un coût d'achat beaucoup plus faible que des solutions plus évoluées [05]. Il existe aussi d'autre type de charge comme par exemple les fours à arc ayant un contenu spectral très imprévisible.

La fig.1.4 présente un redresseur triphasé à diodes qui gênèrent des formes d'ondes riches en harmoniques.

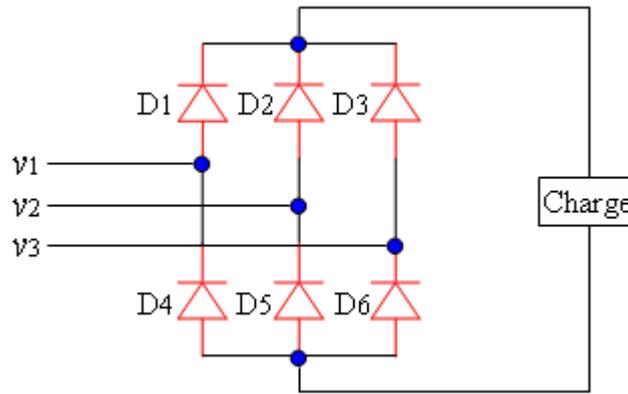


Fig.1.4- Redresseur triphasé à diodes.

1.6 Mesures et prévention des harmoniques

1.6.1 Mesure des harmoniques

La mesure de cette pollution est très importante car elle permet de caractériser les installations et de s'assurer de la bonne qualité de l'énergie distribuée. Plusieurs critères existent pour mesurer les perturbations harmoniques mais c'est la **Distorsion Totale des Harmonique (THD)** qui est le plus couramment utilisé.

L'équation (1.5) peut être écrite sous la forme suivante :

$$i(t) = \sqrt{2}I_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2}I_h \sin(h\omega_1 t + \varphi_h) \quad (1.6)$$

I_1 : Valeur efficace du courant fondamental.

I_h : Valeur efficace de l'harmonique de rang h .

φ_1 : Déphasage du courant fondamental.

φ_h : Déphasage de l'harmonique de rang h .

Le *THD* étant défini comme le rapport entre la résultante de toutes les composantes harmoniques ($h \geq 2$) et le fondamental du courant peut être exprimé en pourcentage et calculé comme suit :

$$THD = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1} = \frac{I_H}{I_1} \quad (1.7)$$

I : Valeur efficace de $i(t)$.

I_H : Résultante des composantes harmoniques.

1.6.2 Relation harmonique–facteur de puissance

Le facteur de puissance se calcule de deux manières différentes selon le type de la charge utilisé.

1.6.2.1 Cas des charges linéaires

Le facteur de puissance ($FP = \cos\varphi$) représente dans ce cas le déphasage entre la forme d'onde du courant et celle de la tension, ceci traduit la consommation ou la génération de la puissance réactive.

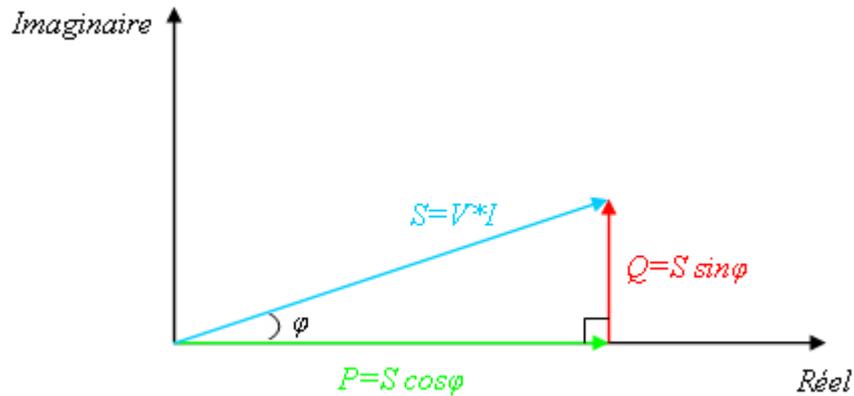


Fig.1.5- Représentation vectorielle des puissances (cas des charges linéaires).

Le diagramme de la fig.1.5 représente la puissance complexe avec ses composantes active et réactive fournie à un dispositif linéaire.

Le FP sera calculé en utilisant la formule suivante :

$$FP = \frac{P_{active}}{P_{apparente}} \quad (1.8)$$

On substitue la puissance active et la puissance apparente par ces formules mathématiques on obtient alors :

$$\frac{P}{S} = \frac{V.I.\cos\varphi}{VI} \quad (1.9)$$

Soit après simplification :

$$FP = \cos\varphi \quad (1.10)$$

1.6.2.2 Cas des charges non linéaires

Dès qu'il existe trois composantes de puissance active, réactive et déformante (Fig.1.6).Le facteur de puissance dans ce cas se calcule par la formule (1.11).

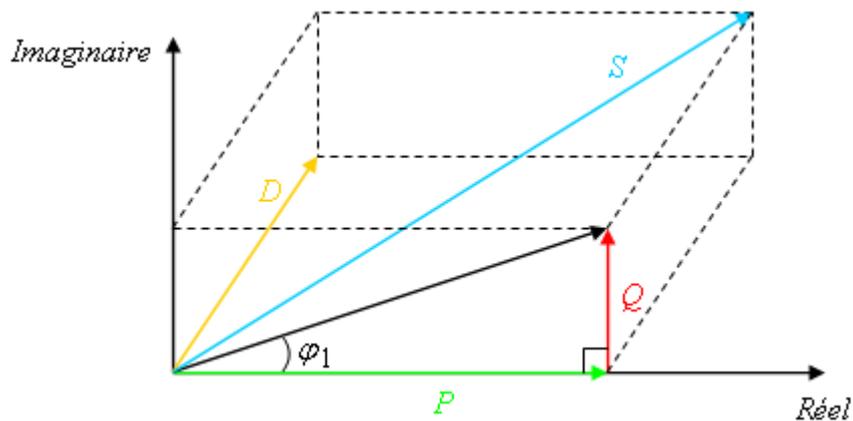


Fig.1.6- Représentation vectorielle des puissances (cas des charges non linéaires).

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{V \cdot I_1 \cos \varphi_1}{V \cdot I} \quad (1.11)$$

Après simplification :

$$FP = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 \quad (1.12)$$

$$FP = \frac{1}{\frac{I}{I_1}} \cos \varphi_1 \quad (1.13)$$

Nous avons :

$$I^2 = I_1^2 + I_H^2 \Leftrightarrow I = \sqrt{I_1^2 + I_H^2} \quad (1.14)$$

Donc, l'équation de FP devient :

$$FP = \frac{1}{\frac{\sqrt{I_1^2 + I_H^2}}{I_1}} \cos \varphi_1 = \frac{1}{\sqrt{\frac{I_1^2 + I_H^2}{I_1^2}}} \cos \varphi_1 \quad (1.15)$$

On aura finalement :

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} \cos \varphi_1 \quad (1.16)$$

1.6.3 Préventions et normes en vigueur

La CEI (Commission Electrotechnique Internationale) et l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) sont les deux principaux organismes de normalisation internationaux dans le domaine de l'électrotechnique. La CEI est un organisme officiel composé de comités nationaux de 63 pays, tandis que l'IEEE est une association professionnelle. Ces deux

organismes réalisent la principale activité de normalisation dans le domaine des perturbations électriques au niveau mondial mais n'ont pas une uniformité de critères en ce qui concerne la définition des interactions entre le réseau et les charges connectées.

Aujourd'hui le terme le plus répandu dans le domaine scientifique et industriel, accepté et utilisé par l'IEEE, est celui de "Qualité de l'énergie". Ce concept "détermine les paramètres qui définissent les propriétés du produit électricité en conditions normales, en termes de continuité de la fourniture et des caractéristiques de la tension (symétrie, fréquence, amplitude, forme d'onde) [06]. Par conséquent, cette vision essaie de déterminer les caractéristiques de la fourniture électrique afin de limiter son influence sur les différentes charges connectées au réseau, et en même temps, de limiter l'influence des charges sur le réseau de façon à éviter la modification de ses caractéristiques. Deux sociétés de l'IEEE travaillent dans des domaines liés à la qualité de l'énergie, IAS (Industrial Applications Society) et PES (Power Engineering Society). Leurs activités de normalisation sont gérées par le comité SCC-22 (Standards Coordinating Committee on Power Quality).

Les deux normes de qualité principales de l'IEEE sont :

- **IEEE 519: 1992**, *Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Power Systems* : cette norme détermine la procédure pour contrôler les harmoniques présents sur le réseau électrique ainsi que les limites recommandées de la pollution harmonique générée par les clients et de distorsion harmonique totale sur le réseau.
- **IEEE 1159: 1995**, *IEEE Recommended Practice on Monitoring Electric Power Quality* : cette norme réalise un bilan exhaustif et donne une définition de tous les phénomènes électromagnétiques qui ont lieu dans le réseau en fonction de leur contenu spectral, leur durée et leur amplitude.

Le tableau 1.1 présente les caractéristiques de la norme IEEE 519 où I_{cc} est le courant de court-circuit, I_{ch} est le courant de charge nominale, V_n la tension nominale et TDD est la distorsion totale de la demande (distorsion du courant par rapport à la demande maximale).

La CEI n'utilise pas le terme qualité de l'énergie dans aucune de ces normes. En revanche, elle utilise le concept de "Compatibilité Electromagnétique". Ce concept est défini comme "la capacité d'un dispositif, équipement ou système à fonctionner de façon satisfaisante dans son environnement électromagnétique sans introduire de perturbations électromagnétiques intolérables pour les autres" [07]. Le tableau 1.2 illustre la norme **CEI 61000-2-4** qui définit les niveaux de compatibilité dans les réseaux d'installations industrielles.

$V_n \leq 69kV$						
I_{cc} / I_{ch}	$h < 11$	$11 < h < 17$	$17 < h < 23$	$23 < h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20	4	2	1.5	0.6	0.3	5
20-50	7	3.5	2.5	1	0.5	8
50-100	10	4.5	4	1.5	0.7	12
100-1000	12	6	5	2	1	15
>1000	15	7	6	2.5	1.4	20
$69kV \leq V_n \leq 161kV$						
<20	2	1	0.75	0.3	0.15	2.5
20-50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4
50-100	5	2.25	2	0.75	0.35	6
100-1000	6	2.75	2.5	1	0.5	7.5
>1000	7.5	3.5	3	1.25	0.7	10
$V_n \geq 161kV$						
<50	2	1	0.75	0.3	0.15	2.5
≥ 50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4

Tab.1.1 Limites des émissions de courants harmoniques (IEEE)

Harmoniques impairs	
Ordre	Courant (A)
3	2.3
5	1.14
7	0.77
9	0.4
11	0.33
13	0.21
$15 \leq h \leq 39$	$0.15 * 15/h$
Harmoniques pairs	
Ordre	Courant (A)
2	1.08
4	0.43
6	0.3

Tab.1.2 Limites des émissions de courants harmoniques (courant appelé par les appareils $\leq 16A$ par phase)

Par ailleurs, dans la même publication “CEI 61000” on peut citer les normes suivantes :

- **CEI 61000-3-2** : Elle définit des limites d’émission de courant harmonique par les appareils consommant moins de 16 A par phase.

– **CEI 61000-3-4** : Entrée en vigueur dans l'Union Européenne en janvier 2001, elle traite de la limitation des courants harmoniques injectés dans le réseau public d'alimentation pour des appareils consommant des courants supérieurs à 16A par phase. Elle définit les limites des harmoniques du courant d'entrée qui peuvent être produits par les matériels soumis à l'essai dans des conditions spécifiées.

– **CEI 61000-3-12** : Dernière entrée dans la réglementation en 2004, elle fixe les limites pour les courants harmoniques produits par les appareils connectés aux réseaux publics basse tension ayant un courant appelé supérieur à 16A et inférieur à 75 A par phase. De ce fait, elle remplace la norme CEI 61000-3-4 qui reste en vigueur pour des appareils consommant plus de 75A.

Toutes ces normes consistent à sensibiliser le consommateur d'énergie ainsi que le fabricant des appareils polluants pour respecter une certaine qualité d'énergie. Dans les paragraphes suivants on essaie d'aborder les différentes solutions qui nous permettent d'agir face aux perturbations qui pourraient exister dans un réseau électrique.

1.7 Solutions de compensation des harmoniques

Plusieurs solutions existent pour limiter les effets de ces harmoniques sur les réseaux électriques :

1.7.1 Compensation passive

La puissance réactive est souvent consommée par les moteurs asynchrones et plus récemment par des dispositifs à base d'électronique de puissance. Différentes méthodes de compensation sont utilisées pour relever le facteur de puissance. La plus simple consiste à placer des batteries de condensateurs en parallèle avec le réseau. De plus, pour réduire la propagation des harmoniques produites par les charges non linéaires le principe consiste à placer en parallèle du réseau d'alimentation une impédance de valeur très faible autour de la fréquence d'harmonique à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau. Parmi les dispositifs de filtrage les plus répandus, on trouve le filtre passif résonnant et le filtre passif amorti ou passe-haut (Figs.1.7 a et 1.7 b).

Mais le manque d'adaptation aux variations de la charge et les problèmes de résonance avec l'impédance du réseau restent les inconvénients majeurs de la compensation passive et rendent cette solution difficile à se réaliser pratiquement.

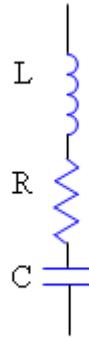


Fig.1.7 a. Filtre passif résonnant

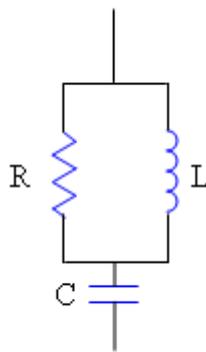


Fig.1.7 b. Filtre passif amorti

La seule solution qu'ils aient pu mettre en oeuvre était l'usage de filtre actif raccordé de préférence au point de connexion global.

1.7.2 Compensation active

L'utilisation d'onduleur à base d'interrupteurs de puissance tels que les IGBTs est particulièrement adaptée à la compensation active des harmoniques. Les compensateurs actifs prennent différentes formes en fonction de la nature des harmoniques à compenser (courant ou tension), du type de réseau sur lequel on raccorde l'onduleur (basse tension, moyenne tension) et du type de charge à compenser (stationnaire, variable). Pour cela différentes structures pour la compensation active apparaissent dans la littérature.

1.7.2.1 Filtre actif parallèle

Afin d'accompagner l'évolution des contraintes du fournisseur et du consommateur sans imposer un changement aux installations, une famille de filtres actifs parallèles a été proposée comme une solution de dépollution des perturbations de courant. Fig.1.8 affiche un filtre actif parallèle connecté à un réseau électrique.

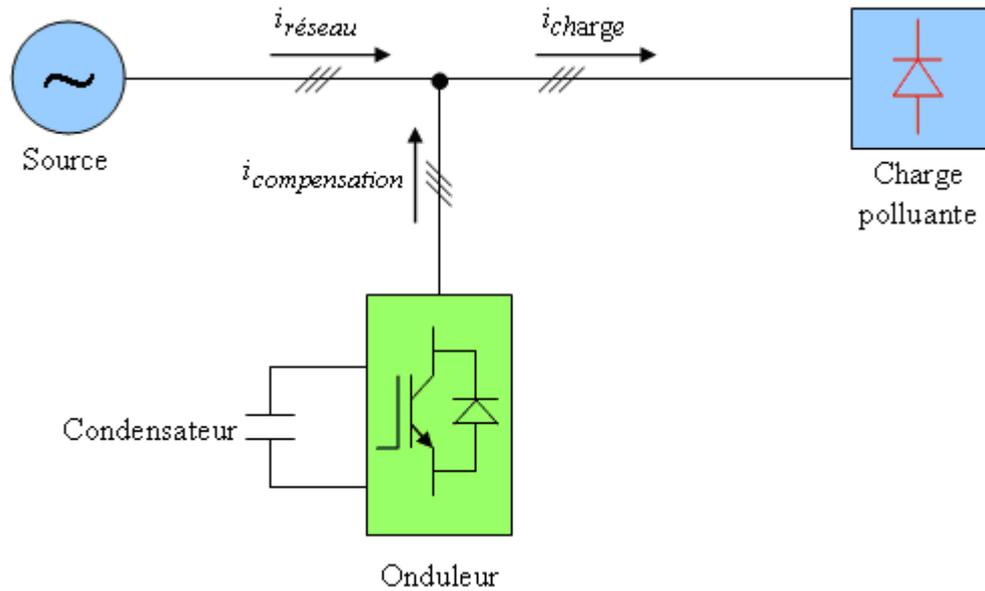


Fig.1.8- Filtre actif parallèle connecté à un réseau.

1.7.2.2 Filtre actif série

Sur la figure 1.9 un transformateur a été rajouté au point de connexion du filtre. Il permet d'utiliser le compensateur comme une source de tension pour compenser les harmoniques de tension. L'utilisation industrielle des filtres actifs série uniquement est très limitée, son usage est principalement fait pour les compensateurs globaux de puissance connus sous l'appellation Unified Power Quality Conditioner (UPQC).

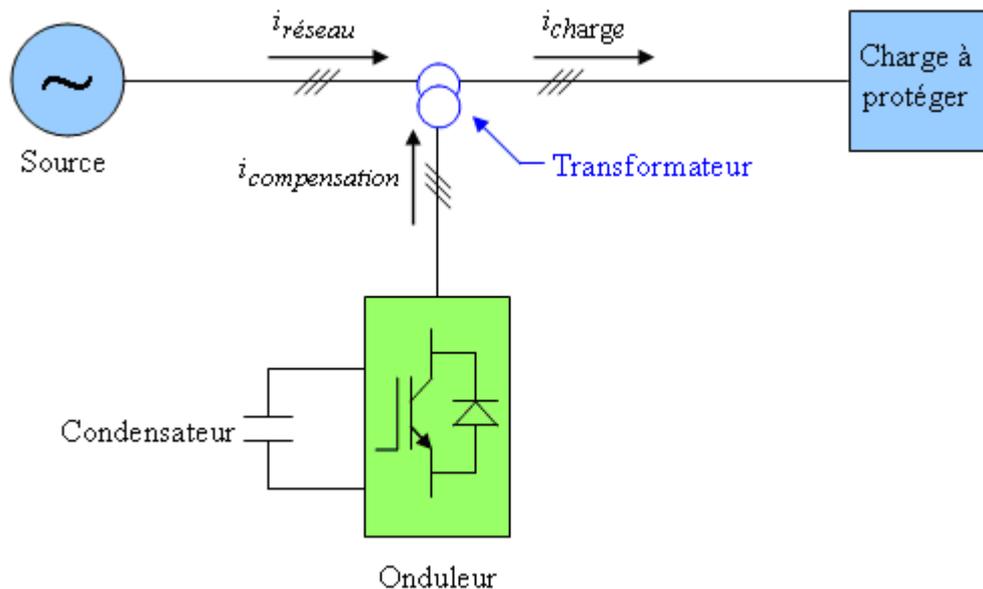


Fig.1.9- Filtre actif série connecté à un réseau

1.7.2.3 Filtre actif hybride

Afin de réduire le dimensionnement et par conséquent le prix des filtres actifs, l'association de filtres actifs de faible puissance à des filtres passifs peut être une solution. Dans ce cas on connectera en parallèle ou en série des filtres passifs pour compenser les harmoniques prépondérants (les rangs dominants). De nombreuses configurations existent [08] combinant éléments passifs et filtre actif série ou parallèle. Plus qu'elles permettent d'optimiser les coûts, ces structures permettent aussi d'améliorer les formes d'ondes et obtenir ainsi un THD très réduit.

On distingue alors plusieurs types d'association de filtres actifs et passifs, les plus étudiées étant :

- *Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles*
- *Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles*
- *Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle*

Les figures ci-dessous montrent la configuration de chaque un de ces types.

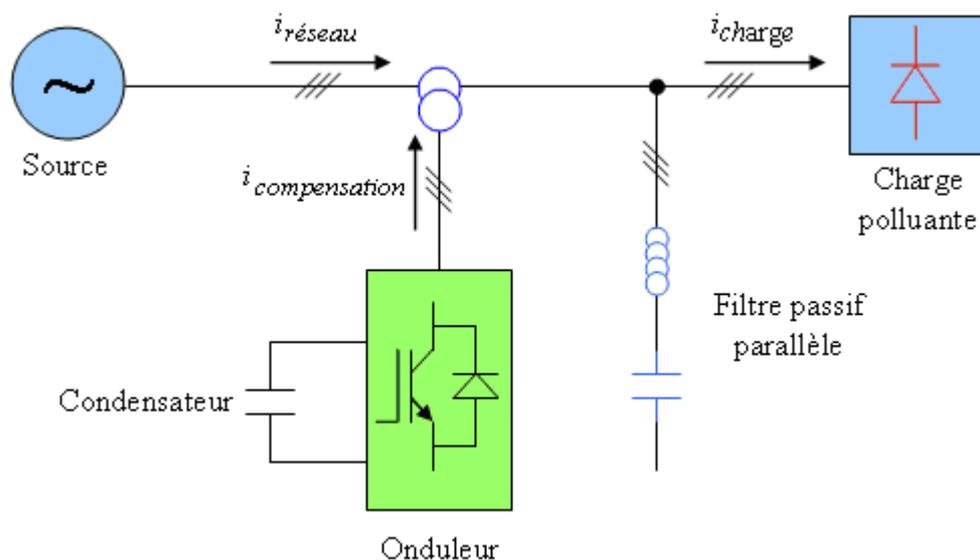


Fig.1.10- Filtre actif série et filtre passif parallèle

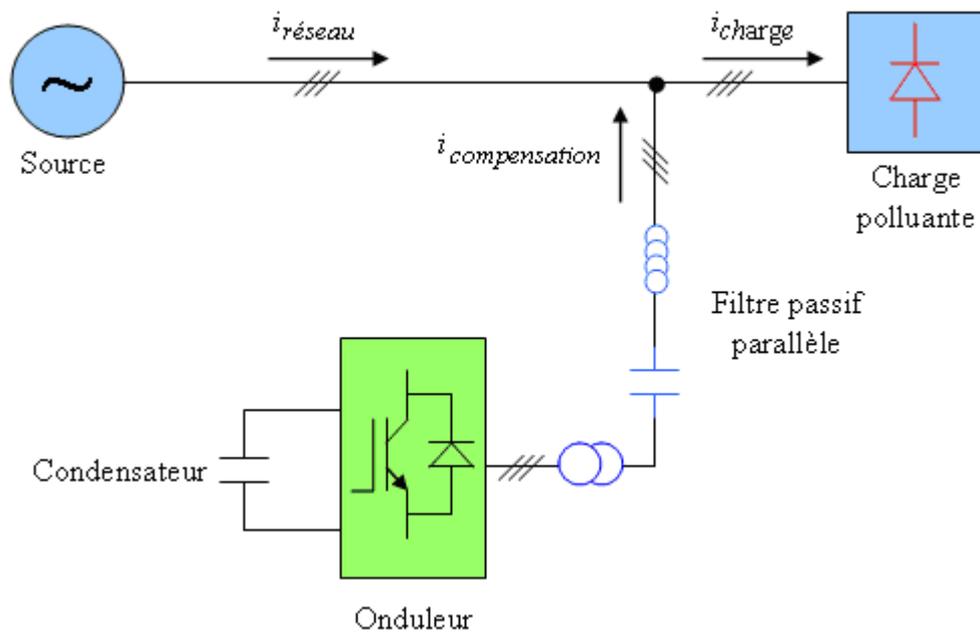


Fig.1.11- Filtre actif série connecté en série avec un filtre passif parallèle.

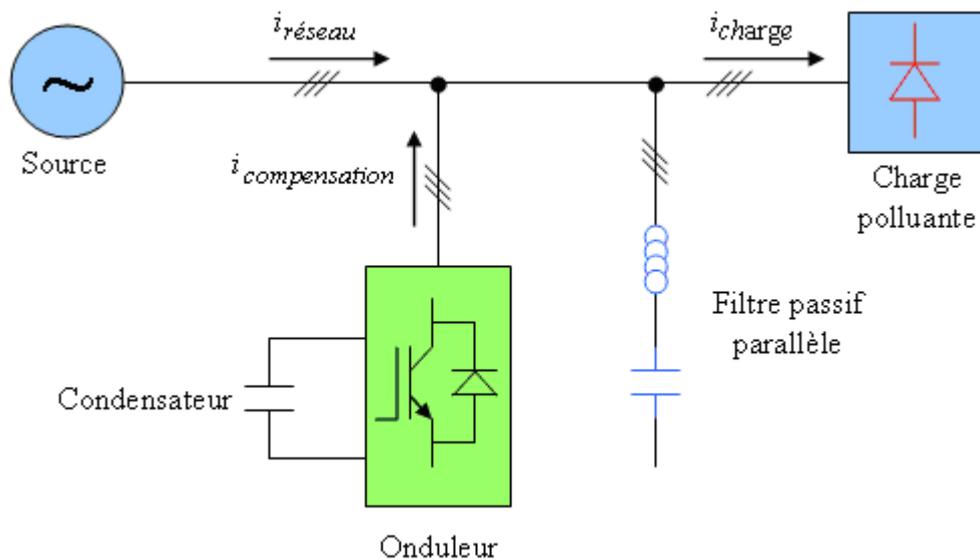


Fig.1.12- Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

1.7.2.4 Filtre universel

La combinaison parallèle-série des filtres actifs, aussi appelée Unified Power Quality Conditioner (UPQC), résulte de l'association des deux filtres actifs parallèle et série profitant des avantages des deux. L'UPQC assure la forme d'onde sinusoïdale pour le courant et de même pour la tension.

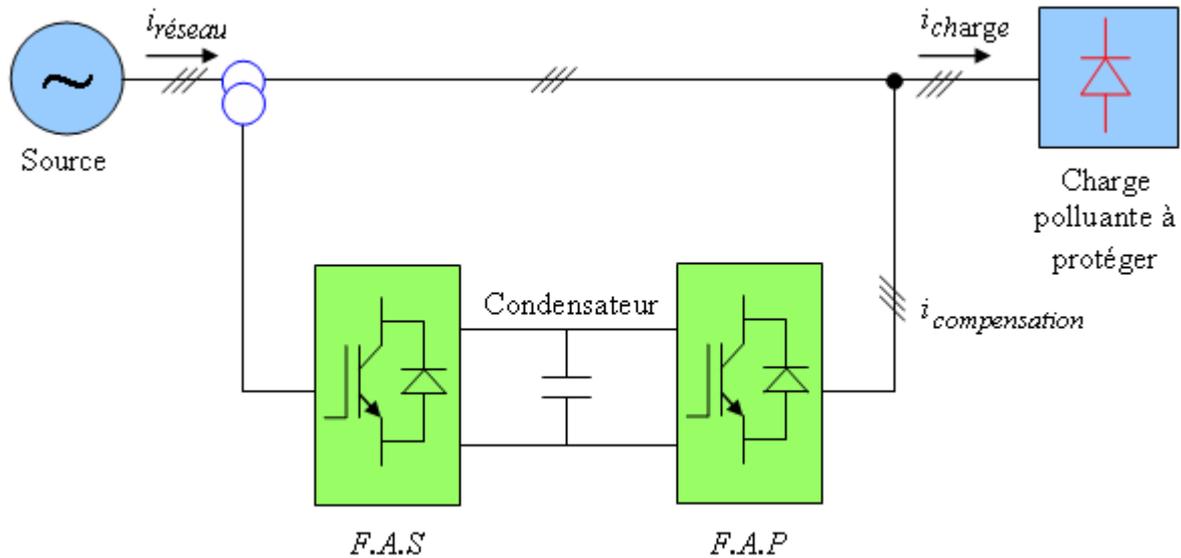


Fig.1.13- Combinaison parallèle-série des filtres actifs

En outre, il existe d'autres topologies à plusieurs structures basées sur les onduleurs multiniveaux [09] [10] [11] [12]. Vu la limitation des interrupteurs de puissance à travailler à haute tension, l'utilisation des onduleurs multiniveaux réduit les contraintes en tension sur ces interrupteurs [13], en effet, du point de vue commande au-delà de trois niveaux, le contrôle de ces onduleurs reste très délicat.

