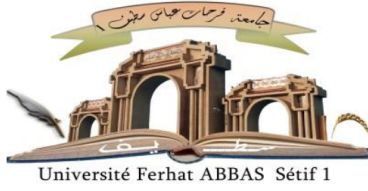


الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITÉ FERHAT ABBAS - SETIF 1

FACULTÉ DE TECHNOLOGIE

THESE

Présentée au Département de D'ELECTROTECHNIQUE

Pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES

Option: Commande Electrique

Par

Mohamed FERHAT

THÈME

**Contribution à l'amélioration des performances
d'un Filtre Actif Parallèle de Puissance**

Soutenue le 13/ 02/2025 devant le Jury:

RADJELI Hammoud	Prof	Univ. Sétif 1	Président
RAHMANI Lazhar	Prof	Univ. Sétif 1	Directeur de thèse
KESSAL Abdelhalim	Prof	Univ. B B A	Co-Directeur de thèse
SOUFI Youcef	Prof	Univ. Tébessa	Examineur
BAHI Tahar	Prof	Univ. Annaba	Examineur
BOUKADOUM Aziz	Prof	Univ. Tébessa	Examineur

Listes des Acronymes

Acronymes

CEI	Commission Electrotechnique Internationale
CDBC	Contrôle Dead Beat de Courant
FAP	Filtre Actif de Puissance
FP	Facteur de Puissance
FPB	Filtre Passe Bas
FPH	Filtre Passe Haut
HCC	Hysteresis Current Control
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PLL	Phase Locked Loop ou boucle de verrouillage de phase
K	Constante de la boucle de courant (contrôle MLI)
THD	Total Harmonic Distortion
UPQC	Unified Power Quality Conditioner

Sommaire

[INTRODUCTION GENERALE](#) **ERROR! BOOKMARK NOT DEFINED.**

Sommaire.....	3
Liste des figures.....	7

INTRODUCTION GENERALE 1

Chapitre 01..... 5

CONSEQUENCES DES HARMONIQUES ET SOLUTIONS..... 5

■ 1.1 Introduction.....	5	
Tout appareil électrique ayant un prélèvement non sinusoïdal qui consomme une puissance à partir d'une prise électrique générant une tension dont la forme est sinusoïdale à fréquence fixe, absorbe un courant distordu créant par conséquent un phénomène de pollution (perturbation) dû à la circulation des grandeurs proliférant sur le réseau électrique dites harmoniques. Les harmoniques peuvent se propager d'une simple prise vers le réseau ont des fréquences entièrement multipliables de la fréquence du fondamental déformant la forme de la grandeur électrique tout en forçant le système électrique à travailler en mauvais facteur de puissance et faible efficacité énergétique.		5
■ 1.2 Classification des grandeurs perturbatrices.....	5	
■ 1.3 Types de charges (linéarité/non-linéarité).....	6	
■ 1.4 Les harmoniques	7	
1.4.1. Interprétation des harmoniques.....	7	
1.4.2. Conséquences des harmoniques et effets.....	8	
■ 1.5 Principales sources polluantes.....	9	
■ 1.6 Mesures et prévention des harmoniques.....	9	
1.6.1. Mesure des harmoniques	9	
1.6.2. Relation du facteur de puissance	10	
1.6.2.1. Cas du régime linéaires	10	
1.6.2.2. Cas du régime distordu.....	11	
1.6.3. Normalisation	13	
■ 1.7 Solutions de réduction et de compensation des harmoniques.....	16	
1.7.1. Compensation passive.....	16	
1.7.2. Compensation active.....	17	

1.7.2.1. Filtre actif parallèle.....	17
1.7.2.2. Filtre actif série.....	18
1.7.3. Compensation hybride.....	19
1.7.4. Compensation universelle.....	21
La combinaison parallèle-série des filtres actifs, également connue sous le nom de <i>Unified Power Quality Conditioner</i> (UPQC), résulte de l'intégration des filtres actifs en série et en parallèle, tirant parti des avantages de chacun. L'UPQC assure une forme d'onde sinusoïdale tant pour le courant que pour la tension.....	21
■ 1.8 Conclusion.....	21
Chapitre 02.....	23

TECHNIQUES DE COMMANDE DES FILTRAGE ACTIF

PARALLELE.....	23
■ 2.1 Introduction.....	23
■ 2.2 Principe du filtre actif parallèle.....	24
■ 2.3 Commandes des filtres actifs parallèles.....	25
2.3.1. Les commandes analogiques.....	25
2.3.1.1. Commande en amplitude.....	25
2.3.1.2. Commande en durée.....	27
2.3.2. Les commandes discrètes.....	28
2.3.2.1. Correcteur à base d'intégrateurs discrétisés.....	28
2.3.2.2. Les contrôleurs directs de puissance type DPC.....	29
2.3.2.3. Les contrôleurs prédictifs.....	30
■ 2.4 Conclusion.....	31
Chapitre 03.....	32

CONTROLE DEAD BEAT DU FILTRE ACTIF PARALLELE..... 32

■ 3.1 Introduction.....	32
■ 3.2 Fonctions générales d'un filtre actif parallèle.....	32
3.2.1. L'extraction des harmoniques.....	32
3.2.1.1. Les méthodes globales.....	33
3.2.1.2. Les méthodes sélectives.....	34
3.2.2. Boucle de courant.....	34
3.2.3. Boucle de tension.....	35
■ 3.3 Commande hystérésis pour la compensation active.....	35
■ 3.4 Commande PWM pour la compensation active.....	37
■ 3.5 Dimensionnement des paramètres du régulateur PI.....	37

■ 3.6 Résultats de simulation.....	39
■ 3.7 Commande Dead beat de courant pour un APF.....	43
3.7.1. Description.....	44
3.7.2. Élaboration de la loi de commande.....	45
3.7.2.1. Circuit simplifié équivalent	46
3.7.2.2. Mise en équations.....	46
3.7.2.3. Modélisation de la tension en sortie de l'onduleur.....	48
3.7.3. Résultats de simulation.....	49
3.7.3.1. Régime établi.....	50
3.7.3.2. Régime dynamique.....	51
a. Insertion de l'APF.....	52
b. Variation de la charge.....	53
3.7.4. Résultats expérimentaux.....	55
3.7.4.1. Régime établi.....	57
3.7.4.2. Régime dynamique.....	57
■ 3.8 Conclusion.....	61
<i>Chapitre 04.....</i>	<i>62</i>
ONDULEUR A FILTRE LCL POUR LA COMPENSATION ACTIVE	62
■ 4.1 Introduction.....	62
■ 4.2 Filtre actif proposé.....	62
■ 4.3 Commande MLI pour le filtre actif proposé	63
■ 4.4 Résultats de simulation.....	64
■ 4.5 Contrôle Dead beat proposé.....	67
4.5.1. Principe.....	67
4.5.2. Dead beat contrôle pour v_{nm}	68
4.5.3. Représentation d'état du système	68
4.5.4. Modèle discret pour la commande Dead beat	70
4.5.5. Calcul et prédiction de la tension v_{nm}	72
■ 4.6 Résultats de simulation.....	74
4.6.1. Simulation avec charge RL	75
4.6.2. Simulation avec charge RC	77
■ 4.7 Comparaisons	83
■ 4.8 Conclusion.....	84
CONCLUSIONS GENERALES ET PERSPECTIVES.....	85
Références Bibliographiques	89

Liste des figures

Figure 1.1. Forme d'onde du courant appelé par la charge linéaire	2
Figure 1.2. Forme d'onde du courant appelé par la charge non linéaire	2
Figure 1.3. Image montrant la déformation de l'onde fondamentale	
Figure 1.3. Combinaison parallèle série des filtres actifs	3
Figure 1.4. Pont de redressement triphasé à diodes	5
Figure 1.5. Puissances active et réactive en cas du régime linéaire	6
Figure 1.6. Puissances active, réactive et déformante en cas du régime non linéaires	7
Figure 1.7.a Filtre passif résonnant	11
Figure 1.7.b Filtre passif amorti	11
Figure 1.8. Filtre actif parallèle connecté à un réseau	12
Figure 1.9. Filtre actif série connecté à un réseau	12
Figure 1.10. Filtre actif série et filtre passif parallèle	13
Figure 1.11. Filtre actif série connecté en série avec un filtre passif parallèle	14
Figure 1.12. Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle	14
Figure 1.13. Image représentant l'effet d'une harmonique	15
Figure 2.1. Principe de la compensation active des harmoniques	17
Figure 2.2. Principe de la commande par hystérésis	19
Figure 2.3. Principe de la génération de commande par hystérésis	19
Figure 2.4. Principe de la commande de courant par MLI	20
Figure 2.5. Principe de la génération de commande par MLI	21
Figure 2.6. Principe du correcteur multi-résonnant	22
Figure 2.7. Commande de type DPC avec modulateur	22
Figure 2.8. Commande de type DPC sans modulateur	23
Figure 3.1. Fonctions principales du filtrage actif	26
Figure 3.2a. Filtrage des signaux dans le domaine temporel (méthode directe)	27
Figure 3.2b. Filtrage des signaux dans le domaine temporel (méthode indirecte)	27
Figure 3.3. Circuit de puissance	28
Figure 3.4. Représentation de la commande hystérésis	29
Figure 3.5. Schéma synoptique de la commande MLI (PWM)	30
Figure 3.6. Régulateur PI	31
Figure 3.7. Boucle de tension	31
Figure 3.8. Courant de source (d'entrée) de la phase (a) et son spectre harmonique avant l'opération du filtrage actif	33
Figure 3.9. Courant de source de la phase a et son spectre harmonique après filtrage (commande par hystérésis)	34

Figure 3.10. Courant de source de la phase a et son spectre harmonique après filtrage (commande PWM)	35
Figure 3.11. Méthode de contrôle du courant par Dead beat	37
Figure 3.12. Méthode de prédiction utilisée	37
Figure 3.13. Modèle équivalent du système	38
Figure 3.14. Tension en sortie de l'onduleur	40
Figure 3.15. Génération de commande par Dead beat	41
Figure 3.16. Forme d'onde du courant de source de la phase (a) après le filtrage (commande Dead beat)	41
Figure 3.17. Spectre harmonique du courant de source de la phase (a) après le filtrage (commande Dead beat)	41
Figure 3.18. Tension de la capacité V_{dc} , courant de charge, courant de source et courant de filtre (de compensation)	42
Figure 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)	43
Figure 3.20. Puissance active et puissance réactive instantanées pendant l'activation de l'APF	44
Figure 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)	45
Figure 3.22. Puissance active et puissance réactive instantanées pendant la variation de la charge	46
Figure 3.23. Tension de source, courant de source (commande Dead beat)	46
Figure 3.24. Courants filtrés des trois phases	47
Figure 3.25. Analyses spectrales de tension et de courant provenant la source après filtrage des harmoniques	47
Figure 3.26. Vecteurs de tension et de courant du coté source après filtrage des harmonique	47
Figure 3.27. Tension de capacité V_{dc} , courant de charge, courant de source et courant de filtre pendant le régime permanent	48
Figure 3.28. Performances dynamiques : tension de capacité V_{dc} , courant de source pendant la variation de la charge	48
Figure 3.29. Performances dynamiques : tension de capacité, courant de source pendant la variation de la consigne	49
Figure 3.30. Influence de l'inductance L_f sur le THD	50
Figure 3.31. Contraintes sur la tension au point de raccordement	51
Figure 4.1. FAP proposé (Structure 2)	53
Figure 4.2. FAP à filtre en T connecté au réseau triphasé	54
Figure 4.3. Courant de la première phase et son spectre harmonique (structure proposée commandée par MLI)	55
Figure 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	56
Figure 4.5. Puissance active et puissance réactive instantanées absorbées pendant la variation de la charge	57
Figure 4.6. Circuit équivalent du système	58

Figure 4.7. Circuit équivalent pour la commande.....	58
Figure 4.8. Principe de prédiction de la tension v_{nm}	64
Figure 4.9. Diagramme en bloc utilisé en simulation.....	65
Figure 4.10. Courant de source et tension de source de la phase (a) après filtrage (commande Dead beat proposée).....	66
Figure 4.11. Courant de source de la phase (a) et son spectre harmonique après filtrage (commande Dead beat proposée).....	67
Figure 4.12. Tension simple au point de raccordement de l'APF.....	68
Figure 4.13. Redresseur triphasé débutant dans une charge RC	68
Figure 4.14. Courant de source de la phase (a) et son spectre harmonique avant filtrage des harmoniques (charge RC).....	69
Figure 4.15. Courant de source de la phase (a) et son spectre harmonique après filtrage (charge RC , commande Dead beat proposée).....	70
Figure 4.16. Tension du condensateur, courant de charge, courant de source, courant de compensation finale durant le régime dynamique.....	71
Figure 4.17. Puissance active et réactive instantanées durant le régime dynamique.....	72
Figure 4.18. Performances dynamiques du régulateur PI : tension de capacité, courant de source pendant la variation de la consigne	73
Figure 4.19. Tension simple au point de raccordement de l'APF : (a) APF conventionnel (structure 1), (b) APF proposé (structure 2)	74
Figure 4.20. Courants de compensation injectés par les deux structure.....	74

Liste des tableaux

Tableau 1.1. Limites des émissions de courants harmoniques (IEEE).....	9
Tableau 1.2. Limites des émissions de courants harmoniques (courant appelé par les appareils $\leq 16A$ par phase).....	9
Tableau 3.1. THD après filtrage des courants de source pour les trois commandes appliquées.....	50
Tableau 4.1. THD après filtrage des courants de source pour les commandes appliquées sur la structure2.....	73

INTRODUCTION GENERALE

La demande de l'énergie électrique en Algérie connaît une croissance progressive d'année en année, les zones enclavées et les sites agricoles ont désormais accès au service de l'électricité, derrière la qualité, la quantité et la continuité de ce service il y a une maîtrise de toute la chaîne : production, transport et distribution. L'été de 2023 les services de SONELGAZ (société nationale d'électricité et de gaz) ont enregistré des pics historiques de consommation, l'un de ces pics est atteint la valeur de 18697 Mégawatts avec une augmentation de 1875 Mégawatts par rapport au pic du août 2022, c'est-à-dire en l'espace d'un an, une petite partie de cette production est exportée vers la Tunisie (plus de 500 Mégawatts) alors que le reste est consommé localement.

En général, ce service est garanti via un réseau électrique qui assure l'acheminement et la distribution de l'énergie électrique issue des centrales de production, le prélèvement sinusoïdal est un cas idéal, le fonctionnement réel est régi par un facteur de puissance dû au déphasage et un taux de distorsion dû au phénomène de pollution.

En effet, la présence d'éléments réactifs dans les équipements entraîne un décalage entre la tension et le courant, générant ainsi une puissance réactive responsable de l'échauffement supplémentaire. Les appareils d'électroniques de puissance, tels que les ponts redresseurs en diodes, les alimentations de secours etc... fonctionnent en régime distordu en générant des pollutions harmoniques, ce qui non seulement augmente le courant apparent nécessaire pour transporter la même puissance active, mais perturbe voire détériore également les autres équipements sur le réseau s'alimentant du même point de livraison (PCC) *common coupling point*. Pour traiter ce phénomène de pollution harmonique, des solutions de limitation ont été proposées [1] [2].

Traditionnellement, en raison de son faible coût et de sa simplicité, le filtre passif était largement utilisé pour atténuer les courants harmoniques et compenser la puissance réactive. Cependant, cette solution présente des limites, notamment l'inadéquation face à la dynamique du réseau et de la charge, des problèmes de résonance, ainsi que les limites liées à son poids et son volume. Aujourd'hui, les solutions de filtrage les plus performantes, telles que les compensateurs actifs dont les topologies : parallèle, série, parallèles et série (UPQC) ou hybrides sont privilégiées pour répondre aux exigences de la dépollution de l'énergie électrique.

Le compensateur actif shunt (*shunt APF*) ou encore filtre actif parallèle (FAP) est une méthode évoluée de filtrage, permettant de corriger les distorsions harmoniques causées par les charges non linéaires en injectant sur le réseau d'alimentation, grâce à des circuits à semi-conducteurs (Onduleur), des courants de même amplitude mais en opposition de phase aux courants harmoniques pollueurs, le FAP peut compenser également la puissance réactive. Cette solution s'adapte en temps réel aux perturbations du réseau et s'intègre facilement dans les installations industrielles et domestiques sans nécessiter de modifications importantes. La performance du *shunt APF* dépend particulièrement de sa conception structurelle, de son algorithme de commande, et de la méthode utilisée pour déterminer le courant de référence [4] [36].

C'est dans ce contexte que cette thèse propose de développer un système de compensation active basé sur une commande en temps réel correcteur prédictif, capable de filtrer les perturbations de courants dans le réseau électrique, les perturbations liées aux tensions ne sont pas prises en compte dans cette étude donc, le choix est également porté sur le principe qui consiste à compenser les harmoniques et le courant réactifs.

Ainsi, ce travail de thèse est consacré aux notions liées au phénomène de pollution du réseau électrique essentiellement par rapport aux courants harmoniques, l'étude et le contrôle du shunt APF pour un réseau triphasé à trois fils sont détaillés avant de nous consacrer à l'introduction d'un filtre passif LCL au lieu d'une simple inductance de lissage pour réduire les contraintes de commutation de l'onduleur au point PCC.

Dans le premier chapitre, nous abordons le phénomène de pollution des réseaux électriques, en soulignant la distinction entre les charges linéaires et celles dites non linéaires, responsables de la pollution. Ces charges non linéaires génèrent des harmoniques de courant, entraînant une dégradation du facteur de puissance. Après avoir discuté de l'importance du facteur de puissance et de la nécessité de filtrage, nous présentons les techniques de dépollution actuellement reconnues comme traditionnelles. L'introduction des filtres actifs, qui repose sur l'exploitation de convertisseurs statiques et l'application de l'électronique de puissance, permet d'initier notre étude principale.

Le second chapitre est consacré aux diverses techniques de commande présentées dans la littérature, applicables aux convertisseurs statiques et, par extension, au filtrage actif. Ce chapitre permet de classer ces techniques selon leur mode d'opération et leurs spécificités, tout en exposant leurs avantages et inconvénients respectifs.

Le troisième chapitre décrit la commande Dead Beat, conçue pour contrôler un filtre actif parallèle (APF) conventionnel, après avoir exploré deux autres méthodes (hystérésis et PWM). L'intégration d'un régulateur PI dans la boucle de tension nous offre une approche simplifiée pour l'extraction des harmoniques. Les résultats obtenus par simulation et expérimentation confirment l'efficacité de la combinaison du régulateur PI avec le contrôle Dead Beat.

Enfin, le quatrième chapitre présente l'APF configuré en filtre en T, remplaçant l'inductance de couplage par un filtre passif LCL, dont l'objectif est d'améliorer les performances globales de filtrage. Nous fournissons également des résultats de simulation obtenus à l'aide de deux commandes distinctes pour illustrer l'intérêt de cette nouvelle structure.

Une conclusion générale ainsi que des perspectives clôturent ce travail.

Chapitre 01

CONSEQUENCES DES HARMONIQUES ET SOLUTIONS

1.1 Introduction

Tout appareil électrique ayant un prélèvement non sinusoïdal qui consomme une puissance à partir d'une prise électrique générant une tension dont la forme est sinusoïdale à fréquence fixe, absorbe un courant distordu créant par conséquent un phénomène de pollution (perturbation) dû à la circulation des grandeurs proliférant sur le réseau électrique dites harmoniques. Les harmoniques peuvent se propager d'une simple prise vers le réseau ont des fréquences entièrement multipliables de la fréquence du fondamental déformant la forme de la grandeur électrique tout en forçant le système électrique à travailler en mauvais facteur de puissance et faible efficacité énergétique.

1.2 Classification des grandeurs perturbatrices

Entre les centrales de production et les consommateurs de l'énergie électrique un réseau par toutes ces classes (*HT, MT, BT*) est en place pour assurer la distribution, la conformité des tensions et fréquences par rapport à un cahier des charges techniquement établi est nécessaire pour garantir le bon fonctionnement et la stabilité de ce réseau. En général, La qualité de la tension au point de livraison définit la qualité de la fourniture de l'énergie électrique qui en dépend étroitement, cette tension pourrait souvent subir des perturbations dont les origines sont classées comme suit :

Première origine

- Perturbations de tension liées à la circulation de courants perturbateurs de fait de l'impédance du réseau : les courants harmoniques, les courants déséquilibrés et les courants liés la composante réactive de la puissance.

Deuxième origine

- Perturbations de tension causées essentiellement par les producteurs d'énergie électrique (tensions harmoniques ou déséquilibrées, creux de tension...).

1.3 Types de charges (linéarité/non-linéarité)

En effet, selon la forme du courant appelé, en considérant comme hypothèse que la tension d'alimentation est saine (forme sinusoïdale de fréquence fixe), deux types de charges sont distinguées:

- Charge linéaire qui regroupe tout appareil consommant un courant dont la forme est sinusoïdale même qu'elle soit déphasée par-rapport à la forme de la tension d'alimentation (Fig.1.1).
- Charge non linéaire ou polluante qui regroupe tout appareil qui consomme un courant dont la forme est déformée par-rapport à celle de la tension d'alimentation (Fig.1.2).

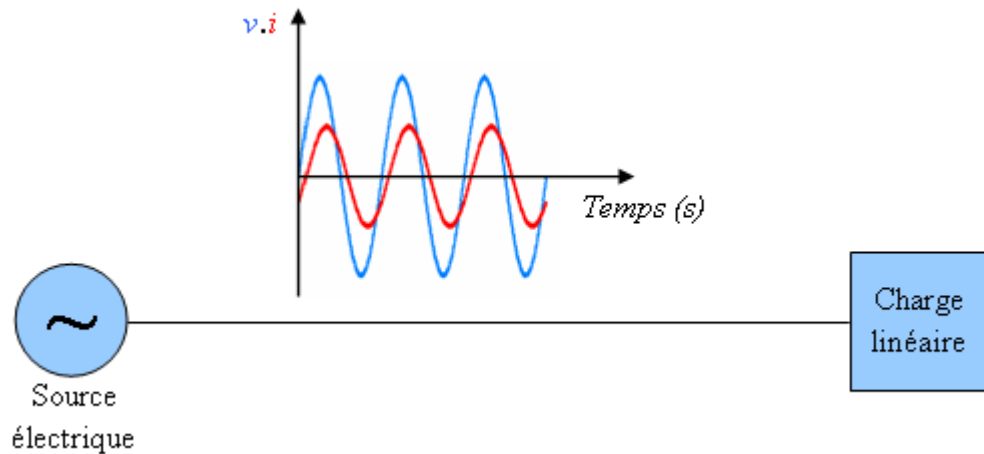


Figure 1.1. Forme d'onde du courant appelé par la charge linéaire.