1.8 Conclusion

On a constaté dans ce premier chapitre que les charges linéaires consomment des courants également sinusoïdaux et peuvent être déphasés par rapport à la tension d'alimentation, c'est le cas de toutes les charges résistives, les moteurs asynchrones en charge, les condensateurs, ...etc. Par contre, avec les charges non linéaires, les courants ne sont pas sinusoïdaux c'est principalement là où se situe le phénomène de pollution des réseaux électriques.

Pour les dispositifs de dépollution on a vu le filtre passif qui constitue une solution bon marché mais avec un usage non systématique car il modifie les impédances des réseaux, il n'est pas flexible et il ne s'adapte pas, c'est pour ces raisons ce dispositif est défavorable à être utilisé dès l'apparition du filtre actif.

Les filtres actifs parallèles sont donc préférables aux filtres passifs car ils remplissent plus de fonctions et en particulier la compensation de l'énergie réactive. Ces dispositifs nécessitent

une commande sinon la compensation des perturbations ne se fera jamais, il s'agit donc d'une combinaison (structure/commande) pour qu'une fonction de filtrage actif puisse être réalisée.

On présente dans le chapitre suivant plusieurs types de commande qui peuvent être appliqués dans le filtrage actif des harmoniques.

Chapitre 02 : Techniques de commande utilisées dans le filtrage actif parallèle

2.1 Introduction

Le filtrage actif parallèle de puissance est une application de l'électronique de puissance qui consiste à disposer d'une source de courant monophasée ou triphasée performante pour compenser les harmoniques sur un réseau électrique.

2.2 Principe du filtre actif parallèle

La figue 2.1 présente le principe d'un compensateur actif de type parallèle qui permet de compenser les harmoniques de courant de la charge polluante à l'aide d'une source de courant mise en œuvre. [14]

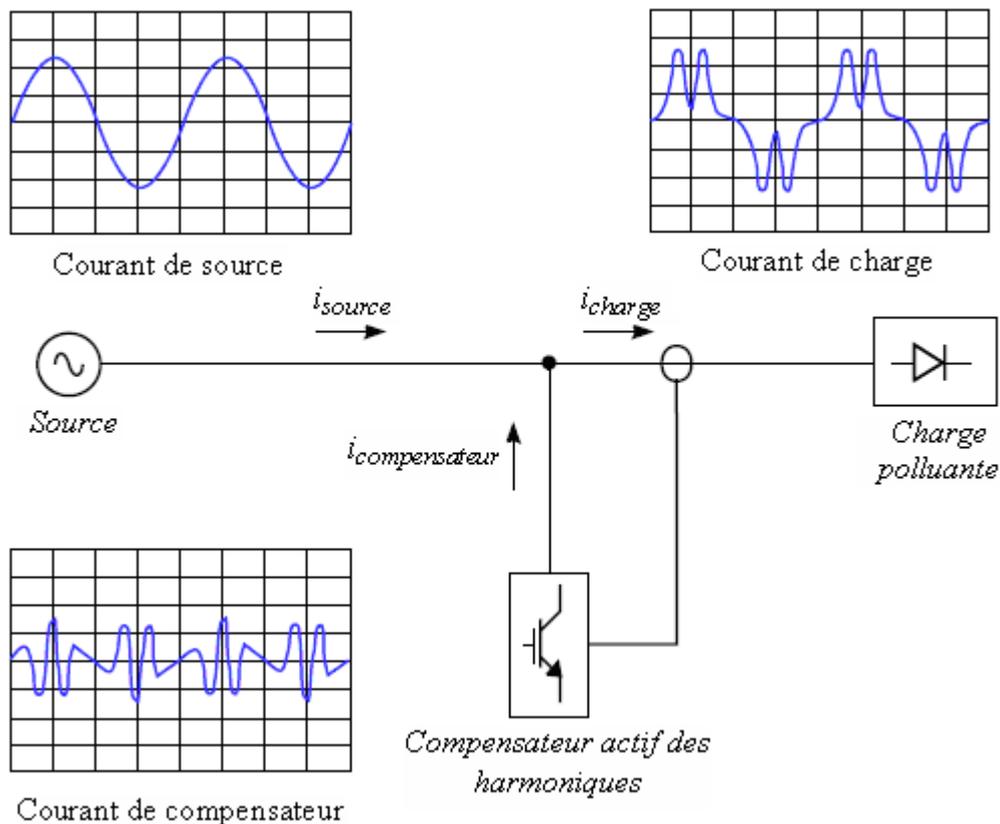


Fig. 2.1 principe de la compensation active des harmoniques.

Le principe est d'injecter un courant en opposition de phase avec les courants de la charge afin d'obtenir un courant le plus sinusoïdal possible au niveau de la source. En général, la présence d'une charge polluante sur le réseau électrique entraîne la circulation de trois

composantes de puissance active, réactive et déformante (diagramme vectoriel sur la figure 1.6 chapitre1), le filtre actif peut alors compenser la puissance réactive et la puissance déformante mais cela nécessite une commande lui associe.

Dans le paragraphe qui suit nous présenterons les différentes techniques de commande existant dans la littérature qui peuvent être appliquées pour réaliser une fonction de filtrage actif.

2.3 Commandes des filtres actifs parallèles

Le rôle de la commande est la génération de courants harmoniques produits par le filtre actif afin qu'ils suivent en temps réel leurs références harmoniques obtenues par une des méthodes d'identification (extraction des harmoniques). En général, nous pouvons classer ces commandes en deux parties selon le caractère, c'est-à-dire qu'il soit continu (analogique) ou discret (numérique).

2.3.1 Les commandes analogiques

Les commandes continues sont les plus anciennes appliquées pour le contrôle des dispositifs de l'électronique de puissance et en particulier pour les applications de filtrage actif. Nous faisons une description de principe des différentes lois de commande en présentant que leurs concepts (nous ne détaillons pas les lois car elles sont bien connues et maîtrisées depuis longtemps pour la plupart).

2.3.1.1 Commande en amplitude

Le contrôle par hystérésis est le contrôle de base pour des convertisseurs statiques. Très simple à mettre en œuvre et très efficace du point de vue performances. Il se base sur une simple opération mathématique (comparaison entre la référence et la mesure), le principe de la génération de la commande repose sur la conservation de l'erreur de comparaison dans une bande fixe comme le montre la figure 2.3. Cette technique de contrôle est bien connue, elle présente de gros avantages au niveau de la robustesse, de la stabilité, de la dynamique très rapide et de la limitation du courant automatique. Néanmoins le principal inconvénient réside au niveau de la fréquence du changement d'état des interrupteurs qui est alors très irrégulière et incontrôlable, ce qui génère un spectre harmonique très perturbé (se répartit sur une large plage de fréquences), donc difficilement filtrable et s'avère être mal perçu par les industriels. Plusieurs travaux [15] [16] présentent des commandes par hystérésis dites améliorées, dédiées à traiter le problème de la fréquence de commutation ce qui permet de maîtriser la durée minimale entre deux commutations, mais en contre partie, ceci limite profondément l'intérêt

du système car les performances sont réduites et entraîne de nombreux inconvénients (problèmes de sur commutation, de retard...).

La figure 2.2 présente le principe de base du contrôle de courant par hystérésis à bande fixe où la non linéarité de cet élément lui permet d'assurer ce contrôle.

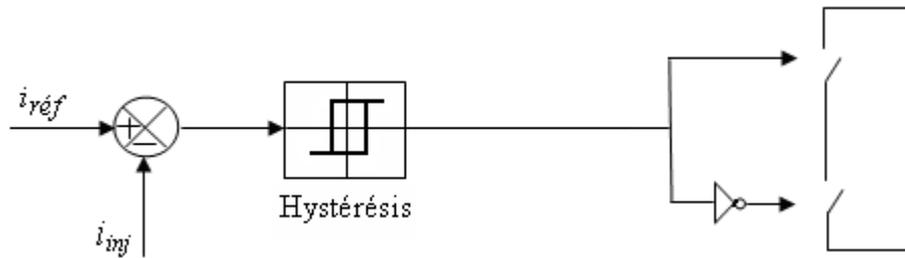


Fig. 2.2– Principe de la commande par hystérésis.

La figure 2.3 nous permet de constater que le contrôle par hystérésis à bande fixe occasionne une fréquence de commutation variable au niveau des interrupteurs de puissance.

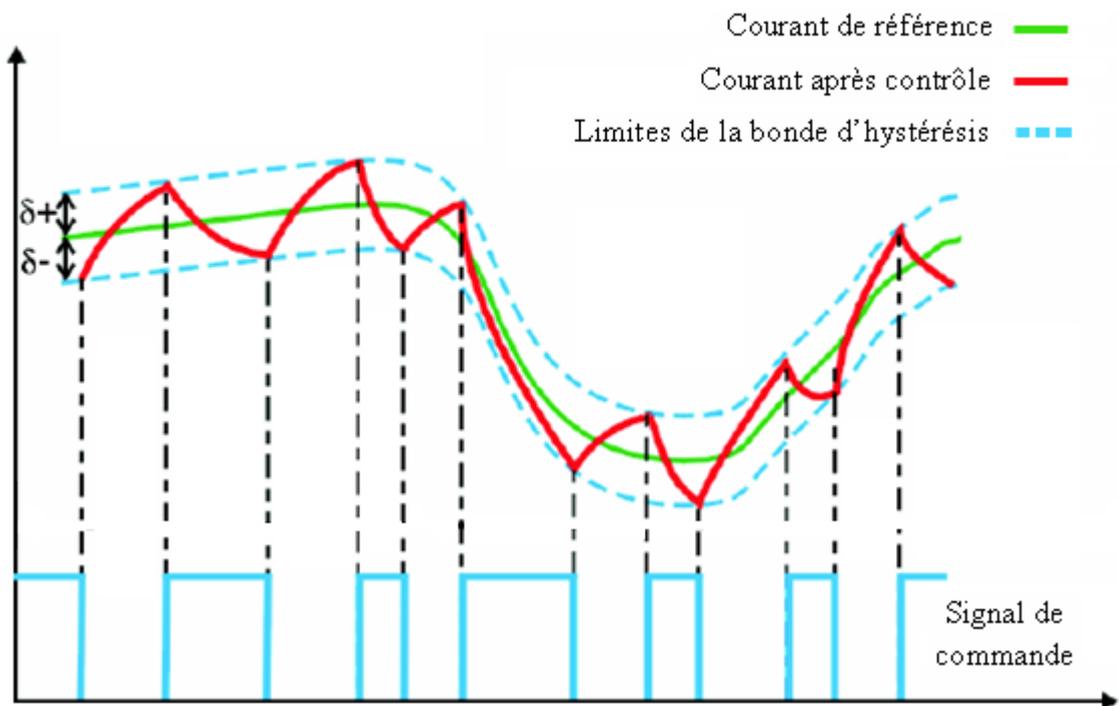


Fig. 2.3– Principe de la génération de commande par hystérésis.

2.3.1.2 Commande en durée

Afin de résoudre le problème de la maîtrise des fréquences de commutation et de sa répercussion sur les interrupteurs, une autre stratégie de commande dite modulation de largeur d'impulsion (MLI) s'ajoute à la commande par hystérésis modulée.

La régulation de courant à l'aide d'un modulateur à MLI (Modulation de la Largeur d'Impulsion) est bien connue pour les applications en électrotechnique. Ces méthodes ont été utilisées pour le filtrage actif, en assurant un bon contrôle de courant à l'aide d'un correcteur de type PI [17], En notant cependant que ce type de correcteur est parfaitement adapté à la commande analogique. Pour garantir des performances optimales pour l'asservissement du courant pour les applications numériques (applications récentes), les correcteurs à base d'intégrateurs sont de plus en plus discrétisés.

Cette version du contrôle de courant utilise une modulation sinus-triangle MLI pour commander un onduleur, cela en considérant comme signal modulant l'erreur du courant compensé par un régulateur proportionnel intégrateur comme illustre la figure 2.4. En effet, différents types de MLI sont analysés dans la littérature :

- MLI à porteuse en dent de scie (à gauche ou à droite).
- MLI à porteuse triangulaire centrée où les deux côtés de la porteuse sont modulés.
- MLI à porteuse aléatoire.

Parmi ces trois types, on note que la MLI à porteuse triangulaire centrée améliore considérablement les performances [18].

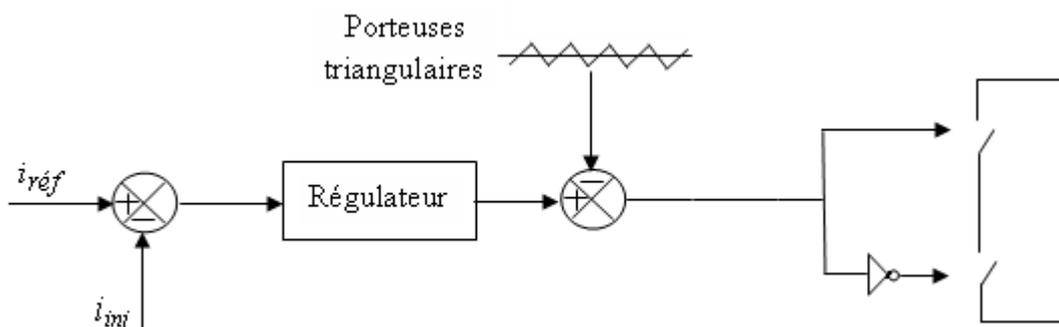


Fig. 2.4– Principe de la commande de courant par MLI.

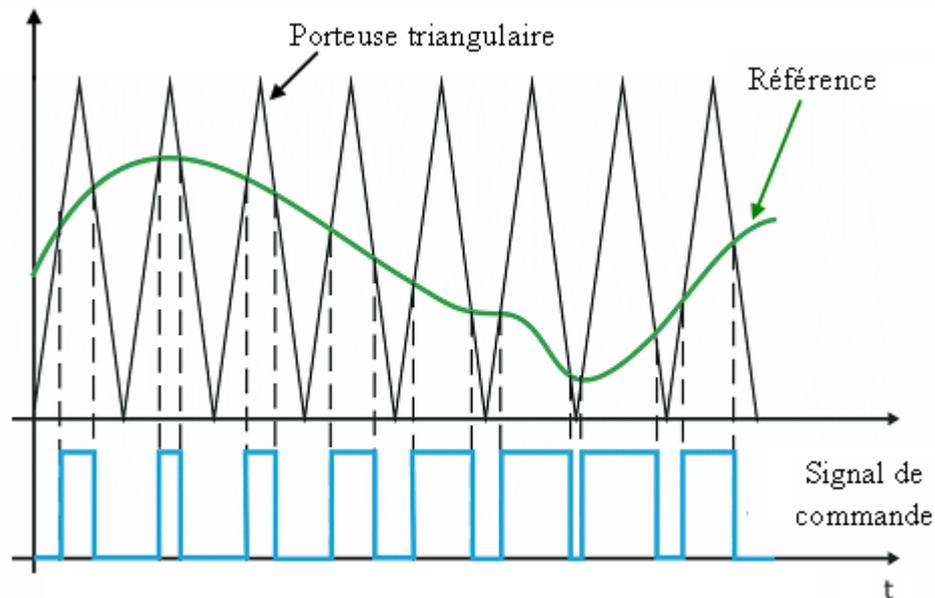


Fig. 2.5– Principe de la génération de commande par MLI.

Cette dernière figure nous permet de constater que les porteuses triangulaires à fréquence élevée fixent la fréquence de commutation en la gardant constante rigoureusement égale à leur fréquence.

2.3.2 Les commandes discrètes

Le développement rapide et croissant dans le domaine du traitement numérique des informations a conduit ces dernières années à la mise en œuvre des dispositifs à haute capacité de calcul (*DSP, DSPACE*). Ces dispositifs permettent tant pour la commande que pour l'identification d'implémenter en temps réel des approches complexes dites aussi avancées, pour de nombreuses applications.

Les commandes continues laissant alors place aux commandes discrètes, nous allons aborder les principales utilisées pour le contrôle du courant dans les filtres actifs pour but ne pas de détailler les lois mais de montrer seulement leurs principes fondamentaux.

2.3.2.1 Correcteur à base d'intégrateurs discrétisés

Les correcteurs uniques à base d'intégrateurs s'avèrent insuffisants pour les applications multi-fréquentielles, on s'intéressera donc principalement au cas de correcteurs multiples, c'est-à-dire le caractère multi-fréquentiel des références de courant à imposer qui sont chargées d'harmoniques de plusieurs rangs exige l'utilisation de ce type des correcteurs.

Pour le filtrage actif des harmoniques, le correcteur proposé dans la référence [19] est composé d'un terme proportionnel K_p et de n termes qui correspondent à chaque fréquence à compenser (figure 2.6).

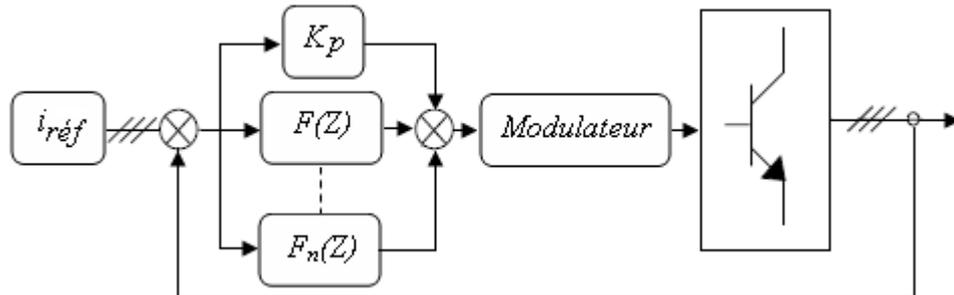


Fig. 2.6– Principe du correcteur multirésonnant.

2.3.2.2 Les contrôleurs directs de puissance type DPC

L'étude effectuée dans la référence [19] permet de traiter le cas du contrôle direct des puissances, c'est-à-dire que les puissances actives et réactives constituent les variables d'état de notre système. Ensuite, une correction est apportée avec une loi de commande quelconque (en amplitude ou en durée). L'application des ordres de commande peut se faire avec un modulateur ou directement à l'aide de tables de commutation qui indiquent dans quel sens évolueront les puissances en fonction des configurations de l'onduleur appliquées.

La figure 2.7 présente un schéma de principe de la commande (contrôle direct des puissances DPC) utilisant un modulateur vectoriel.

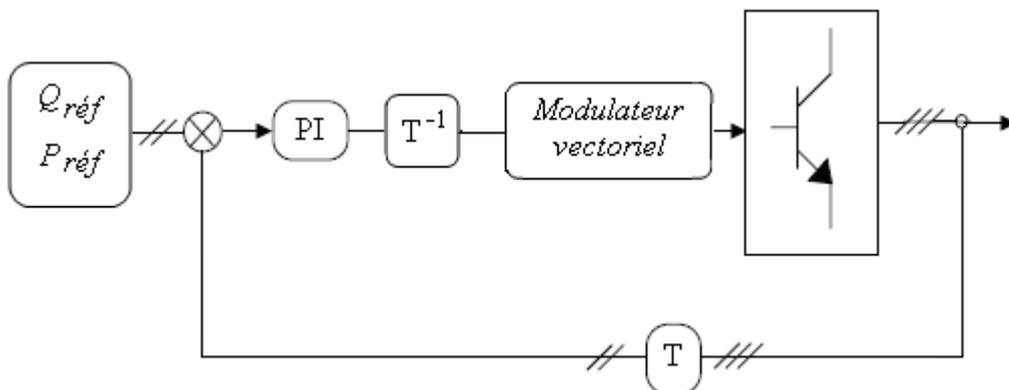


Fig. 2.7– Commande de type DPC avec modulateur.

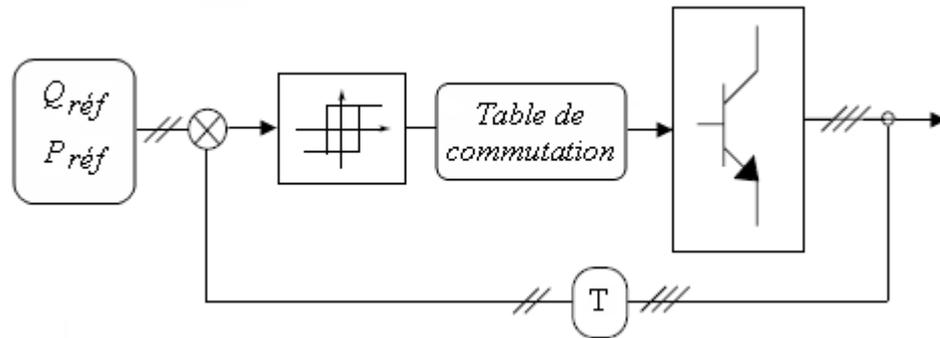


Fig. 2.8– Commande de type DPC sans modulateur.

L'utilisation du DPC classique, sans modulateur, présente l'inconvénient de ne pas garantir une fréquence de modulation fixe. Ceci peut être corrigé en utilisant un modulateur vectoriel, ce qui donne le DPC-SVM où les correcteurs à hystérésis sont remplacés par des correcteurs PI en repère tournant.

2.3.2.3 Les contrôleurs prédictifs

On trouve de plus en plus d'applications de la commande prédictive pour le contrôle des convertisseurs statiques et plus particulièrement pour les onduleurs [13] [20]. La commande prédictive permet d'obtenir de très bonnes performances surtout avec des fréquences de découpage élevées, elle limite ainsi le spectre harmonique des courants ou tensions en sortie des onduleurs. Néanmoins, ce type de correcteurs appelés correcteurs prédictifs dead beat nécessite une compensation du retard d'échantillonnage et de calcul.

En tenant compte de ces structures de commande appliquées aux filtres actifs, il serait possible d'opter pour une technique qui nous réserve un compromis de performances. En effet, les performances d'un filtre actif ne sont pas strictement liées au choix de la commande mais elles dépendent aussi aux plusieurs facteurs :

- *La topologie du convertisseur.*
- *La structure du filtre.*
- *L'algorithme utilisé pour déterminer les références harmoniques.*
- *La fréquence de découpage.*
- *La puissance du filtre.*
- *La valeur de l'inductance de couplage et la capacité de bus continu.*

2.4 Conclusion

Après avoir présenté le principe fondamental du filtrage actif parallèle, nous avons exposé dans ce chapitre les commandes essentielles existant dans la littérature, ces commandes se divisent en deux classes selon le caractère (continu, discret). Nous pouvons dire que l'utilisation d'une commande discrète nous permet de découper à une fréquence élevée ce qui améliore l'opération du filtrage actif car le calcul est fait par des outils de traitement puissants. Le chapitre suivant concerne la commande de l'APF où ce dispositif destiné à être commandé avec trois approches.

Chapitre 03 : Contrôle dead beat pour le filtre actif parallèle

3.1 Introduction

Après avoir constaté que le filtre actif parallèle est la solution la plus pertinente pour la dépollution des réseaux de distribution d'énergie. Dans ce chapitre, on présentera en premier lieu deux types de commande analogique (hystérésis, PWM) appliquées au convertisseur statique et après on passera à détailler la commande discrète dead beat.

De plus en plus la commande prédictive évolue pour être appliquée aux convertisseurs statiques [21], [22]. Dans ces fondements, la commande prédictive définit à chaque instant la meilleure commande à appliquer au processus [18], en considérant :

- La référence souhaitée.
- L'état actuel du système.
- Une prédiction du futur proche obtenue à l'aide d'un modèle comportemental.

On propose dans ce chapitre d'appliquer ce type de contrôle au filtre actif parallèle en se basant sur un modèle du système. Pour commencer et pour mieux comprendre l'opération du filtrage des harmoniques de courant il serait utile de présenter en bref les fonctions générales assurant cette opération.

3.2 Fonctions générales d'un filtre actif parallèle

La figure suivante (fig. 3.1) présente les différentes fonctions utiles assurant le contrôle d'un filtre actif parallèle de puissance.

Nous pouvons décomposer la fonction globale de filtrage en trois parties qui sont indépendantes entre elles :

3.2.1 L'extraction des harmoniques

Dans la fonction de filtrage actif, l'extraction des harmoniques joue un rôle primordial car il s'agit du premier maillon du système. Cette fonction fournit les références des courants que l'onduleur devra imposer pour réaliser l'opération de filtrage à partir de la mesure des courants absorbés par la charge au point de connexion du filtre actif, ceci peut se faire de nombreuses façons. En effet, on peut classer les méthodes d'extraction des courants de référence selon leur algorithme d'identification (capacité de compensation), c'est à dire qu'elle soit globale (tous les harmoniques à compenser sont présents dans la référence) ou sélective (les harmoniques à compenser sont choisis).

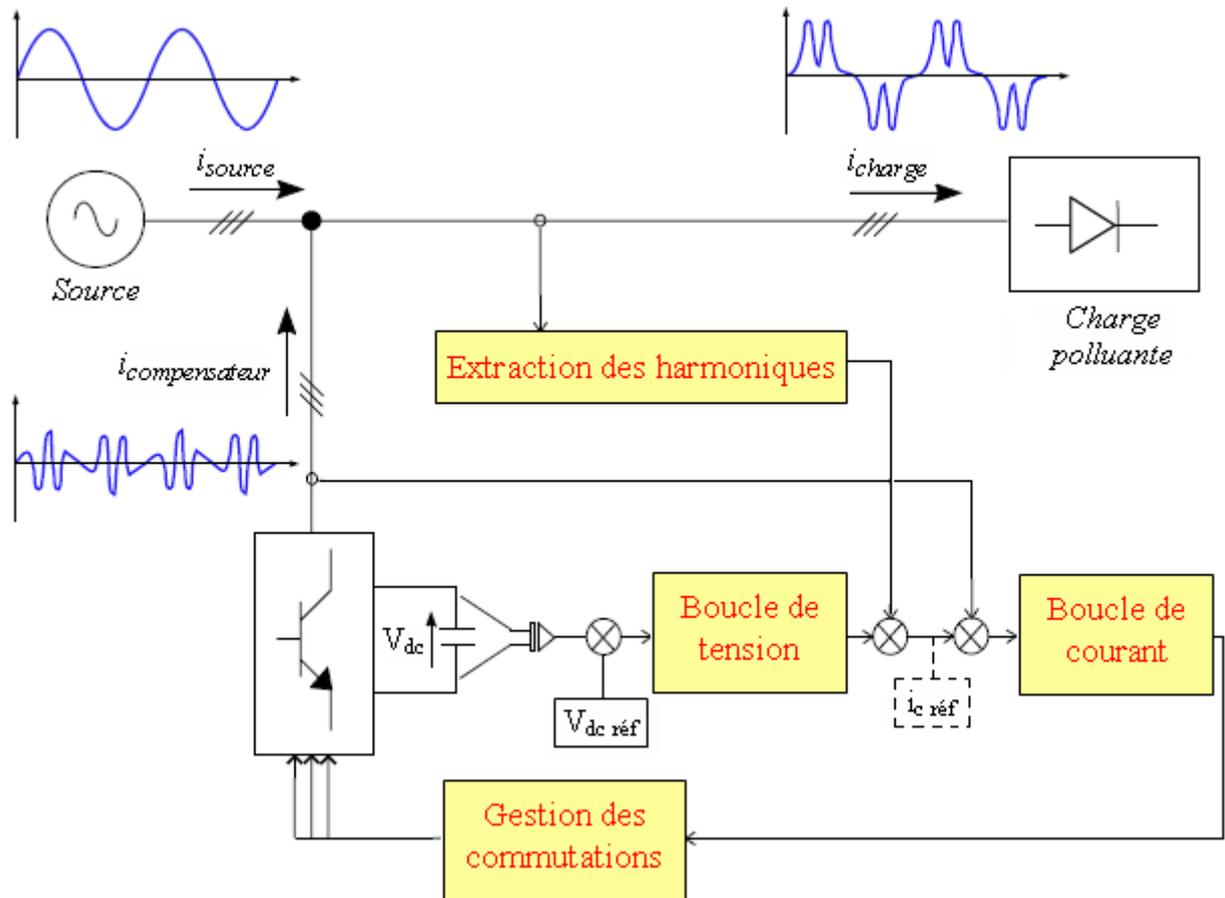


Fig. 3.1– Fonctions principales du filtrage actif.

3.2.1.1 Les méthodes globales

Ces méthodes sont basées sur un principe très simple qui consiste à imposer la forme temporelle des grandeurs que l'on souhaite, dans notre cas la forme d'onde des courants. La méthode consiste à imposer des courants les plus sinusoïdaux possibles. Pour ce faire, il faut mesurer les courants de charge, puis filtrer ces courants pour obtenir le courant de référence à injecter.

Les figures 3.2a et 3.2b présentent deux méthodes possibles (directe ou indirecte) en utilisant deux types de filtres différents.

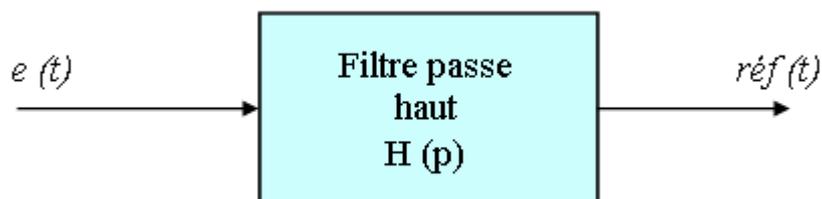


Fig. 3.2a – Filtrage des signaux dans le domaine temporel (méthode directe)

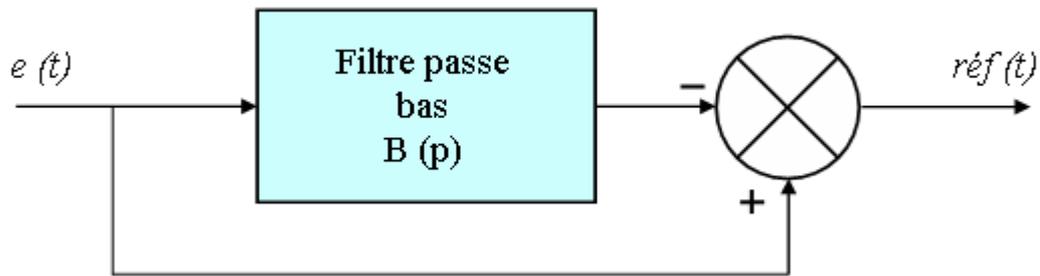


Fig. 3.2b– Filtrage des signaux dans le domaine temporel (méthode indirecte)

3.2.1.2 Les méthodes sélectives

Plusieurs méthodes sélectives existent pour calculer les courants de référence on note en particulier :

- L'utilisation de filtre résonnant
- La transformée de fourier
- L'utilisation de filtre de Kalman

Il apparaît également d'autres techniques d'extraction des harmoniques basées sur les moindres carrées, des réseaux de neurones, des algorithmes itératifs ou des filtres adaptatifs qui peuvent être associées à l'opération du filtrage actif [23] [24].

3.2.2 Boucle de courant

C'est le point essentiel de la fonction de filtrage, il faut mettre en oeuvre une source de courant la plus rapide possible, pour s'assurer de la précise maîtrise de l'onduleur choisi. On a met en évidence dans le chapitre précédent (chapitre 2) plusieurs types de commande concernant cette boucle.

3.2.3 Boucle de tension

La régulation de la tension du bus continu se fait très souvent par une des méthodes classiques de l'automatique existant et dans une base de temps beaucoup plus lente que pour le courant.

Dans le paragraphe suivant on met en place le système complet (circuit de puissance) incluant le filtre actif (FAP conventionnel) proposé pour cette démarche, on désire le contrôler par hystérésis.

3.7 Commande hystérésis pour la compensation active

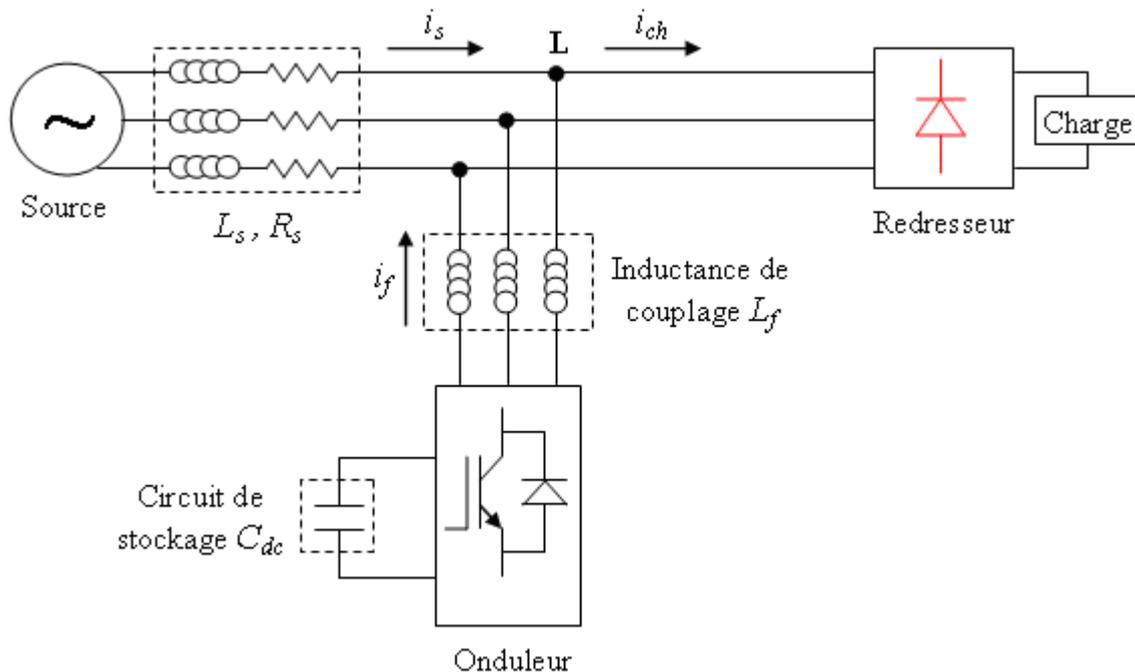


Fig. 3.3– Circuit de puissance (structure 1).

La structure générale du système est décrite à la figure 3.3. On y retrouve :

- Le réseau triphasé d'alimentation.
- Redresseur triphasé connecté à une charge de type RL.
- Le filtre actif parallèle à structure tension (circuit de stockage d'énergie, onduleur PWM, inductance de couplage).

Pour le contrôle de cette structure (système de la fig. 3.3), il est possible d'utiliser le contrôleur hystérésis selon la représentation de la figure 3.4. Il s'agit donc d'une simple comparaison pour commander l'onduleur en tenant compte de :

- La boucle de tension utilise un régulateur proportionnel intégral **PI**.
- La boucle de courant se base sur un contrôleur par hystérésis.

Le régulateur PI utilisé dans la boucle de tension plus, qu'il permet de régler le bus continu autour d'une référence donnée, il permet aussi de servir l'élément hystérésis par le courant de source de référence, car la consigne que notre régulateur délivre à sa sortie ce n'est que le courant maximale de référence de la source.

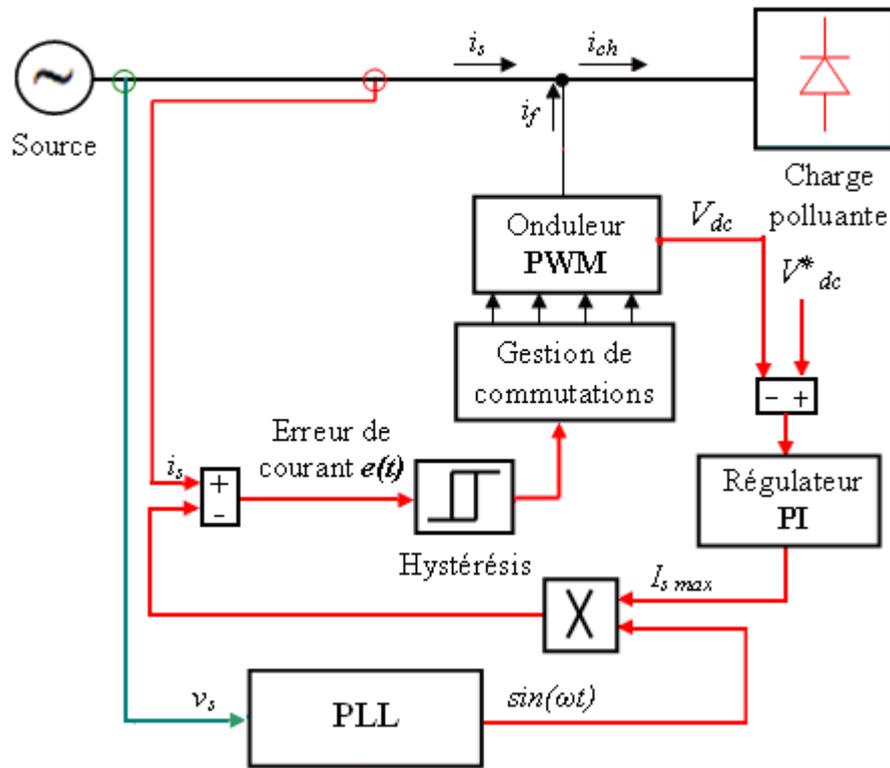


Fig. 3.4– Représentation de la commande hystérésis

La mesure de la tension V_{dc} du bus continu doit être comparée à la référence V_{dc}^* pour donner le signal d'entrée du régulateur **PI** qui fournit à sa sortie le courant de source maximal $I_{s\ max}$ qui va être multiplié par la sinusoïde unitaire produite par un système à verrouillage de phase **PLL** pour donner le courant de source de référence, ce dernier doit être comparé à la mesure du courant de source pour donner le signal d'erreur au contrôleur hystérésis, les interrupteurs de puissance constituant l'onduleur commutent **ON** et **OFF** grâce à la non linéarité de ce contrôleur qui fait rentrer l'erreur dans une bande en dehors de laquelle le signal de commande est reconstitué en passant de l'état bas à l'état haut et vice-versa.

Les signaux d'activation des IGBTs sont traités dans le bloc gestion de commutations par des circuits logiques (portes logiques) pour réaliser une commande complémentaire.

3.8 Commande PWM pour la compensation active

Pour assurer une fréquence de commutation constante, le contrôle MLI vient au premier plan le système de la figure 3.3 peut être commandé en utilisant le schéma synoptique représenté par la figure suivante :

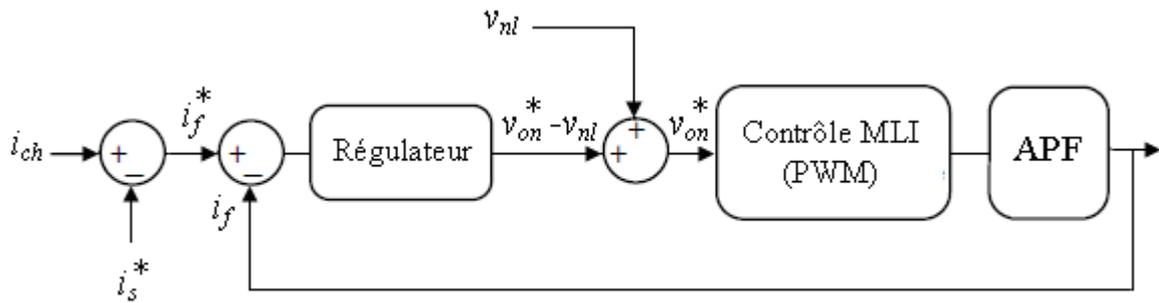


Fig. 3.5– Schéma synoptique de la commande MLI (PWM)

Ce contrôle met en oeuvre d'abord un régulateur proportionnel qui, à partir de l'écart entre le courant de compensation de référence et sa valeur mesurée (réelle) détermine la tension qui s'ajoute à la tension au point de raccordement de l'APF pour donner la tension de référence de l'onduleur (modulatrice) comme il est indiqué sur la figure (3.5). La modulatrice est ensuite comparée avec un signal triangulaire symétrique à fréquence élevée (porteuses). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs.

Dans ce système de contrôle, la fréquence de commutation est fixe, le réglage s'effectuant par variation du rapport cyclique des signaux de commande.

On note que le courant de source de référence i_s^* est obtenu par la même méthode précédemment utilisée dans le cas de la commande par hystérésis.

3.9 Dimensionnement des paramètres du régulateur PI

Le régulateur utilisé est représenté sur la figure (3.6) permet la régulation de la tension du bus continu pour que la tension moyenne aux bornes du condensateur soit maintenue à une valeur quasi-constante, ce dispositif possède deux actions :

- **Action proportionnelle**

Elle est la base de la constitution de la boucle, elle se traduit par une variation du signal obtenu en sortie du régulateur proportionnellement à l'écart constaté entre la consigne et la mesure. En présence d'une variation brutale de la consigne ou d'une grandeur perturbatrice, elle va dans une boucle bien conçue, ramener le système à un nouvel état d'équilibre [25] [26].

- **Action intégrale**

L'action intégrale du régulateur PI permet d'évoluer le signal issu de la boucle de régulation en tant que la nullité de l'écart n'est pas atteinte.

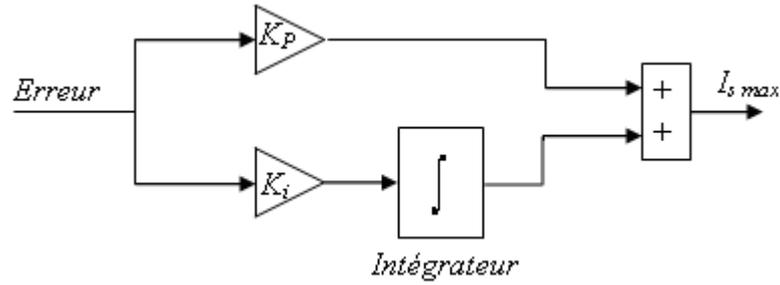


Fig. 3.6– Régulateur PI

Ce régulateur est intégré dans une boucle comme montre la figure (3.7).

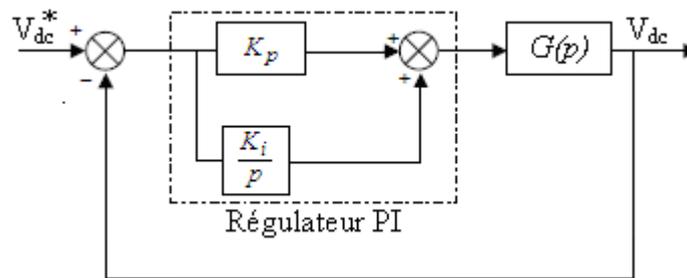


Fig. 3.7– Boucle de tension

La relation suivante donne l'expression générale (fonction de transfert) du régulateur PI utilisé dans notre étude :

$$FT(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (3.1)$$

Avec :

K_p : Gain proportionnel du régulateur.

K_i : Gain intégral du régulateur.

La fonction de transfert du condensateur :

$$G(p) = \frac{1}{C_{dc} p} \quad (3.2)$$

On peut maintenant calculer la fonction de transfert de la chaîne directe :

$$FT(p) * G(p) = \frac{1 + \tau p}{\frac{C_{dc}}{K_i} p^2} \quad (3.3)$$

La fonction de transfert en boucle fermée du système de la figure 3.6 est :

$$FT_{BF}(p) = \frac{1 + \tau p}{1 + \tau p + \frac{C_{dc}}{K_i} p^2} \quad (3.4)$$

On admet pour un système du second ordre la fonction de transfert générale donnée par l'expression suivante :

$$S(p) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_0} p + \frac{1}{\omega_0^2} p^2} \quad (3.5)$$

Par analogie des dernières expressions on peut déterminer les paramètres de notre régulateur, on tire ainsi :

$$K_i = C_{dc}\omega_0^2; K_p = 2\xi C_{dc}\omega_0$$

En effet, le régulateur PI décrit souvent l'état permanent, parce qu'il est utilisé pour réduire l'erreur à l'état permanent dans la réponse du système grâce à l'action intégrale.

3.6 Résultats de simulation

Dans un premier temps, nous avons simulé le réseau électrique triphasé à trois fils et sa charge non linéaire, sans y connecter le filtre actif pour voir l'effet des harmoniques sur l'allure du courant absorbé (fig. 3.8).

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

Après l'application de l'opération de filtrage actif les résultats obtenus par simulation en utilisant la commande hystérésis et PWM sont respectivement donnés par les figures 3.9 et 3.10. Cette simulation est effectuée par les paramètres suivants :

a) Paramètres liés à la source d'alimentation

$$V_s = 50\text{rms}, f = 50\text{Hz}, R_s = 0.2\Omega, L_s = 0.56\text{mH}.$$

b) Paramètres liés à la charge

$$R_{ch} = 14\Omega, L_{ch} = 0.1\text{mH}.$$

c) Paramètres liés au filtre actif

$$L_f = 0.1\text{mH}, C_{dc} = 1100\mu\text{F}, V_{dc}^* = 140\text{Volts}.$$

d) Paramètres liés à la commande

$K_p = 0.2$, $K_i = 23$, Bande Hystérésis (BH = 0.1A).

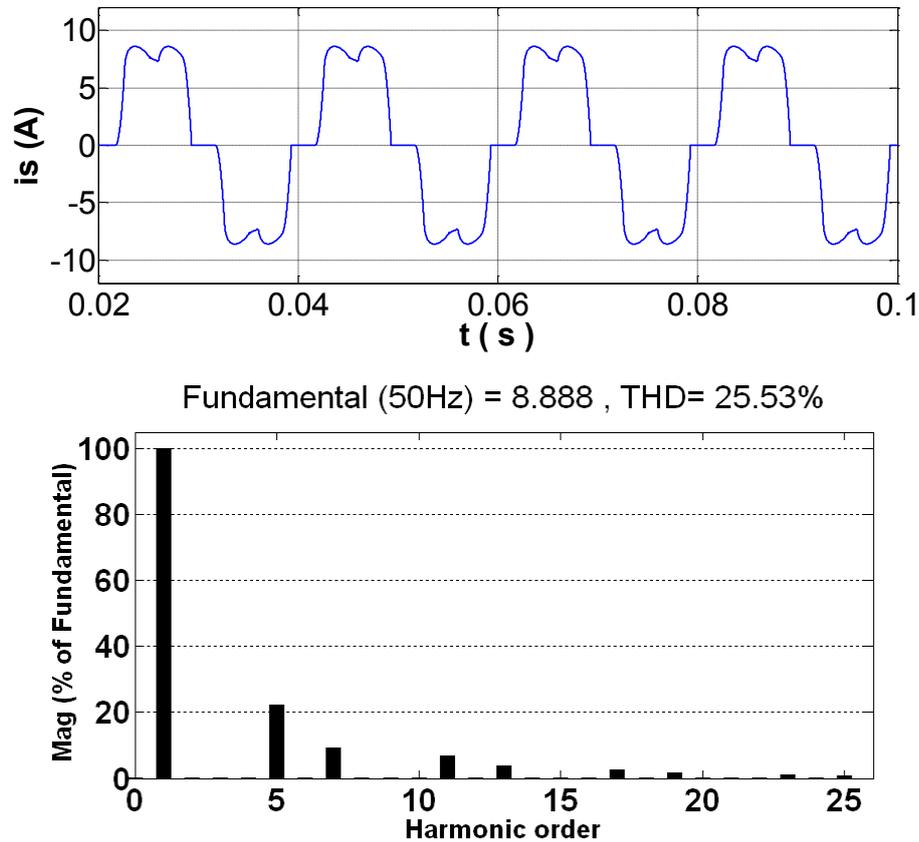


Fig. 3.8– Courant de source (d'entrée) de la phase (a) et son spectre harmonique avant l'opération du filtrage actif.

La figure précédente (fig. 3.8) présente le courant absorbé par la charge polluante (redresseur+charge RL) de la première phase et son spectre harmonique. Le THD de courant pour cette charge est de 25,53 %, on voit que les harmoniques les plus dominants sont ceux des rangs 5,7 et 11, c'est le cas d'un redresseur triphasé débutant dans une charge RL.

Le but du filtrage actif est de ramener ce THD à une valeur inférieure à 5 %, comme l'impose la norme CEI.

La figure suivante (fig. 3.9) illustre les résultats de simulation obtenus pour la commande par hystérésis (le courant de source de la phase a et son spectre harmonique). Le THD du courant de source est réduit à 0,76 % après filtrage. Cependant, pour cette commande, la fréquence de commutation est variable.

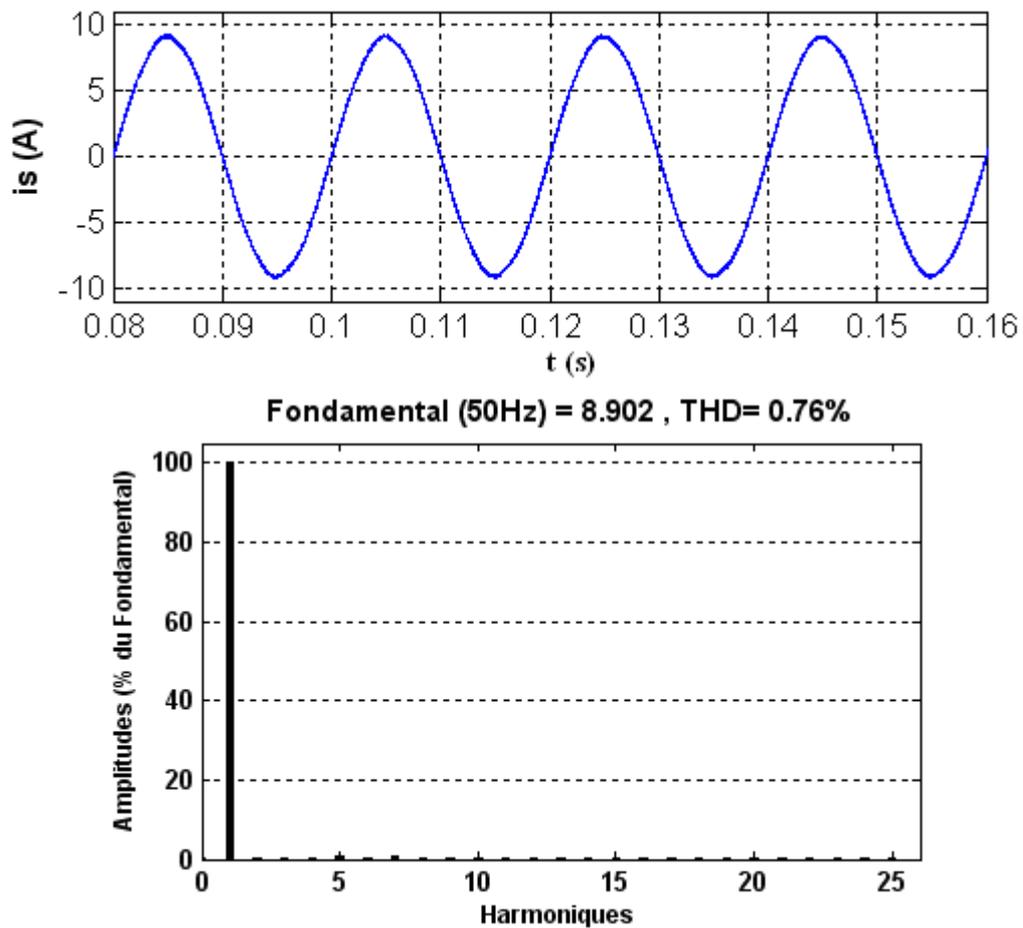


Fig. 3.9– Courant de source de la phase a et son spectre harmonique après filtrage (commande par hystérésis).

On note ici que ce THD est fortement lié à la bande d’hystérésis choisie ($\pm 0.05A$), bien évidemment que cette bande est très étroite. En générale, une bande plus étroite entraîne une fréquence de commutation maximale plus élevée, le risque ici est de dépasser la fréquence maximale des interrupteurs de puissance, c’est pourquoi cette commande n’est pas recommandée pour cette application.

Dans la simulation suivante on applique la commande en durée de type PWM décrite par le schéma de la figure 3.5 pour contrôler notre FAP, plus que cette commande offre une fréquence de commutation constante, elle donne un THD également satisfaisant, on utilise pour cela des porteuses triangulaires de fréquence 20KHz. Fig. 3.10 montre le courant de source de la phase a et son spectre harmonique en utilisant la commande PWM.

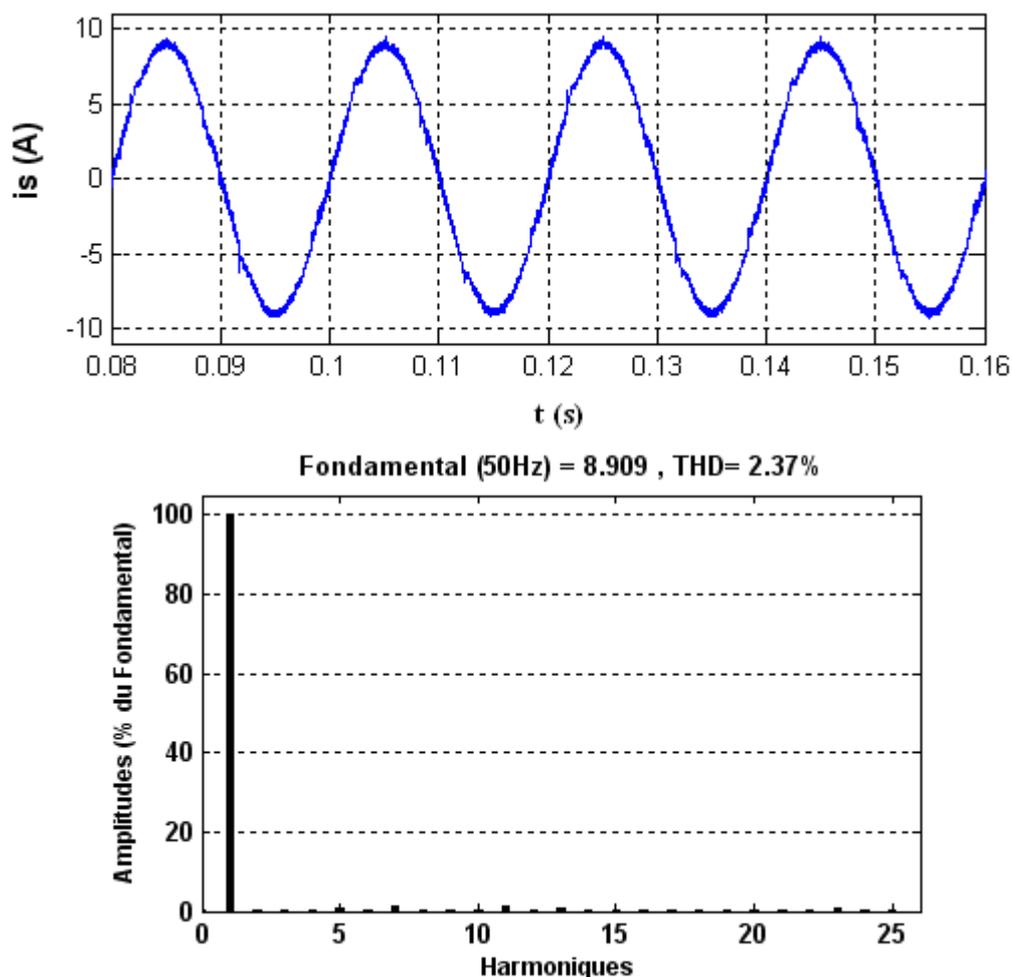


Fig. 3.10– Courant de source de la phase a et son spectre harmonique après filtrage (commande PWM).

Les résultats obtenus avec les deux méthodes de commande montrent que la mise en oeuvre d'un filtre actif permet de réduire considérablement le contenu harmonique du courant de source et sur une large plage fréquentielle. Ceci se traduit par la diminution du THD après filtrage bien en dessous de 5 %.

On constate que le THD obtenu avec la commande hystérésis est inférieur à celui obtenu avec la MLI. Par contre, l'hystérésis conventionnelle, malgré sa simplicité, présente l'inconvénient d'une fréquence de commutation variable, La technique MLI, facile à être utilisée, assure alors un fonctionnement à fréquence fixe et un contenu harmonique parfaitement réduit.

Pour remédier le problème de la fréquence de commutation de la commande par hystérésis et profitant d'une part, des outils de traitement numérique des signaux, d'autre part du progrès reconnu sur les dispositifs de l'électronique de puissance qui nous permet de travailler

avec un échantillonnage élevé, on propose pour la boucle de courant une commande prédictive de type dead beat.

3.7 Commande dead beat de courant pour un APF

Pour contrôler un APF, il est évident que la commande utilisée doit assurer un suivi rapide et précis de courant. Ces dernières années, beaucoup de recherches sur le contrôle en boucle des informations numériques ont été réalisées pour les onduleurs [27] [28].