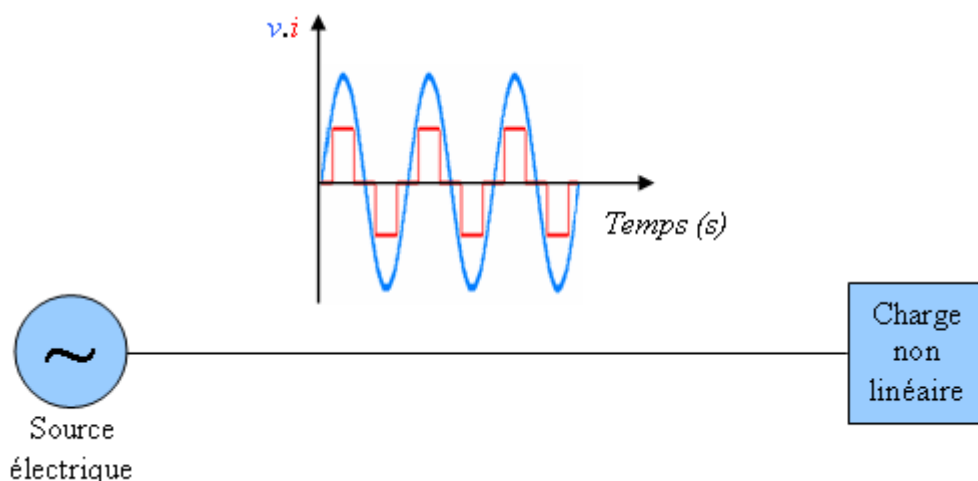


Figure 1.2. Forme d'onde du courant appelé par la charge non linéaire.

1.4 Les harmoniques

Dans cette partie on est amené à présenter l'interprétation des harmoniques ainsi que leurs effets et conséquences sur le système électrique.

1.4.1. Interprétation des harmoniques

Depuis l'observation de leurs effets sur le réseau de télécommunication en 19ème siècle, les harmoniques faisaient alors objet d'études et interprétations, le concept d'harmonique est introduit au début de ce siècle par Joseph Fourier qui démontra que tout signal périodique non sinusoïdal peut être représenté par une somme ou série de sinusoides de fréquences multiples aux entiers.

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

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:

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

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

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

La charge non linéaire absorbe un courant dont expression est :

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

La composante fondamentale est celle qui correspond à la première composante de rang 1 ($h=1$). Pour les systèmes raccordés à un réseau électrique stabilisé, la fréquence de la composante fondamentale est considérée comme étant fixe (50Hz en Algérie, 60Hz aux Etats

Unis). Les autres composantes de la série de Fourier sont appelées harmoniques de rang h , où h désigne l'ordre de la composante (par exemple le rang 2 correspond au deuxième terme de la série de Fourier qui aura une fréquence double du fondamental).

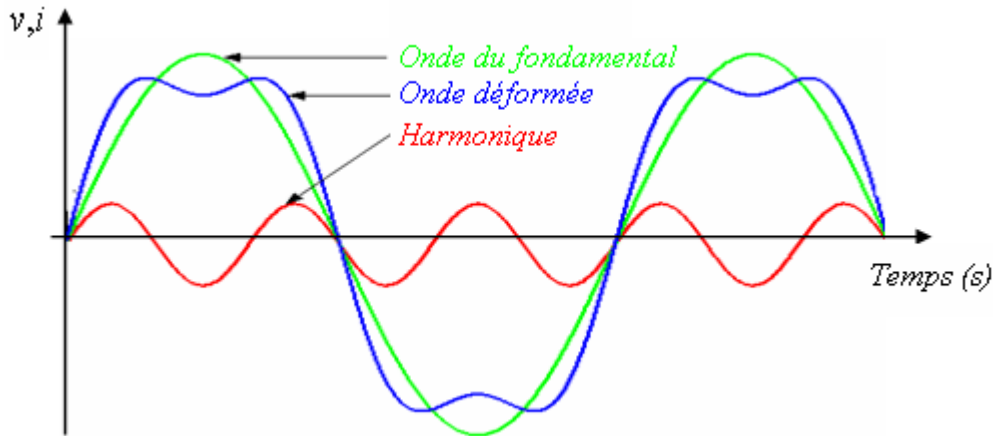


Figure 1.3. Image montrant la déformation de l'onde fondamentale.

L'image donnée par La figure 1.3 montre l'allure d'un courant contenant un harmonique de rang 3, l'onde du courant est déformée par la présence d'une composante de rang 3 élevée en amplitude qui se propage superposée avec l'onde fondamentale. Dans les systèmes électriques triphasés, les composantes 5, 7, 11 et 13 sont les principaux rangs harmoniques.

1.4.2. Conséquences des harmoniques et effets

La circulation des harmoniques entraîne des effets différents selon l'immunité des appareils et équipements utilisés. Même si les harmoniques de courant pouvant dans certains cas provoquer des effets directs (instantanés) tel que les perturbations de systèmes de contrôle intégrant de circuits de détection de passage par zéro ou de valeur maximale, pouvant aussi provoquer des effets à terme. Les effets à terme sont principalement dus aux échauffements (même si l'échauffement peut être ressenti instantanément), la fatigue mécanique des matériaux est une conséquence aux vibrations ainsi que l'échauffement des composants. La surcharge thermique due aux échauffements supplémentaires provoque la destruction du matériel ou la diminution de sa durée de vie [1].

Dans les machines et les transformateurs, des pertes supplémentaires se manifestent, notamment à travers les courants de Foucault et les champs tournants harmoniques. Pour ce qui est des câbles et des équipements, l'élévation de la température résulte des courants

harmoniques, entraînant ainsi des pertes supplémentaires. Ces pertes sont dues à l'augmentation de la valeur efficace du courant, à la hausse de la résistance apparente du conducteur avec la fréquence, ainsi qu'à l'accroissement des pertes diélectriques dans les isolants, également liées à la fréquence.

D'une façon générale la pollution harmonique force le système électro-énergétique à travailler en mauvais facteur de puissance et par conséquent en faible efficacité.

1.5 Principales sources polluantes

Que ce soit en monophasé ou triphasé, à base de diodes ou de thyristors, Les ponts de redressement sont les plus utilisés pour la conversion AC-DC de la puissance car ils sont sans commande et ont une durée de vie importante et un coût d'achat suffisamment moins chère [05], ils sont principalement, de fait de leur prélèvement non sinusoïdal, à l'origine du phénomène de la pollution harmonique, leur utilisation contribue fortement à la propagation des harmoniques sur le réseau électrique.

La fig.1.4 présente un pont de redressement triphasé à diodes largement utilisé par exemple pour les variateurs de vitesse, et qui génère une pollution harmonique assez remarquable.

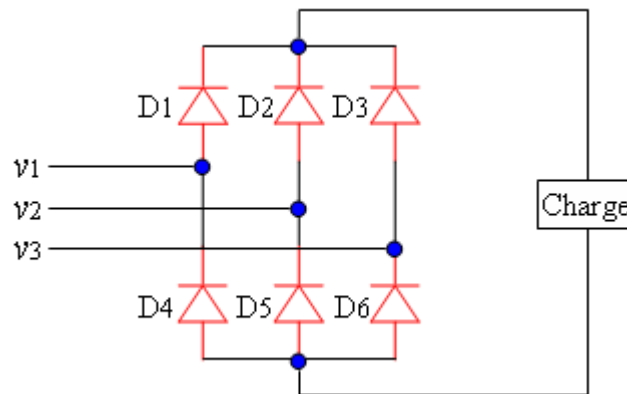


Figure 1.4. Pont de redressement triphasé à diodes.

1.6 Mesures et prévention des harmoniques

1.6.1. Mesure des harmoniques

La mesure de la pollution harmonique 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 néanmoins la Distorsion Harmonique Totale (THD) exprimée en taux qui est communément utilisée.

A partir de l'équation (1.5) on peut écrire l'équation (1.6) :

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

- I_1 : est la valeur efficace de la composante fondamentale du courant.
- φ_1 : exprime le déphasage de la composante fondamentale du courant.
- I_h : est la valeur efficace de l'harmonique de rang h .
- φ_h : exprime le déphasage des composante harmonique de rang h .

Le *THD* (*Total Harmonic Distortion*) est défini comme étant le rapport entre la résultante de toutes les composantes harmoniques dont l'ordre h est supérieur ou égal à 2 ($h \geq 2$) et la composante fondamentale ($h=1$) :

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

I : est la valeur efficace de $i(t)$.

I_H : exprime la résultante des composantes harmoniques ($h \geq 2$).

1.6.2. Relation du facteur de puissance

Le facteur de puissance se calcule de deux manières différentes selon la nature du régime de fonctionnement (avec ou sans harmoniques).

1.6.2.1. Cas du régime linéaires

Le facteur de puissance ($FP = \cos\varphi$) reflète le déphasage entre les ondes de courant et de tension dans un système électrique. Il indique la proportion de puissance qui est effectivement utilisée pour réaliser un travail utile (puissance active) par rapport à la puissance réactive, qui ne contribue pas directement au travail, mais qui est nécessaire au fonctionnement de composants comme les moteurs et transformateurs. Un facteur de puissance élevé signifie une utilisation efficace de l'énergie, tandis qu'un faible facteur indique une consommation importante de puissance réactive.

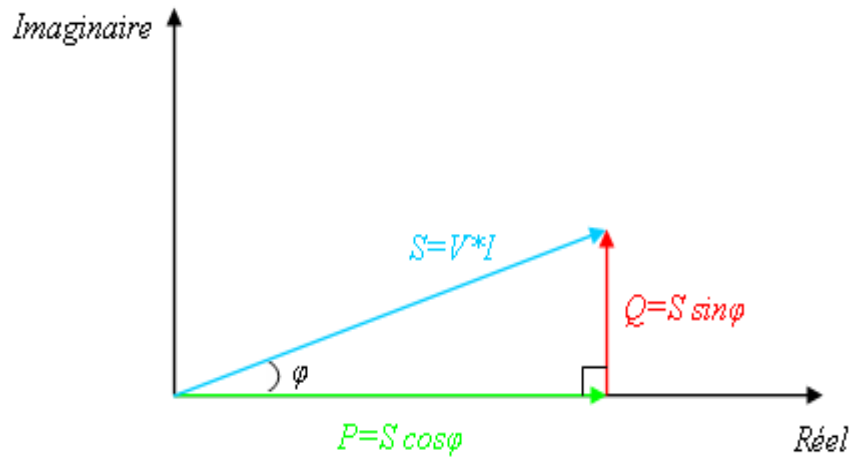


Figure 1.5. Puissances active et réactive en cas du régime linéaire.

Le diagramme de la figure 1.5 illustre la puissance complexe d'un système, comprenant ses composantes de puissance active (P) et puissance réactive (Q) consommées par un dispositif linéaire.

Le facteur de puissance (FP) est calculé à partir de la relation suivante :

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

En substituant les expressions de la puissance active (P) et de la puissance apparente (S) dans l'équation du facteur de puissance, on obtient :

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

Soit après simplification :

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

1.6.2.2. Cas du régime distordu

Lorsque la puissance est composée de trois éléments : active, réactive et déformante (comme illustré dans la Fig.1.6), le facteur de puissance peut être calculé en utilisant la formule suivante :

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

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 :

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

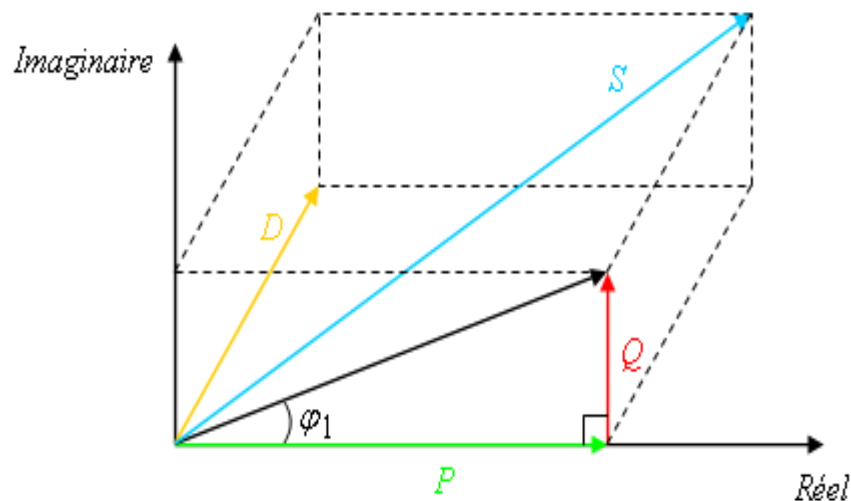


Figure 1.6. Puissances active, réactive et déformante en cas du régime non linéaire.

1.6.3. Normalisation

Vu les effets indésirables des perturbations harmoniques, les distributeurs d'énergie et les consommateurs sont amenés, pour garantir une certaine qualité de l'énergie électrique, à respecter des normes et des recommandations qui définissent les règles relatives à la compatibilité électromagnétique.

La Commission Electrotechnique Internationale (CEI) et l'association professionnelle des ingénieurs électroniciens et électriciens "Institute of Electrical and Electronics Engineers" (IEEE) réalisent à l'échelle mondial la principale activité de normalisation liée aux perturbations électriques. Néanmoins les efforts de ces deux organismes sont remarqués par l'adoption de deux terminologies, l'IEEE emploie le terme "Qualité de l'énergie" alors que CEI utilise, dans ses publications, un autre terme qui est celui de "Compatibilité Electromagnétique"

Les normes IEEE 519: 1992 et IEEE 1159: 1995 sont deux références clés dans le domaine de la qualité de l'énergie électrique :

IEEE 519: 1992 : Concerne la gestion des harmoniques dans les réseaux électriques. Elle définit des limites pour les courants et tensions harmoniques afin de garantir que les distorsions ne perturbent pas le bon fonctionnement des équipements électriques et électroniques.

IEEE 1159: 1995 : S'intéresse aux phénomènes de perturbation de la qualité de l'énergie, tels que les chutes et les hausses de tension, les interruptions, les impulsions de tension, et les fluctuations qui peuvent affecter la fiabilité des systèmes électriques.

Le tableau 1.1 illustre les spécifications de la norme IEEE 519 concernant la gestion des harmoniques dans les systèmes électriques. Celle-ci prend en compte plusieurs paramètres, notamment :

- I_{sc} : *Le courant de court – circuit.*
- I_L : *Le courant de charge nominale.*
- V_n : *La tension nominale.*
- TDD : *La distorsion totale de la demande*

En parallèle, la CEI (Commission Électrotechnique Internationale) ne mentionne pas directement la "qualité de l'énergie" dans ses normes, mais introduit le concept de **Compatibilité Électromagnétique (CEM)**. Cela se réfère à la capacité d'un appareil,

équipement ou système à fonctionner correctement dans son environnement électromagnétique sans produire ni être affecté par des perturbations électromagnétiques excessives.

Le tableau 1.2 présente la norme **CEI 61000-2-4**, qui définit les niveaux de compatibilité pour les réseaux électriques dans les installations industrielles, assurant ainsi que les équipements coexistent sans causer d'interférences perturbatrices.

Tableau 1.1. Norme IEEE 519 Limites des courants harmoniques.

$V_n \leq 69 \text{ kV}$						
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
$69 \text{ kV} \leq V_n \leq 161 \text{ kV}$						
<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
$V_n \geq 161 \text{ kV}$						
<50	2	1	0.75	0.3	0.15	2.5
≥ 50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4

Tableau 1.2. Limites des courants harmoniques pour courant appelé inférieur ou égal à 16A par phase.

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

Par ailleurs, une description plus détaillée des normes de la série CEI 61000, qui abordent divers aspects de la compatibilité électromagnétique (CEM) :

CEI 61000-1 : Exigences générales

Cette norme établit les exigences générales pour la compatibilité électromagnétique. Elle définit les principes fondamentaux concernant l'évaluation de la compatibilité électromagnétique pour les équipements et systèmes. L'objectif principal est d'assurer que les dispositifs peuvent fonctionner sans générer d'interférences indésirables.

CEI 61000-2 : Environnement électromagnétique

Cette norme traite des critères de compatibilité électromagnétique dans divers environnements. Elle spécifie les niveaux d'immunité et les exigences pour les installations et les équipements en fonction des différents environnements électromagnétiques, tels que :

- Environnements résidentiels
- Environnements commerciaux
- Environnements industriels

CEI 61000-3 : Limites de distorsion harmonique

Cette norme fixe les limites de distorsion harmonique admissibles pour les équipements connectés aux réseaux électriques. Elle vise à minimiser les effets indésirables des harmonies sur les autres équipements. Les principales exigences incluent :

- Les niveaux maximums de courant harmonique en fonction de la puissance nominale des équipements.
- Les méthodes de mesure pour évaluer la distorsion harmonique.

CEI 61000-4 : Méthodes d'essai

Cette norme décrit les méthodes d'essai pour évaluer la résistance des équipements aux perturbations électromagnétiques. Elle couvre différents types de perturbations, notamment :

- Électrostatique : Tests de résistance à des décharges électrostatiques.
- Conducteurs : Tests de perturbations sur les lignes d'alimentation.
- Rayonnement : Tests de résistance aux champs électromagnétiques rayonnés.

CEI 61000-6 : Normes pour divers environnements

Cette série de normes est spécifiquement destinée à évaluer la compatibilité électromagnétique des équipements dans des environnements spécifiques, y compris :

- CEI 61000-6-1 : Normes pour les environnements résidentiels.
- CEI 61000-6-2 : Normes pour les environnements industriels.
- CEI 61000-6-3 : Normes pour les environnements commerciaux.

Les normes CEI 61000 sont cruciales pour garantir la fiabilité et l'efficacité des systèmes électriques et électroniques dans des environnements variés. Elles permettent de :

- Protéger les équipements des interférences électromagnétiques.
- Assurer la conformité aux exigences réglementaires.
- Faciliter le bon fonctionnement des dispositifs en minimisant les perturbations électromagnétiques.

1.7 Solutions de réduction et de compensation des harmoniques

Il existe plusieurs stratégies pour atténuer les effets indésirables des harmoniques dans les réseaux électriques :

1.7.1. Compensation passive

La puissance réactive est souvent absorbée par les moteurs asynchrones et, plus récemment, par des dispositifs électroniques de puissance. Diverses techniques de compensation sont employées pour améliorer le facteur de puissance. La méthode la plus élémentaire consiste à installer des batteries de condensateurs en parallèle avec le réseau électrique. En outre, pour atténuer la propagation des harmoniques générées par des charges non linéaires, le principe consiste à ajouter une impédance ayant une faible valeur à la fréquence des harmoniques à filtrer, tout en étant suffisamment élevée à la fréquence fondamentale du réseau. Parmi les dispositifs de filtrage courants, on trouve le filtre passif résonnant et le filtre passif amorti ou passe-haut (Fig. 1.7a et Fig. 1.7b). Cependant, les principaux inconvénients de la compensation passive résident dans son incapacité à s'adapter aux variations de charge et les problèmes de résonance avec l'impédance du réseau. La solution adoptée a souvent été d'utiliser un filtre actif, idéalement connecté au point de connexion principal.

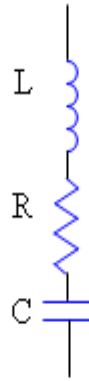


Figure 1.7a. Filtre passif résonnant.

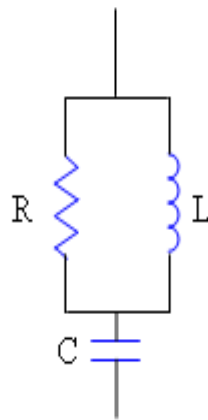


Figure 1.7b. Filtre passif amorti.

1.7.2. Compensation active

Les onduleurs de puissance utilisant des interrupteurs comme les IGBT sont particulièrement efficaces pour la compensation active des harmoniques. Les compensateurs actifs se présentent sous différentes formes selon la nature des harmoniques à compenser (qu'il s'agisse de courants ou de tensions), le type de réseau auquel l'onduleur est connecté (basse ou moyenne tension), et la nature des charges à traiter (stationnaires ou variables). Plusieurs structures de compensation active ont été proposées dans la littérature [37], [38].

1.7.2.1. Filtre actif parallèle

Pour répondre aux exigences croissantes des fournisseurs et des consommateurs sans nécessiter de modifications majeures des installations existantes, une gamme de filtres actifs parallèles a été développée. Ces dispositifs offrent une solution efficace pour réduire les perturbations liées au courant [39].

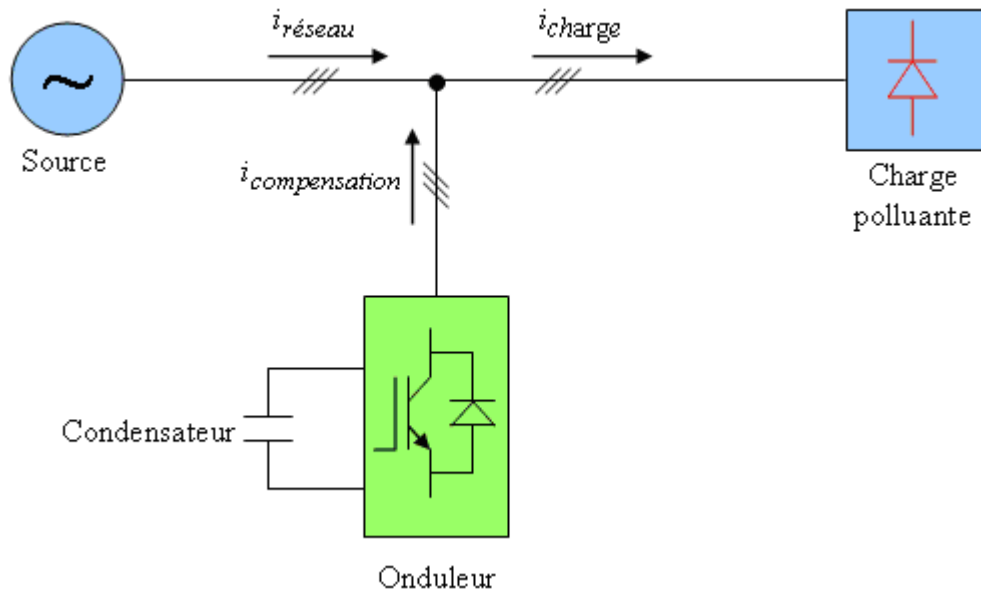


Figure 1.8. Filtre actif parallèle connecté à un réseau.