Le contrôle dead beat classique de courant est reconnu d'une part, par une réponse rapide, d'autre part ce système de contrôle offre une forme d'onde de courant moins fluctuante et une fréquence de commutation constante [29][30]. Cependant, cette technique de contrôle contient des inconvénients :

- La solution discrète du modèle d'état instantané est obtenue après quelques approximations et sous certaines hypothèses qui influent sur les performances de la commande [31] [32].
- l'algorithme de contrôle dépend essentiellement des paramètres de la charge non linéaire qui ne peut pas assurer une régulation précise de la tension continue de l'onduleur MLI [30] [32].

Cette partie présente les différentes étapes permettant d'obtenir un contrôle pour l'onduleur en utilisant l'approche dead beat. Cette technique de commande devra satisfaire les objectifs suivants :

- Une fréquence de commutation constante.
- Une réponse en temps réel.
- Un caractère décent.
- Un meilleur contrôle du courant et du bus continu.
- Une indépendance totale des paramètres de la charge.

3.7.1 Description

Cette technique est basée sur le contrôle dead beat de courant (Claro, Kaffka, Campos [33]) permet d'améliorer la poursuite du courant d'entrée à sa référence. La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est calculée par l'intermédiaire de la tension de l'onduleur modélisée à la valeur moyenne.

L'algorithme de commande numérique est dédié à contrôler la largeur d'impulsion de telle sorte que la régulation du bus continu reste autour de la référence et le courant d'entrée soit exactement égal à la consigne sinusoïdale à chaque instant d'échantillonnage. Tout écart du courant d'entrée de la référence en raison de la perturbation de charge ou de non linéarité est corrigé dans un intervalle d'échantillonnage T [33]. Un schéma de base d'un contrôleur dead beat de courant (CDBC) pour l'onduleur MLI est représenté sur la figure 3.11.

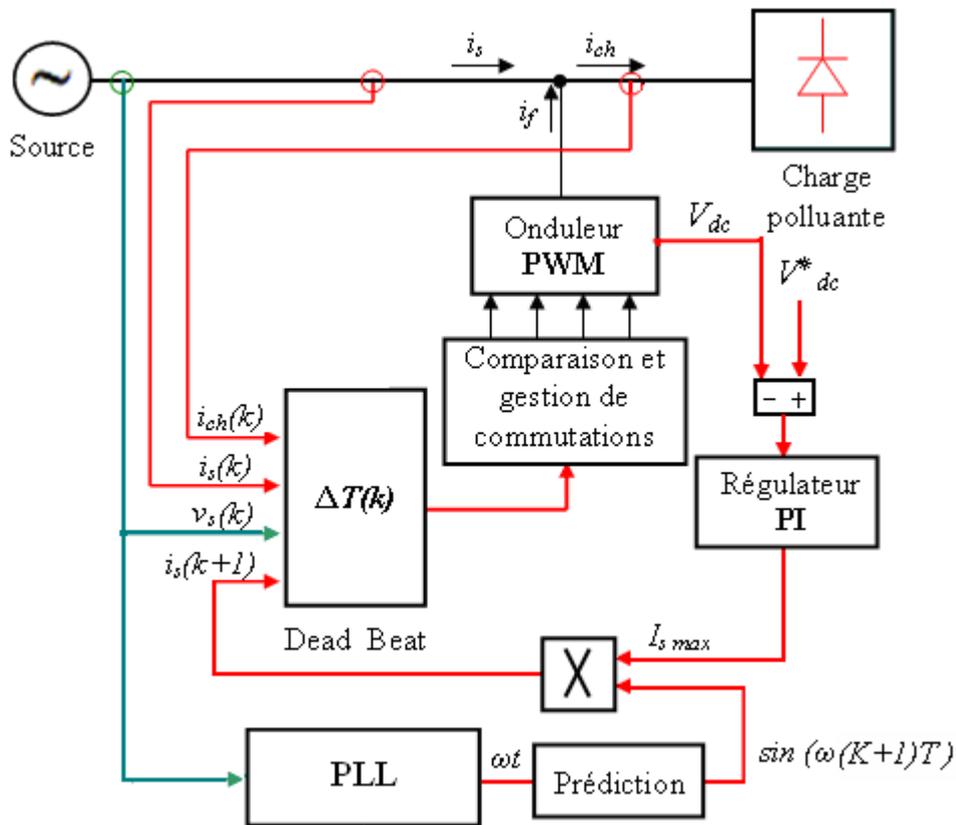


Fig. 3.11– Méthode de contrôle du courant par dead beat.

Pour la prédiction on exploite la phase de la tension de source obtenue par la **PLL** et on en ajoute une valeur égale à $(2\pi*f*T)$ pour prédire le courant de source de référence (fig. 3.12) sachant que :

f : est la fréquence du réseau.

T : est la période d'échantillonnage.

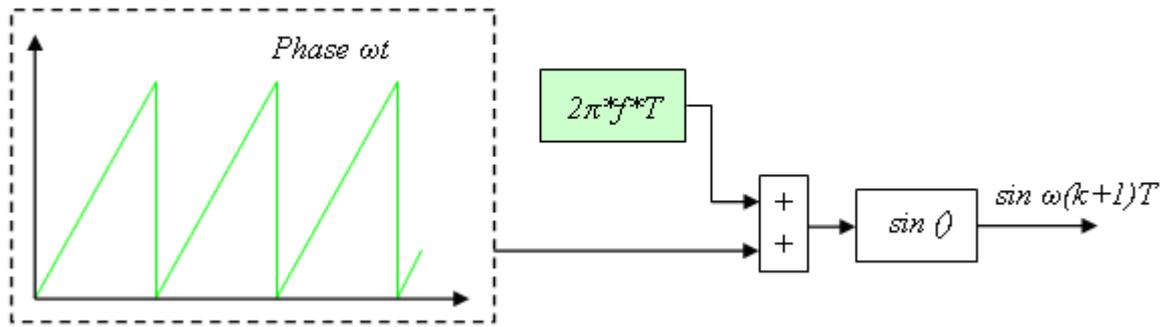


Fig. 3.12– Méthode de prédiction utilisée.

3.7.2 Élaboration de la loi de commande

Dans cette partie on présente le nouvel algorithme de contrôle dead beat de courant Basé sur un modèle à la valeur moyenne au lieu du modèle classique instantané.

3.7.2.1 Circuit simplifié équivalent

Dans cette étape on se base sur le circuit simplifié du système global (fig. 3.3). Le modèle équivalent est alors donné par la figure 3.13.

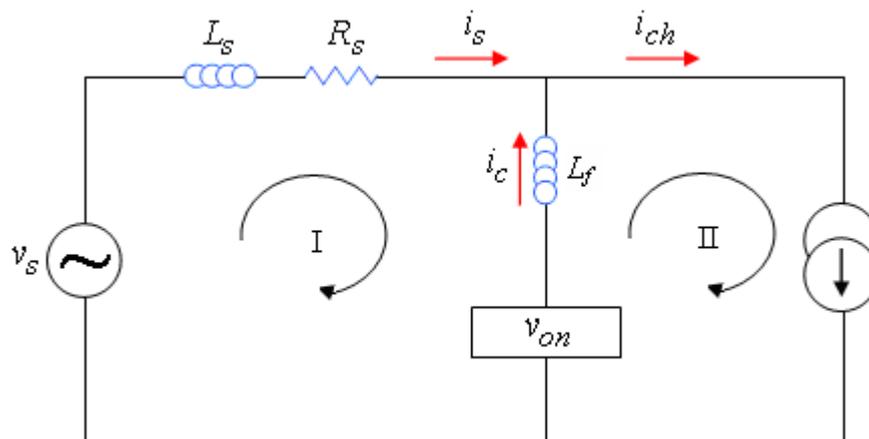


Fig. 3.13– Modèle équivalent du système.

3.7.2.2 Mise en équations

Ce circuit nous permet d'établir un système d'équations déroulé comme suit :

$$i_s = i_{ch} - i_c \quad (3.6)$$

$$i_s = \frac{1}{Z_s + Z_f} v_s + \frac{Z_f}{Z_s + Z_f} i_{ch} - \frac{1}{Z_s + Z_f} V_{on} \quad (3.7)$$

Où :

$$Z_s = R_s + sL_s$$

$$Z_f = sL_f$$

Par substitution Z_s et Z_f dans l'équation (3.7) on obtient

$$i_s = \frac{1}{s(L_s + L_f) + R_s} v_s + \frac{sL_f}{s(L_s + L_f) + R_s} i_{ch} - \frac{1}{s(L_s + L_f) + R_s} V_{on} \quad (3.8)$$

Le système en temps discret équivalent au système donné par l'équation (3.8) est obtenu en remplaçant le terme s par la relation suivante :

$$s = \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}}$$

On obtient par conséquent l'équation suivante :

$$i_s \left[(A-1) + (A+1)Z^{-1} \right] = (B + BZ^{-1}) v_s + (CZ^{-1} - C) i_{ch} - (B + BZ^{-1}) V_{on} \quad (3.9)$$

A, B, C sont des constantes dont :

$$A = \frac{-TR_s}{2\alpha}, \quad B = \frac{-T}{2\alpha}, \quad C = \frac{L_f}{\alpha}$$

Avec :

$$\alpha = (L_s + L_f)$$

L'équation aux différences relative à l'équation (3.9) est donnée comme suit :

$$i_s(K) = P_1 i_{ch}(K) - P_1 i_{ch}(K-1) - P_2 V_{on}(K) - P_2 V_{on}(K-1) - P_3 i_s(K-1) + P_2 v_s(K) + P_2 v_s(K-1) \quad (3.10)$$

Dont :

$$P_1 = \frac{-C}{A-1} = \frac{2L_f}{T.R_s + 2L_f + 2L_s}$$

$$P_2 = \frac{B}{A-1} = \frac{T}{T.R_s + 2L_s + 2L_f}$$

$$P_3 = \frac{A+1}{A-1} = \frac{T.R_s - 2\alpha}{T.R_s + 2\alpha}$$

3.7.2.3 Modélisation de la tension en sortie de l'onduleur

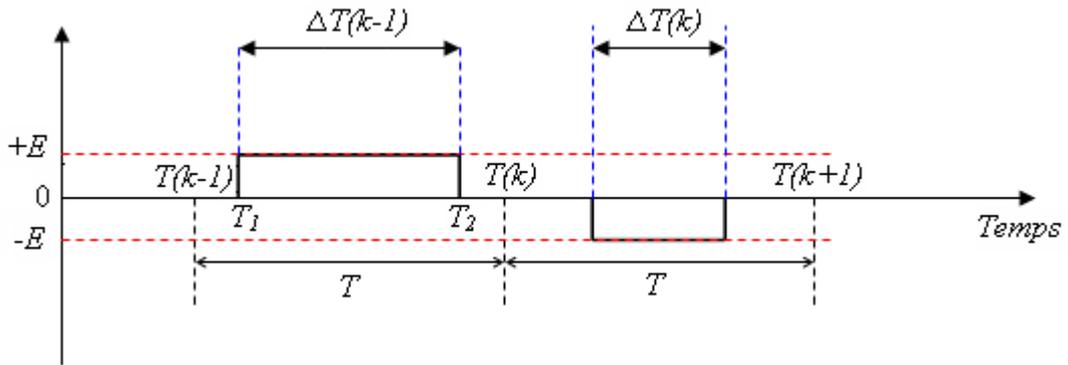


Fig. 3.14– Tension en sortie de l'onduleur.

Pour une fréquence d'échantillonnage élevée, la tension en sortie de l'onduleur PWM comme montre la fig. 3.14 peut être considérée égale à sa valeur moyenne donnée par l'équation (3.11) :

$$V_{on} = \pm E \frac{\Delta T}{T} \quad (3.11)$$

La largeur d'impulsion désirée $\Delta T(K)$ permet de forcer le courant de source à suivre sa référence à $t = (k+1)T$. On peut donc remplacer $I_s(K)$ avec $I_{s\text{réf}}(K+1)$.

Si on remplace maintenant l'équation (3.11) dans (3.10) on obtient finalement la formule de $\Delta T(K)$ donnée par :

$$\Delta T(K) = \frac{T}{P_2 E} \begin{bmatrix} P_1 i_{ch}(K) - P_1 i_{ch}(K-1) \\ -P_3 i_s(K-1) - i_{sréf}(K+1) \\ +P_2 v_s(K) + P_2 v_s(K-1) \end{bmatrix} - \Delta T(k-1) \quad (3.12)$$

Les interrupteurs de puissance commutent *on* et *off* durant une période d'échantillonnage T suivant la loi de commande $\Delta T(k)$. Car l'impulsion est centrée (symétrique), la tension en sortie de l'onduleur peut ainsi prendre trois niveaux ($E, 0, -E$).

Donc, à partir de cette dernière loi de commande appliquée sur l'APF le courant de source va suivre une référence sinusoïdale, La *PWM* est obtenue en divisant le signal échantillonné $\Delta T(K)$ sur la période d'échantillonnage T pour calculer le rapport cyclique qui va être comparé avec des porteuses triangulaires. Puisque la prise d'échantillons est synchronisée avec la porteuse, chaque pente croissante ou décroissante de chaque porteuse triangulaire correspond à un seul palier de la modulante (voir figure 3.15). La porteuse intercepte le signal échantillonné une fois par demi période, ce qui entraîne une seule commutation de l'interrupteur de puissance concerné. Ainsi, la fréquence de commutation des composants de puissance est imposée rigoureusement égale à la fréquence des porteuses triangulaires qui est constante.

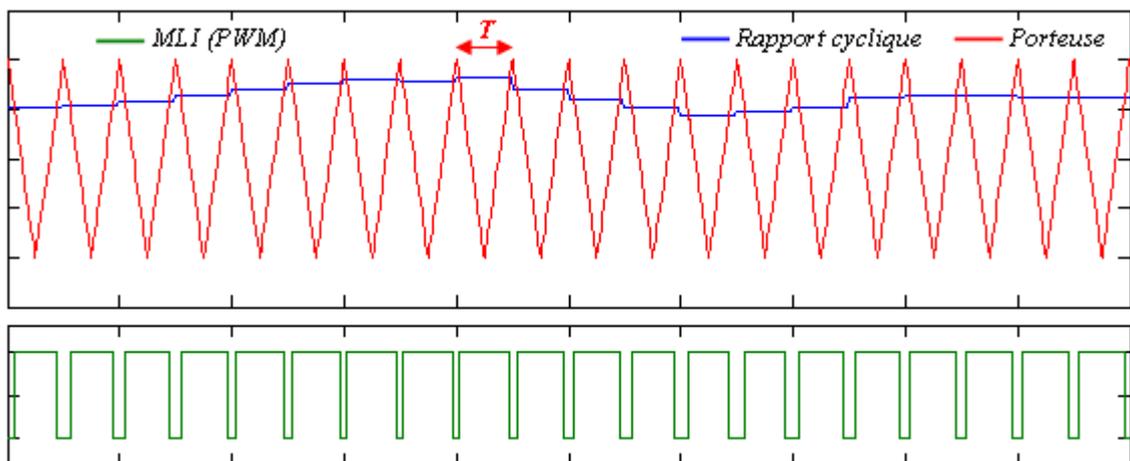


Fig. 3.15– Génération de commande par dead beat.

3.7.3 Résultats de simulation

Pour simuler le contrôle DB du filtre actif parallèle un modèle dans MATLAB\ SIMULINK et SimPowerSystems est développé en utilisant les paramètres que nous avons déjà employé dans l'hystérésis et la PWM :

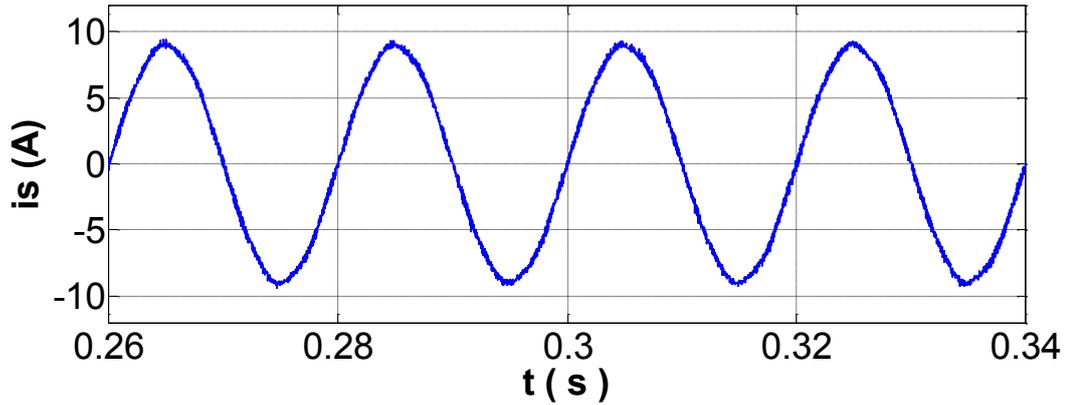


Fig. 3.16– Forme d’onde du courant de source de la phase (a) après le filtrage (commande dead beat).

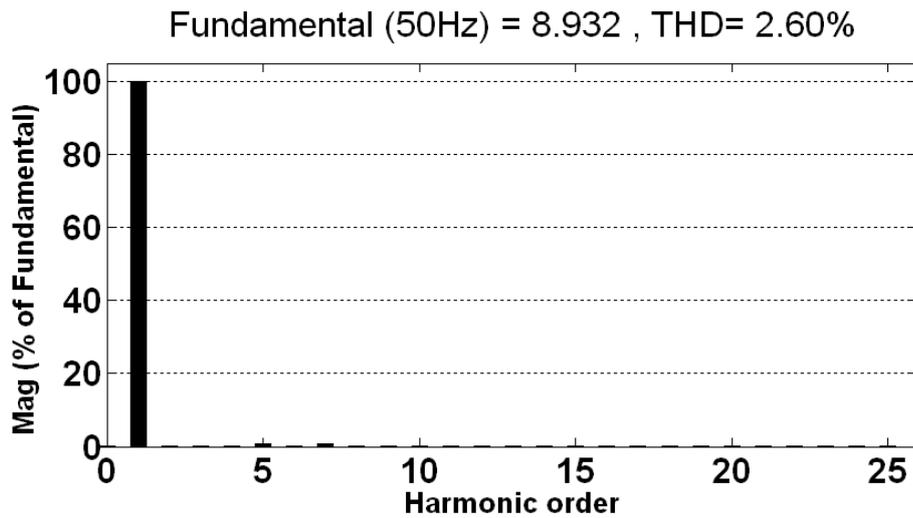


Fig. 3.17– Spectre harmonique du courant de source de la phase (a) après le filtrage (commande dead beat).

Les figures (fig. 3.16, fig. 3.17) montrent respectivement le courant de source et son analyse spectrale après le filtrage des harmoniques par la commande dead beat. Il est clair que la forme d’onde du courant est maintenue sinusoïdale et en phase. Le THD a été réduit jusqu’à 2.60 %, qui est équivalent au THD obtenu par la PWM (2.37 %). Ceci montre de façon claire l’effet du contrôle dead beat de notre compensateur des harmoniques.

3.7.3.1 Régime établi

Fig. 3.18 présente la tension aux bornes de la capacité V_{dc} courant de charge, courant de source et courant de filtre pendant le régime de compensation établi.

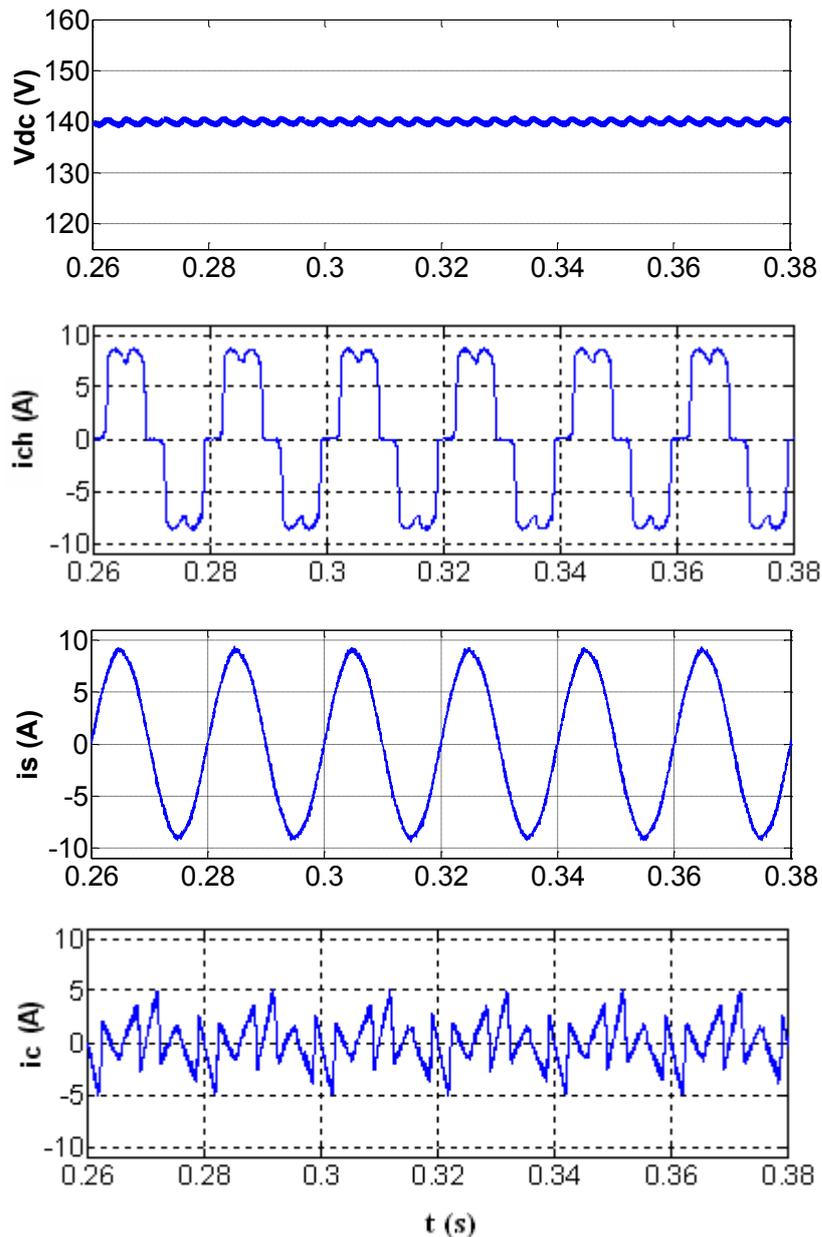


Fig. 3.18– Tension de la capacité V_{dc} , courant de charge, courant de source et courant de filtre (de compensation).

Pendant ce régime on remarque que le courant de compensation nécessaire est injecté par notre FAP et bien contrôlé par l'approche dead beat, le bus continu est aussi réglé autour de l'échelon de tension imposé. Par les simulations suivantes on désire faire éprouver notre approche pendant un régime dynamique.

3.7.3.2 Régime dynamique

De manière à examiner le contrôle du FAP proposé deux tests de simulation sont effectués. Le premier avec une charge fixée (14Ω) et le filtre est activé à l'instant 0.2s (insertion de

l'APF). Tandis que, dans le deuxième test on va vérifier la robustesse de cette commande vis à vis des variations des paramètres de la charge. On va donc envisager le cas d'une charge R-L série, avec une variation brutale de la résistance R (14Ω , 24Ω) à l'instant 0.2s et 0.4s augmentation et diminution.

3.7.3.2.1 Insertion de l'APF

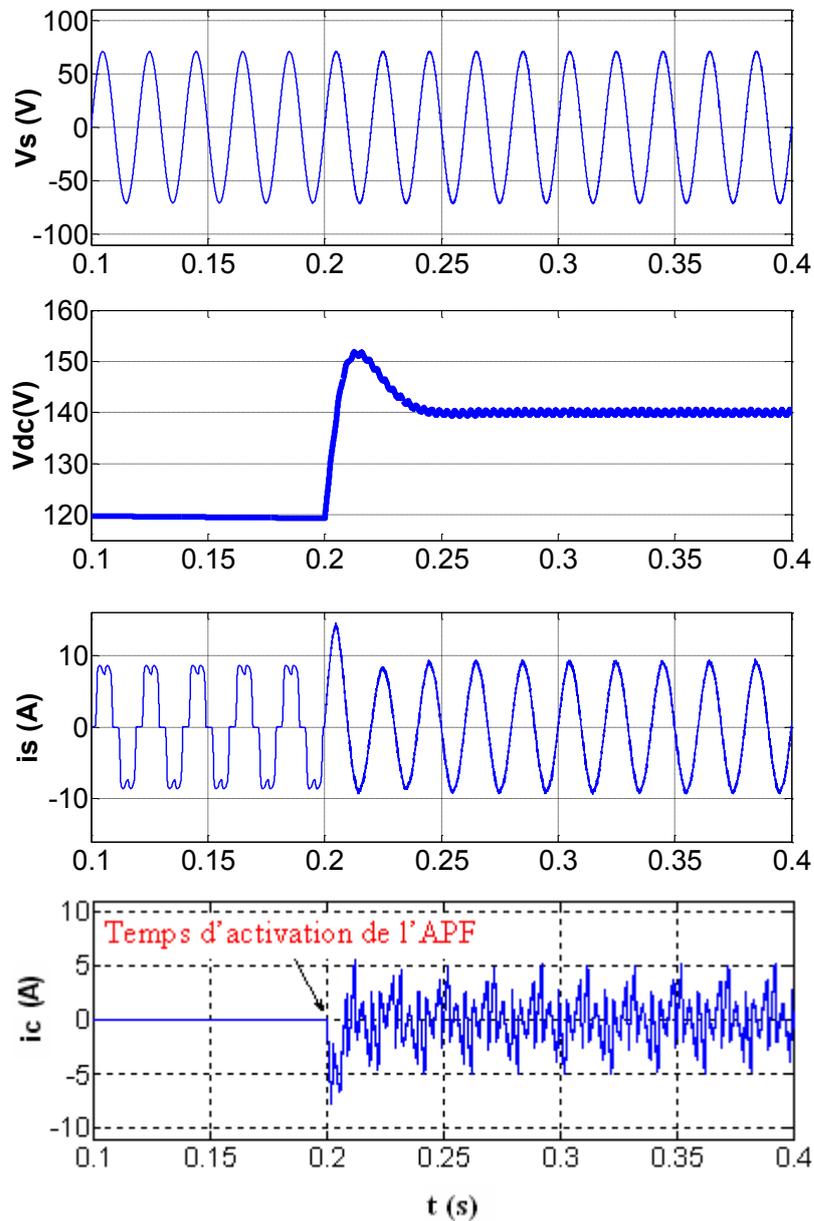


Fig. 3.19–Performances de l'approche dead beat pendant l'activation de l'APF : Tension de source, tension de la capacité V_{dc} , courant de source et courant de filtre (temps de l'activation du filtre 0.2s).

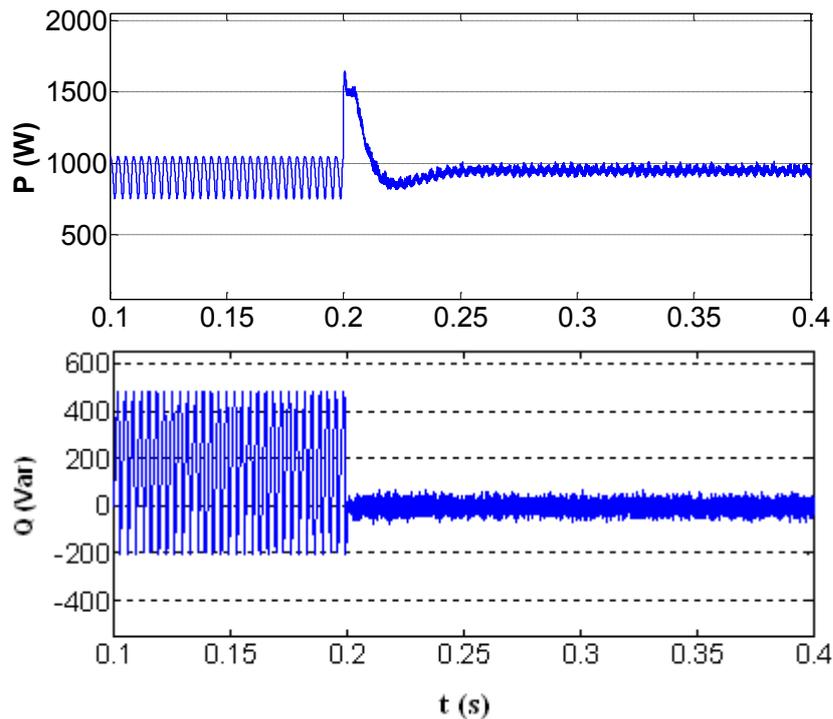


Fig. 3.20– Puissance active et puissance réactive instantanées pendant l’activation de l’APF

Dans la fig. 3.19 qui illustre la tension de source, tension de la capacité V_{dc} , courant de source et courant de filtre. À partir de l’instant 0.2s le courant de source est sinusoïdal, la tension de la capacité est réglée autour de la consigne pendant une durée ne dépasse pas 2 cycles (0.04s) du courant de source. Dans la fig. 3.20, il est évident que la puissance active est revenue à sa valeur nominale. Tandis que, la puissance réactive est devenue presque nulle après cet instant.

3.7.3.2.2 Variation de la charge

Fig. 3.21 montre la tension de la capacité V_{dc} , courant de charge, courant de source, courant de filtre entre les deux instants de la variation de la charge, ce test prouve la bonne robustesse de cette technique de commande d’une part, car le courant de source est maintenu sinusoïdal et la puissance réactive instantanée est maintenue presque nulle comme l’indique la figure 3.22, d’autre part le régulateur PI a réussi à poursuivre la consigne de tension à nouveau durant un bref régime transitoire (estimé à moins de 0.04s) après les deux instants de perturbation 0.2s et 0.4s.

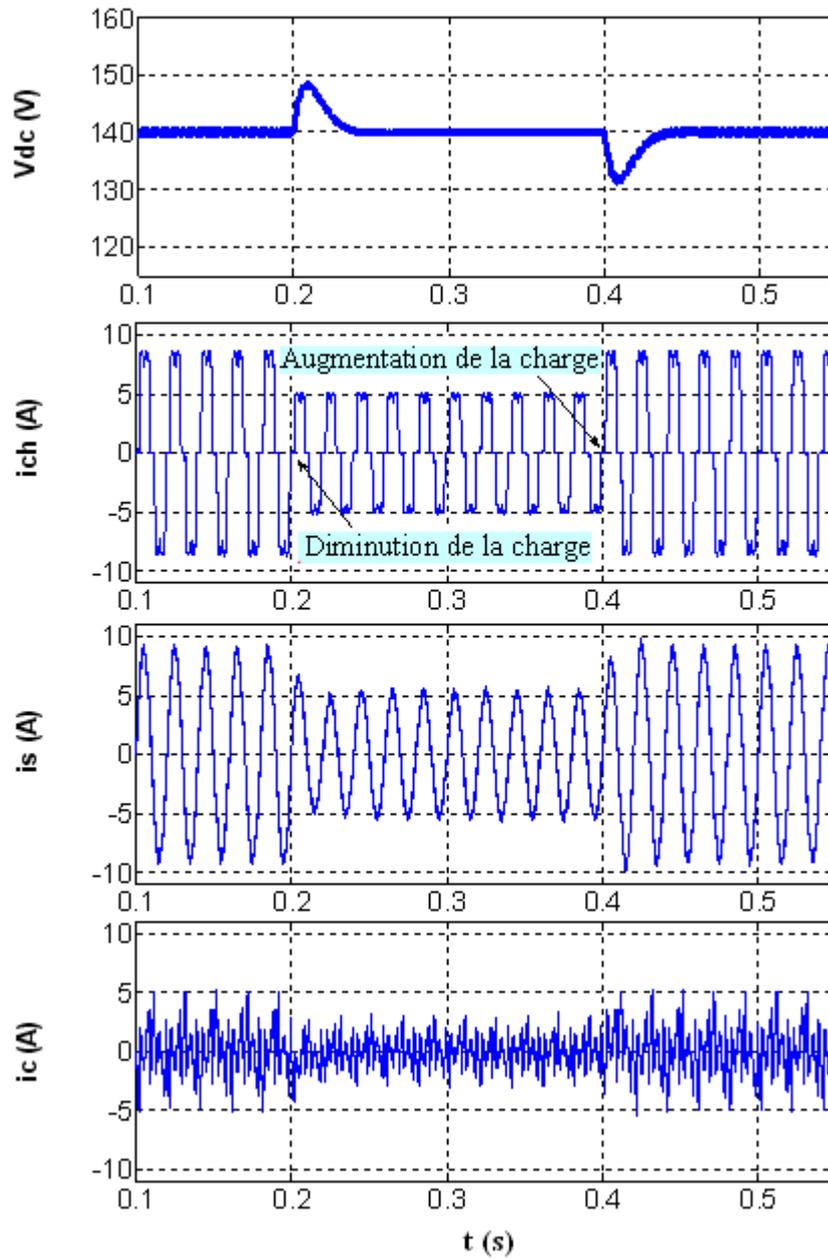


Fig. 3.21– Performances de l’approche dead beat pendant la variation de la charge : Tension de la capacité V_{dc} , courant de charge, courant de source et courant de filtre (variation de la charge entre 0.2s et 0.4s)

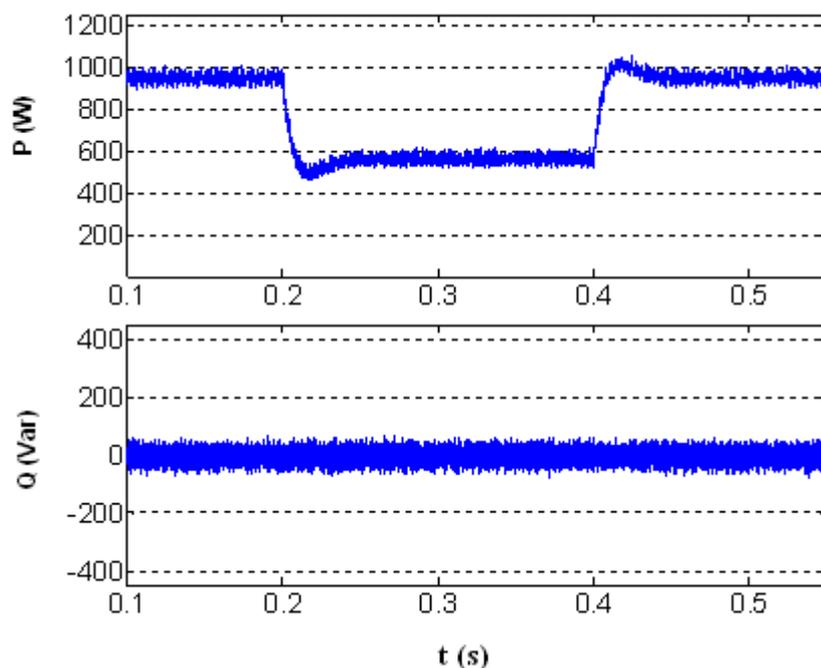


Fig. 3.22– Puissance active et puissance réactive instantanées pendant la variation de la charge.

Dans la partie suivante on teste les performances de notre commande on exposant des résultats obtenus sur un banc expérimental se trouvant dans le laboratoire d'automatique et d'informatique industrielle, ESIP Poitiers, France.

3.7.4 Résultats expérimentaux

Dans cette partie, nous allons donc présenter les résultats expérimentaux de la commande dead beat du filtre actif parallèle triphasé à structure tension.

Le teste expérimental du FAP parallèle triphasé a été fait suivant les paramètres du modèle de simulation développé à l'environnement de MATLAB. La PWM est calculée à chaque instant d'échantillonnage par un DSPACE 1104.

L'ensemble des expérimentations effectuées a été réalisé sur un banc expérimental composé d'une carte DSPACE qui porte la référence (*DSP TMS320F240*), d'un onduleur triphasé, d'un filtre de sortie du premier ordre, d'une alimentation triphasée, d'un redresseur et d'une charge *RL*.

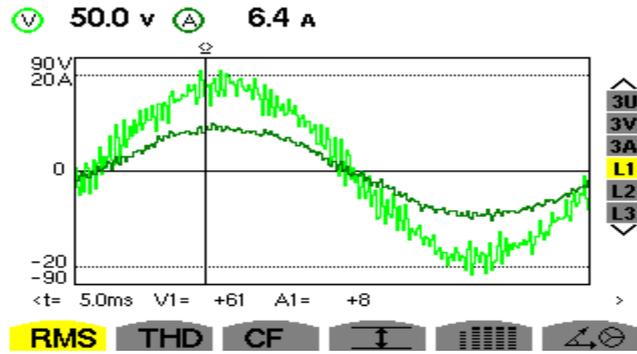


Fig. 3.23– Tension de source, courant de source (commande dead beat)

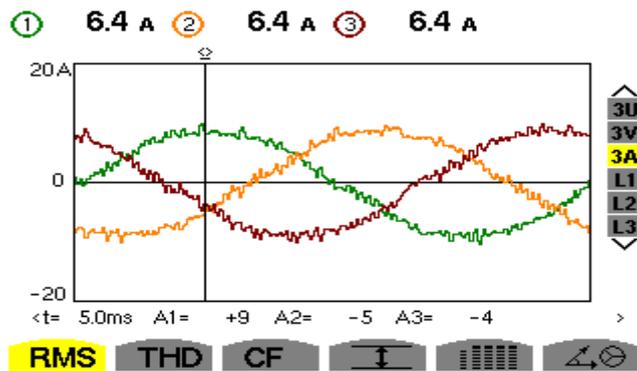


Fig. 3.24– Courants filtrés des trois phases.

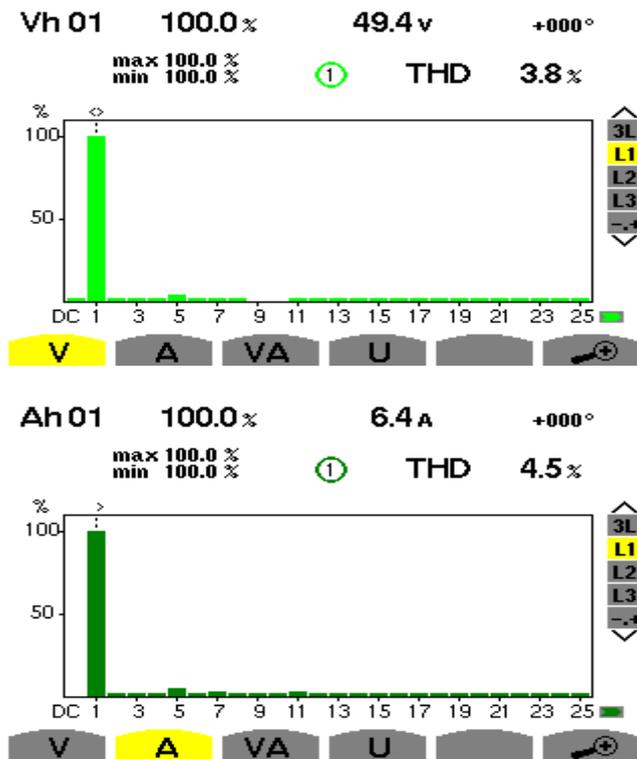


Fig. 3.25– Analyses spectrales de tension et de courant provenant la source après filtrage des harmoniques.

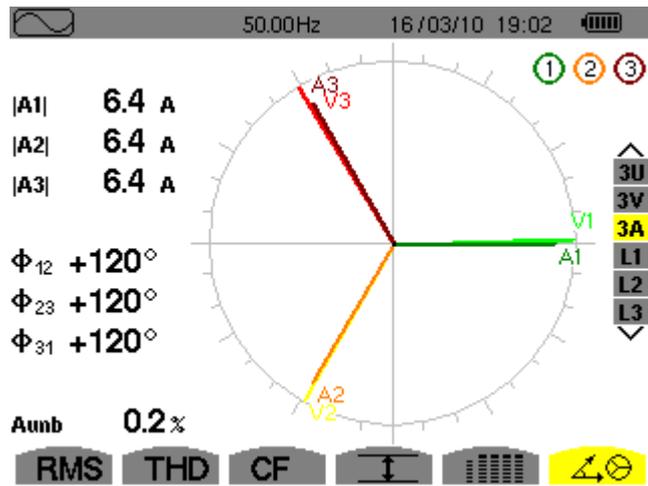


Fig. 3.26– Vecteurs de tension et de courant du coté source après filtrage des harmonique.

3.7.4.1 Régime établi

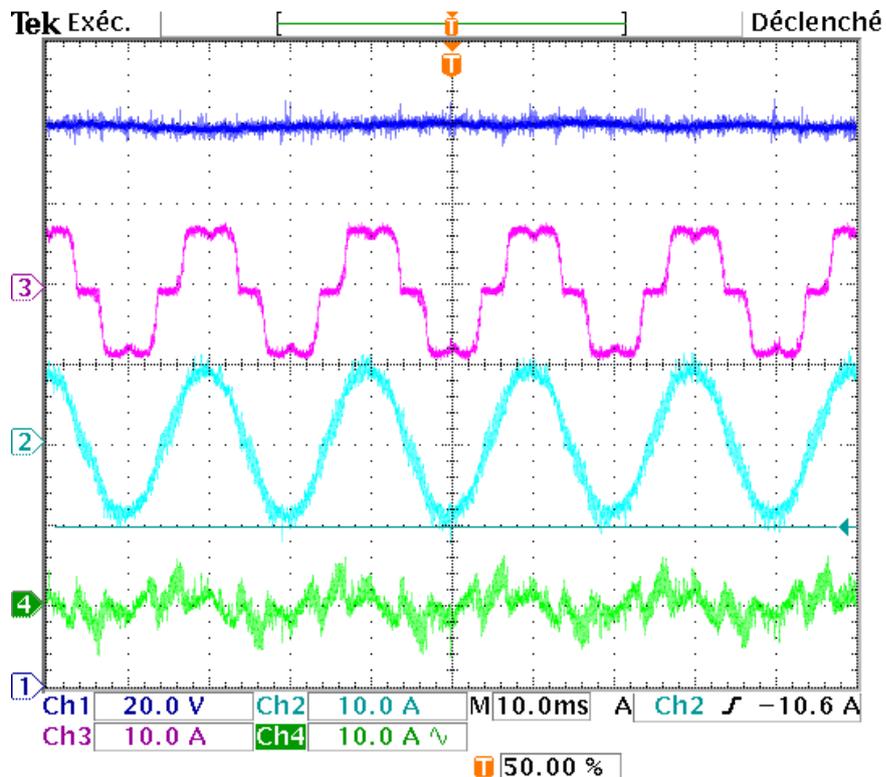


Fig. 3.27– Tension de capacité V_{dc} , courant de charge, courant de source et courant de filtre pendant le régime permanent.

3.7.4.2 Régime dynamique

Pour le régime dynamique on fait varier la charge ainsi que la consigne de tension, ces deux tests permettent de valider l'association (PI-Dead beat) pour le filtrage des harmoniques de la charge polluante.

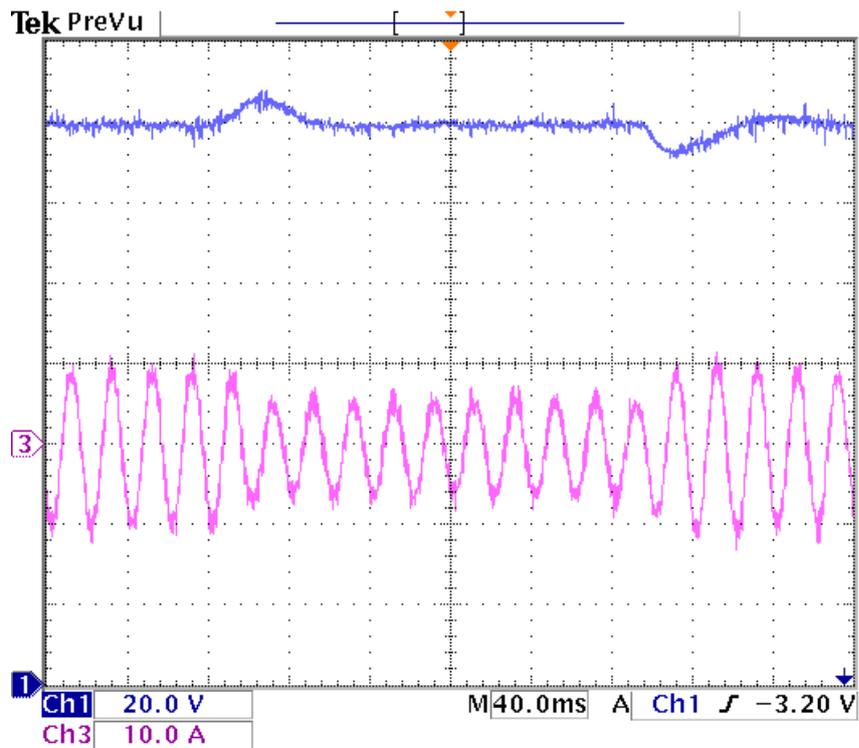


Fig. 3.28– Performances dynamiques : tension de capacité V_{dc} , courant de source pendant la variation de la charge.

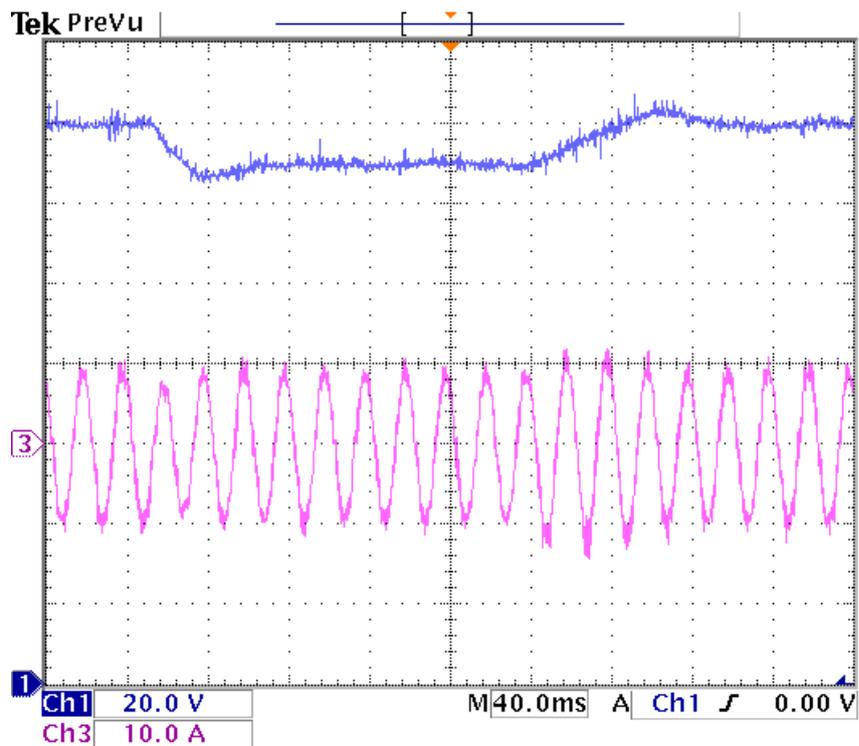


Fig. 3.29– Performances dynamiques : tension de capacité, courant de source pendant la variation de la consigne.

D'après la figure 3.23 il est clair que la tension de source a subi des fluctuations dues à la commutation (phénomène de l'HF) son spectre d'harmonique donné par la figure 3.25 indique un taux de distorsion ($THD_v = 3.8 \%$). Fig. 3.24 présente les courants des trois phases filtrés aux harmoniques pendant une période (1 cycle), car ces courants sont d'allures identiques on calcule le THD pour la première phase, le spectre d'harmonique (fig. 3.25) indique un THD égal à 4.5% ($THD_i = 4.5 \%$).

Fig. 3.27 affiche de haut en bas la tension V_{dc} , le courant de charge, le courant de source et courant injecté par APF pendant le test expérimental, on voit que le filtre a réagi en injectant les harmoniques de courant nécessaires à la compensation. La figure 3.28 illustre la tension de la capacité et le courant de source dans le cas du régime de la variation de charge ($14\Omega, 24\Omega$) cependant, la figure 3.29 les illustre pendant le changement de la consigne ($\pm 10V$). Le régulateur PI a répondu de façon satisfaisante et montre bien son efficacité de réagir en présence de perturbations.

Fig. 3.26 affiche les trois vecteurs de tension et de courant du côté source après le filtrage, on constate que l'angle de déphasage entre le vecteur de tension et celui de courant est presque nul ($\varphi \approx 0^\circ$) ce qui donne un facteur de déplacement très relevé ($\cos\varphi \approx 1$), ceci montre la bonne compensation de l'énergie réactive.

Concernant les résultats obtenus en terme de THD, le tableau suivant résume les trois commandes étudiées.

Technique de commande utilisée	THD Après filtrage des harmoniques
Hystérésis classique (bande fixe)	Par simulation 0.76 %
MLI (impulsion centrée)	Par simulation 2.37 %
Dead beat (impulsion centrée)	Par simulation 2.60 % Expérimentation 4.5 %

Tab. 3.1 THD après filtrage des courants de source pour les trois commandes appliquées.

❖ Problème rencontré

La compensation totale des harmoniques exige des valeurs faibles d'inductances, pour montrer ça, on retient la courbe "THD en fonction de L_f " donnée par la figure (3.30) extraite au doctorat de Abdusalam [03], qui montre qu'avec l'augmentation de l'inductance L_f La compensation totale des harmoniques est affectée et s'exprime par un THD moins réduit.

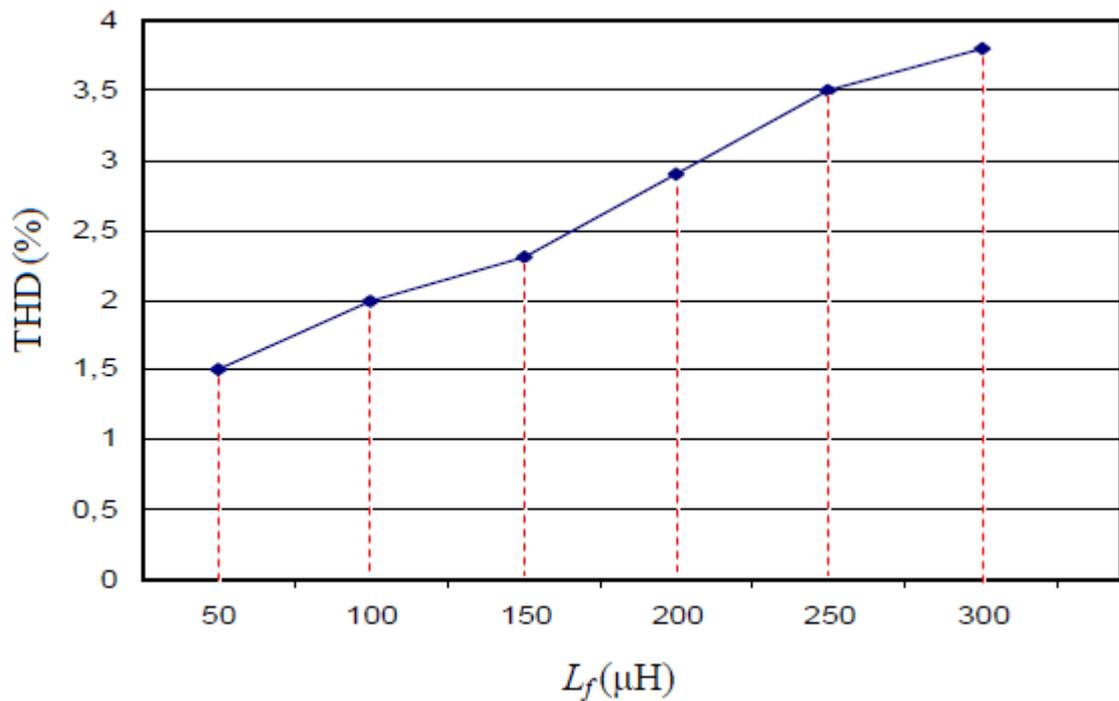


Fig. 3.30– Influence de l'inductance L_f sur le THD.

Cependant, de faibles valeurs de l'inductance entraînent une ondulation excessive des courants issus du filtre actif. Ces ondulations, causées par les commutations de l'onduleur de tension se répercutent sur la tension au point de raccordement (fig. 3.31), cette figure montre que la tension à ce point est totalement perturbée. Nous allons voir au quatrième chapitre qu'avec l'utilisation d'un filtre de troisième ordre (appelé filtre en T) en sortie de l'onduleur cette tension sera plus stable.

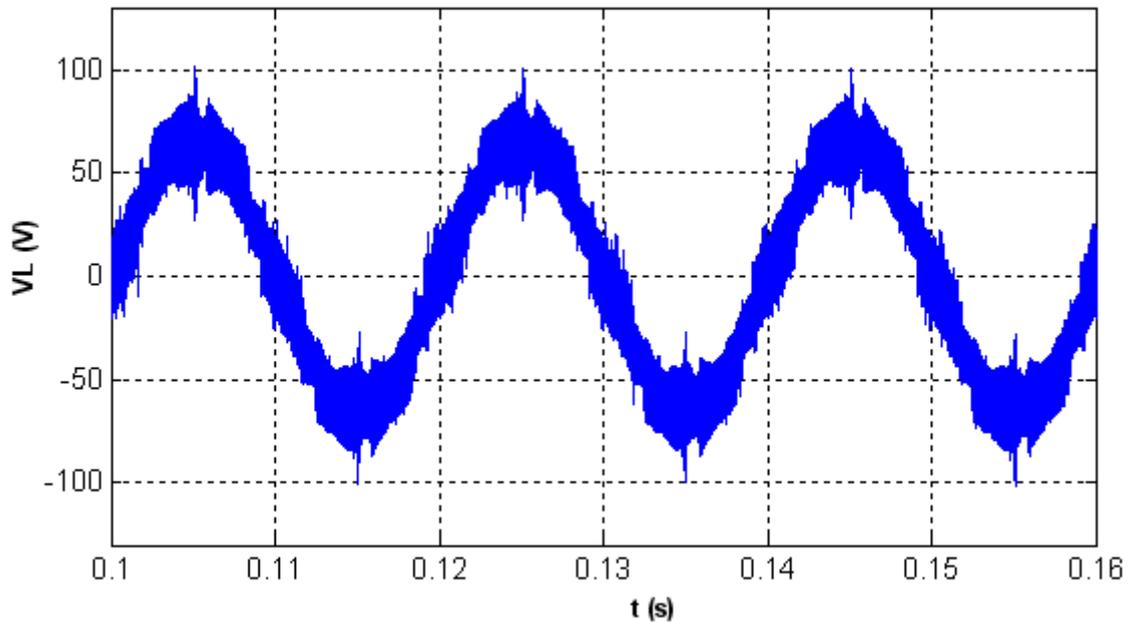


Fig. 3.31– Contraintes sur la tension au point de raccordement.

3.8 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de mettre en évidence les fonctions utiles pour réaliser une application de filtrage actif. Par la suite nous avons exposé le filtre actif parallèle (FAP) avec sa structure (structure1) qui utilise une inductance de couplage pour transférer la source de tension en courant, cette structure est commandée par trois types de contrôle : le contrôle par hystérésis conventionnelle, le contrôle par modulation de largeurs d'impulsions ou MLI, et finalement nous avons présenté une commande prédictive de type dead beat, cette commande est basée sur un modèle équivalent pour le système source, charge et filtre. Vu les résultats obtenus par simulation ou expérimentation on désire améliorer la forme d'onde du courant d'entrée et stabiliser la tension au point de raccordement, pour cela le chapitre suivant traitera de la mise en place d'une autre structure de filtrage actif destinée à être utilisée comme un compensateur performant des harmoniques.

Chapitre 04 : Onduleur à filtre en T pour la compensation active

4.1 Introduction

Dans ce dernier chapitre on va opter pour une autre structure de FAP utilisant un filtre passif en T en sortie de l'onduleur au lieu d'une inductance de couplage pour la principale raison citée précédemment (chapitre 3).

4.2 Filtre actif proposé

Comme le montre la figure 4.1 notre FAP constitue d'un :

- Circuit de stockage d'énergie (Condensateur).
- Onduleur PWM.
- Filtre de sortie.