1.7.2.2. Filtre actif série

La figure 1.5 illustre l'ajout d'un transformateur au point de connexion du filtre, permettant d'exploiter le compensateur en tant que source de tension pour compenser les harmoniques de tension. Cependant, l'utilisation industrielle des filtres actifs série est relativement limitée ; leur application se concentre principalement sur les compensateurs globaux de puissance, connus sous le nom de Unified Power Quality Conditioner (UPQC).

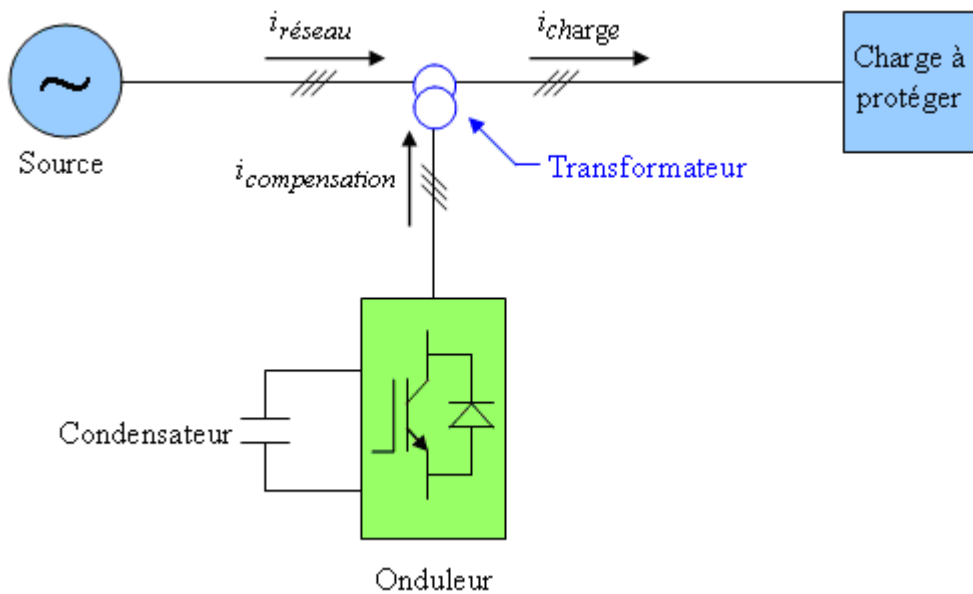


Figure 1.9. Filtre actif série connecté à un réseau.

1.7.3. Compensation hybride

Pour réduire le dimensionnement et, par conséquent, le coût des filtres actifs, une approche consiste à combiner des filtres actifs de faible puissance avec des filtres passifs. Dans cette configuration, des filtres passifs sont connectés en parallèle ou en série afin de compenser les harmoniques dominantes. De nombreuses configurations ont été développées [08], alliant des éléments passifs à des filtres actifs en série ou en parallèle. En plus d'optimiser les coûts, cette structure améliore également la qualité des formes d'onde. Plusieurs types d'associations de filtres actifs et passifs ont été étudiés, les plus courantes étant :

- Filtre actif série avec filtres passifs parallèles.
- Filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles.
- Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.

Les figures ci-dessous montrent les configurations de chacune de ces solutions.

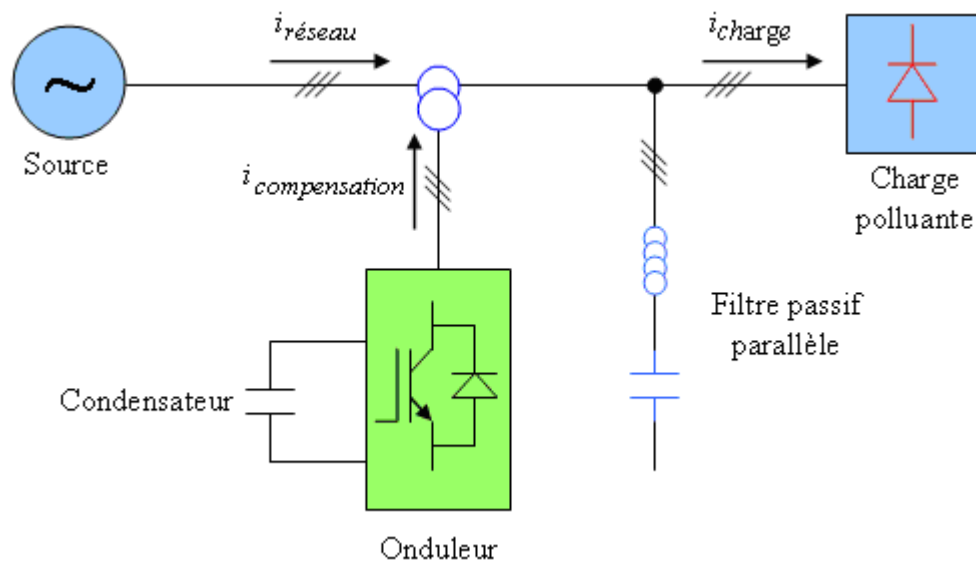


Figure 1.10. Filtre actif série et filtre passif parallèle

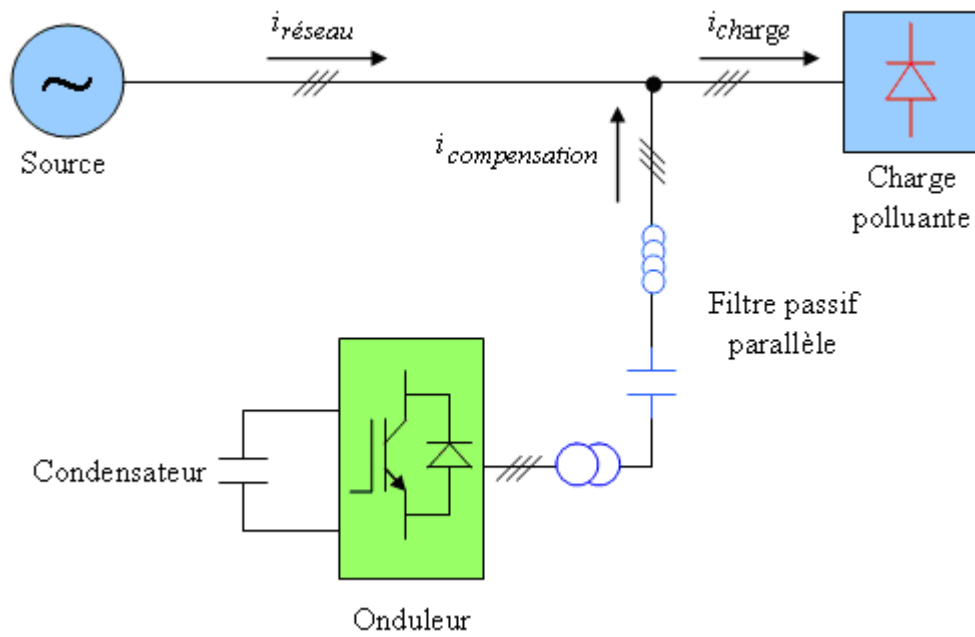


Figure 1.11. Filtre actif série connecté en série avec un filtre passif parallèle.

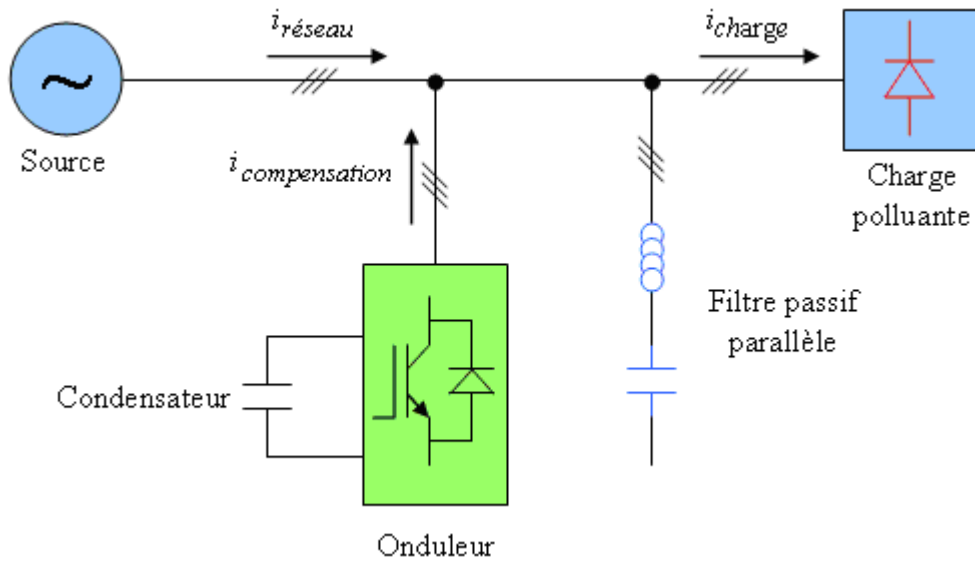


Figure 1.12. Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.

1.7.4. Compensation universelle

La combinaison parallèle-série des filtres actifs, également connue sous le nom de *Unified Power Quality Conditioner* (UPQC), résulte de l'intégration des filtres actifs en série et en parallèle, tirant parti des avantages de chacun. L'UPQC assure une forme d'onde sinusoïdale tant pour le courant que pour la tension.

De plus, il existe d'autres topologies avec des structures variées basées sur des onduleurs multi-niveaux [09] [10] [11] [12]. Étant donné les limitations des interrupteurs de puissance à opérer à haute tension, l'utilisation d'onduleurs multi-niveaux contribue à réduire les contraintes de tension sur ces interrupteurs [13]. Toutefois, au niveau du contrôle, la gestion de ces onduleurs devient très complexe au-delà de trois niveaux.

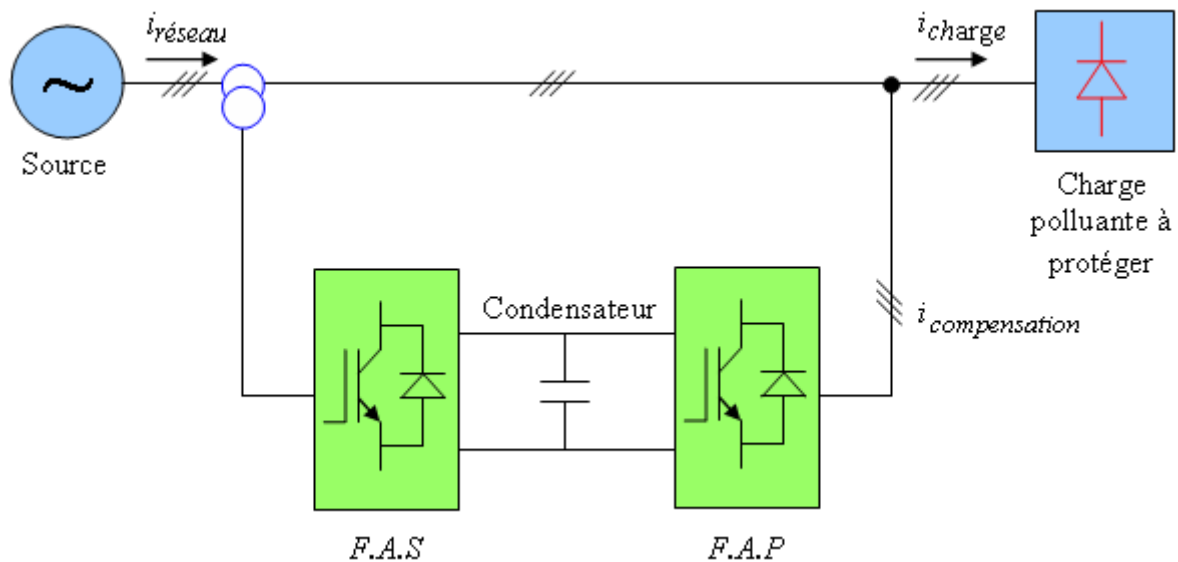


Figure 1.13. Combinaison parallèle série des filtres actifs.

1.8 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons observé que les charges linéaires consomment des courants sinusoïdaux qui peuvent être déphasés par rapport à la tension d'alimentation. Cela concerne principalement les charges résistives, les moteurs asynchrones sous charge, les condensateurs, etc. En revanche, les charges non linéaires entraînent des courants non sinusoïdaux, ce qui constitue un phénomène de pollution pour les réseaux électriques.

Concernant les dispositifs de dépollution, nous avons abordé les filtres passifs. Bien que ces filtres, une fois dimensionnés, offrent une solution économique, leur utilisation n'est pas

systematique. Cela est dû à leur impact sur les impédances des réseaux, leur rigidité et leur incapacité à s'adapter à des régimes spécifiques. Ces limitations ont conduit à l'émergence des filtres actifs.

Les filtres actifs parallèles se révèlent donc plus avantageux que les filtres passifs, car ils remplissent une gamme plus étendue de fonctions, notamment la compensation de l'énergie réactive. Cependant, ces dispositifs nécessitent une commande efficace ; sans celle-ci, la compensation des perturbations ne sera jamais effective. Il est donc essentiel d'envisager une combinaison harmonieuse entre la structure et la commande pour réaliser une fonction de filtrage actif efficace.

Le chapitre suivant présentera plusieurs types de commandes disponibles.

Chapitre 02

TECHNIQUES DE COMMANDE DES FILTRAGE ACTIF PARALLELE

2.1 Introduction

Le fonctionnement des dispositifs et équipements basé sur l'électronique de puissance pour la conversion de l'énergie donne lieu à de sérieux inconvénients en termes de qualité de l'énergie et compatibilité électromagnétique. Afin de fournir des solutions techniques aux nouveaux défis imposés aux systèmes électriques, le concept de systèmes de transmission CA flexibles (FACTS) "flexible AC transmission systems" a été introduit à la fin des années 1980. Les dispositifs FACTS contribue à améliorer et augmenter la capacité de transfert de puissance du système de transmission. Il existe deux approches pour la réalisation de ces compensateurs, l'une est conventionnelle utilise des capacitances et réactances commutés par thyristors, et l'autre utilise des convertisseurs auto-commutés. Les deux schémas aident à contrôler efficacement la puissance active et réactive, mais seul le second peut être utilisé pour compenser les harmoniques de courant et de tension et présente une meilleure flexibilité de compensation.

Les compensateurs statiques (SVC) sont utilisés pour contrôler la tension alternative en générant ou en absorbant la puissance réactive au moyen d'éléments passifs. L'SVC est composé de thyristors antiparallèles et d'éléments passifs : condensateur ou inductance, la valeur effective de la réactance du condensateur ou de l'inductance est modifiée en continu en contrôlant l'angle d'amorçage des thyristors, l'inconvénient majeur de l'utilisation du SVC est que la puissance réactive gérée par le système SVC est limitée par la taille des éléments passifs.

L'un des dispositifs FACTS les plus polyvalents est le STATCOM. Il se compose d'un onduleur source de tension (VSI) fonctionne en modulation de largeur d'impulsion (PWM). Dans le système de transmission, il peut être utilisé pour améliorer la stabilité et l'amortissement du système ou pour réguler la tension. La même structure au niveau de la distribution, connue sous le nom de D-STATCOM, peut être utilisée pour le contrôle de la puissance réactive ou pour la régulation de la tension

Le compensateur statique série SSC est un onduleur VSI raccordé en série au réseau et fonctionne comme une source de tension contrôlée pour obtenir la tension désirée, il est utilisé, si son bus contenu est alimenté, pour compenser les harmoniques de tension et réguler la tension de la charge.

Le filtre actif de puissance APF (série, parallèle ou hybride) est un autre dispositif généralement à base d'un onduleur VSI qui permet de compenser principalement les harmoniques, le type parallèle ou shunt, étudié dans ce travail, dont le principe et le contrôle sont détaillés ci-après.

2.2 Principe du filtre actif parallèle

La figure 2.1 illustre le principe de fonctionnement d'un filtre actif de type parallèle, conçu pour compenser les harmoniques de courant générés par une charge polluante à travers l'injection d'un courant compensateur [14].

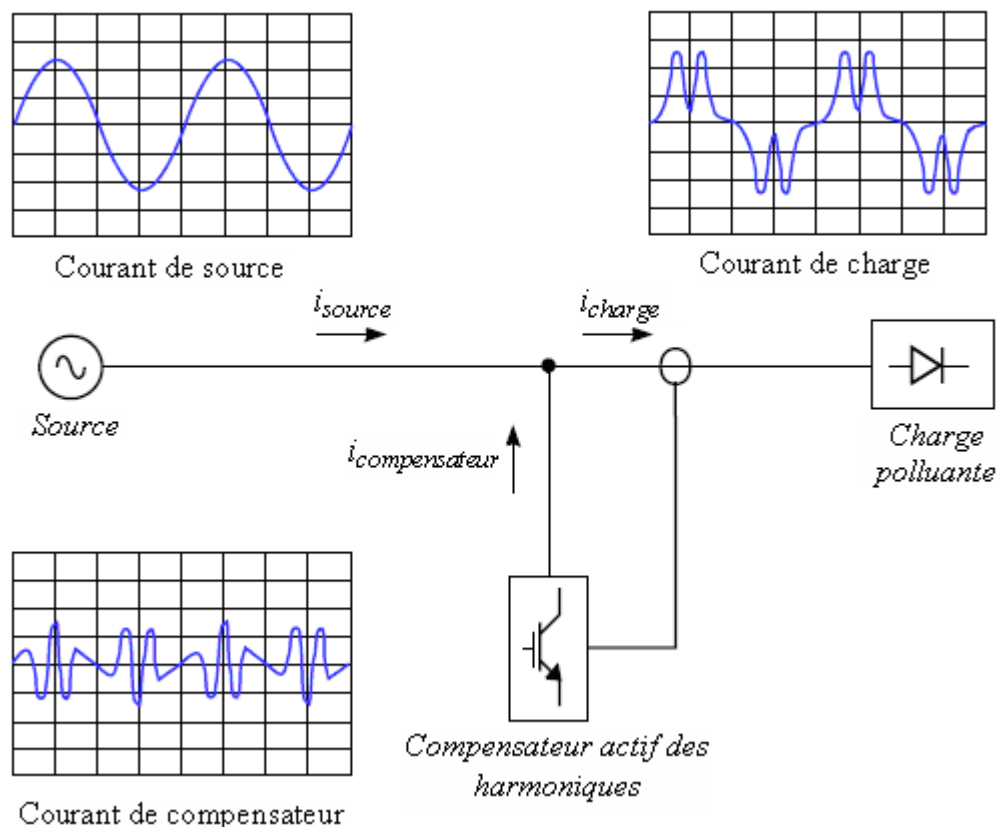


Figure 2.1. Principe de la compensation active des harmoniques.

Ce principe repose sur l'injection d'un courant de phase opposée à celui des harmoniques de la charge, dans le but de rendre le courant fourni par la source aussi sinusoïdal que possible.

Lorsqu'une charge polluante est connectée au réseau électrique, elle engendre la circulation de trois types de puissances : active, réactive, et de déformation (cf. diagramme vectoriel en figure 1.6 du chapitre 1). Le filtre actif est capable de compenser à la fois la puissance réactive et celle de déformation, mais cela nécessite l'implémentation d'une stratégie de commande spécifique.

Dans le paragraphe suivant, nous aborderons diverses techniques de commande disponibles dans la littérature, qui peuvent être mises en œuvre pour assurer un filtrage actif efficace.

2.3 Commandes des filtres actifs parallèles

Le rôle des commandes dans un filtre actif parallèle est de générer les courants harmoniques correctifs en temps réel, conformément aux références harmoniques déterminées par une méthode d'extraction des harmoniques. Les techniques de commande peuvent être classées en deux grandes catégories : analogiques (continues) et numériques (discrètes).

2.3.1. Les commandes analogiques

Les commandes analogiques, ou continues, sont historiquement les premières utilisées pour le contrôle des dispositifs électroniques de puissance, notamment dans les systèmes de filtrage actif. Nous présentons ici les principes généraux de ces commandes, sans entrer dans le détail des lois spécifiques qui sont largement maîtrisées et bien connues.

2.3.1.1. Commande en amplitude

La commande par hystérésis est l'une des méthodes de contrôle les plus basiques appliquées aux convertisseurs statiques. Simple à implémenter, elle offre d'excellentes performances. Elle repose sur une opération mathématique élémentaire : la comparaison entre le courant mesuré et le courant de référence. Le principe de cette méthode consiste à maintenir l'erreur de comparaison dans une bande fixe, comme illustré par la figure 2.3.

Ce type de commande présente de nombreux avantages : elle est robuste, garantit une excellente stabilité, offre une dynamique de réponse rapide, et limite automatiquement le courant. Cependant, son principal inconvénient est l'irrégularité et l'imprévisibilité de la fréquence de commutation des interrupteurs. Cette variabilité génère un spectre harmonique dispersé sur une large plage de fréquences, rendant le filtrage difficile et peu acceptable dans un contexte industriel.

De nombreux travaux [15] [16] ont proposé des améliorations de la commande par hystérésis afin de mieux contrôler la fréquence de commutation, notamment en imposant une durée minimale entre deux commutations. Toutefois, ces améliorations réduisent les performances du système, et introduisent des inconvénients tels que la sur-commutation et des délais de réponse.

La figure 2.2 illustre le principe de la commande par hystérésis à bande fixe, dont la non-linéarité permet d'assurer un contrôle efficace.

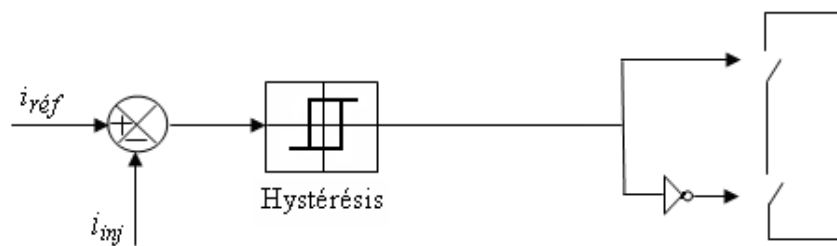


Figure 2.2. Principe de la commande par hystérésis.