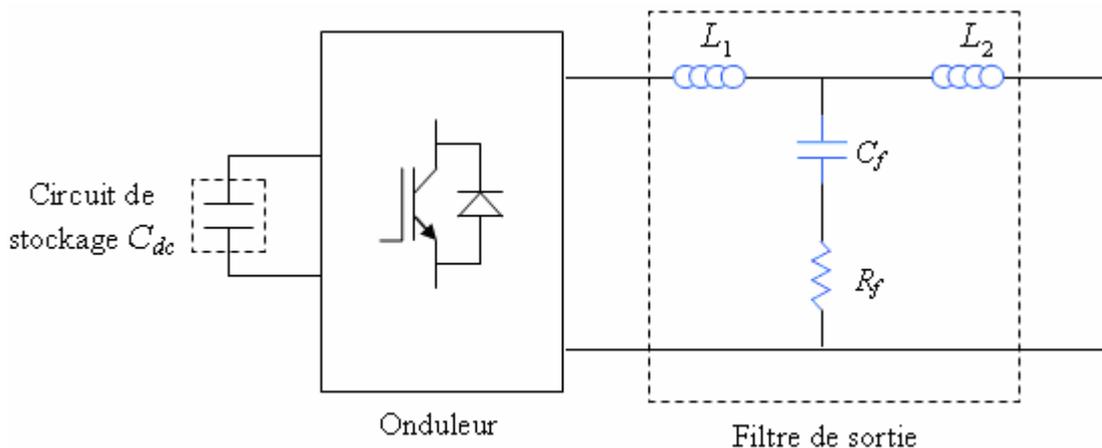


Fig. 4.1– FAP proposé.

En sortie de l'ondeur PWM on trouve un filtre passif du troisième ordre [01], appelé généralement filtre en T, qui est représenté par deux inductances (L_1 , L_2) et une capacité C_f en série avec une résistance d'amortissement R_f . Ce filtre sert d'une part, à connecter l'ondeur de tension au réseau électrique (couplage), d'autre part à empêcher les composantes perturbatrices dues à la commutation de se propager sur le réseau électrique.

4.3 Commande MLI pour le filtre actif proposé

Par la MLI on cherche à commander notre APF en durée, le principe de la loi de commande donnée par la formule (4.1) est semblable au principe de la commande MLI utilisée dans le chapitre 3 (fig. 3.5).

$$v_{onr\acute{e}f} = K(i_c^* - i_c) + v_n \quad (4.1)$$

Avec :

$v_{onr\acute{e}f}$: Tension de référence de l'onduleur.

K : Gain du régulateur proportionnel.

v_n : Tension au point n .

La figure 4.2 montre le FAP   contrôler inséré dans un réseau triphasé sur lequel on désire compenser les harmoniques.

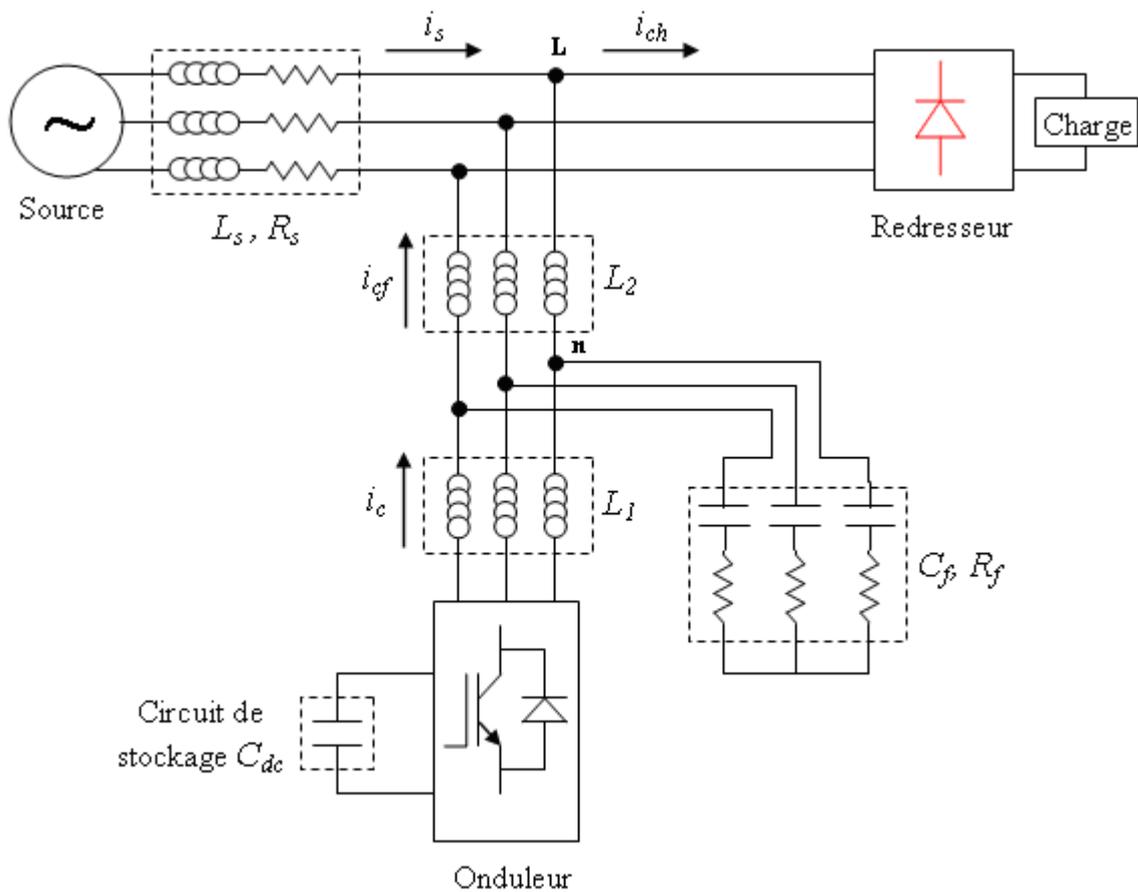


Fig. 4.2– FAP à filtre en T inséré dans un réseau triphasé (Structure 2).

4.4 Résultats de simulation

La simulation est faite avec les mêmes paramètres utilisés pour l'APF classique, les paramètres du filtre de couplage sont les suivants [02] :

$R_f = 4\Omega$, $L_1 = 0.7\text{mH}$, $L_2 = 0.5\text{mH}$, $C_f = 2.5\mu\text{F}$.

En utilisant la commande MLI (formule 4.1) le courant d'entrée et son spectre harmonique sont donnés par la figure suivante :

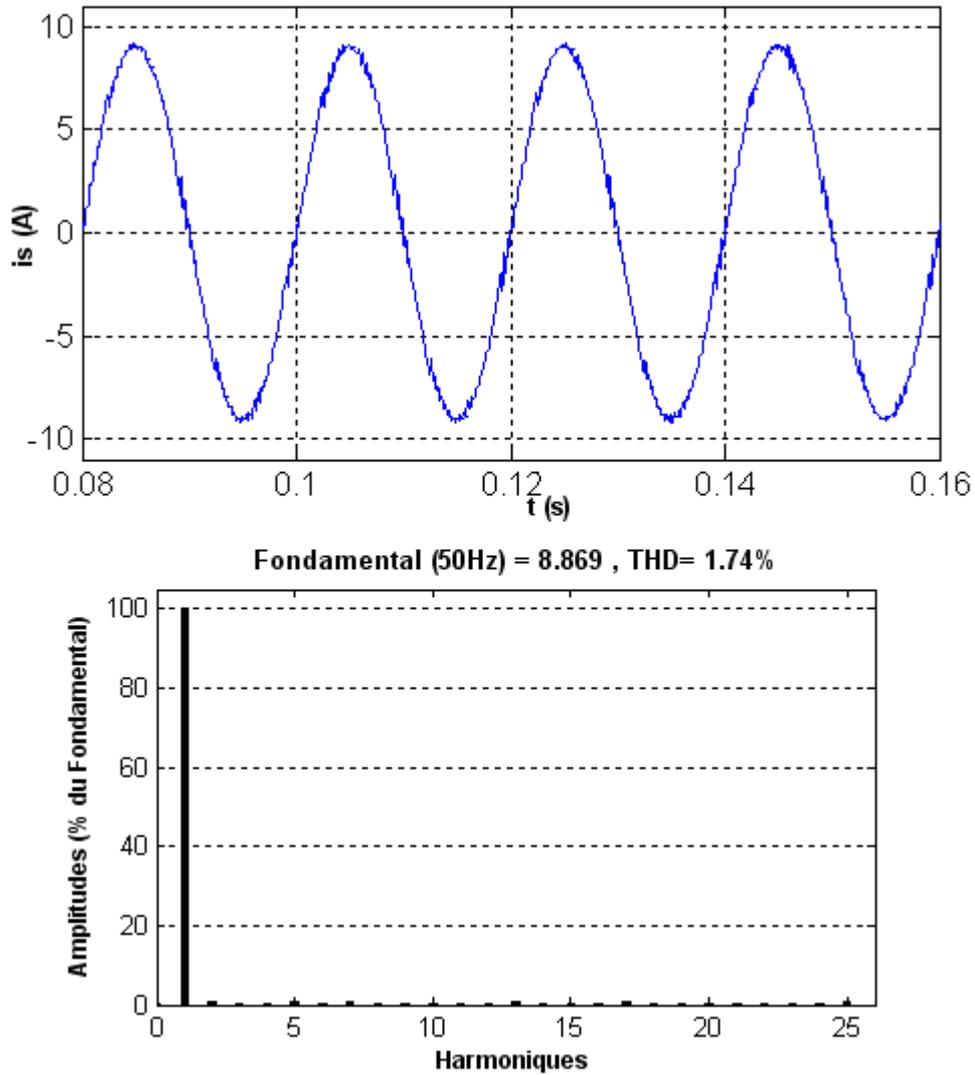


Fig. 4.3– Courant de la première phase et son spectre harmonique (structure proposée commandée par MLI).

Ces résultats sont obtenus avec des porteuses triangulaires de fréquence égale à 20 KHz, La valeur du THD après filtrage est réduite à 1,74 % et on constate que les harmoniques sont éliminés sur une large plage. On note que le système avant le filtrage est simulé dans le chapitre précédent (THD = 25.53 %).

Les résultats obtenus durant le régime de la variation de la charge sont donnés par les figures 4.4 et 4.5 (diminution de la charge entre 0.14s et 0.3s).

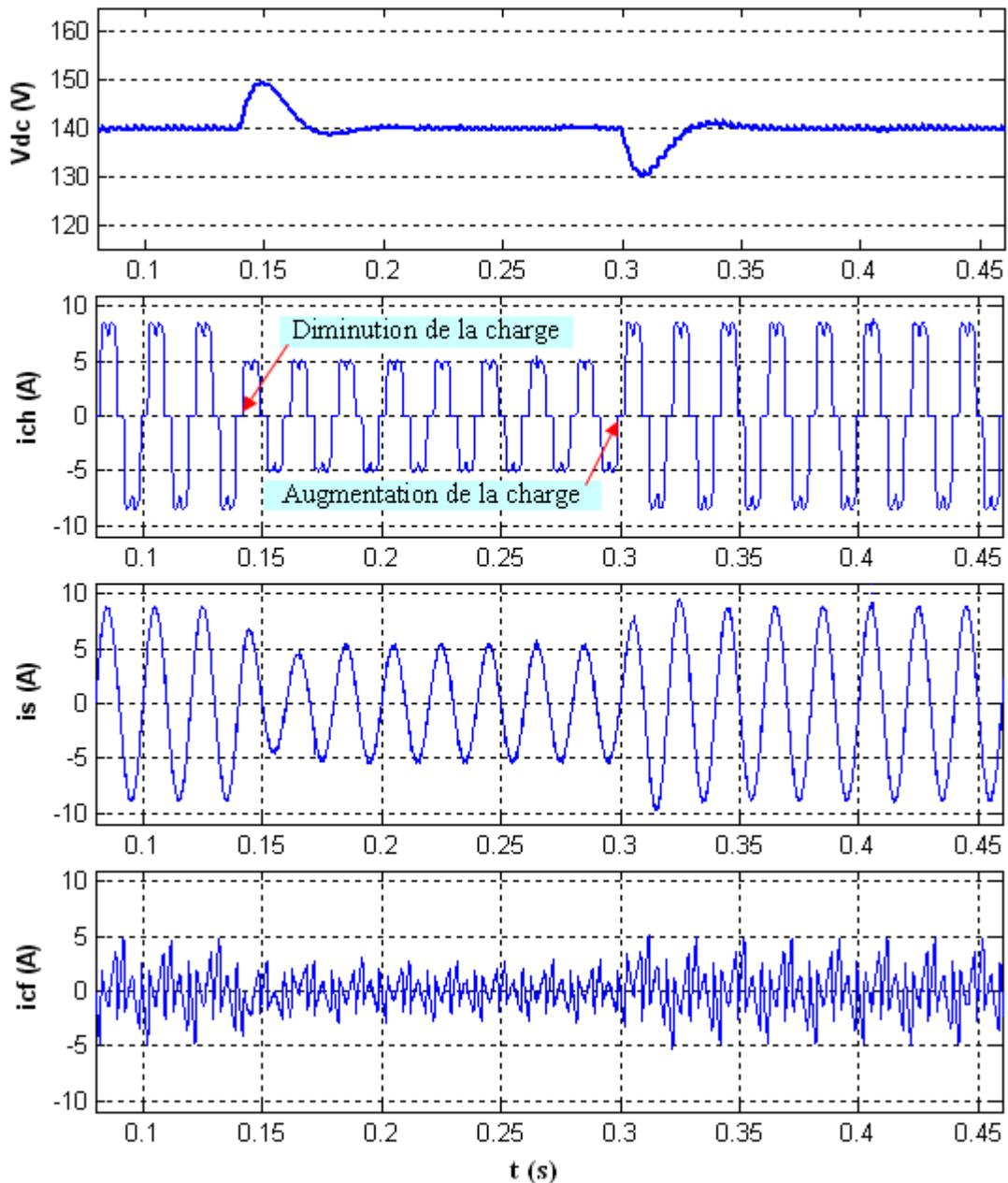


Fig. 4.4– Résultats de simulation du système pour un régime de variation de la charge polluante. De haut en bas : Tension du bus continu V_{dc} , courant de charge, courant de source, courant fourni par le filtre.

La figure 4.4 montre l'évolution du bus continu et des courants : de charge, de source et de filtre au cours du temps avec la technique de contrôle MLI lorsque la charge varie brutalement. Elle montre également la robustesse de ce contrôle.

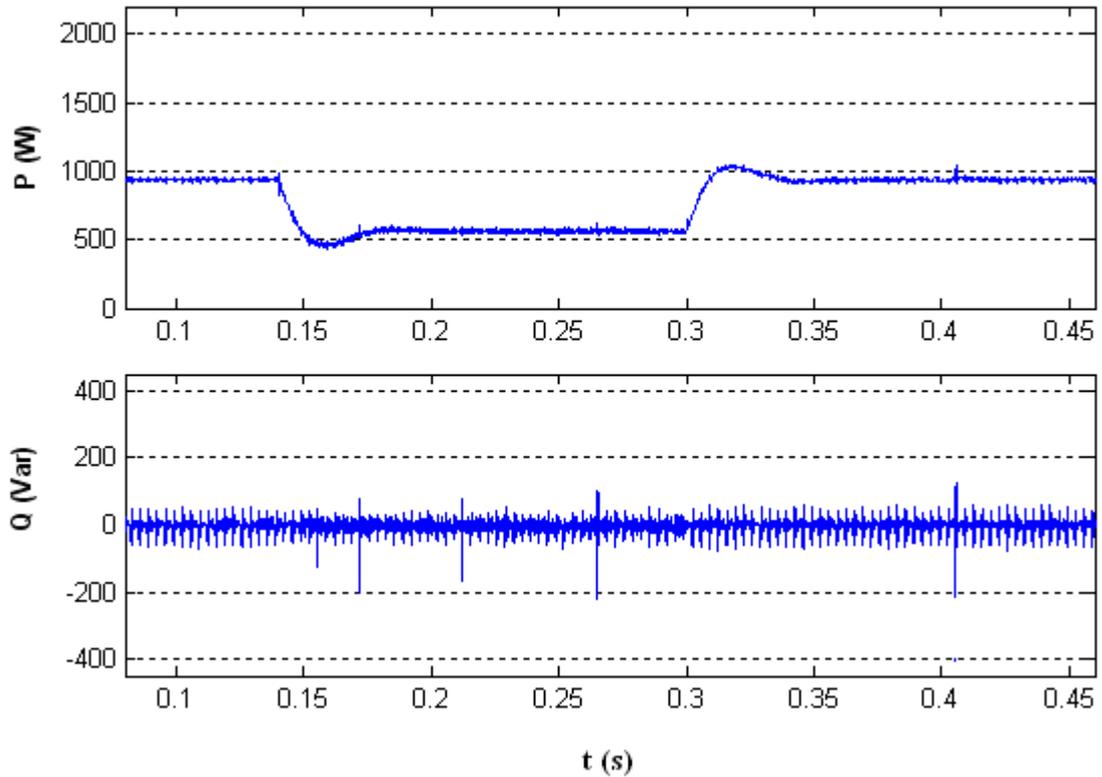


Fig. 4.5– Puissance active et puissance réactive instantanées absorbées pendant la variation de la charge.

Au départ, avant le changement de la charge non linéaire (entre 0.08 et 0,14 secondes), la méthode de commande permet de compenser les harmoniques ainsi que le réactif mettant le courant d'entrée sinusoïdal en phase. Après le changement brusque de la charge non linéaire, la méthode de compensation maintient ce courant sinusoïdal en injectant le courant de compensation nécessaire qui correspond au nouveau fonctionnement.

Concernant la tension V_{dc} du bus continu, elle subit à l'instant 0.14s une légère augmentation avant de décroître et de se stabiliser, de même à l'instant 0.3s mais avec un effet contraire. Ces résultats montrent que la boucle de tension est influencée instantanément par le changement de la charge mais elle est capable de retrouver rapidement son régime.

Fig. 4.5 présente les résultats de simulation de l'absorption de la puissance active et réactive instantanées obtenus dans le cas de la commande par MLI correspondant au régime de la variation de la charge, il s'avère bien que les courants de compensation générés par le filtre incluent le réactif de courant sinon la composante réactive de la puissance ne pourra pas être compensée.

Dans cette partie nous allons développer une nouvelle commande prédictive de type dead beat pour contrôler la structure de l'APF proposée dans ce chapitre (fig. 4.1). Nous avons constaté dans le chapitre 3 que le contrôle dead beat y développé est indépendant par rapport aux paramètres de la charge mais ceci n'est pas le cas concernant les paramètres de la source (R_s , L_s), c'est également ça où nous pensons c'est-à-dire, nous cherchons un contrôle dead beat de courant indépendamment des paramètres de la source et de la charge à la fois.

4.5 Contrôle dead beat proposé

4.5.1 Principe

On établit En premier lieu un circuit équivalent (fig. 4.6) pour le système de la figure (4.2), qui nous permet par la suite d'extraire le circuit utilisé pour le contrôle du courant présenté par la figure (4.7).

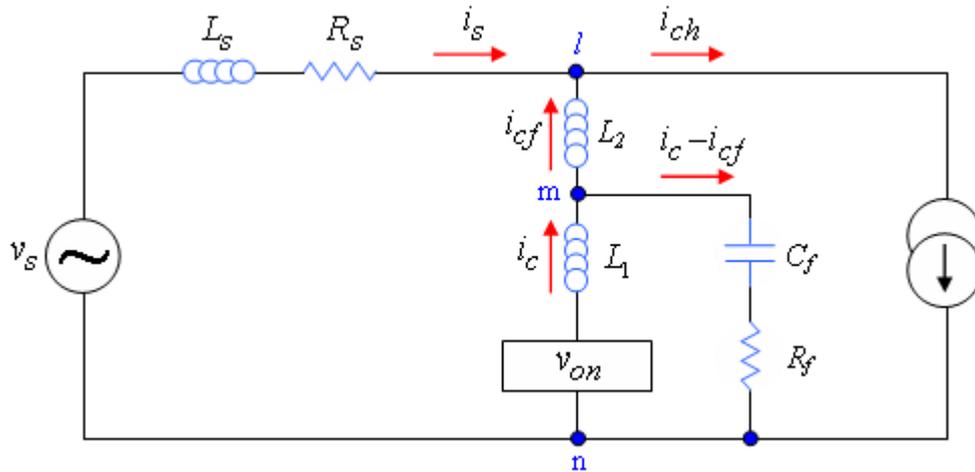


Fig. 4.6– Circuit équivalent du système.

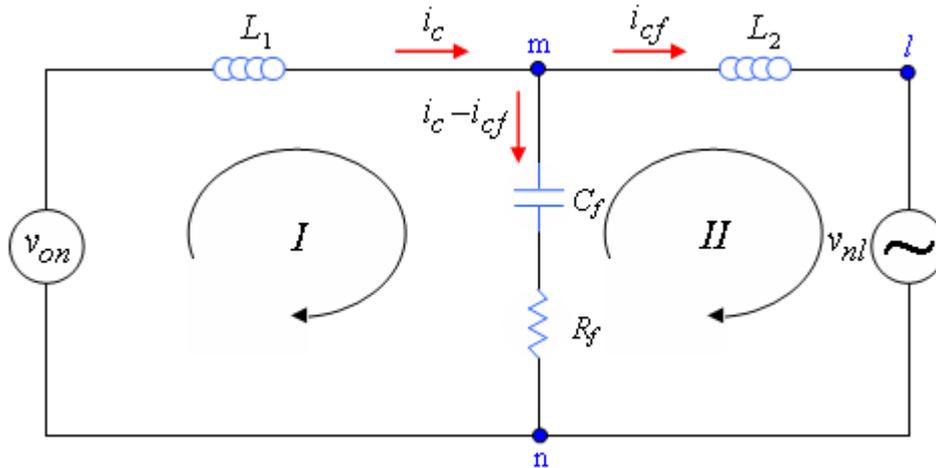


Fig. 4.7– Circuit équivalent pour la commande.

4.5.2 Dead beat contrôle pour v_{nm}

Le contrôle dead beat utilisé ici est l'une des méthodes pour calculer la tension en sortie de l'onduleur qui permet de régler le courant i_{cf} (courant final de compensation) [34]. La largeur d'impulsion $\Delta T(k)$ est calculée en utilisant les variables d'états au temps kT tout en assurant un contrôle au temps $(k+1)T$ pour but de compenser le temps de calcul. Ceci permettra une commande en temps réel.

4.5.3 Représentation d'état du système

Par définition la représentation d'état d'un système dynamique est :

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}x(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t)\end{aligned}\quad (4.2)$$

A : matrice d'évolution.

B : matrice de commande.

C : matrice de mesure (sortie).

D : matrice de transfert directe.

$x(t)$: vecteur d'état, $u(t)$: vecteur de commande (entrée), $y(t)$: vecteur de sortie.

A partir de la maille (I) du circuit de la figure (4.7) on peut extraire l'équation suivante :

$$v_{on} - L_1 \frac{di_c}{dt} - R_f(i_c - i_{cf}) - v_{C_f} = 0 \quad (4.3)$$

On peut récrire cette équation de la manière suivante :

$$L_1 \frac{di_c}{dt} = -R_f i_c - v_{C_f} + R_f i_{cf} + v_{on} \quad (4.4)$$

Après simplification elle devient :

$$\frac{di_c}{dt} = -\frac{R_f}{L_1} i_c - \frac{v_{C_f}}{L_1} + \frac{R_f}{L_1} i_{cf} + \frac{1}{L_1} v_{on} \quad (4.5)$$

La tension v_{C_f} aux bornes du condensateur C_f étant donnée par l'équation suivante :

$$v_{C_f} = \frac{1}{C_f} \int (i_c - i_{cf}) dt \quad (4.6)$$

Par dérivation on aura :

$$\frac{dv_{C_f}}{dt} = \frac{1}{C_f} i_c - \frac{1}{C_f} i_{cf} \quad (4.7)$$

Dans ce contrôle on admet quatre variables d'état $i_c, v_{C_f}, \dot{i}_{cf}, i_{cf}$ sachant que :

$$\frac{di_{cf}}{dt} = \dot{i}_{cf} \quad (4.8)$$

On pose :

$$\frac{d\dot{i}_{cf}}{dt} = 0 \quad (4.9)$$

Si l'on suppose de plus que l'on mesure la tension entre les points n et m (fig. 4.7), l'équation de sortie s'écrit comme suit :

$$v_{nm} = R_f i_c + v_{C_f} - R_f i_{cf} \quad (4.10)$$

Donc, à partir des équations (4.5), (4.7), (4.8), (4.9), (4.10) on peut établir la représentation d'état pour le système de la figure (4.7) :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_c(t) \\ v_{C_f}(t) \\ i_{cf}(t) \\ \dot{i}_{cf}(t) \\ i_{cf}(t) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & \frac{R_f}{L_1} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_c(t) \\ v_{C_f}(t) \\ i_{cf}(t) \\ \dot{i}_{cf}(t) \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{on} \quad (4.11)$$

$$v_{nm}(t) = \begin{bmatrix} R_f & 1 & -R_f & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_c(t) \\ v_{C_f}(t) \\ i_{cf}(t) \\ \dot{i}_{cf}(t) \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} v_{on}$$

Par analogue :

$$x(t) = \begin{pmatrix} i_c(t) \\ v_{C_f}(t) \\ i_{cf}(t) \\ \bullet \\ i_{cf}(t) \end{pmatrix} ; \quad y(t) = v_{nm}(t) \quad ; \quad u(t) = v_{on}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & \frac{R_f}{L_1} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \bullet \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = [R_f \quad 1 \quad -R_f \quad 0] \quad ; \quad D = [0]$$

4.5.4 Modèle discret pour la commande dead beat

Le système en temps discret équivalent au système (4.2) est :

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) &= Cx(k) + Du(k) \end{aligned} \quad (4.12)$$

Le système en temps continu est maintenant transformé en système en temps discret, les équations d'état et de mesure correspondantes sont :

$$\begin{pmatrix} i_c(k+1) \\ v_{C_f}(k+1) \\ i_{cf}(k+1) \\ \bullet \\ i_{cf}(k+1) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} & F_{13} & F_{14} \\ F_{21} & F_{22} & F_{23} & F_{24} \\ F_{31} & F_{32} & F_{33} & F_{34} \\ F_{41} & F_{42} & F_{43} & F_{44} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_c(k) \\ v_{C_f}(k) \\ i_{cf}(k) \\ \bullet \\ i_{cf}(k) \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \Delta T(k) \quad (4.13)$$

$$v_{nm}(k) = [R_f \quad 1 \quad -R_f \quad 0] \begin{pmatrix} i_c(k) \\ v_{C_f}(k) \\ i_{cf}(k) \\ \bullet \\ i_{cf}(k) \end{pmatrix}$$

Avec :

$$x(k) = \begin{pmatrix} i_c(k) \\ v_{C_f}(k) \\ i_{cf}(k) \\ \bullet \\ i_{cf}(k) \end{pmatrix} ; \quad y(k) = v_{nm}(k)$$

$$F = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} & F_{13} & F_{14} \\ F_{21} & F_{22} & F_{23} & F_{24} \\ F_{31} & F_{32} & F_{33} & F_{34} \\ F_{41} & F_{42} & F_{43} & F_{44} \end{bmatrix} = e^{AT} ; \quad G = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = e^{-\frac{AT}{2}} BV_{dc}$$

$$C = [R_f \quad 1 \quad -R_f \quad 0]$$

Où : T est la période d'échantillonnage.