La figure (2.3) illustre que le contrôle par hystérésis à bande fixe entraîne des variations de la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance.

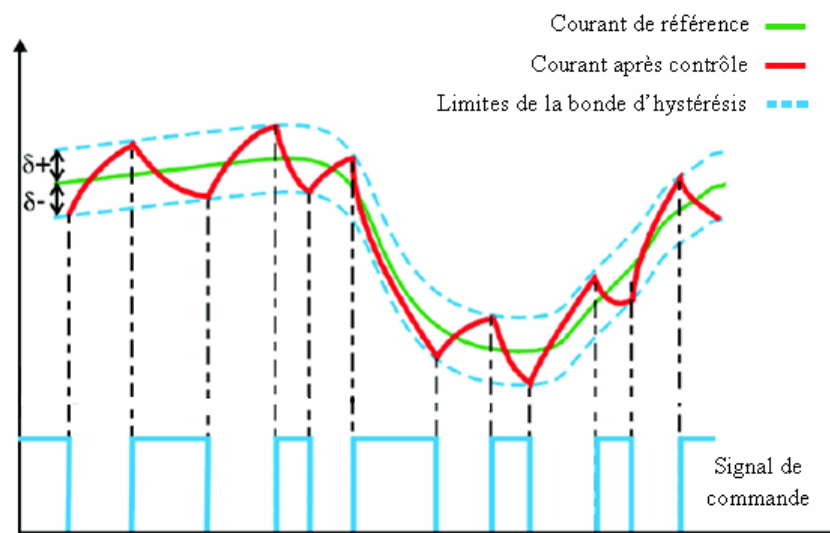


Figure 2.3. Principe de la génération de commande par hystérésis.

2.3.1.2. Commande en durée

Pour pallier les limitations de la commande par hystérésis, notamment la maîtrise de la fréquence de commutation et ses effets sur les interrupteurs, une autre stratégie de contrôle a été développée : la modulation de largeur d'impulsion (MLI). Cette technique s'ajoute à la commande par hystérésis modulée, offrant un meilleur contrôle des commutations.

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est largement utilisée pour le contrôle du courant dans les applications électrotechniques. Elle est particulièrement adaptée au filtrage actif, en assurant une régulation précise du courant via un correcteur proportionnel-intégral (PI) [17]. Ce type de régulateur est bien adapté aux commandes analogiques, mais avec l'évolution des applications numériques récentes, ces correcteurs sont de plus en plus discrétisés pour s'adapter aux exigences modernes de contrôle.

Dans cette méthode, la commande de l'onduleur repose sur une modulation sinus-triangle, où l'erreur entre le courant mesuré et le courant de référence est compensée par un régulateur PI, comme illustré à la figure 2.4. Plusieurs types de modulations sont explorés dans la littérature, notamment :

- MLI à porteuse en dent de scie (orientation à gauche ou à droite)
- MLI à porteuse triangulaire centrée (modulation des deux côtés de la porteuse)
- MLI à porteuse aléatoire

Parmi ces options, la modulation à porteuse triangulaire centrée offre les meilleures performances, car elle permet de maintenir une fréquence de commutation constante et bien définie, ce qui améliore considérablement l'efficacité du système [18].

La figure 2.4 montre que l'utilisation de porteuses triangulaires à haute fréquence permet de fixer la fréquence de commutation de manière stable et prévisible.

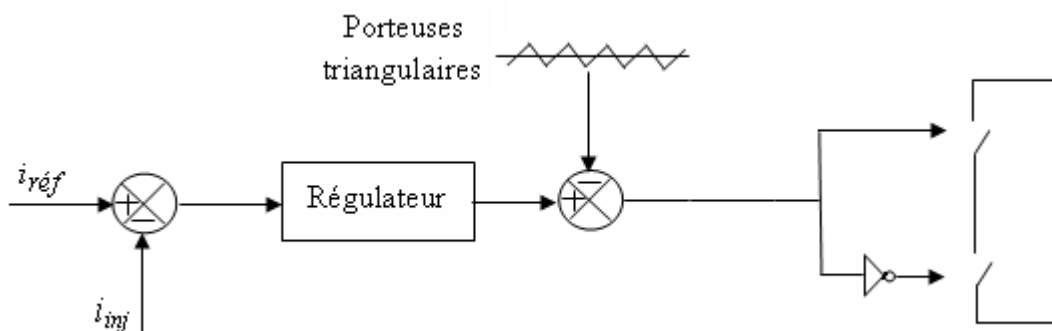
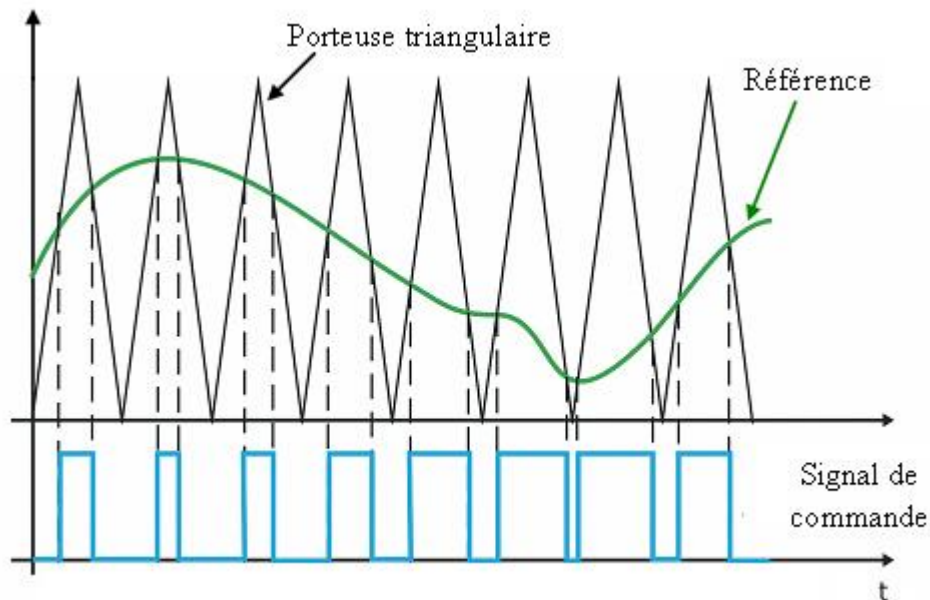


Figure 2.4. Principe de la commande de courant par MLI.**Figure 2.5.** Principe de la génération de commande par MLI.

2.3.2. Les commandes discrètes

L'essor des technologies de traitement numérique de l'information a conduit, au fil des années, à l'implémentation de dispositifs à haute capacité de calcul, tels que les *DSP* et les systèmes *DSPACE*. Ces outils permettent d'exécuter en temps réel des stratégies de commande avancées, complexes et optimisées, pour diverses applications, y compris le filtrage actif.

Les commandes analogiques laissent désormais place aux techniques de commande discrètes, qui offrent de meilleures performances et flexibilité. Ce chapitre présente les principales techniques de contrôle du courant utilisées dans les filtres actifs, en mettant l'accent sur leurs principes fondamentaux et leurs représentations sous forme de blocs fonctionnels, sans entrer dans le détail des lois spécifiques.

2.3.2.1. Correcteur à base d'intégrateurs discrétisés

Les correcteurs à intégrateur simple ne suffisent plus pour les applications qui nécessitent un contrôle multi-fréquentiel. En effet, dans le cadre des références de courant qui contiennent

des harmoniques de différents ordres, il est nécessaire d'utiliser des correcteurs multiples.

Pour le filtrage actif des harmoniques, la méthode proposée dans la référence [19] présente un correcteur constitué d'un terme proportionnel (K_p) et de plusieurs termes intégrateurs, chaque terme étant dédié à une fréquence spécifique à compenser (voir figure 2.6).

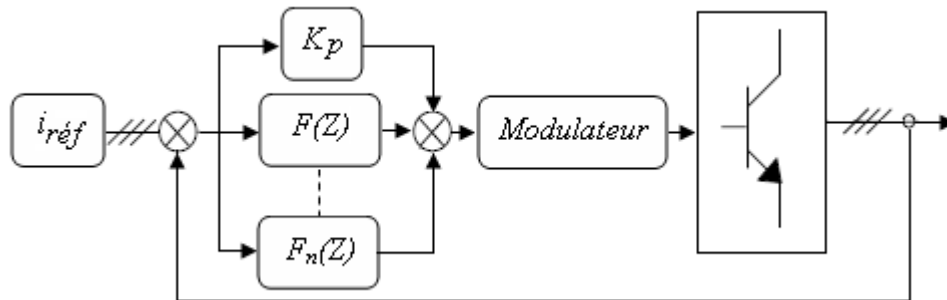


Figure 2.6. Principe du correcteur multi-résonnant.

2.3.2.2. Les contrôleurs directs de puissance type DPC

L'étude de la référence [19] se penche sur le contrôle direct des puissances actives et réactives, considérées comme les variables d'état du système. Après cette modélisation, une loi de commande est appliquée pour ajuster les amplitudes ou les durées des signaux de commande. Les commandes peuvent être implémentées via un modulateur ou directement à travers des tables de commutation, qui déterminent les évolutions des puissances en fonction des configurations de l'onduleur. La figure 2.8 présente un schéma de commande direct des puissances (DPC) utilisant un modulateur vectoriel. Cependant, l'inconvénient du DPC classique est l'incapacité à maintenir une fréquence de commutation fixe. Ce problème peut être surmonté en utilisant un modulateur vectoriel, donnant naissance au DPC-SVM (Space Vector Modulation), où les correcteurs à hystérésis sont remplacés par des correcteurs proportionnel-intégral (PI) en repère tournant.

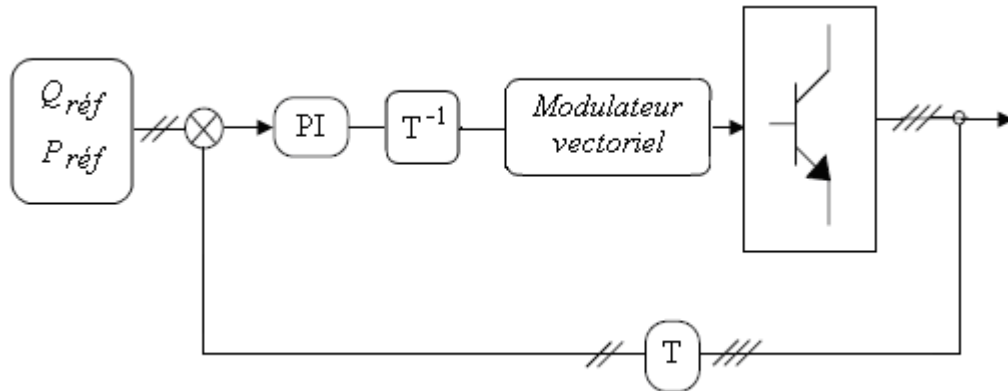


Figure 2.7. Commande de type DPC avec modulateur.

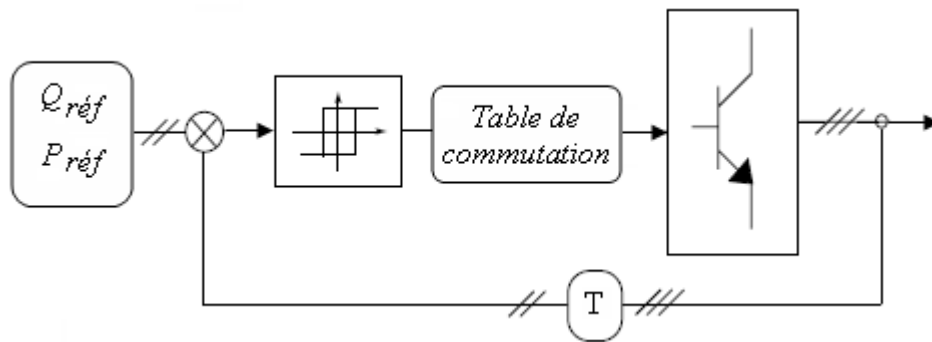


Figure 2.8. Commande de type DPC sans modulateur.

2.3.2.3. Les contrôleurs prédictifs

La commande prédictive est de plus en plus appliquée au contrôle des convertisseurs statiques, en particulier pour les onduleurs [13] [20]. Cette méthode offre d'excellentes performances, surtout à des fréquences de commutation élevées, réduisant efficacement le spectre harmonique des courants ou des tensions en sortie des onduleurs. Cependant, les correcteurs prédictifs de type "Dead beat" nécessitent une compensation pour les retards d'échantillonnage et de calcul.

En prenant en compte ces différentes structures de commande appliquées aux filtres actifs, il est possible de choisir une technique offrant un compromis équilibré entre les performances et la complexité. En effet, l'efficacité d'un filtre actif ne dépend pas uniquement du choix de la stratégie de commande, mais également de plusieurs autres facteurs tels que :

- La topologie du convertisseur

- La structure du filtre
- L'algorithme de calcul des références harmoniques
- La fréquence de commutation
- La puissance nominale du filtre
- La valeur de l'inductance de couplage et la capacité du bus continu

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exploré le principe fondamental du filtrage actif parallèle, suivi par une présentation des principales stratégies de commande trouvées dans la littérature. Ces commandes sont réparties en deux grandes catégories : analogiques (continues) et numériques (discrètes). Il est évident que l'adoption de commandes discrètes offre des avantages significatifs, notamment en permettant une fréquence de commutation élevée, ce qui optimise l'efficacité du filtrage actif grâce à l'utilisation d'outils de calcul avancés. Le prochain chapitre se concentrera sur la commande du filtre actif de puissance (APF), en présentant trois approches distinctes pour le contrôle de ce dispositif.

Chapitre 03

CONTROLE DEAD BEAT DU FILTRE ACTIF PARALLELE

3.1 Introduction

Ayant établi que le filtre actif parallèle constitue une solution pertinente pour améliorer la qualité des réseaux de distribution d'énergie, ce chapitre aborde différentes stratégies de commande. Nous commencerons par examiner deux types de commande analogique appliquées aux convertisseurs statiques : la commande par hystérésis et la modulation de largeur d'impulsion (PWM). Ensuite, nous détaillerons la commande discrète de type **Dead Beat**. Avec l'évolution constante des techniques de commande prédictive, cette approche devient de plus en plus utilisée pour le contrôle des convertisseurs statiques [21], [22]. La commande prédictive détermine, à chaque instant, l'action optimale à appliquer au système [18], en prenant en compte :

- La référence cible souhaitée.
- L'état actuel du système.
- Une prédiction du comportement futur basée sur un modèle.

Ce chapitre propose d'appliquer cette technique de commande prédictive au filtre actif parallèle, en s'appuyant sur un modèle du système. Avant d'entrer dans les détails, il est essentiel de revoir brièvement les principales fonctions impliquées dans le filtrage des harmoniques de courant.

3.2 Fonctions générales d'un filtre actif parallèle

La figure 3.1 illustre les différentes fonctions clés nécessaires pour le contrôle d'un filtre actif parallèle de puissance. Le processus global de filtrage peut être divisé en trois parties distinctes et indépendantes :

3.2.1. L'extraction des harmoniques

L'extraction des harmoniques est cruciale dans le processus de filtrage actif, car elle constitue le premier élément de la chaîne de traitement. Cette fonction génère les courants de référence

que l'onduleur doit reproduire pour effectuer le filtrage, en se basant sur les courants mesurés au point de connexion de la charge et du filtre. Il existe plusieurs méthodes pour accomplir cette extraction. Les algorithmes d'identification des harmoniques peuvent être classés en deux catégories principales en fonction de leur capacité à compenser les distorsions :

- Méthodes globales : Tous les harmoniques à compenser sont inclus dans la référence.
- Méthodes sélectives : Seuls certains harmoniques sont ciblés pour la compensation.

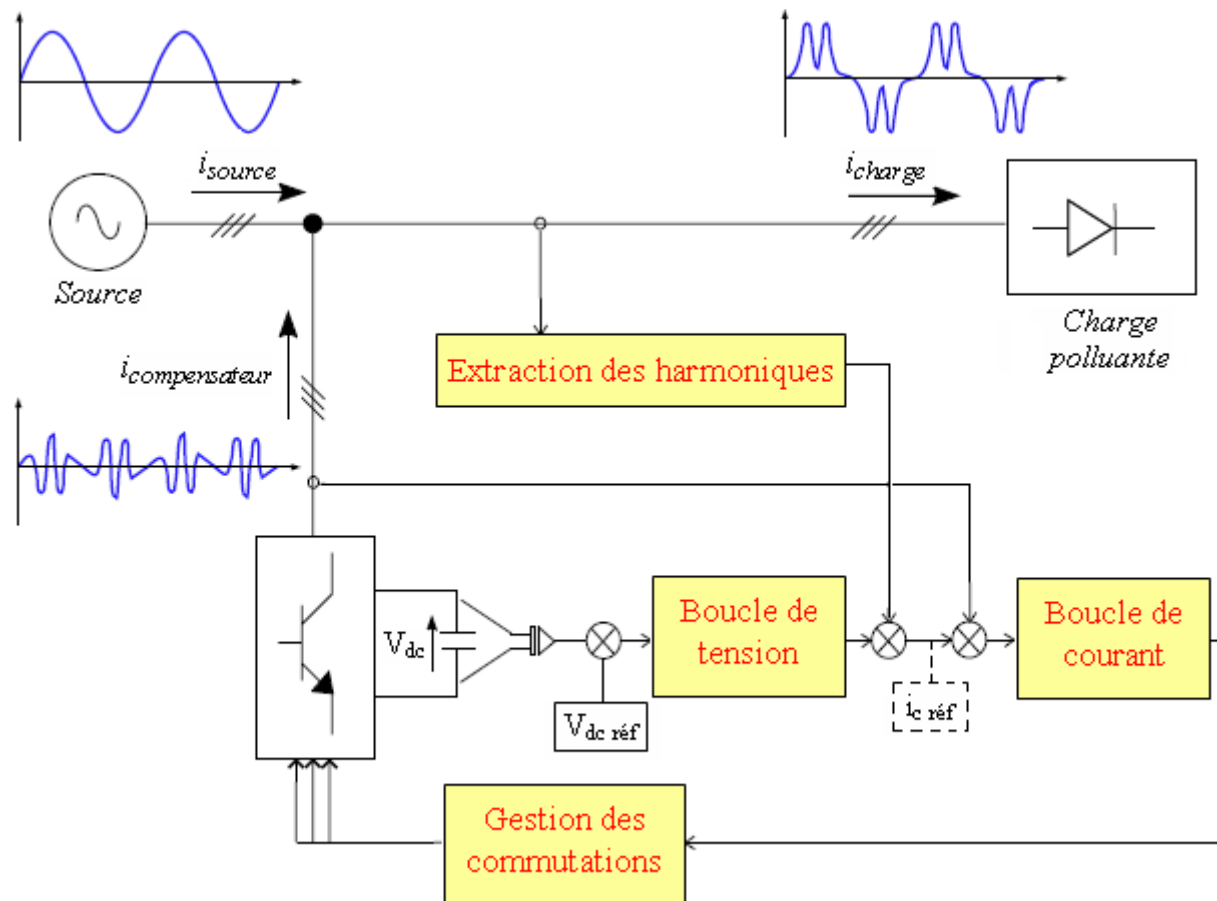


Figure 3.1. Fonctions principales du filtrage actif.

3.2.1.1. Les méthodes globales

Ces méthodes sont fondées sur un principe simple : imposer la forme des courants que l'on souhaite obtenir, en particulier des courants sinusoïdaux. Cela consiste à mesurer les courants de la charge, puis à les filtrer pour générer un courant de référence à injecter. Les figures 3.2a et 3.2b illustrent deux approches possibles (directe ou indirecte) en utilisant deux types de filtres différents.

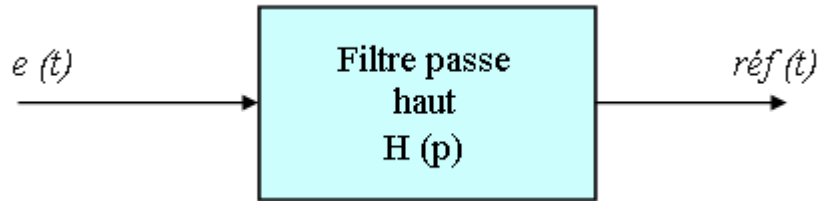


Figure 3.2a. Filtrage des signaux dans le domaine temporel (méthode directe).

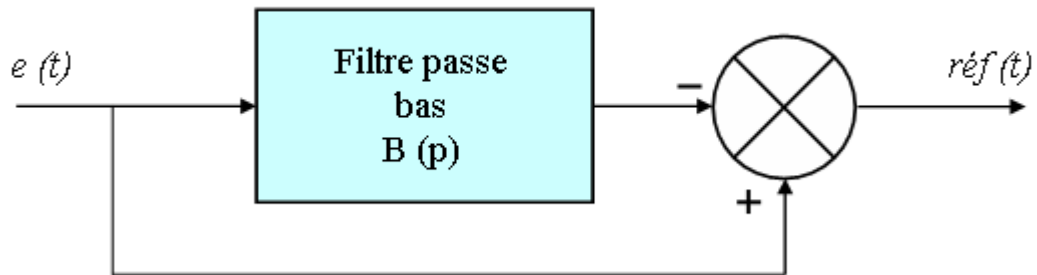


Figure 3.2b. Filtrage des signaux dans le domaine temporel (méthode indirecte).

3.2.1.2. Les méthodes sélectives

Il existe plusieurs méthodes sélectives pour calculer les courants de référence, parmi lesquelles on peut noter :

- L'utilisation de filtres résonants.
- La transformée de Fourier.
- L'utilisation de filtres de Kalman.

D'autres techniques d'extraction des harmoniques apparaissent également, telles que celles basées sur les moindres carrés, les réseaux de neurones, les algorithmes itératifs ou les filtres adaptatifs. Ces méthodes peuvent être combinées pour optimiser l'efficacité du filtrage actif [23] [24].

3.2.2. Boucle de courant

La boucle de courant constitue un point clé du contrôle. Il est essentiel de disposer d'une source de courant réactive et rapide pour assurer une maîtrise précise de l'onduleur choisi. Le chapitre précédent (chapitre 2) a présenté divers types de commandes pour cette boucle.

3.2.3. Boucle de tension

La régulation de la tension du bus continu est généralement effectuée à l'aide de méthodes classiques d'automatisation, mais sur une échelle de temps plus lente que celle de la boucle de courant.

Dans la section suivante, nous présentons le système complet (circuit de puissance), incluant le filtre actif parallèle (FAP conventionnel), que nous allons contrôler par une commande à hystérésis.

3.3 Commande hystérésis pour la compensation active

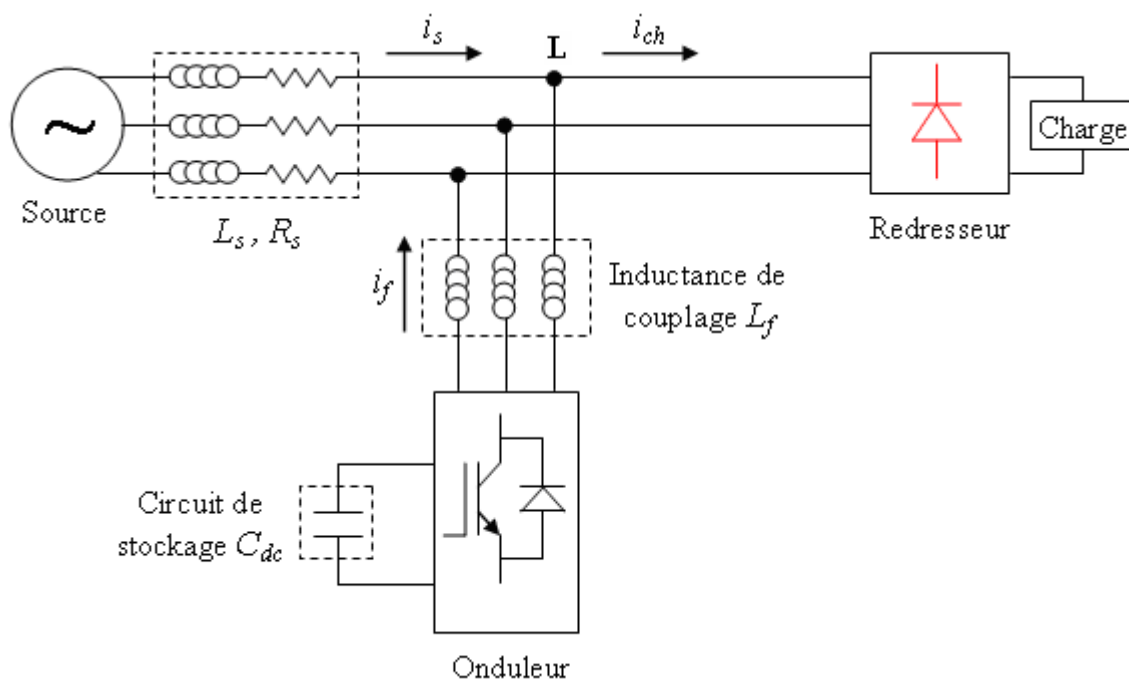


Figure 3.3. Circuit de puissance.

La structure globale du système est illustrée à la figure 3.3, comprenant :

- Le réseau triphasé d'alimentation.
- Un redresseur triphasé connecté à une charge de type RL.
- Le filtre actif parallèle à structure tension, comprenant un circuit de stockage d'énergie, un onduleur PWM, et une inductance de couplage.

Pour contrôler ce système (figure 3.3), on utilise un contrôleur à hystérésis, illustré à la figure 3.4. Il repose sur une simple comparaison pour contrôler l'onduleur, en prenant en compte :

- Une boucle de tension régulée par un contrôleur proportionnel intégral (PI).
- Une boucle de courant contrôlée par un régulateur à hystérésis.

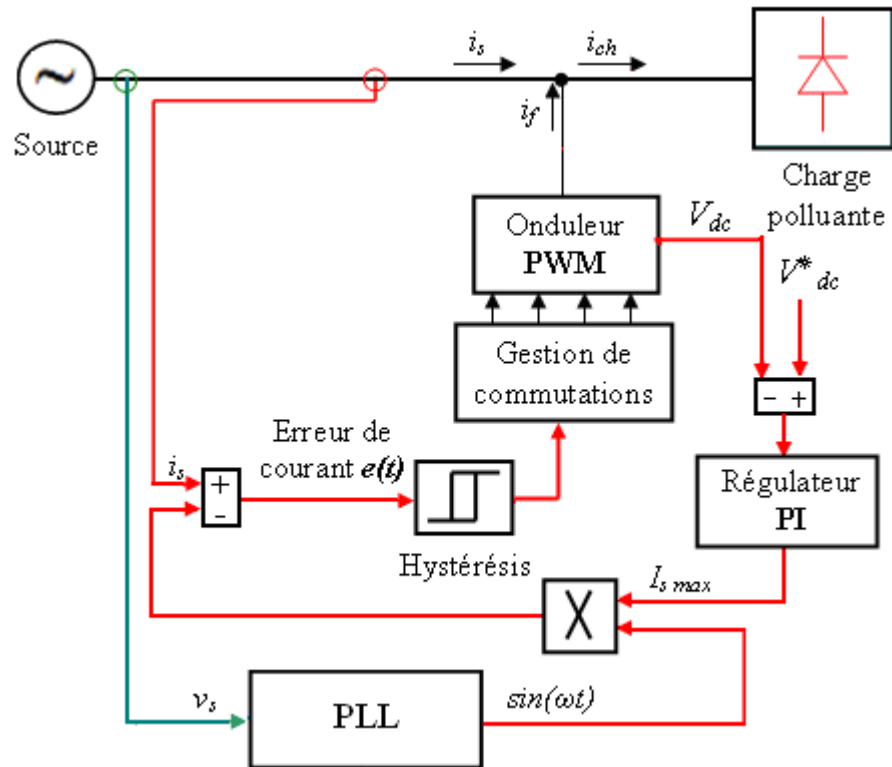


Figure 3.4. Représentation de la commande hystérésis.

Le régulateur PI dans la boucle de tension ajuste la tension du bus continu autour d'une référence donnée et fournit au contrôleur hystérésis le courant de source de référence. La sortie du régulateur PI détermine le courant maximal de la source. La tension du bus continu (V_{dc}) est comparée à une référence (V^*_{dc}), générant un signal d'entrée pour le régulateur PI, qui en sortie fournit le courant de source maximal ($I_{s\ max}$). Ce dernier est multiplié par une sinusoïde unitaire produite par un système de verrouillage de phase (PLL), donnant le courant de source de référence.

Ce courant de référence est ensuite comparé au courant mesuré de la source, produisant un signal d'erreur qui alimente le contrôleur à hystérésis. Les interrupteurs de l'onduleur (IGBTs) sont activés en fonction de la variation de cette erreur, provoquant la commutation des états ON et OFF grâce à la non-linéarité du contrôleur à hystérésis, ce qui maintient l'erreur dans une bande prédéfinie.

Enfin, les signaux de commande des IGBTs sont traités dans le bloc de gestion des commutations à l'aide de portes logiques, assurant ainsi une commande complémentaire.

3.4 Commande PWM pour la compensation active

Afin de maintenir une fréquence de commutation constante, la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) est souvent utilisée. Le système représenté dans la figure 3.3 peut être contrôlé en suivant le schéma synoptique présenté dans la figure suivante.

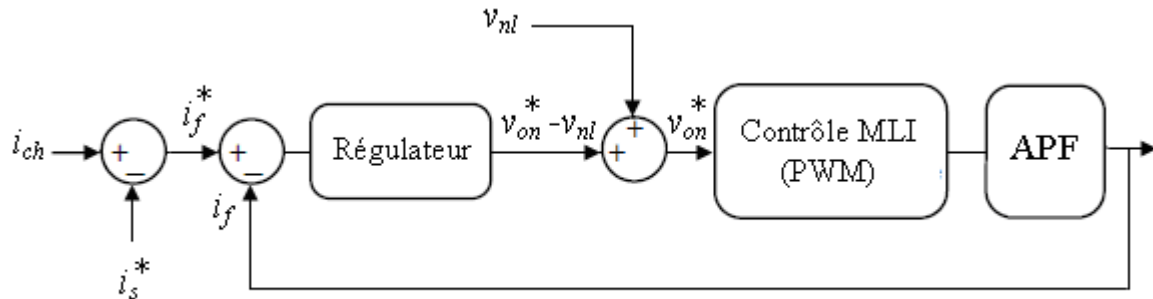


Figure 3.5. Schéma synoptique de la commande MLI (PWM).

Cette commande repose sur l'utilisation d'un régulateur proportionnel. Ce dernier compare le courant de compensation de référence avec sa valeur mesurée (réelle) et calcule la tension de correction à ajouter à la tension au point de raccordement de l'APF (filtre actif parallèle) afin de générer la tension de référence pour l'onduleur, appelée modulatrice, comme le montre la figure 3.5. Cette tension modulatrice est ensuite comparée à un signal triangulaire symétrique à haute fréquence (signal de porteuse). La sortie du comparateur fournit les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur.

Avec cette méthode, la fréquence de commutation reste fixe, et le réglage s'effectue en variant le rapport cyclique des signaux de commande. Il est important de noter que le courant de référence de la source, i_s^* , est obtenu de la même manière que dans la commande par hystérésis présentée précédemment.

3.5 Dimensionnement des paramètres du régulateur PI

Le régulateur PI utilisé dans ce système, illustré à la figure 3.6, est destiné à réguler la tension du bus continu, de manière à maintenir une tension quasi-constante aux bornes du condensateur. Le régulateur PI possède deux actions :

- **Action proportionnelle** : Cette action est fondamentale dans la boucle de régulation. Elle ajuste la sortie du régulateur proportionnellement à l'écart entre la consigne (référence) et la mesure réelle. En cas de variation brusque de la consigne ou d'une perturbation externe, cette action ramène le système à un nouvel état d'équilibre, dans

une boucle bien conçue [25], [26].

- **Action intégrale** : Cette composante permet de corriger l'erreur résiduelle dans la boucle de régulation. Tant que l'écart entre la consigne et la mesure n'est pas nul, l'action intégrale continue d'ajuster le signal de sortie.

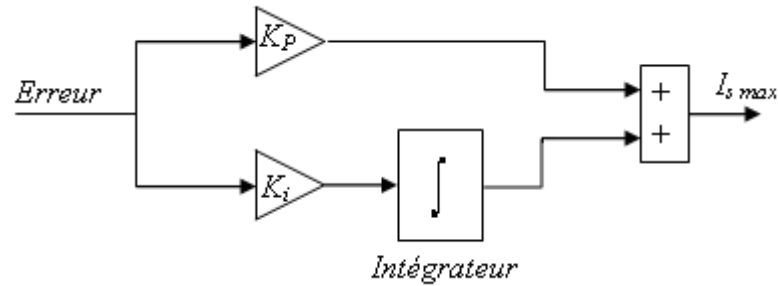


Figure 3.6. Régulateur PI.

La figure 3.7 présente l'intégration de ce régulateur PI dans la boucle de contrôle.

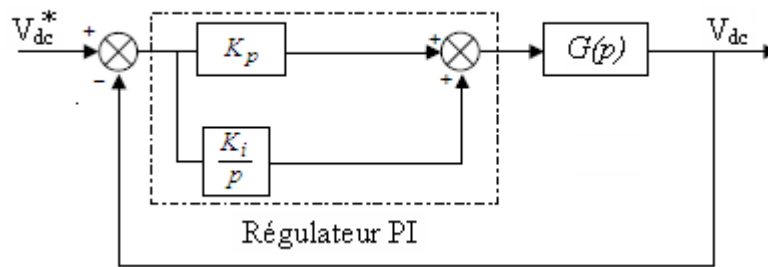


Figure 3.7. Boucle de tension

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 :

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

Avec : $\tau = k_p/k_i$

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 :

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

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

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

Effectivement, le régulateur PI est couramment employé pour gérer l'état permanent, car il joue un rôle crucial dans la réduction de l'erreur à l'état stable de la réponse du système, notamment grâce à son action intégrale.

3.6 Résultats de simulation

Dans un premier temps, une simulation du réseau électrique triphasé à trois fils a été réalisée, intégrant une charge non linéaire, sans filtre actif, afin d'évaluer l'impact des harmoniques sur le courant absorbé (voir fig. 3.8). Étant donné que les courants de phase (i_a , i_b , i_c) affichent des formes identiques, nous ne présenterons les résultats de simulation que pour la phase a.

Après l'application du filtrage actif, les résultats obtenus par simulation avec les commandes hystérésis et modulation de largeur d'impulsion (PWM) sont respectivement illustrés dans les

figures (3.9) et (3.10). La simulation a été effectuée avec les paramètres suivants :

- $V_s = 50\text{rms}, f = 50\text{Hz}, R_s = 0.2\Omega, L_s = 0.56\text{mH}$
- $R_{ch} = 14\Omega, L_{ch} = 0.1\text{mH}$.
- $L_f = 0.1\text{mH}, C_{dc} = 1100\mu\text{F}, V_{dc}^* = 140\text{Volts}$.
- $K_p = 0.2, K_i = 23, \text{Bande Hystérésis (BH} = 0.1\text{A)}$.

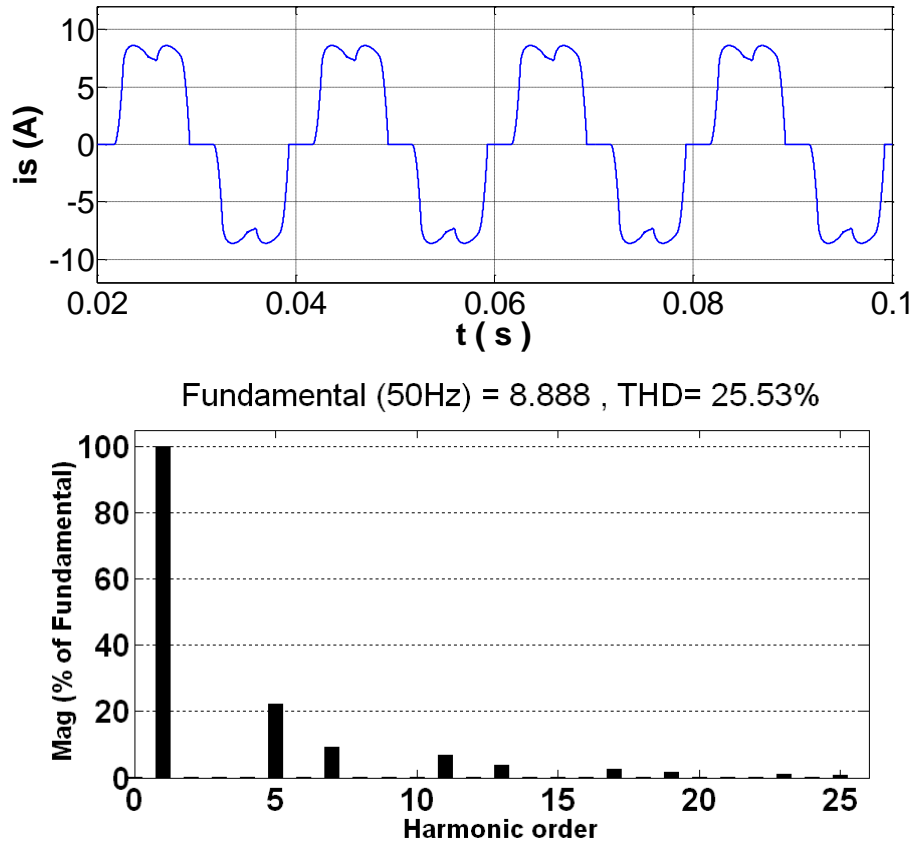


Figure 3.8. Courant de source (d'entrée) de la phase (a) et son spectre harmonique avant l'opération du filtrage actif.

La figure précédente (fig. 3.8) illustre le courant absorbé par la charge polluante, composée d'un redresseur et d'une charge RL, pour la première phase, ainsi que son spectre harmonique. Le taux de distorsion harmonique total (THD) du courant pour cette charge est de 25,53 %, avec les harmoniques les plus prédominants aux rangs 5, 7 et 11, typiques d'un redresseur triphasé alimentant une charge RL.

L'objectif du filtrage actif est de réduire ce THD à une valeur inférieure à 5 %, conformément aux exigences de la norme CEI.

La figure suivante (fig. 3.9) présente les résultats de simulation obtenus avec la commande par hystérésis, montrant le courant de la source pour la phase a ainsi que son spectre harmonique. Après le filtrage, le THD du courant de la source est diminué à 0,76 %. Cependant, pour cette méthode de commande, la fréquence de commutation varie.

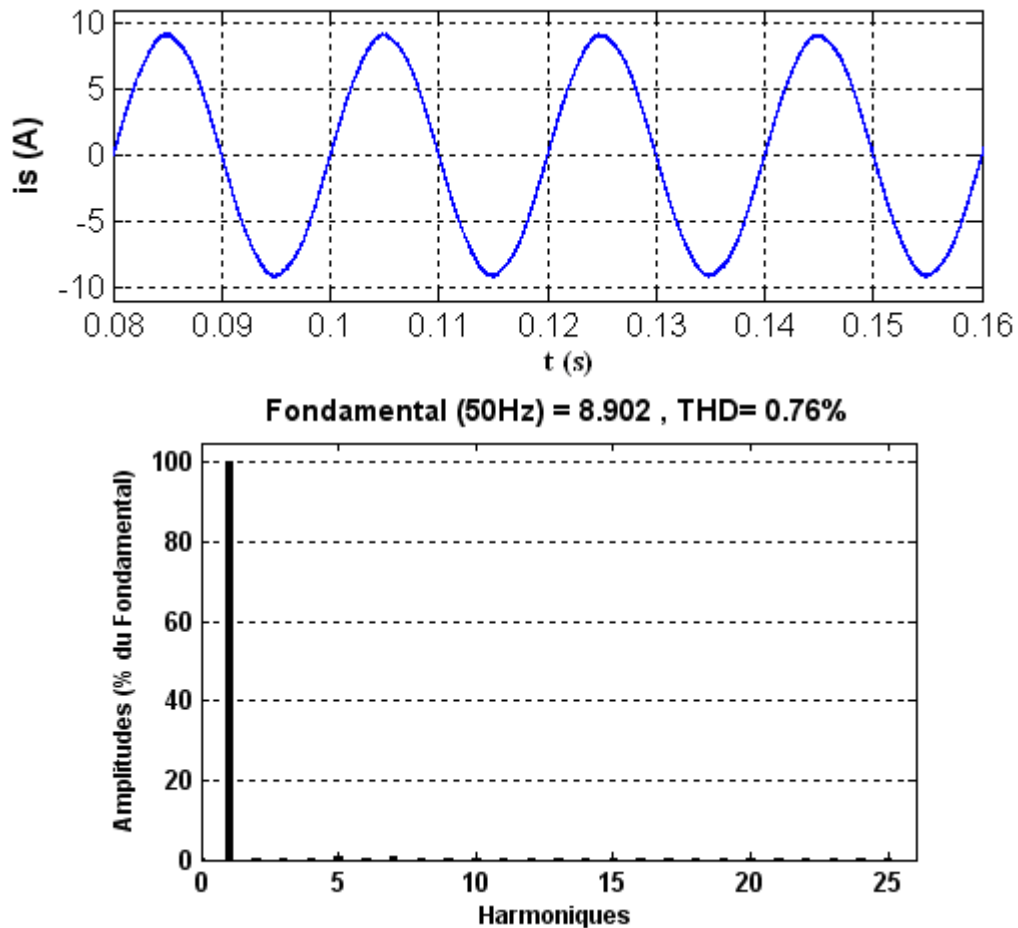


Figure 3.9. Courant de source de la phase a et son spectre harmonique après filtrage (commande par hystérésis).

Dans la simulation suivante, nous mettons en œuvre une commande par modulation de largeur d'impulsion (PWM) conformément au schéma illustré dans la figure 3.5 pour contrôler notre filtre actif parallèle (FAP). Cette méthode offre non seulement une fréquence de commutation constante, mais elle permet également d'atteindre un taux de distorsion harmonique total (THD) satisfaisant. Pour cette simulation, nous avons utilisé des porteuses triangulaires à une fréquence de 20 kHz. La figure 3.10 présente le courant de la source pour la phase a ainsi que son spectre harmonique lorsque la commande PWM est appliquée..

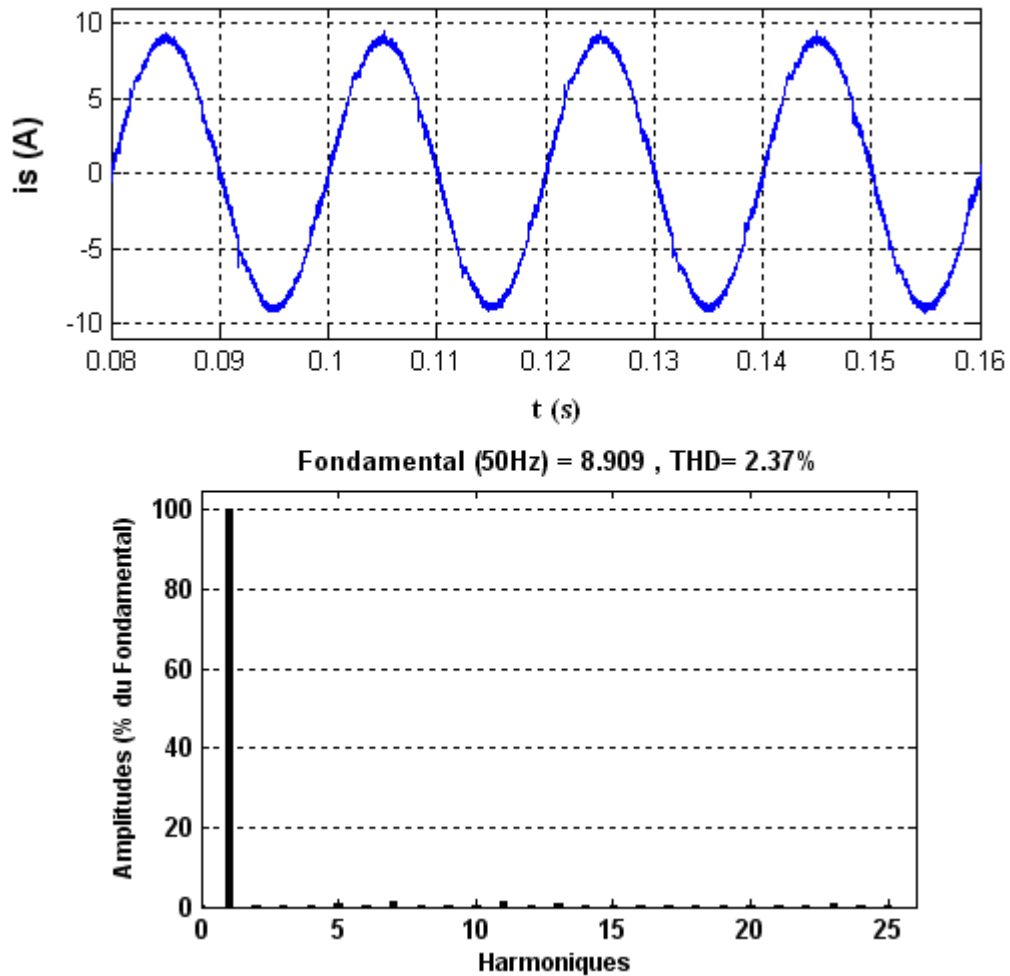


Figure 3.10. Courant de source de la phase a et son spectre harmonique après filtrage (commande PWM).