À partir de l'équation (4.13) on obtient l'équation (4.14) comme suit :

$$v_{nm}(k+1) = \begin{bmatrix} R_f & 1 & -R_f & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} & F_{13} & F_{14} \\ F_{21} & F_{22} & F_{23} & F_{24} \\ F_{31} & F_{32} & F_{33} & F_{34} \\ F_{41} & F_{42} & F_{43} & F_{44} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_c(k) \\ v_{C_f}(k) \\ i_{cf}(k) \\ \bullet \\ i_{cf}(k) \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} R_f & 1 & -R_f & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \Delta T(k) \quad (4.14)$$

Après simplification :

$$v_{nm}(k+1) = [E_1 \quad E_2 \quad E_3 \quad E_4] \begin{pmatrix} i_c(k) \\ v_{C_f}(k) \\ i_{cf}(k) \\ \bullet \\ i_{cf}(k) \end{pmatrix} + E_5 \Delta T(k) \quad (4.15)$$

L'équation qui nous permet de calculer $\Delta T(k)$ est la suivante :

$$v_{nm}(k+1) = E_1 i_c(k) + E_2 v_{C_f}(k) + E_3 i_{cf}(k) + E_4 \bullet i_{cf}(k) + E_5 \Delta T(k) \quad (4.16)$$

La largeur d'impulsion $\Delta T(k)$ qui Correspond à chaque période d'échantillonnage peut être calculée en utilisant la formule suivante :

$$\Delta T(k) = \frac{v_{nm}(k+1) - E_1 i_c(k) - E_2 v_{C_f}(k) - E_3 i_{cf}(k) - E_4 \dot{i}_{cf}(k)}{E_5} \quad (4.17)$$

Avec :

$$E_1 = R_f F_{11} + F_{21} - R_f F_{31}$$

$$E_2 = R_f F_{12} + F_{22} + R_f F_{32}$$

$$E_3 = R_f F_{13} + F_{23} + R_f F_{33}$$

$$E_4 = R_f F_{14} + F_{24} + R_f F_{34}$$

$$E_5 = R_f g_1 + g_2$$

4.5.5 Calcul et prédiction de la tension v_{nm}

À partir de la maille (II) du circuit équivalent de la figure (4.7) on peut calculer la tension entre les points n et m :

$$v_{nl} = v_{nm} - v_{L_2} \quad (4.18)$$

La tension entre les bornes de l'inductance L_2 est :

$$v_{L_2} = L_2 \frac{di_{cf}}{dt} \quad (4.19)$$

En discret cette tension devient :

$$v_{L_2}(k) = L_2 \frac{i_{cf}(k) - i_{cf}(k-1)}{T} \quad (4.20)$$

On peut maintenant substituer cette dernière équation dans l'équation (4.18) obtenue ci-dessus, nous aurons alors :

$$\begin{aligned} v_{nl}(k) &= v_{nm}(k) - L_2 \frac{i_{cf}(k) - i_{cf}(k-1)}{T} \\ \Leftrightarrow v_{nm}(k) &= v_{nl}(k) + L_2 \frac{i_{cf}(k) - i_{cf}(k-1)}{T} \end{aligned} \quad (4.21)$$

On peut constater à partir de la loi de commande présentée par la formule (4.17) que la tension v_{nm} utilisée dans le calcul de $\Delta T(k)$ doit être prédite à une période d'échantillonnage T . en effet, La prédiction des valeurs des références des grandeurs commandées d'un processus

bouclé est une étape primordiale pour tout algorithme de commande utilisant une approche prédictive. On admet pour une grandeur quelconque $f(k)$ la loi de prédiction suivante :

$$f(k+1) = f(k) + (f(k) - f(k-1)) \quad (4.22)$$

Soit :

$$f(k+1) = 2f(k) - f(k-1) \quad (4.23)$$

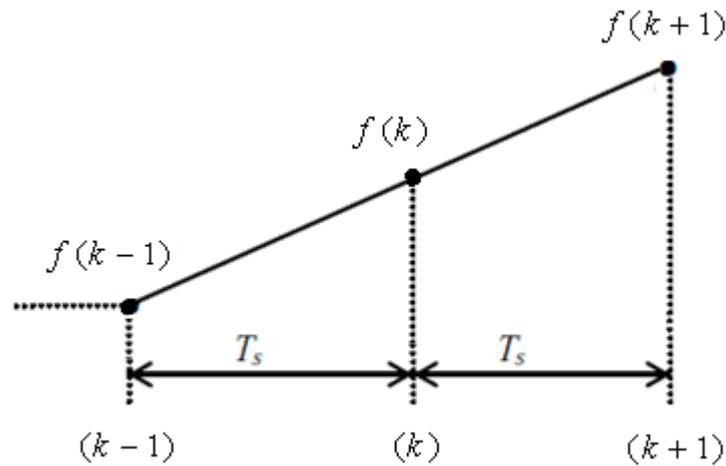


Fig. 4.8– Principe de prédiction de la tension v_{nm} .

Donc, à l'aide de cette méthode (équation 4.23) on peut prédire la tension v_{nm} d'un pas d'échantillonnage, la formule (4.21) devient ainsi :

$$v_{nm}(k+1) = 2v_{nl}(k) + 2L_2 \frac{i_{cf}(k) - i_{cf}(k-1)}{T} - v_{nl}(k-1) - L_2 \frac{i_{cf}(k-1) - i_{cf}(k-2)}{T} \quad (4.24)$$

Après avoir calculer et prédire v_{nm} et si l'on pose que :

$$\bullet \quad i_{cf}(k) = \frac{i_{cf}(k) - i_{cf}(k-1)}{T} \quad (4.25)$$

La loi de commande (4.17) nous permet maintenant de forcer le courant de l'onduleur (courant de compensation réel) à suivre le courant de référence (courant calculé), ce dernier peut être obtenu par la relation suivante :

$$i_{cf}^*(k) = i_{ch}(k) - i_{sf}(k) \quad (4.26)$$

Sachant que :

$$i_{cf}(k) = i_{cf}^*(k) \quad (4.27)$$

Avec :

$i_{sf}(k)$: Courant fondamental de la source.

$i_{ch}(k)$: Courant de charge.

Les équations (4.24, 4.25, 4.26, 4.27) définissent toutes les grandeurs qui apparaissent dans la commande donnée par la loi (4.17) ce qui nous permet maintenant de passer à la simulation pour valider notre approche.

4.6 Résultats de simulation

Afin de montrer les performances du contrôle de courant par dead beat appliqué à la nouvelle structure de filtrage actif présentée dans ce chapitre, on expose dans cette section les différents résultats obtenus par simulation relevés en régime permanent et transitoire. Les paramètres de la partie puissance sont les mêmes utilisés auparavant, concernant la boucle de tension on garde le même régulateur PI.

La simulation est exécutée suivant le diagramme en bloc présenté ci-dessous.

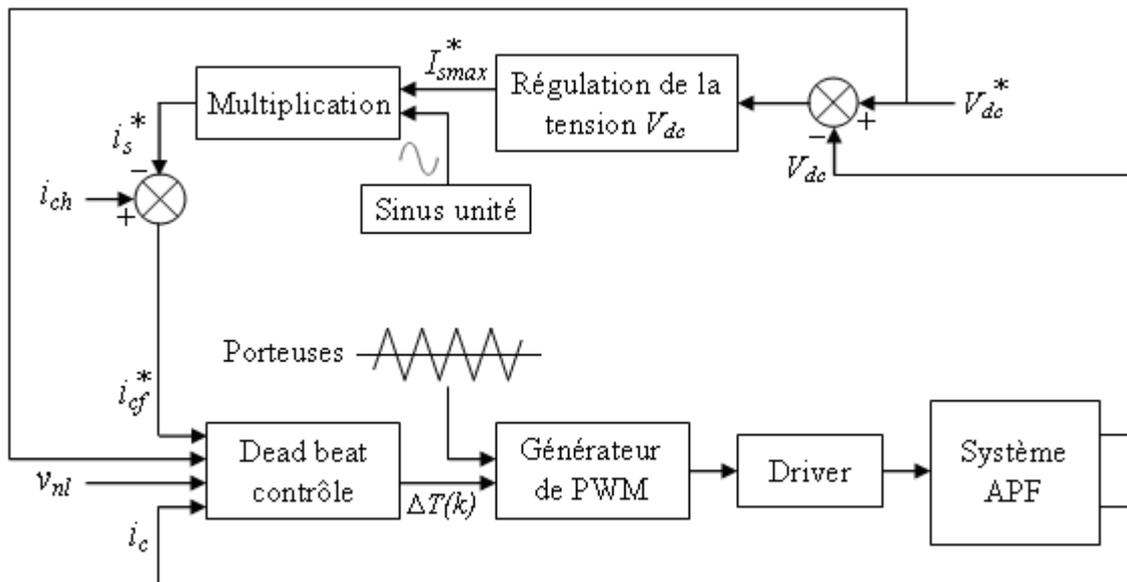


Fig. 4.8– Diagramme en bloc utilisé en simulation.

Le système triphasé peut être transformé en un système biphasé en utilisant la transformation de Concordia dont les équations de courant et de tension seront :

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix}$$

On note que les tensions v_a, v_b, v_c , sont les tensions simples.

Pour mieux examiner notre commande nous faisons des simulations avec deux types de charge (RL, RC).

4.6.1 Simulation avec charge RL

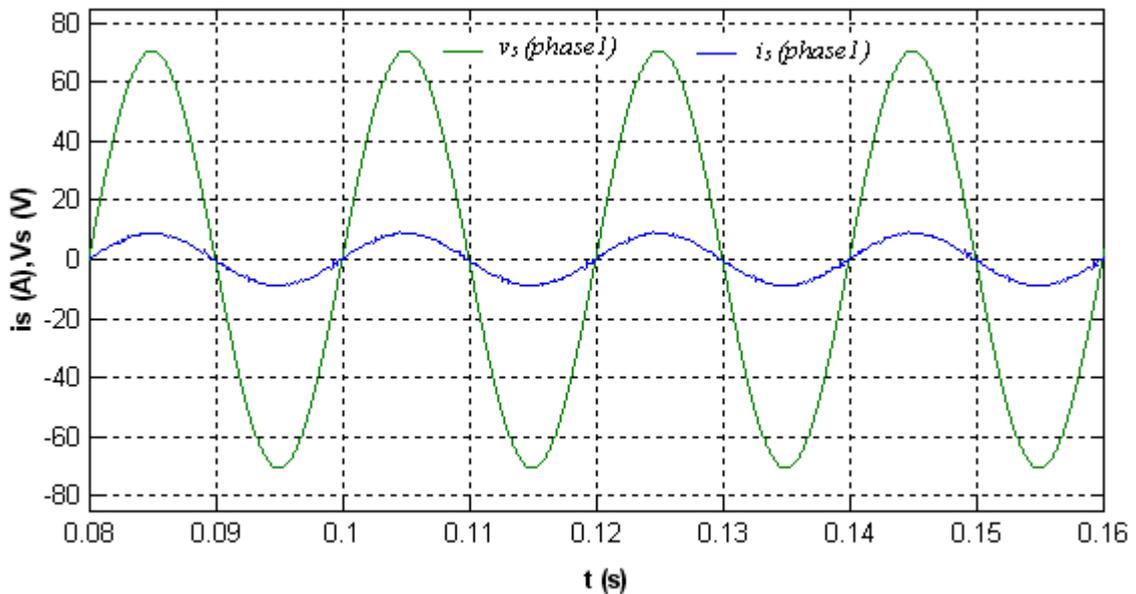


Fig. 4.9– Courant de source et tension de source de la phase (a) après filtrage (commande dead beat proposée).

La figure (fig. 4.9) illustre les résultats de simulation obtenus en utilisant l'approche dead beat donnée par la loi (4.17), on constate que le courant de source est d'allure sinusoïdale et en phase avec la tension de source après filtrage des harmoniques ce qui montre la validité de notre approche.

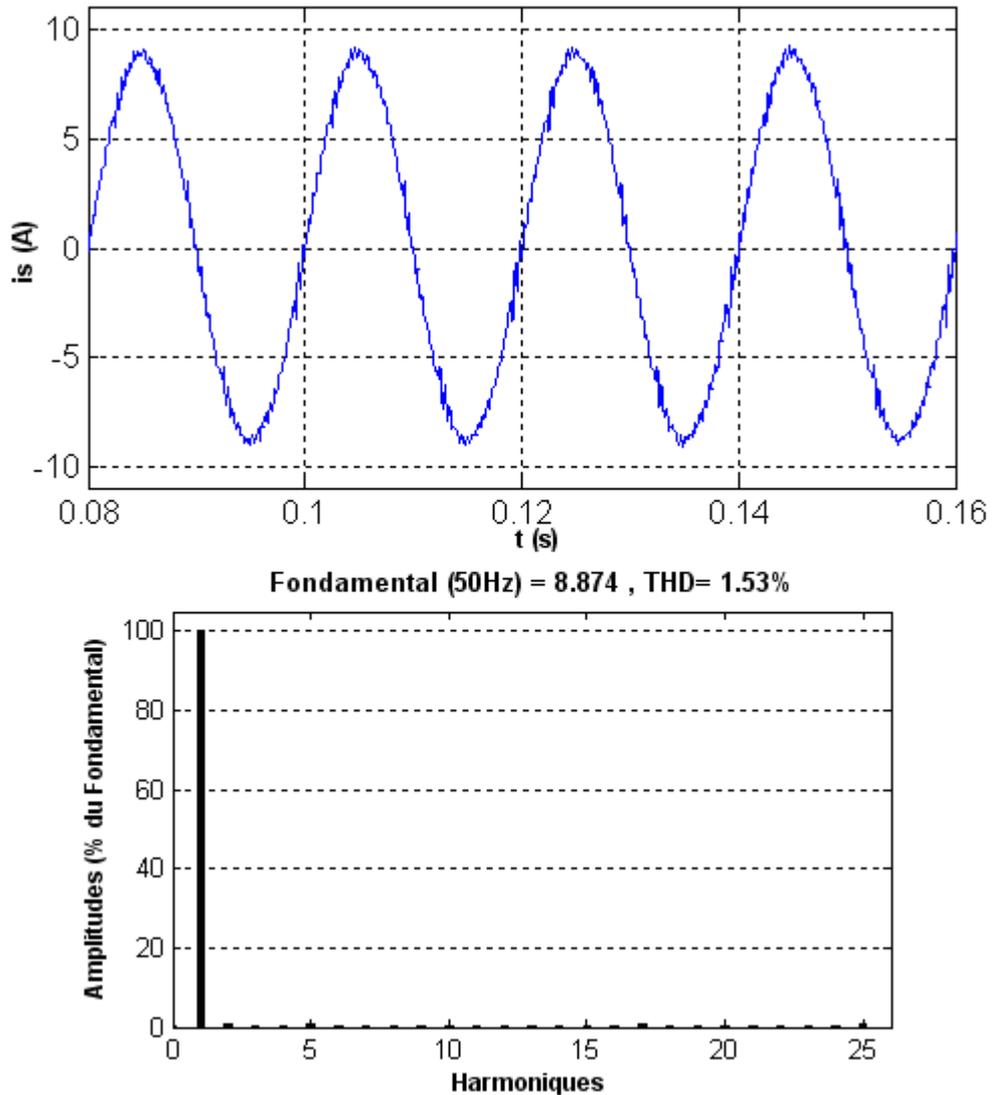


Fig. 4.10– Courant de source de la phase (a) et son spectre harmonique après filtrage (commande dead beat proposée).

La figure précédente (fig. 4.10) illustre le courant de source de la phase (a) et son spectre harmonique, on voit bien la distinction des harmoniques de la charge non linéaire sur une large plage après le filtrage, la valeur du THD est réduit à 1,53 % par notre approche de commande.

Concernant la structure de l'APF utilisée son effet se répercute sur la tension au point de branchement donnée par la figure (4.11). On constate que cette tension est plus stable ce qui induit un courant moins fluctuant coté source, nous aurons à la fin de ce chapitre une comparaison du point de vue formes d'onde entre les deux structures de filtrage utilisées dans ce mémoire.

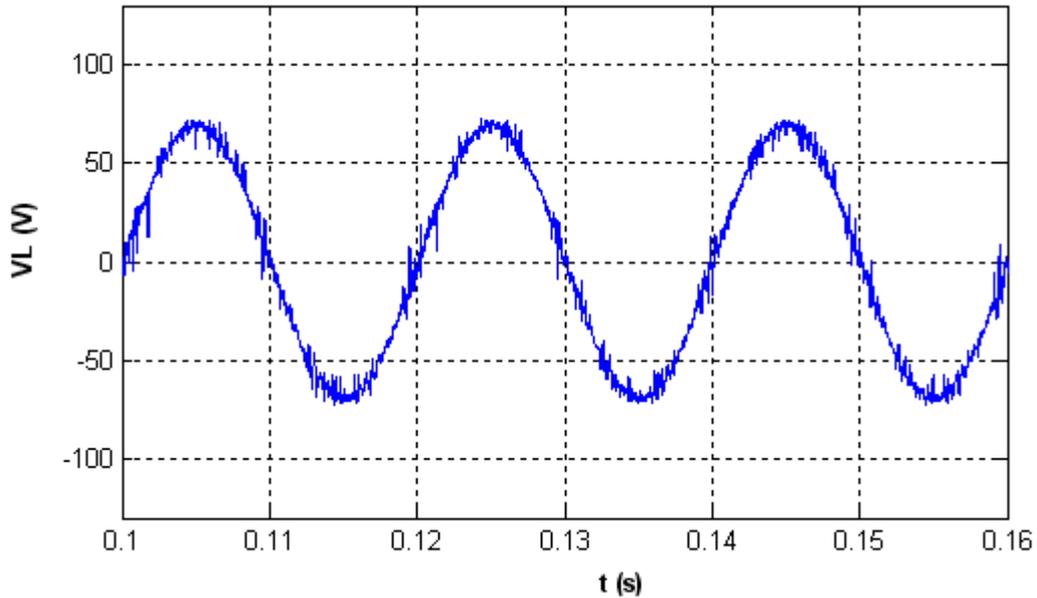


Fig. 4.11– Tension simple au point de raccordement de l'APF.

4.6.2 Simulation avec charge RC

On voit donc dans cette simulation un redresseur triphasé débutant dans une charge RC, avant de présenter le fonctionnement avec l'APF on fait d'abord une simulation pour la source et sa nouvelle charge pour visualiser la forme d'onde du courant absorbé et calculer le nouveau taux de distorsion.

La figure 4.12 montre notre nouveau récepteur polluant que nous allons compenser ses harmoniques. Le rôle du condensateur est de rendre la tension redressée parfaitement constante néanmoins ce récepteur est considéré comme un générateur major des harmoniques.

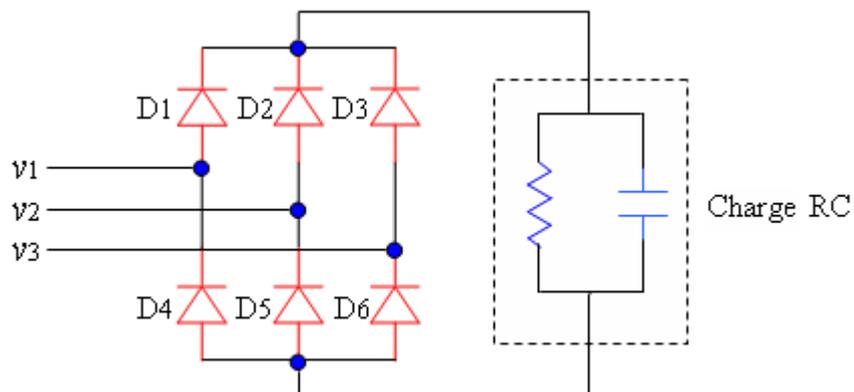


Fig. 4.12– Redresseur triphasé débutant dans une charge RC.

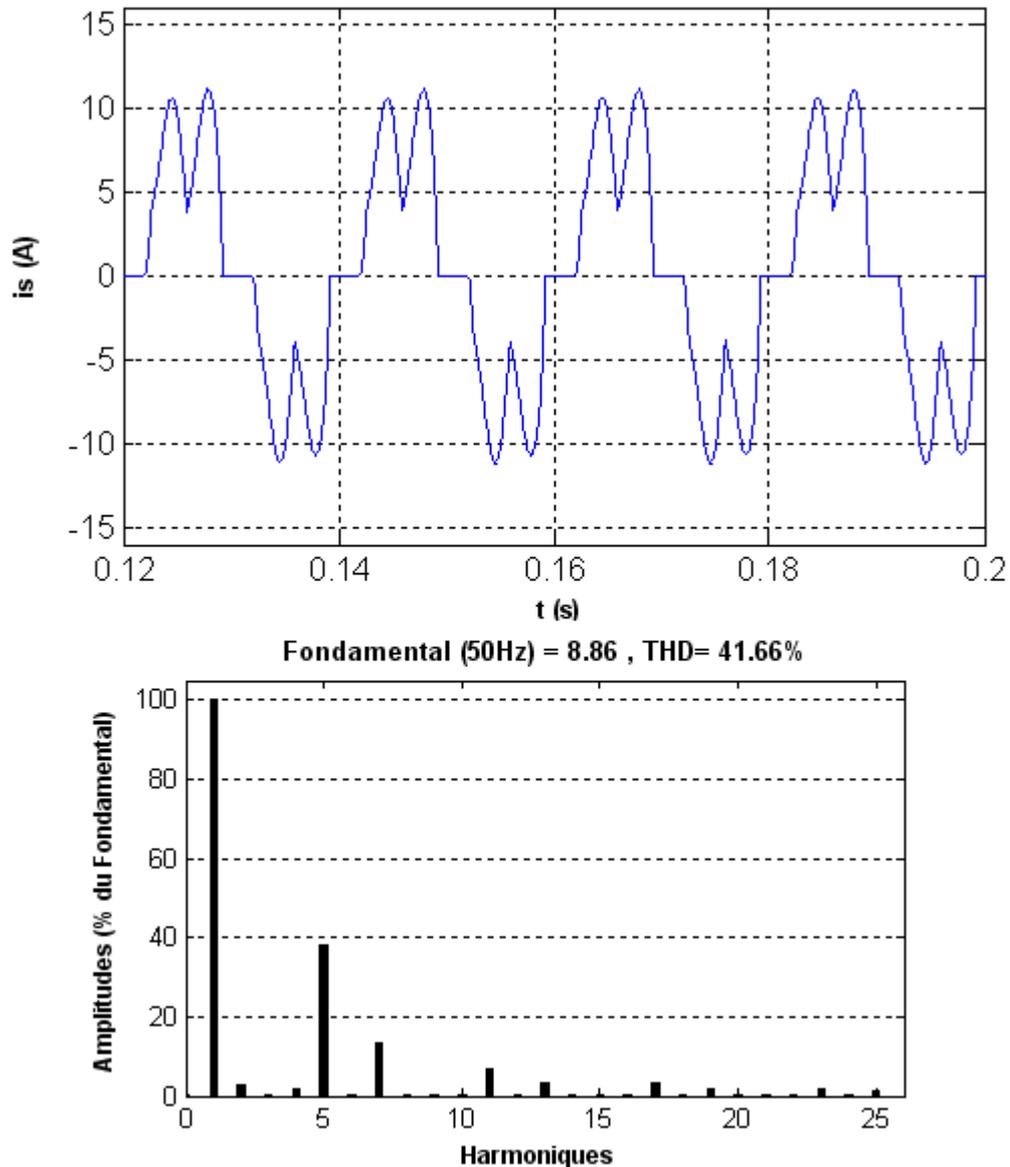


Fig. 4.13– Courant de source de la phase (a) et son spectre harmonique avant filtrage des harmoniques (charge RC)

La figure 4.13 présente le courant de source de la phase (a) et son spectre harmonique sans compensation avec une charge non linéaire constituant un pont de redressement triphasé alimentant une charge de type RC , on remarque que la forme d'onde du courant absorbé par cette charge est plus distordue que précédemment (avec la charge RL), on constate donc que le condensateur prolifère la propagation des harmoniques dans le réseau électrique, ce qui augmente le THD du courant, la même figure indique un THD égal à 41.66 % notant que avec la charge RL nous avons mesuré un THD égal à 25.53 %. En effet, cette propagation est proportionnelle à la valeur du condensateur ainsi que de la résistance.

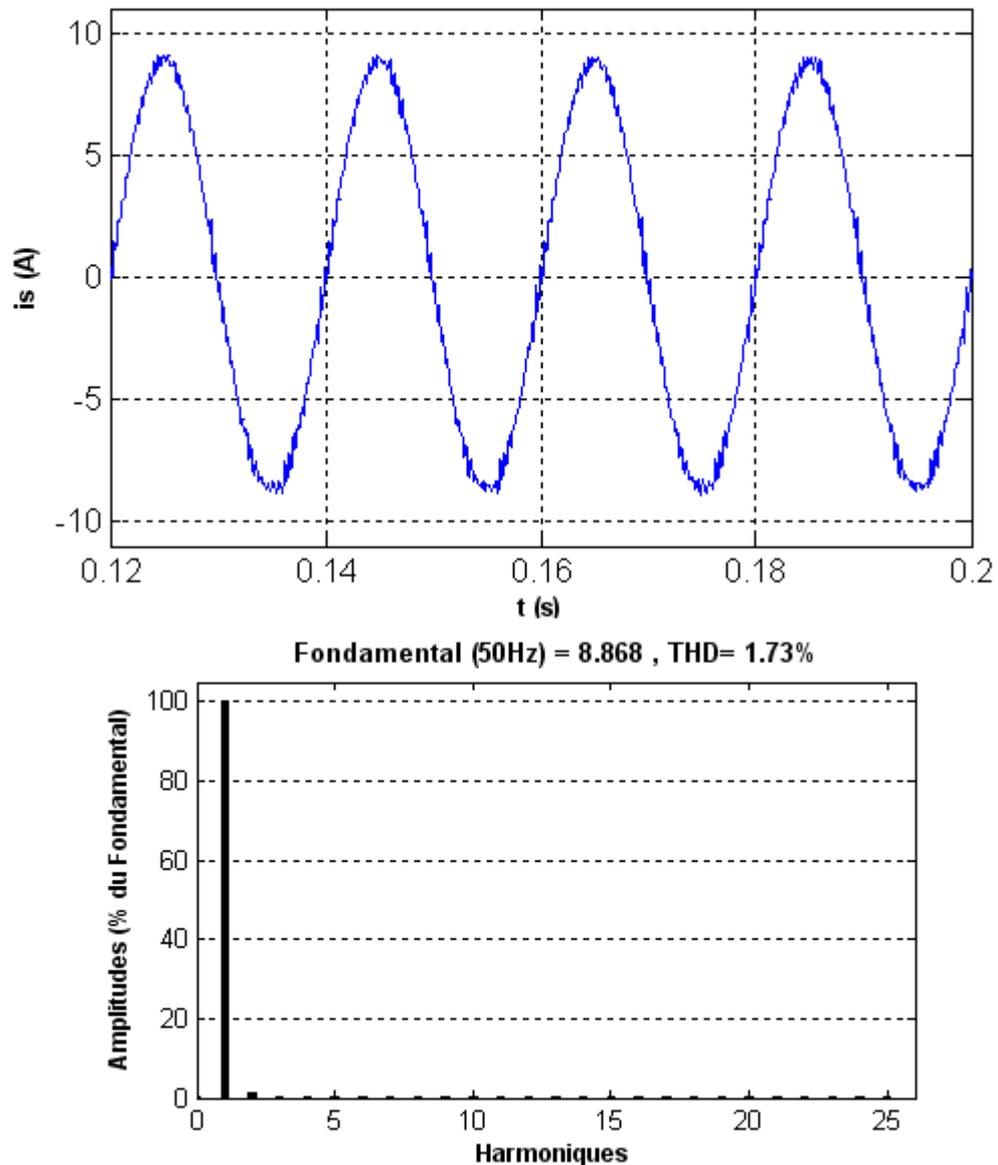


Fig. 4.14– Courant de source de la phase (a) et son spectre harmonique après filtrage (charge RC , commande dead beat proposée).

D'après la figure (4.14) nous remarquons que notre APF est capable de réagir devant les récepteurs les plus polluants, nous observons que le courant de source absorbé est désormais sinusoïdal, la mesure de son THD indique une valeur réduite jusqu'à 1.73 % ce qui est extrêmement satisfaisant.

Après avoir montré la validité de l'approche dead beat avec la structure (2) du FAP en utilisant deux types de charge polluante, nous allons dans la partie suivante montrer sa robustesse nous aurons donc, l'insertion de l'APF et la variation de la charge données par la figures (fig. 4.15, fig. 4.16) alors que, le changement de la consigne du bus continu de l'onduleur étant donné par la figure (4.17).