Les résultats obtenus avec les deux stratégies de commande démontrent que l'intégration d'un filtre actif permet de réduire significativement le contenu harmonique du courant de source sur une large plage de fréquences. Cette réduction se manifeste par un taux de distorsion harmonique total (THD) inférieur à 5 % après le filtrage.

Il est à noter que le THD réalisé avec la commande par hystérésis est plus faible que celui atteint avec la modulation de largeur d'impulsion (MLI). Cependant, bien que la méthode d'hystérésis soit simple à mettre en œuvre, elle présente l'inconvénient d'une fréquence de commutation variable. En revanche, la technique de MLI, qui est facile à utiliser, garantit un fonctionnement à fréquence fixe tout en offrant une réduction harmonique optimale.

Pour pallier le problème de la fréquence de commutation liée à la commande par hystérésis, nous proposons d'exploiter les outils de traitement numérique du signal ainsi que les avancées

technologiques en électronique de puissance. Cela nous permet de travailler avec un échantillonnage élevé et d'adopter une commande prédictive de type Dead Beat pour la boucle de courant.

3.7 Commande Dead beat de courant pour un APF

Pour contrôler un filtre actif parallèle (APF), il est essentiel d'avoir une commande qui assure un suivi rapide et précis du courant. Les recherches sur les contrôles en boucle fermée utilisant des informations numériques se sont intensifiées ces dernières années, notamment pour les onduleurs [27] [28].

Dans la référence [26], une technique de commande prédictive de **type Dead Beat est** proposée pour un APF monophasé. Cette approche mesure les courants de charge et de la source, puis compare le courant de la source à sa référence. Sur la base de l'erreur résultante, la commande calcule la largeur d'impulsion nécessaire et ajuste le courant en sortie de l'onduleur. Lors de simulations, cette approche a permis d'atteindre un taux de distorsion harmonique totale (THD) de 1.23%, réduisant le THD de 21.652%.

Un autre travail, cité dans [2], présente un algorithme Dead Beat associé à la modulation vectorielle d'espace (SVM) pour un APF triphasé. Les auteurs y introduisent un observateur de courant avec une réponse de type Dead Beat pour prédire le courant du filtre. Ce système, testé en simulation et durant les transitoires de charge, a montré une réduction du THD de 23.39% à 4.53%.

Une étude dans [3] a examiné la stabilité du contrôle Dead Beat des convertisseurs PWM sources de tension pour des applications de redressement ou de filtrage actif. Cette analyse a été validée par simulation et expérimentation, confirmant la robustesse de cette méthode.

Dans l'étude de Hamasaki et Kawamura [2], les performances d'un APF triphasé équipé d'un filtre L-C-L en sortie de l'onduleur ont été comparées entre une commande classique PWM et une commande Dead Beat. Les résultats de simulation montrent une amélioration notable du contrôle de courant, tandis qu'un observateur d'état, utilisé pour estimer les états futurs, a permis un meilleur suivi des courants dans une expérimentation de 100V-2KVA. L'analyse spectrale a démontré que cette technique atténue efficacement les composantes harmoniques.

Pour les différentes topologies de filtres actifs, le contrôle Dead Beat est fréquemment appliqué. Dans [21], un APF avec onduleur NPC (neutral-point-clamped) à trois niveaux utilise un contrôle Dead Beat basé sur les équations d'état. Le retard dû à l'échantillonnage est

traité par un prédicteur. Les systèmes de stockage capacitif sont généralement associés à ce type de commande, bien que certains travaux explorent des systèmes de stockage inductif.

Le contrôle Dead Beat de courant est reconnu pour sa réponse rapide, sa forme d'onde de courant plus stable et sa fréquence de commutation constante [29][30]. Toutefois, cette technique présente certains inconvénients :

- La solution discrète du modèle d'état instantané est obtenue après plusieurs approximations et hypothèses qui influent sur les performances du système [31][32].
- L'algorithme dépend fortement des paramètres de la charge non linéaire, ce qui ne garantit pas une régulation précise de la tension continue de l'onduleur MLI [30][32].

En dépit de ces limitations, la méthode Dead Beat reste une approche robuste pour contrôler les onduleurs. Elle permet de satisfaire les objectifs suivants :

- Maintien d'une fréquence de commutation constante.
- Réponse en temps réel aux variations du système.
- Caractère discret, adapté aux contrôles numériques.
- Meilleur contrôle du courant et du bus continu.
- Indépendance des paramètres de la charge, assurant une meilleure robustesse de la commande.

3.7.1. Description

La technique de contrôle Dead Beat de courant, comme présentée par Claro, Kaffka et Campos [26], est conçue pour améliorer le suivi du courant d'entrée par rapport à sa référence. Dans cette approche, la modulation de largeur d'impulsion (MLI) est calculée à l'aide de la tension de l'onduleur modélisée à sa valeur moyenne.

L'algorithme numérique ajuste la largeur des impulsions afin de maintenir la régulation de la tension du bus continu autour de la valeur de référence, tout en garantissant que le courant d'entrée suive précisément la consigne sinusoïdale à chaque instant d'échantillonnage. Tout écart du courant d'entrée par rapport à la référence, dû à une perturbation de charge ou une non-linéarité, est corrigé dans un intervalle d'échantillonnage T [26].

La figure 3.11 illustre le schéma de base d'un contrôleur Dead Beat de courant (CDBC) pour un onduleur MLI. Pour la prédiction, on utilise la phase de la tension de source obtenue par un

verrouillage de phase (PLL). À cette phase, une valeur équivalente à $(2\pi fT)$ est ajoutée pour prédire le courant de source de référence (fig. 3.12), où :

- f : la fréquence du réseau.
- T : la période d'échantillonnage.

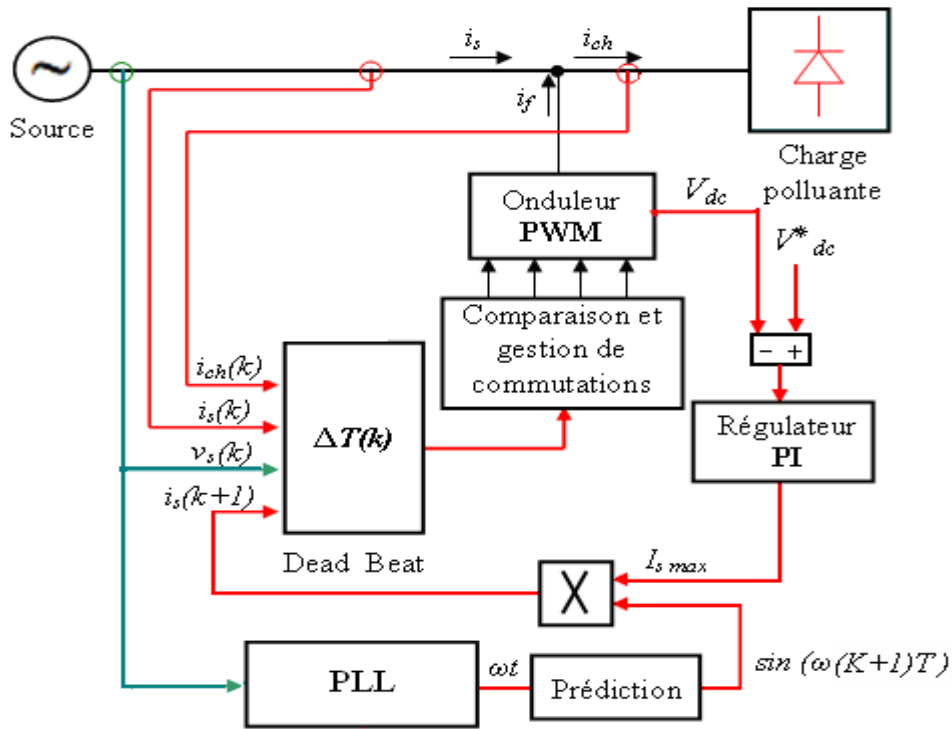


Figure 3.11. Méthode de contrôle du courant par Dead beat.

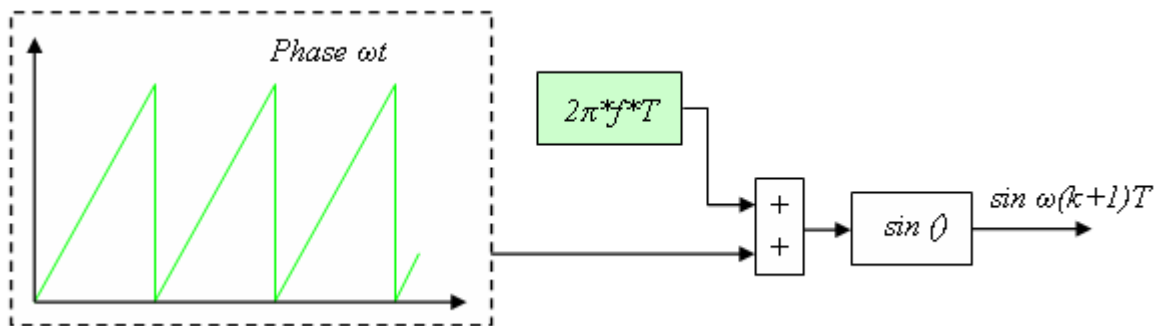


Figure 3.12. Méthode de prédiction utilisée.

3.7.2. Élaboration de la loi de commande

Dans cette section, nous présentons un nouvel algorithme de contrôle **Dead Beat** de courant, basé sur un modèle à valeur moyenne, en opposition au modèle classique instantané.

3.7.2.1. Circuit simplifié équivalent

Cette étape repose sur le circuit simplifié du système global présenté à la figure 3.3. Le modèle équivalent de ce système est représenté à la figure 3.13.

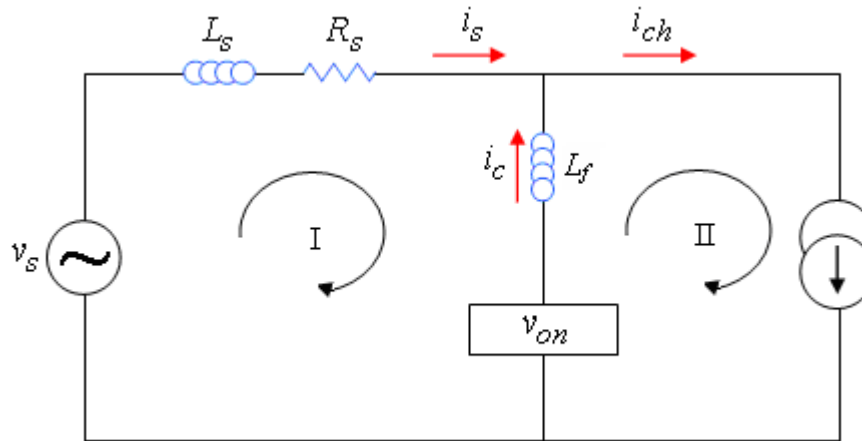


Figure 3.13. Modèle équivalent du système.

3.7.2.2. Mise en équations

Ce circuit nous permet de formuler un ensemble d'équations qui se déroulent 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

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

Le système en temps discret, qui correspond à celui défini par l'équation (3.8), est dérivé en substituant le terme s par l'expression suivante ::

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

On obtient par conséquent l'équation suivante :

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

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 (5) 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

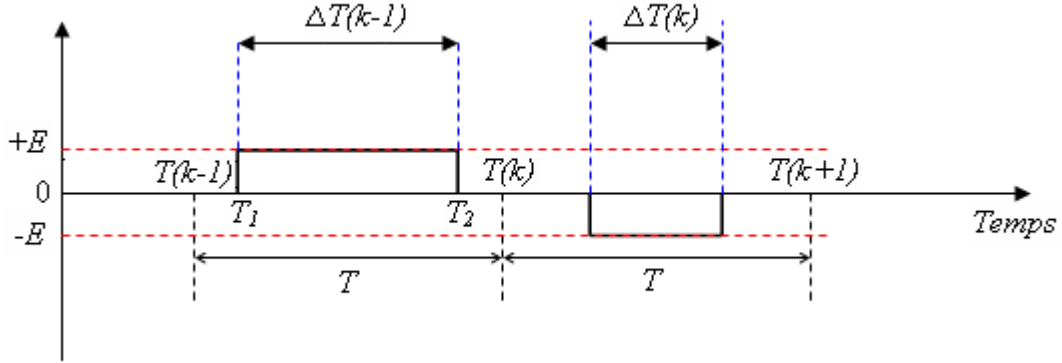


Figure 3.14. Tension en sortie de l'onduleur.

Pour une fréquence d'échantillonnage élevée, la tension de sortie de l'onduleur PWM, illustrée à la figure 1.3, peut être approximée par sa valeur moyenne, qui est exprimée par l'équation (3.11) :

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

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

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

$$\Delta T(\mathbf{K}) = \frac{T}{P_2 E} \left[\begin{array}{l} P_1 i_{ch}(\mathbf{K}) - P_1 i_{ch}(\mathbf{K}-1) \\ - P_3 i_s(\mathbf{K}-1) - i_{sréf}(\mathbf{K}+1) \\ + P_2 v_s(\mathbf{K}) + P_2 v_s(\mathbf{K}-1) \end{array} \right] - \Delta T(\mathbf{k}-1) \quad (8)$$

Les interrupteurs de puissance fonctionnent en alternant entre les états on et off pendant une période d'échantillonnage T selon la loi de commande $\Delta T(k)$. Étant donné que l'impulsion est symétrique, la tension à la sortie de l'onduleur peut se situer à trois niveaux : E , 0 et $-E$.

Ainsi, en appliquant cette loi de commande à l'APF, le courant d'alimentation va suivre une référence sinusoïdale. La modulation de largeur d'impulsion (PWM) est générée en divisant le signal échantillonné $\Delta T(k)$ par la période d'échantillonnage T pour déterminer le rapport cyclique, qui est ensuite comparé à des porteuses triangulaires. Étant donné que l'échantillonnage est synchronisé avec la porteuse, chaque montée ou descente de la porteuse

triangulaire correspond à un palier du signal modulant (voir figure 3.15). La porteuse croise le signal échantillonné une fois par demi-période, entraînant ainsi une seule commutation de l'interrupteur de puissance concerné. Par conséquent, la fréquence de commutation des composants de puissance est strictement liée à la fréquence des porteuses triangulaires, qui reste constante.

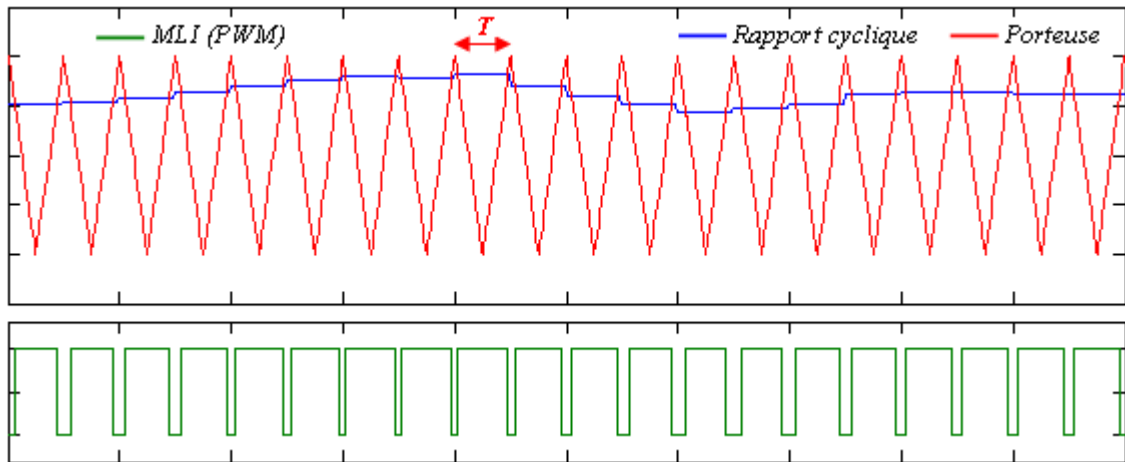


Figure 3.15 Génération de commande par Dead beat.

3.7.3. Résultats de simulation

Pour simuler le contrôle de type Dead Beat du filtre actif parallèle, un modèle a été élaboré dans MATLAB/Simulink, ainsi que dans SimPowerSystems. Ce modèle s'appuie sur les mêmes paramètres que ceux utilisés précédemment pour les contrôles par hystérésis et par modulation de largeur d'impulsion (PWM) :

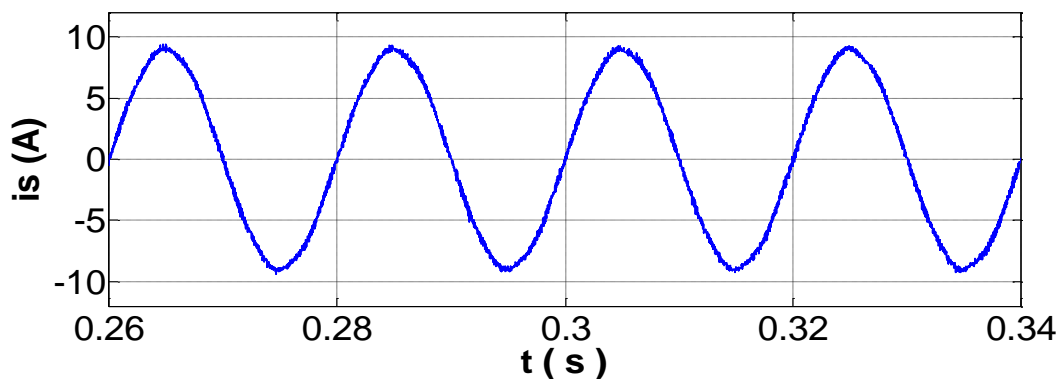


Figure 3.16. Forme d'onde du courant de source de la phase (a) après le filtrage (commande Dead beat).

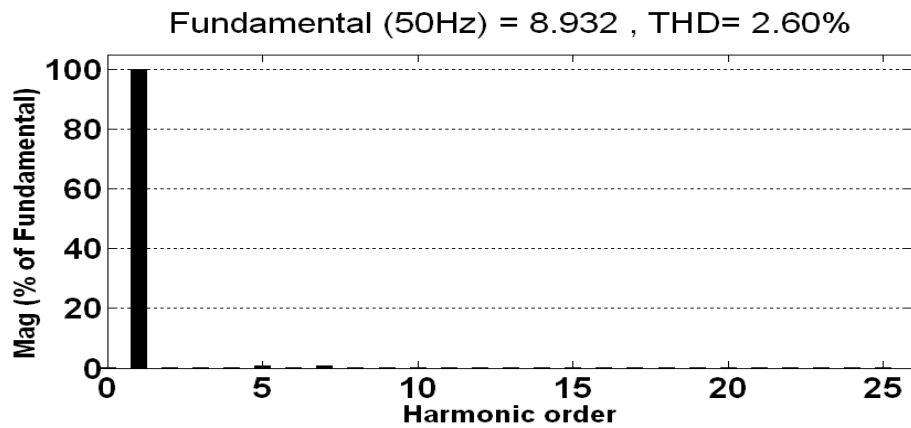
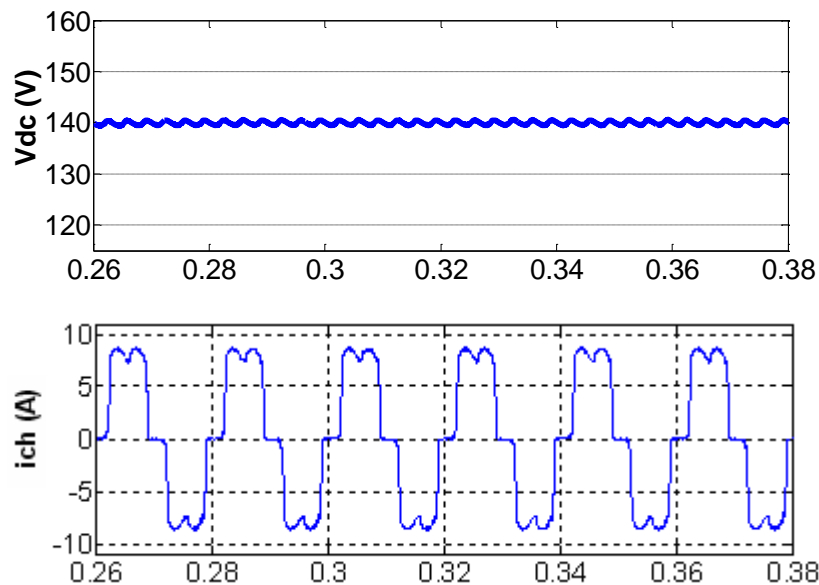


Figure 3.17. Spectre harmonique du courant de source de la phase (a) après le filtrage (commande Dead beat).

Les figures (fig. 3.16 et fig. 3.17) illustrent respectivement le courant source ainsi que son analyse spectrale après l'application du filtrage des harmoniques via la commande Dead Beat. On constate que la forme d'onde du courant reste sinusoïdale et en phase. Le THD a été réduit à 2,60 %, ce qui est comparable au THD obtenu avec la modulation de largeur d'impulsion (PWM), qui s'élève à 2,37 %. Ces résultats démontrent clairement l'efficacité de la commande Dead Beat dans le fonctionnement de notre compensateur d'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.



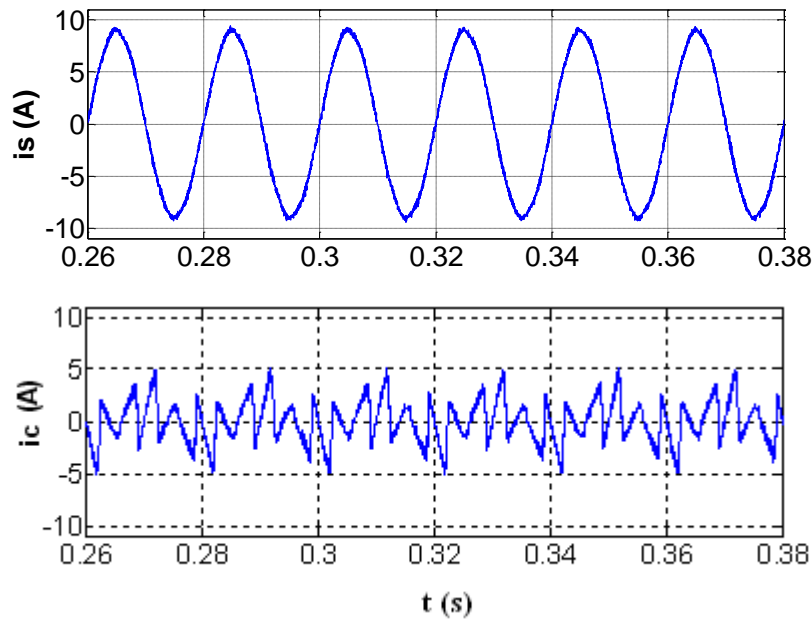


Figure 3.18. Tension de la capacité V_{dc} , courant de charge, courant de source et courant de filtre.

Durant ce régime, il est observable que le courant de compensation requis est efficacement injecté par notre filtre actif de puissance (FAP), et ce, grâce à la commande Dead Beat. De plus, la tension du bus continu est maintenue autour de la valeur de référence spécifiée. Les prochaines simulations visent à évaluer la performance de notre méthode dans des conditions dynamiques.

3.7.3.2. Régime dynamique

Pour évaluer l'efficacité du contrôle du filtre actif de puissance (FAP) proposé, deux simulations ont été réalisées. La première simulation consiste à maintenir une charge constante de 14Ω , avec l'activation du filtre à 0,2 s (insertion de l'APF). La seconde simulation vise à tester la robustesse de cette commande face aux variations des paramètres de charge. Dans ce scénario, une charge R-L en série sera considérée, avec une variation brusque de la résistance R entre 14Ω et 24Ω aux instants 0,2 s et 0,4 s, respectivement pour une augmentation et une diminution.

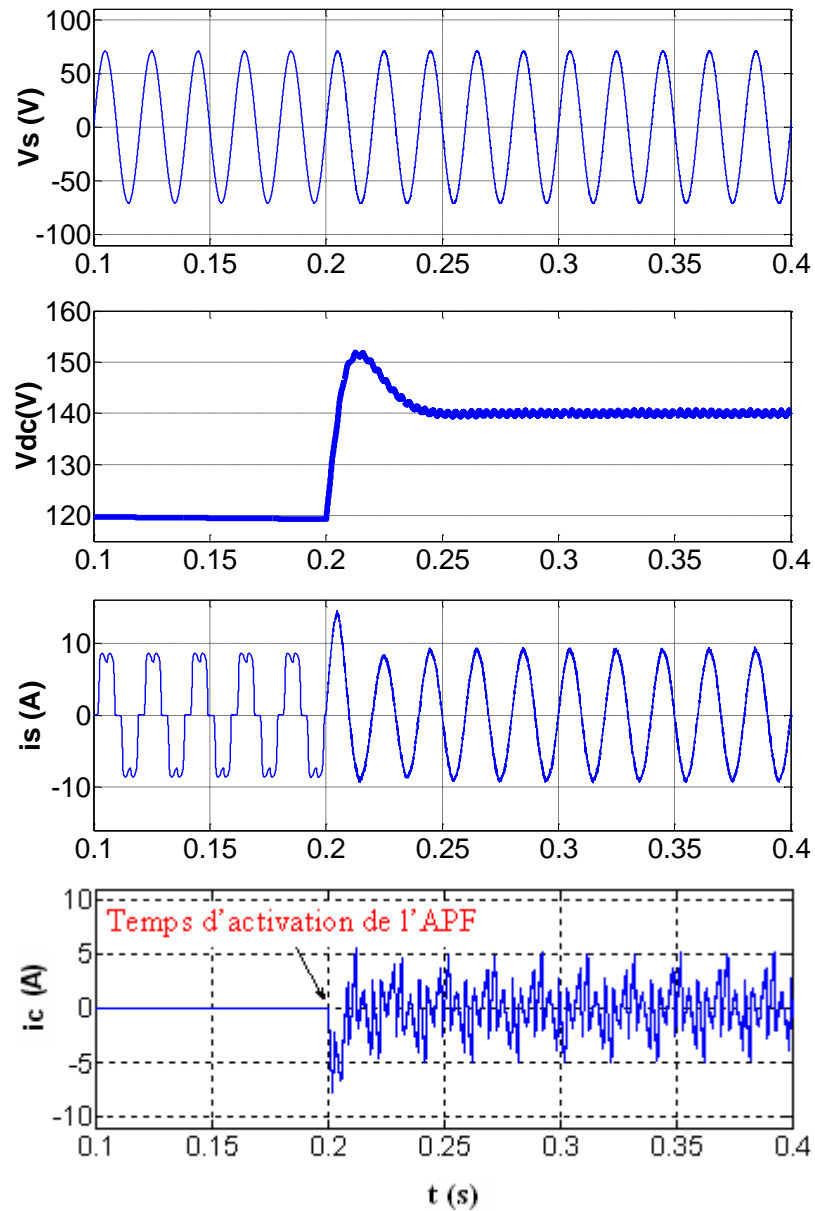
a. Insertion de l'APF

Figure 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.

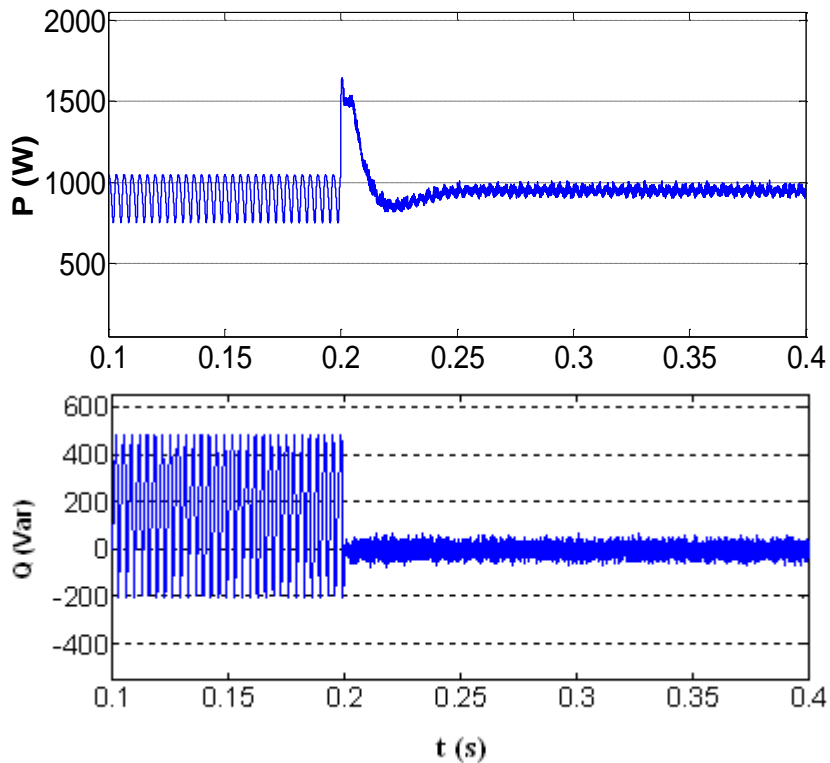


Figure 3.20. Puissance active et puissance réactive instantanées pendant l'activation de l'APF

b. Variation de la charge

La figure 3.19 illustre la tension de la source, la tension du condensateur V_{dc} , le courant de source et le courant du filtre. À partir de 0,2 s, le courant de source devient sinusoïdal, et la tension du condensateur est régulée autour de la valeur de consigne, cette régulation ne dépassant pas 2 cycles (0,04 s) du courant de source. La figure 3.20 montre que la puissance active est revenue à sa valeur nominale, tandis que la puissance réactive se rapproche de zéro après ce moment.

La figure 3.21 présente la tension du condensateur V_{dc} , le courant de charge, le courant de source et le courant du filtre lors des deux instants de variation de la charge. Ce test démontre la robustesse de cette technique de commande : d'une part, le courant de source reste sinusoïdal et la puissance réactive instantanée demeure presque nulle, comme le montre la figure 3.22. D'autre part, le régulateur PI parvient à maintenir la consigne de tension durant un bref régime transitoire (estimé à moins de 0,04 s) après les perturbations aux instants 0,2 s et 0,4 s.

Dans la section suivante, nous examinerons les performances de notre commande en présentant les résultats obtenus sur un banc expérimental.

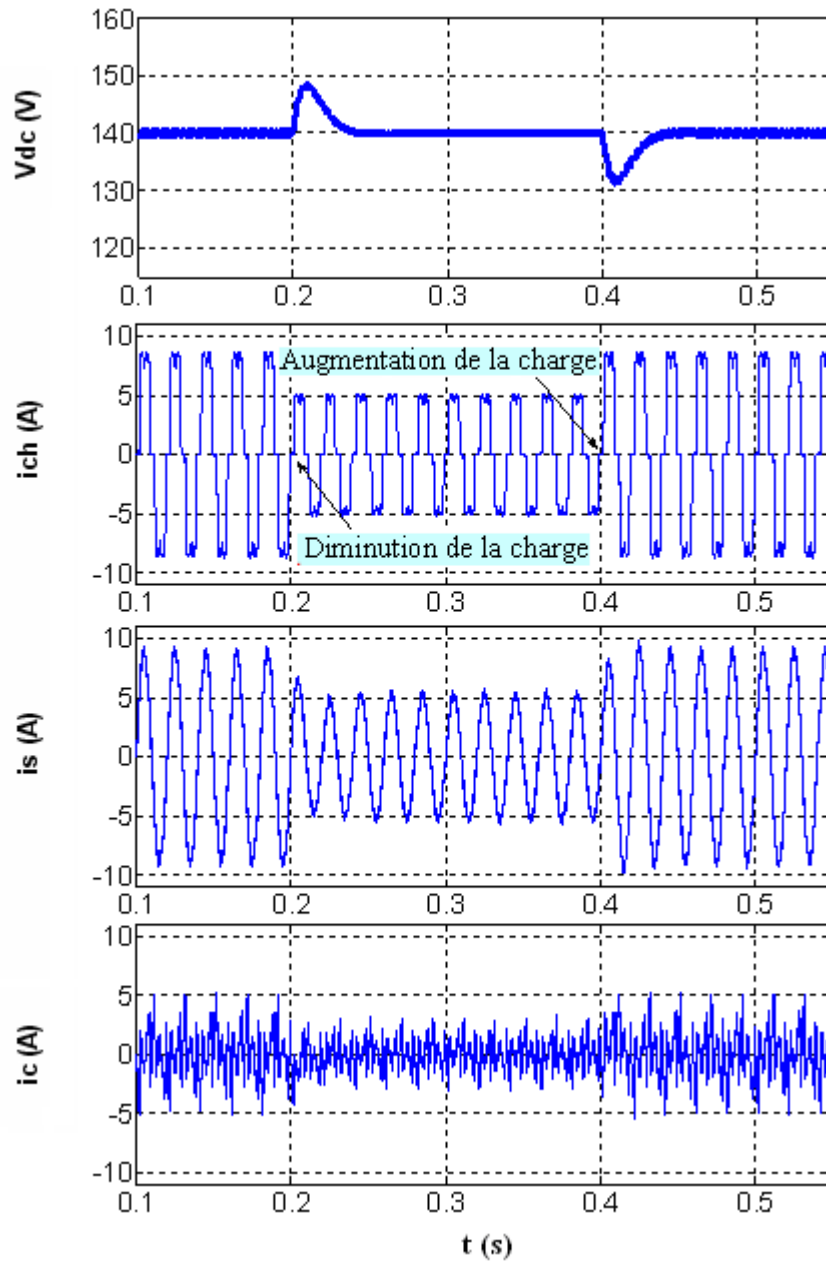


Figure 3.21. Performances de l'approche Dead beat pendant la variation de la charge : Tension de la capacité V_{dc} , courant de charge, courant de source et courant de filtre (variation de la charge entre 0.2s et 0.4s)

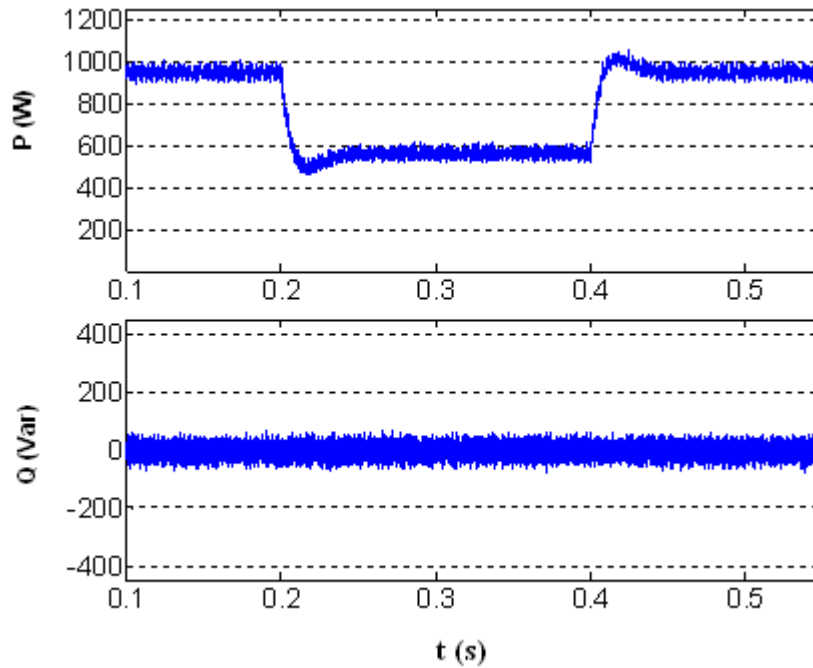


Figure 3.22. Puissance active et puissance réactive instantanées pendant la variation de la charge.

3.7.4. Résultats expérimentaux

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats expérimentaux de la commande Dead beat du filtre actif parallèle triphasé à onduleur source de tension VSI.

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. Les expérimentations ont été réalisées sur un banc expérimental composé d'une alimentation triphasée, d'un onduleur triphasé, d'un filtre de sortie du premier ordre, d'un pont de redressement à diodes, d'une carte *dSPACE* reliée à l'ordinateur et des charges (résistances et inductances). La carte *dSPACE* (DS 1104) est équipée d'un processeur Power PC 603e d'IBM et un DSP TMS320C31 cadencé à 40 MHz de Texas Instrument. Elle utilise Real Time Workshop pour la génération du code C et l'interface temps réel de *dSPACE* (RTI) pour la compilation et l'implémentation automatique des modèles *Simulink* sur la carte.

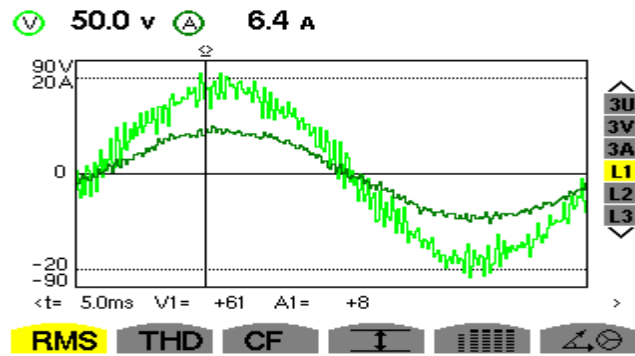


Figure 3.23. Tension de source, courant de source (commande Dead beat)

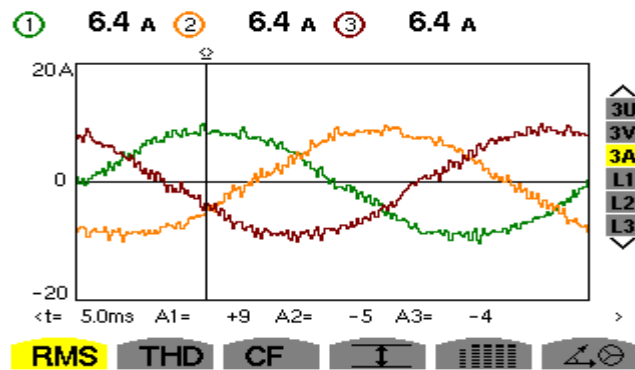


Figure 3.24. Courants filtrés des trois phases.

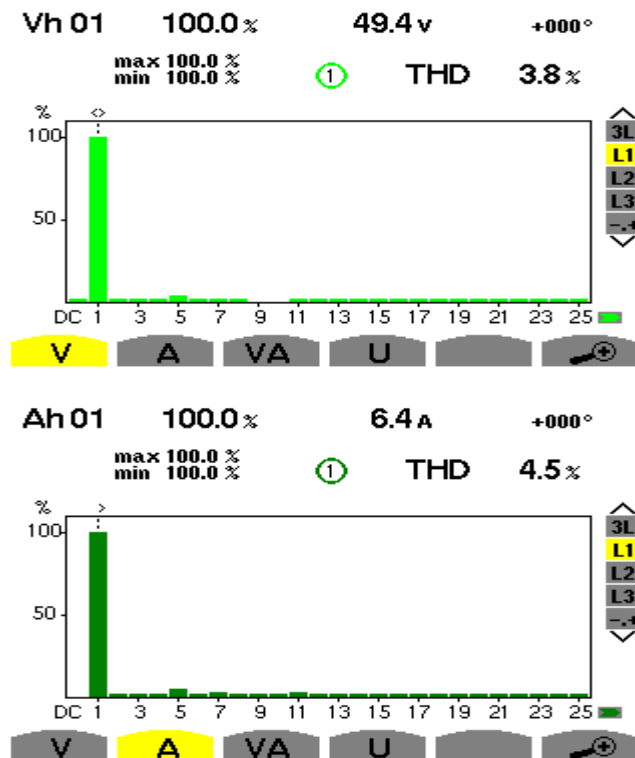


Figure 3.25. Analyses spectrales de tension et de courant provenant la source après filtrage des harmoniques.

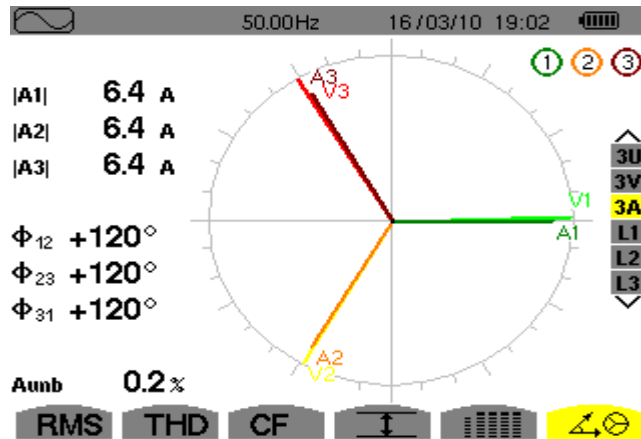


Figure 3.26 Vecteurs de tension et de courant du coté source après filtrage des harmonique.

3.7.4.1. Régime établi

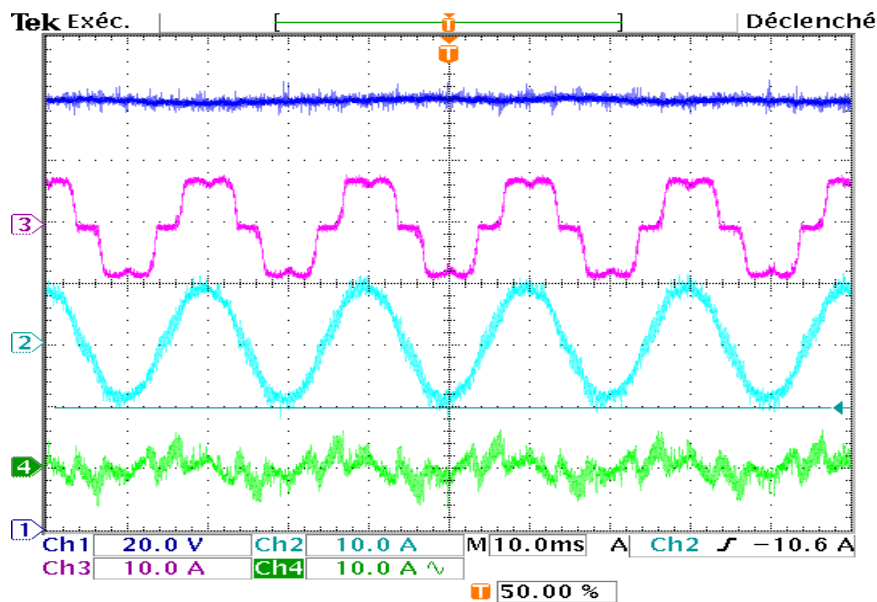


Figure 3.27. Tension de capacité V_{dc} , courant de charge, courant de source et courant de filtre pendant le régime permanent.

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.