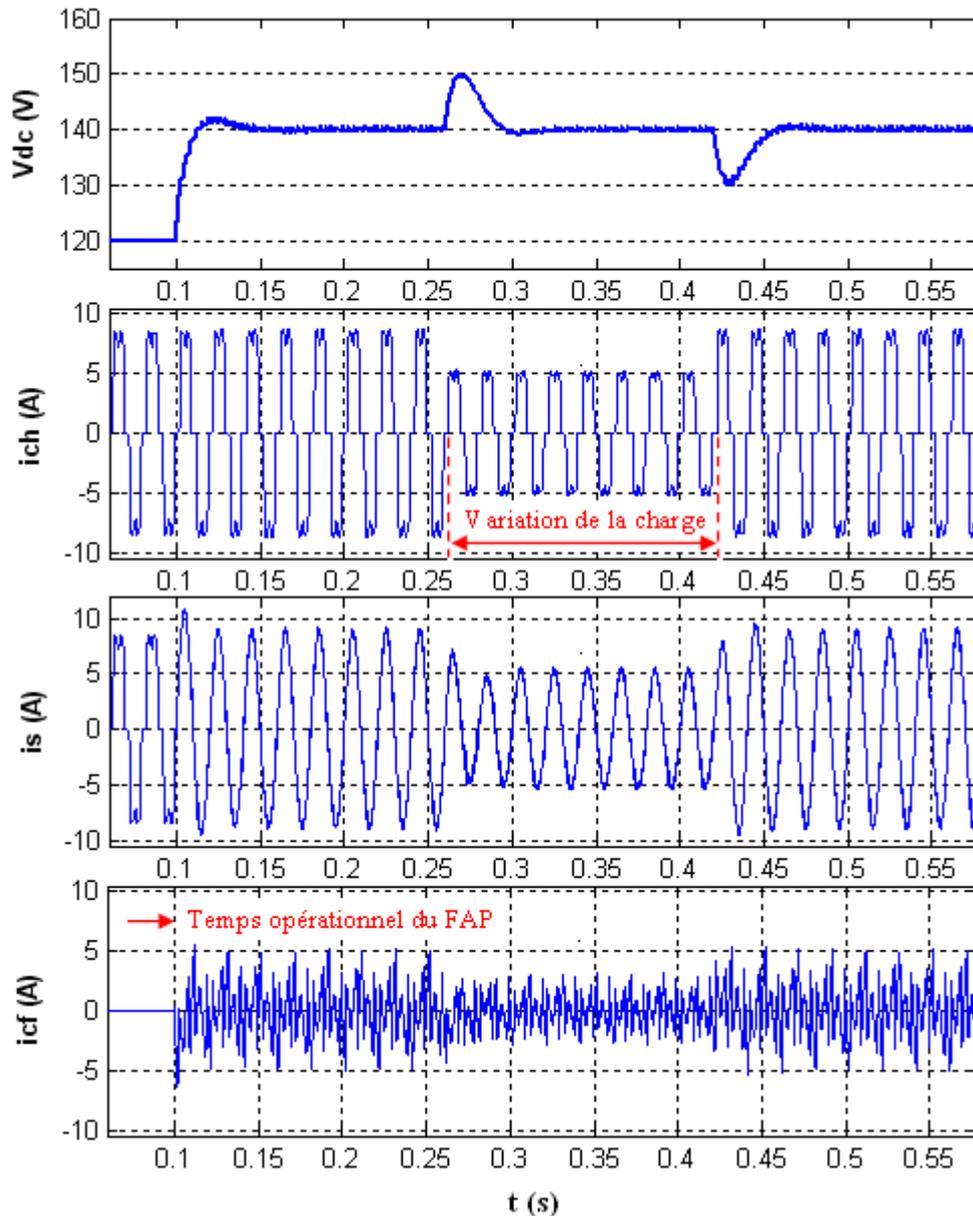


Fig. 4.15– Tension du condensateur, courant de charge, courant de source, courant de compensation finale durant le régime dynamique.

Fig. 4.15 illustre de haut en bas la régulation de la tension V_{dc} aux bornes du condensateur, le courant absorbé par la charge polluante, le courant de source et le courant injecté par le FAP. À l'instant 0.1s notre compensateur est intégré parallèlement avec le réseau pour faire l'opération de filtrage des harmoniques et de réactif, à partir de cet instant le FAP commence à injecter les composantes de courant nécessaire à cette tâche ce qui garanti une forme sinusoïdale à l'allure du courant de source, son THD est réduit de 25.53 % à 1.53 % (concernant le déphasage, le synchronisme du courant avec la tension est donné par la figure 4.9), entre 0.26 et 0.42s (variation brutale de la résistance de la charge augmentation et

diminution) le courant reste sinusoïdale, l'évolution de la réponse du régulateur PI prend un petit temps pour rejoindre la consigne ceci se représente par les régime transitoires apparaissent sur la régulation de la tension du condensateur C_{dc} .

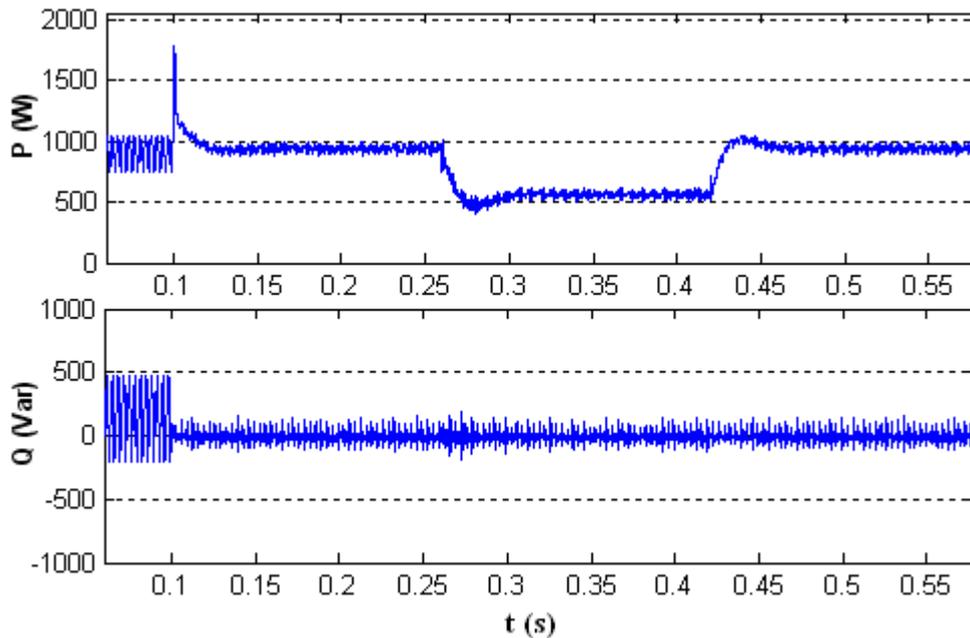


Fig. 4.16– Puissance active et réactive instantanées durant le régime dynamique

Fig. 4.16 montre la consommation de l'énergie représentée par les spectres de la puissance active et réactive instantanées. Après l'instant où le filtre est devenu opérationnel ($t = 0.1s$) on constate que la puissance active (réelle) est maintenue à sa valeur nominale en passant par un petit régime transitoire correspond au celui occupé par le régulateur du bus continu pour atteindre la consigne (temps d'établissement), de l'autre côté à partir du moment de l'insertion du filtre le spectre de la puissance réactive (imaginaire) indique une valeur presque nulle ce qui montre la compensation de celle-ci par notre FAP. À l'instant 0.26s la résistance de la charge subit une augmentation brutale ceci se traduit par un appel moins de courant se répercute sur la puissance réelle absorbée, en contre partie cet effet n'influe pas sur la puissance imaginaire, cette dernière demeure ainsi après l'instant 0.42s (moment de la diminution brutale de la résistance), la puissance active augmente par la suite et atteint sa valeur initiale après un petit régime transitoire. Ce test examine la robustesse de la commande dead beat élaborée ci-dessus.

Fig. 4.17 montre la régulation du bus continu autour d'une consigne varie en temps réel ce qui exprime les performances du correcteur PI utilisé dans la boucle de tension.

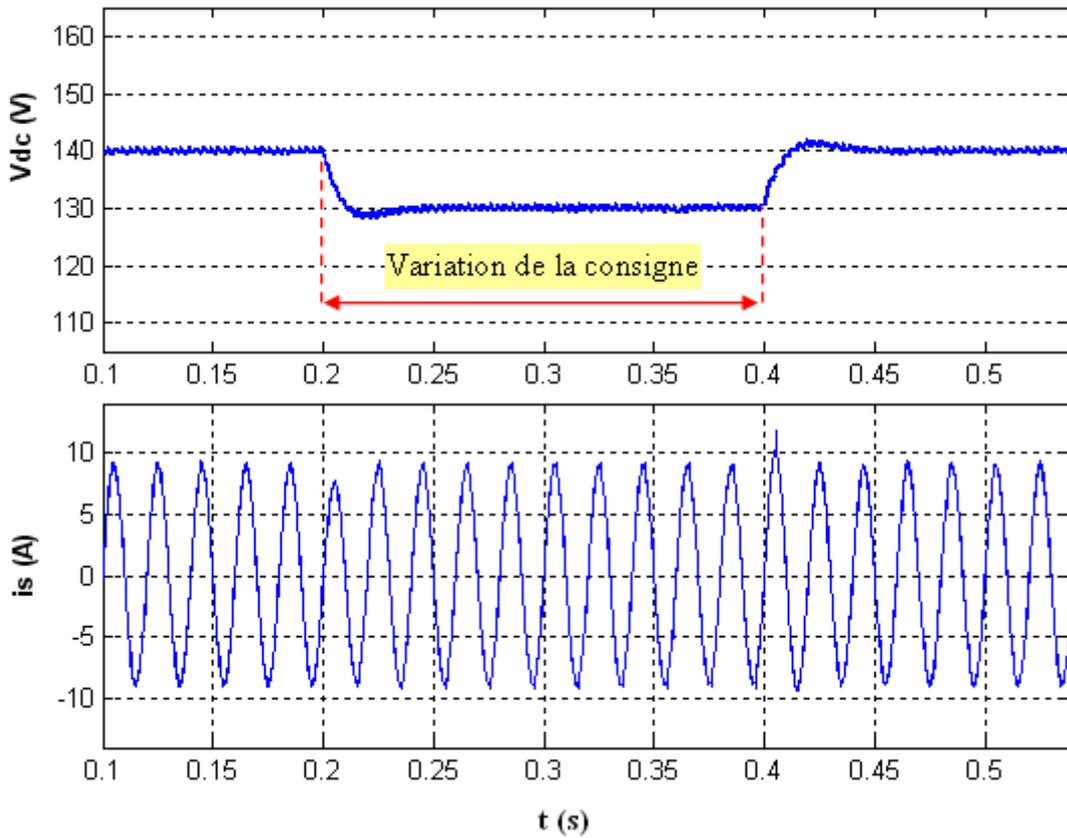


Fig. 4.17– Performances dynamiques du régulateur PI : tension de capacité, courant de source pendant la variation de la consigne.

Pour résumer le travail effectué au cours ce dernier chapitre on propose le tableau suivant qui synthétise les résultats présentés. On se contente du taux de distorsion d'harmonique (THD) comme indice de performances des deux méthodes de contrôle utilisées pour la structure à filtre en T (APF proposé).

Technique de commande utilisée	THD Après filtrage des harmoniques
MLI (loi 4.1) (impulsion centrée)	Charge <i>RL</i> (1.74 %)
Dead beat (loi 4.17) (impulsion centrée)	Charge <i>RL</i> (1.53 %) Charge <i>RC</i> (1.73 %)

Tab. 4.1 THD après filtrage des courants de source pour les deux commandes appliquées sur la structure 2.

4.7 Comparaisons

Après avoir présenté les performances des commandes et notamment la commande dead beat, nous allons dans ces rapprochements mettre en évidence l'effet des deux structures de filtrage étudiées dans ce mémoire.

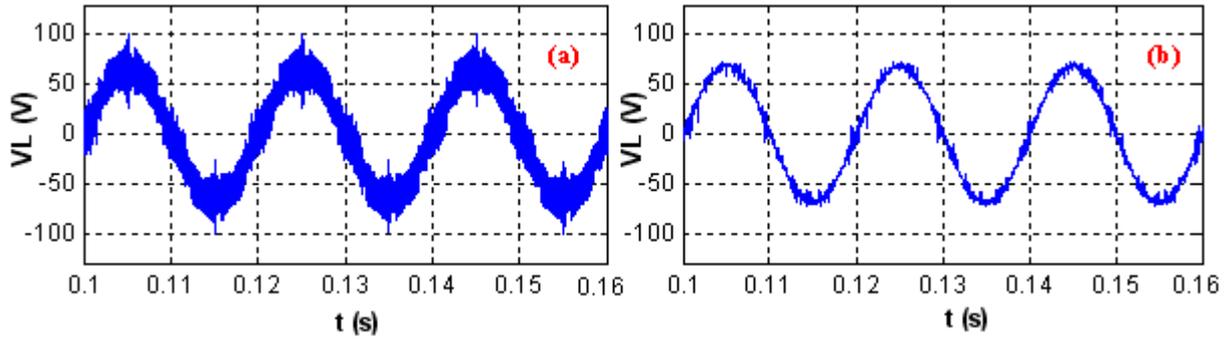


Fig. 4.18– Tension simple au point de raccordement de l'APF : (a) APF conventionnel (structure 1), (b) APF proposé (structure 2).

Comme l'indique la figure (4.18) nous pouvons tirer d'avantages par l'utilisation de la structure de l'APF proposé car la tension au point de branchement donnée par l'image (b) est plus stable par rapport à celle qui concerne l'APF conventionnel donnée par l'image (a).

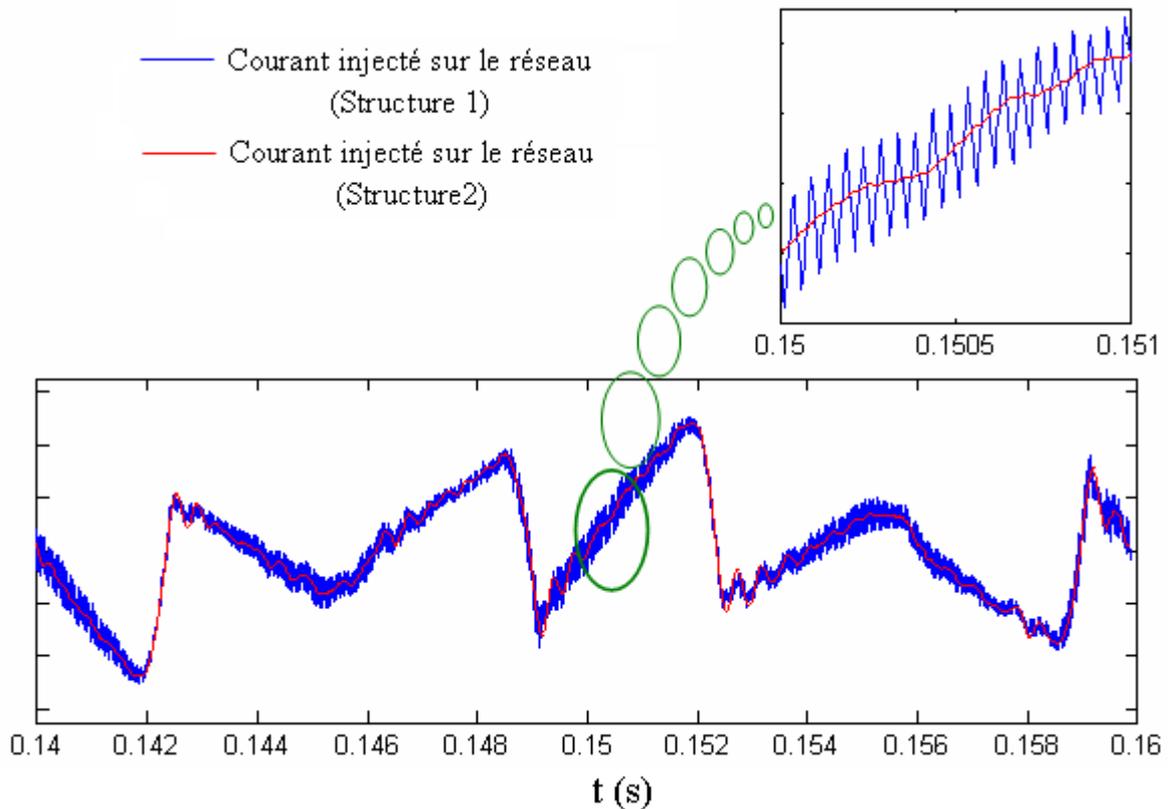


Fig. 4.19– Courants de compensation injectés par les deux structure.

Cette dernière figure (fig. 4.19) nous permet de constater que les performances de notre structure de dépollution retenue dans ce mémoire sont très satisfaisantes, le courant injecté par notre nouveau APF est parfaitement lissé et loin d'être comparable avec celui injecté par l'approche classique. Pour résumer, la technique classique vaut plus pour sa simplicité, sa facilité de mise en oeuvre et son coût réduit que pour ses performances.

4.8 Conclusion

Dans ce dernier chapitre nous avons proposé la structure (2) de l'APF différentes formes d'onde ont été simulées et présentées, nous avons présenté les courbes des courants de compensation, de charge, et de source ainsi que la tension aux bornes du condensateur en utilisant une commande analogique (PWM) et une commande discrète de type dead beat, cette dernière plus qu'elle est indépendante des paramètres de la charge elle est aussi indépendante des paramètres de la source (elle est bien détaillée au cours de ce chapitre). Pour montrer la dépollution du réseau électrique nous avons fait une analyse spectrale au signal d'entrée (courant de source), nous avons constaté une réduction totale des harmoniques notamment ceux les plus dominant.

Ce FAP reconfiguré structurellement se révèle donc performant pour l'application de filtrage actif (compensation du THD en dessous de 2 % pour les deux contrôles MLI ou dead beat mis en oeuvre), ces deux méthodes de contrôle sont examinée par le test de la robustesse, les puissance active et réactive instantanées sont également représentées, le spectre de cette dernière montre bien l'efficacité de l'APF utilisé pour la compensation de l'énergie réactive. Le régulateur PI de la tension s'adapte au changement de la charge grâce à l'action intégrale mais le nouveau point de fonctionnement nécessite un certain temps pour en tenir compte, les courbes obtenues par simulation dans le régime dynamique montrent que ce temps de réponse est rapide puisqu'il est généralement estimé à moins de 50 ms.

Conclusion générale

Nous avons vu dans ce mémoire comment un filtre actif parallèle peut d'un côté, éliminer les harmoniques engendrés par la charge non linéaire, d'autre côté compenser la puissance réactive consommée dans un réseau électrique. L'objectif principal était d'utiliser la structure à filtre en T pour une application triphasée de filtrage actif après avoir constaté que l'APF classique présente des insuffisances. Cette structure est dotée de deux lois de commande performantes pour cette application. Avant de présenter quelques perspectives, nous allons tirer les principales conclusions de ce travail.

La mise en évidence des solutions existantes pour le filtrage actif permet de se rendre compte de l'importance de ces dispositifs actuellement.

L'utilisation d'un onduleur PWM montre l'intérêt de ce convertisseur pour l'opération du filtrage actif.

Les différentes lois de commandes utilisées et utilisables pour ces dispositifs nous montrent les approches possibles qui permettent de répondre à une certaine problématique du filtrage actif.

Avec l'APF conventionnel nous avons pu contenter les normes en vigueur que nous avons déjà mentionné, les résultats obtenus par simulation ou par expérimentation le montrent.

Afin de satisfaire à la contrainte de tension, ce travail nous a permis de montrer l'intérêt d'utiliser une structure de filtre actif avec onduleur de tension à filtre en T possédant des avantages de tension au point de raccordement du filtre. Nous avons vu par simulation une tension significativement stable à ce point, ce qui rend l'application d'un tel filtre actif aussi efficace et plus performante.

Les résultats obtenus en simulation avec l'APF proposé permettent de valider l'utilisation de cette structure. La mise en place d'une loi de commande discrétisée de type dead beat, qui est de plus en plus utilisée pour les systèmes de l'électronique de puissance s'applique très bien au filtrage actif.

Afin d'avoir un moyen de comparaison à la commande dead beat, nous avons choisis de mettre en place une commande de type analogique inspirée de la MLI classique mais cette fois on utilise seulement un régulateur proportionnel dans la boucle de courant. Les résultats

de ce contrôle nous ont permis de voir à peu près où on se situe analogiquement pour puis se passer à la numérisation, Les deux commandes sont équivalentes avec un léger avantage de la commande dead beat point de vue THD.

Le bus continu du filtre actif constitue la réserve énergétique du dispositif permettant ainsi de réaliser les échanges de puissances harmoniques et réactives. La valeur de la tension du bus doit être maintenue constante à une valeur prédéterminée supérieure à la valeur maximale de la tension redressée.

Le régulateur PI utilisé dans la boucle de tension plus, qu'il permet de régler le bus continu autour d'une référence donnée, il permet aussi de servir la boucle de courant pour l'obtention de la référence courant de compensation, on soustraie donc la consigne de courant obtenue par le PI multipliée par un signal sinusoïdal d'unité au courant mesuré de charge, car cette consigne elle n'est que le courant maximale de référence de la source. Il s'agit donc d'une simple soustraction au lieu l'utilisation des filtres classiques d'extraction des harmoniques.

Au terme de ce travail, se dégagent quelques perspectives :

- Il est envisageable d'utiliser le convertisseur DC-AC qui est la base de la construction de l'APF pour d'autres applications (onduleurs pour l'alimentation d'une machine asynchrone, alimentations son interruption...).
- Le fonctionnement en redresseur de l'onduleur est bien constaté dans l'application du filtrage actif, l'absorption ici n'est pas sinusoïdale et encore à fréquence variable (caractère aléatoire du courant de compensation) ce qui n'est pas le cas si on pense à réaliser un redresseur à MLI, avec la commande dead beat nous aurions sûrement des résultats très intéressants.
- Il serait très intéressant de tester le contrôle dead beat de courant en changeant la méthode de prédiction pour voir si on gagne de performance ou pas.
- Des améliorations au niveau de la rapidité du régulateur PI sont envisageables, adaptation des paramètres de celui-ci semble être une solution pour une meilleure rapidité au régime de la variation de la charge.
- Nous pourrions utiliser La combinaison observateur/contrôle dead beat pour minimiser le nombre de capteurs utilisés.

- Enfin, nous pourrions tester le contrôle dead beat en utilisant la relation entrée/sortie au lieu de la représentation d'état, ce qui permettrait de réduire encore le nombre de capteurs. Ceci s'avère possible théoriquement.

Bibliographie

- 01 Mohamed Alaa Eddin Alali «Contribution à l'étude des compensateurs actifs des Réseaux Electriques Basse Tension» Thèse de doctorat Université Louis Pasteur, Strasbourg France 2002.
- 02 S. I. Hamasaki, A. Kawamura «Improvement of current regulation of line current detection type active filter based on dead beat control» IEEE Transactions On Industry Applications, Volume. 39, N°2, page(s): 536-541, March/April. 2003.
- 03 Mohamed Muftah Abdusalam «Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales» Thèse de doctorat Université Henri Poincaré, Nancy France 2008.
- 04 Green TC, Marks JH. «Control techniques for active power filters. Electric power applications, IEE Proceedings, 152 N°2, page(s): 369–81. 2005.
- 05 François Defay «Commande Prédictive Directe d'un Convertisseur Multicellulaire Triphasé Pour Une Application de Filtrage Actif» Thèse de doctorat Université de Toulouse, France 2008.
- 06 I. Etxeberria-otadui, «les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique-application à la qualité de l'énergie électrique» Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France 2003.
- 07 CEI, 61000-1-1: Electromagnetic compability (EMC), Part 1: General, section 1: application and interpretation of fundemantal definitions and terms, 2001.
- 08 B. Singh, V. Verma, A. Chandra et K. Al-Haddad, « Hybrid filters for power quality improvement », Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings, vol. 152, no 3, pp. 365–378, 6 May 2005.
- 09 G. Zhou, B.Wu et D. Xu, « Direct power control of a multilevel inverter based active power filter », Electric Power Systems Research, vol. 77, no 3-4, pp. 284–294, March 2007.
- 10 H. Miranda, V. Cardenas, G. Sandoval et G. Espinosa-Perez, « Hybrid control scheme for a single-phase shunt active power filter based on multilevel cascaded inverter » Power Electronics Specialists Conference, PESC. IEEE, pp. 1176–1181, 17-21 June 2007.
- 11 B.-R. Lin et C.-H. Huang, « Implementation of a three-phase capacitor clamped active power filter under unbalanced condition », Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 53, no 5, pp. 1621–1630, Oct 2006.
- 12 W. Liqiao, L. Ping, L. Jianlin et Z. Zhongchao, « Study on shunt active power filter based on cascade multilevel converters », Power Electronics Specialists Conference, vol. 5, pp. 3512–3516 Vol.5, 20-25 June 2004.
- 13 J. Rodriguez, J. Pontt, C. A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortes et U. Ammann, «

- Predictive current control of a voltage source inverter », *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, no 1, pp. 495–503, Feb. 2007.
- 14 E. Bettega et J. Fiorina, « Cahier technique nr183 : Harmoniques : convertisseurs propres et compensateurs actifs », *Rapport technique, Schneider Electric*, 2000.
 - 15 M. Kale et E. Ozdemir, « An adaptative hysteresis band current controller for shunt active power filter », *science direct*, vol. 73, pp. 113–119, 2005.
 - 16 L. Malesani, P. Mattavelli et P. Tomasin, « High-performance hysteresis modulation technique for active filters », *IEEE transactions on Power Electronics*, vol. 12, no 5, pp. 876–884, Sept. 1997.
 - 17 T. Green et J. Marks, « Control techniques for active power filters » *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 152, no 2, pp. 369–381, 4 March 2005.
 - 18 A. Bouafia «Techniques de Commande Prédicative et Floue pour les Systèmes d'Electronique de Puissance : Application aux Redresseurs à MLI» Thèse de doctorat Université de sétif 2008.
 - 19 A. Lopez De Heredia Bermeo, *Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la montée en tension*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France 2006.
 - 20 H. Abu-Rub, J. Guzinski, Z. Krzeminski et H. Toliyat, « Predictive current control of voltage-source inverters », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no 3, pp. 585–593, June 2004.
 - 21 R. Vargas, P. Cortes, U. Ammann, J. Rodriguez et J. Pontt, « Predictive control of a three-phase neutral-point-clamped inverter », *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, no 5, pp. 2697–2705, Oct. 2007.
 - 22 P. Zanchetta, D. B. Gerry, V. G. Monopoli, J. C. Clare et P. W. Wheeler, « Predictive current control for multilevel active rectifiers with reduced switching frequency », *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no 1, pp. 163–172, Jan. 2008.
 - 23 Tichavsky P., Nehorai A., « Comparative study of four adaptive frequency trackers », *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 45, n° 6, p. 1473-1484, 1997.
 - 24 Routray A., Pradhan A. K., Rao K. P., « A Novel Kalman Filter for Frequency Estimation of Distorted Signals in Power Systems », *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 51, n° 3, p. 469-479, 2002.
 - 25 A. Besavçon-voda, S. Gentil, «Régulateurs PID analogiques et numériques », *Techniques de l'ingénieur, Traité Mesures et contrôle*.
 - 26 M. Bertrand, «Chaînes de régulation types», *Techniques de l'ingénieur, Traité Mesures et contrôle*
 - 27 Gokhale, K. P., Kawamura, A., Hoft, R. G. «deadbeat microprocessor control of PWM

- inverter for sinusoidal output waveform synthesis» IEEE PECS, 28-36, 1985.
- 28 Kawamura, A., Hanyoshi, T., and Hoft, R. G. «deadbeat current PWM inverter with parameter estimation using only voltage sensor» IEEE Press, 576-583, 1986.
 - 29 L.Rahmani, F.Krim, A.Bouafia. «Deadbeat Control for PWM AC Chopper», Taylor & Francis 32:453-466, 2004.
 - 30 L.Rahmani, F.Krim, M.S.Khanniche, A.Bouafia. «Control for PWM AC Chopper feeding nonlinear loads», Taylor & Francis Vol 91, No 3, March 2004.
 - 31 Belhouchet and L.Rahmani. «Development of Adaptive Hysteresis-band Current Control of PWM Three-Phase AC Chopper with Constant Switching Frequency» Taylor & Francis, Electric Power Components and systems, 37:583-598, 2009.
 - 32 N. Belhouchet, L.Rahmani and S. Begag. «A novel adaptive HBCC technique for three-phase shunt APF» Elsevier, Electric Power Systems Research, 79, 1097-1104. 2009.
 - 33 C. A. Claro, J. Kaffka, A. Campos «Analysis and design of a shunt active power Filter employing a dead beat control technique» Industrial Electronics Society, The 25th Annual Conference of the IEEE, Volume 3, Page(s): 1427-1433, 29 Nov-3 Dec. 1999.