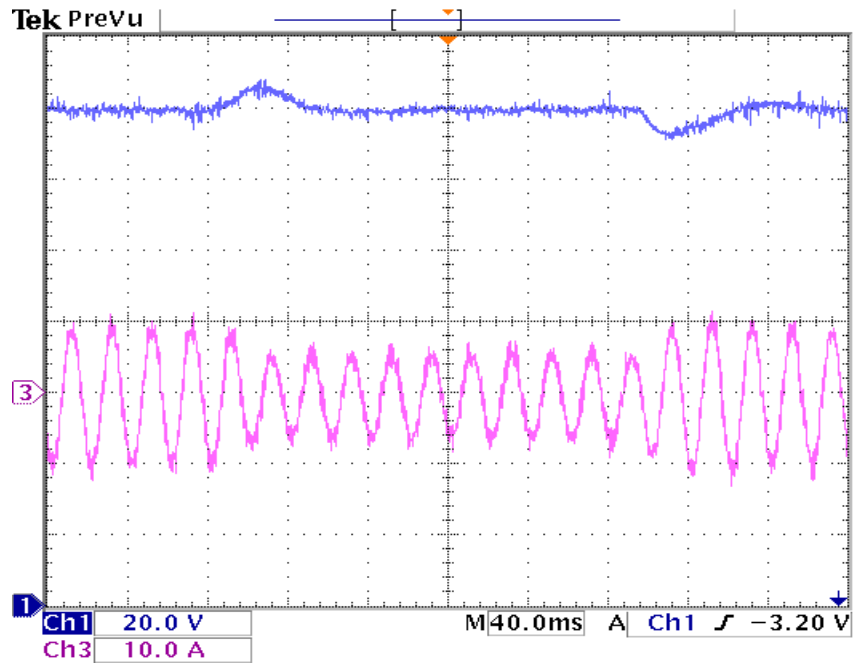


Figure 3.28. Performances dynamiques : tension de capacité V_{dc} , courant de source pendant la variation de la charge.

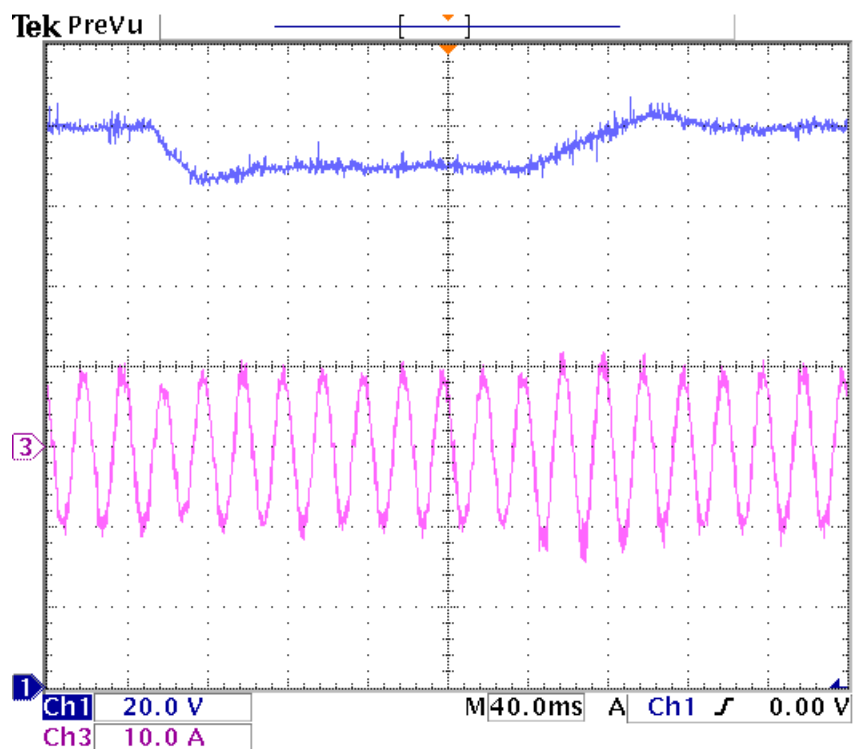


Figure 3.29. Performances dynamiques : tension de capacité, courant de source pendant la variation de la consigne.

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 (14Ω , 24Ω) 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.

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

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 %

❖ **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 [3], 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.

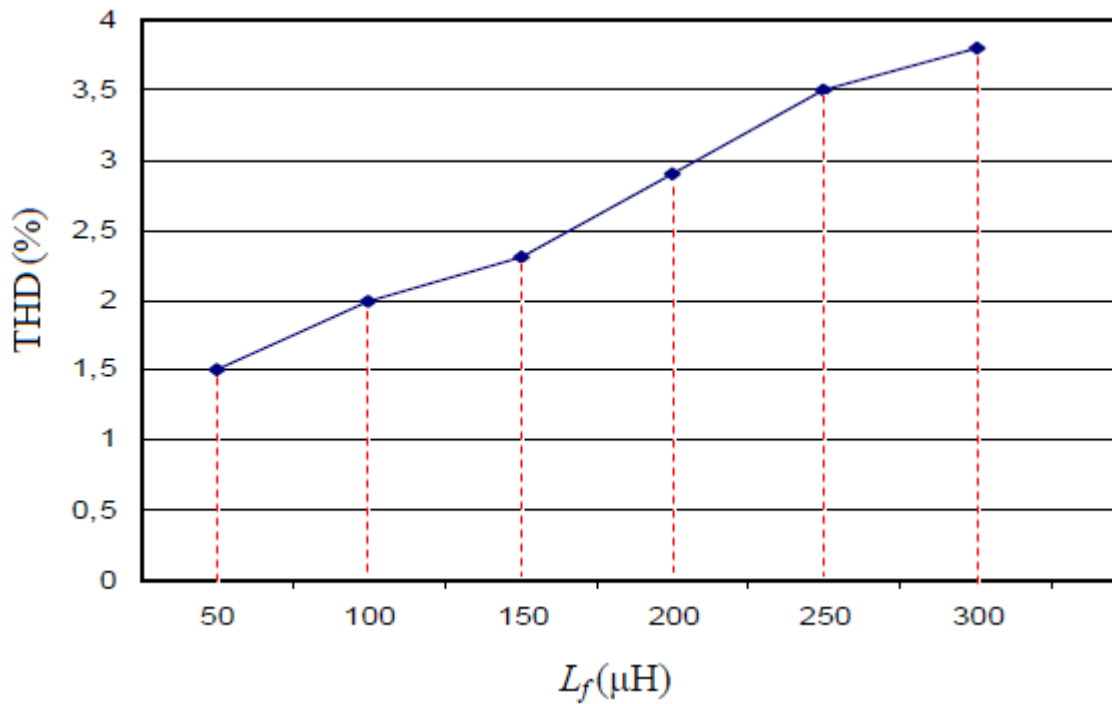


Figure 3.30. Influence de l'inductance L_f sur le THD.

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.

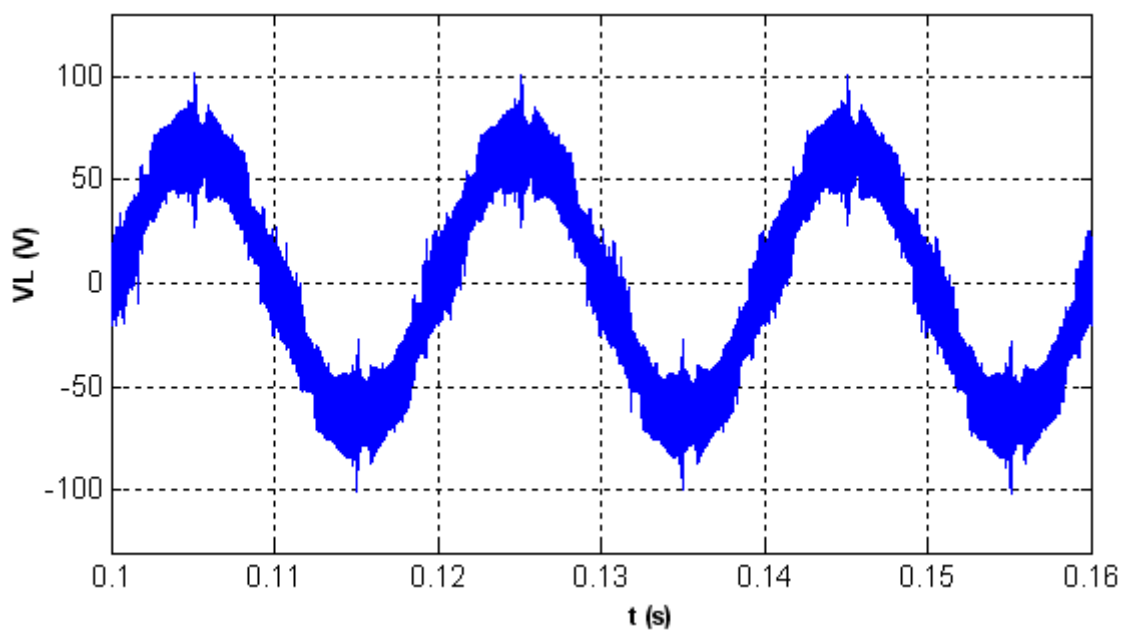


Figure 3.31. Contraintes sur la tension au point de raccordement.

3.8 Conclusion

Ce chapitre a permis de mettre en lumière les fonctions nécessaires à la mise en œuvre d'une application de filtrage actif parallèle (FAP). Nous avons exposé la structure du FAP qui utilise une inductance de couplage pour transformer la source de tension en courant. Cette structure a été contrôlée par trois approches distinctes :

- Commande par hystérésis conventionnelle,
- Commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI),
- Commande prédictive de type Dead Beat, basée sur un modèle équivalent pour le système source, charge, et filtre.

Les résultats obtenus par simulation ou expérimentation ont montré que ces méthodes améliorent la forme d'onde du courant d'entrée et stabilisent la tension au point de raccordement. Toutefois, le chapitre suivant abordera la mise en place d'une autre structure de filtrage actif, destinée à être utilisée comme compensateur performant des harmoniques.

Chapitre 04

ONDULEUR A FILTRE LCL 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 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 LCL en T.

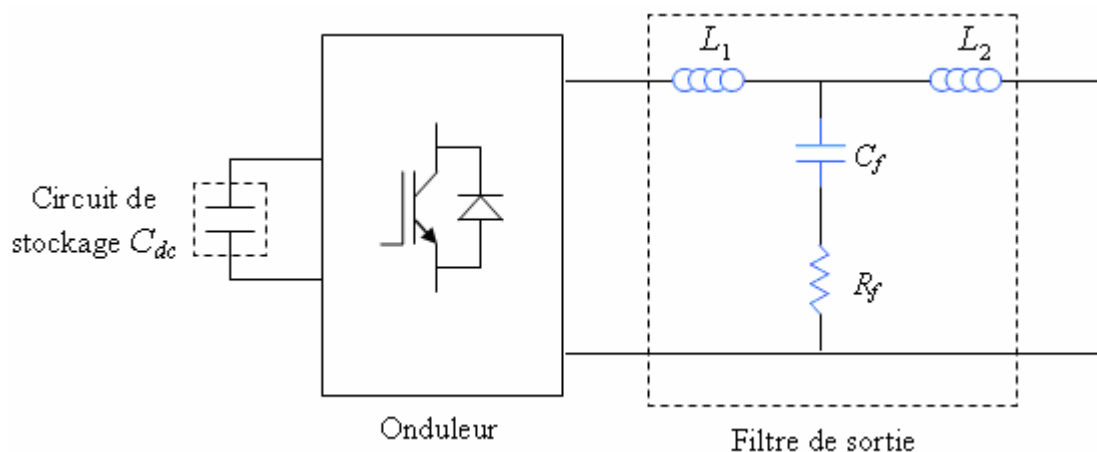


Figure 4.1. FAP proposé (Structure 2).

En sortie de l'onduleur 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'onduleur 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).

$$v_{onréf} = K(i_c^* - i_c) + v_n \quad (4.1)$$

Avec :

$v_{onréf}$: Tension de référence de l'onduleur.

K : Gain du régulateur proportionnel.

v_n : Tension au point n.

La figure 4.2 montre le FAP à contrôler inséré d'un un réseau triphasé sur lequel on désire compenser les harmonique.

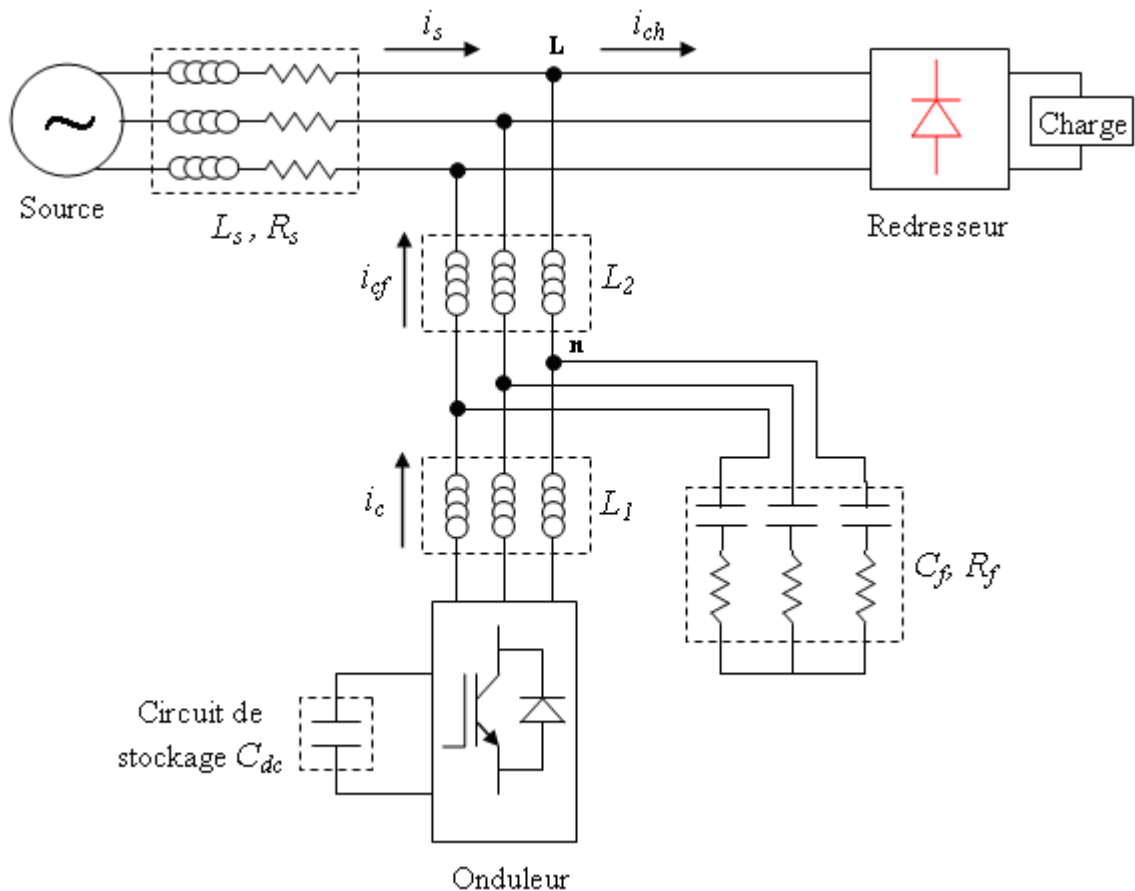


Figure 4.2. FAP à filtre en T connecté au réseau triphasé.

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 [34] :

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

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

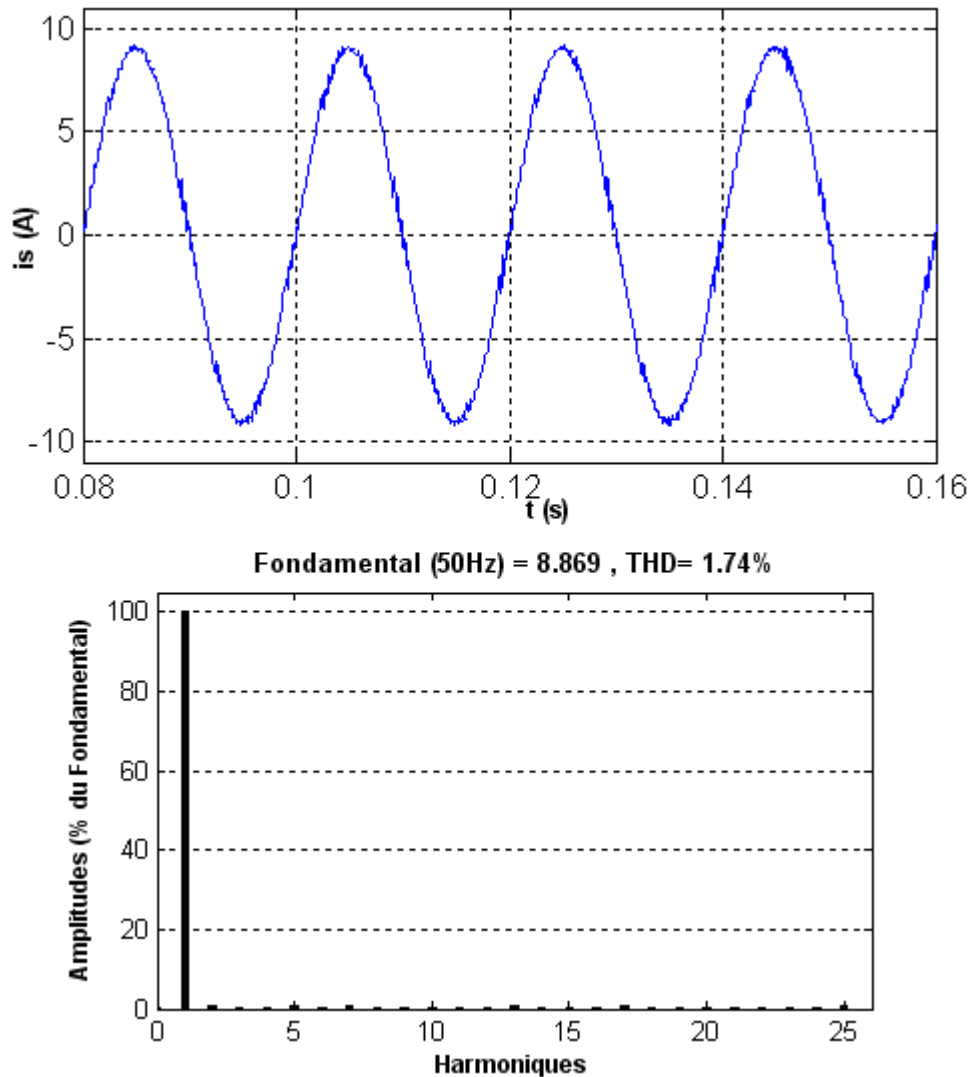


Figure 4.3. Courant de la première phase et son spectre harmonique (structure proposée commandée par MLI).

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).

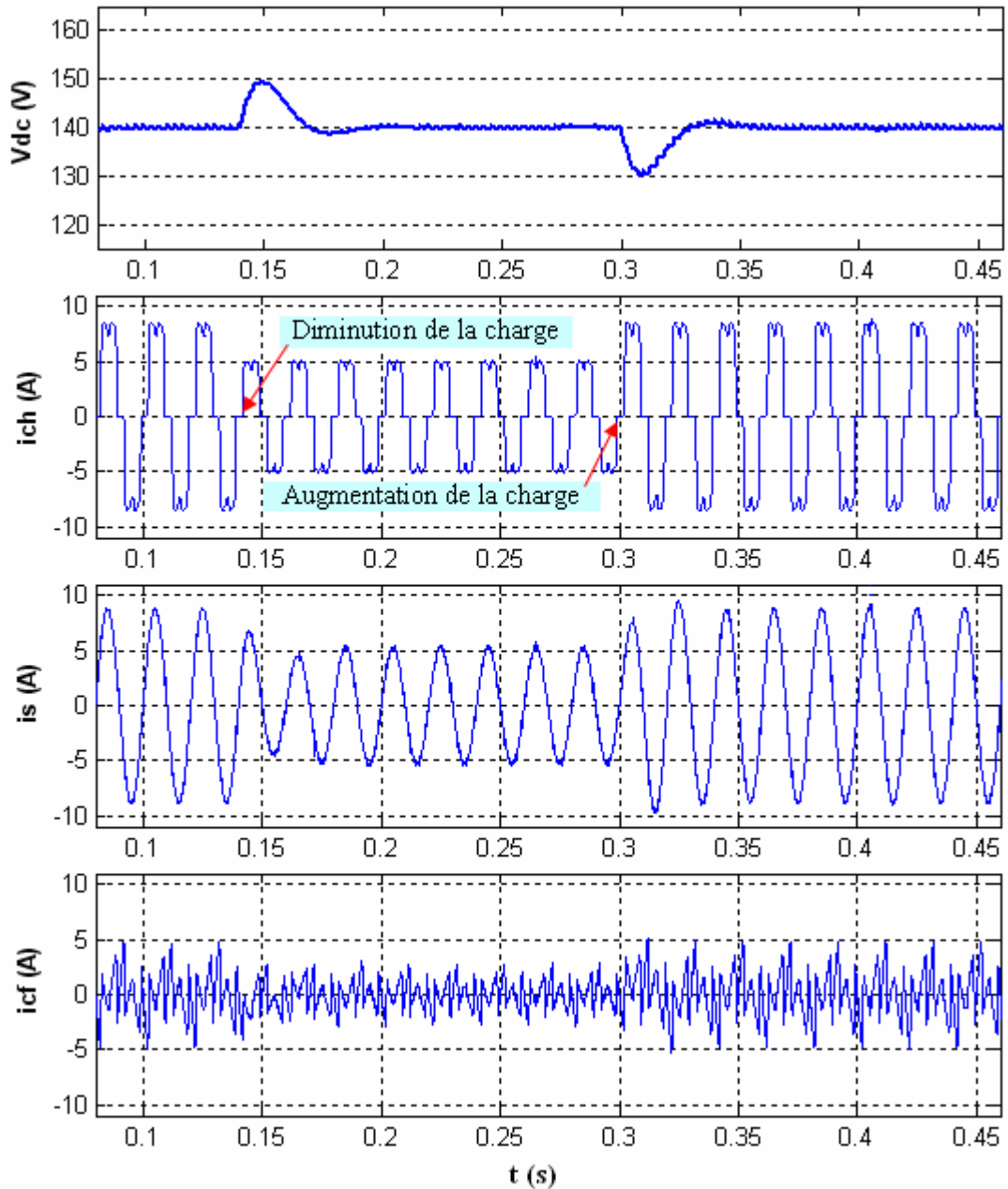


Figure 4.4. Résultats de simulation du système pour un régime de variation de la charge polluante. De haut en bas : Tension du bus continu V_{dc} , courant de charge, courant de source, courant fourni par le filtre.

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.

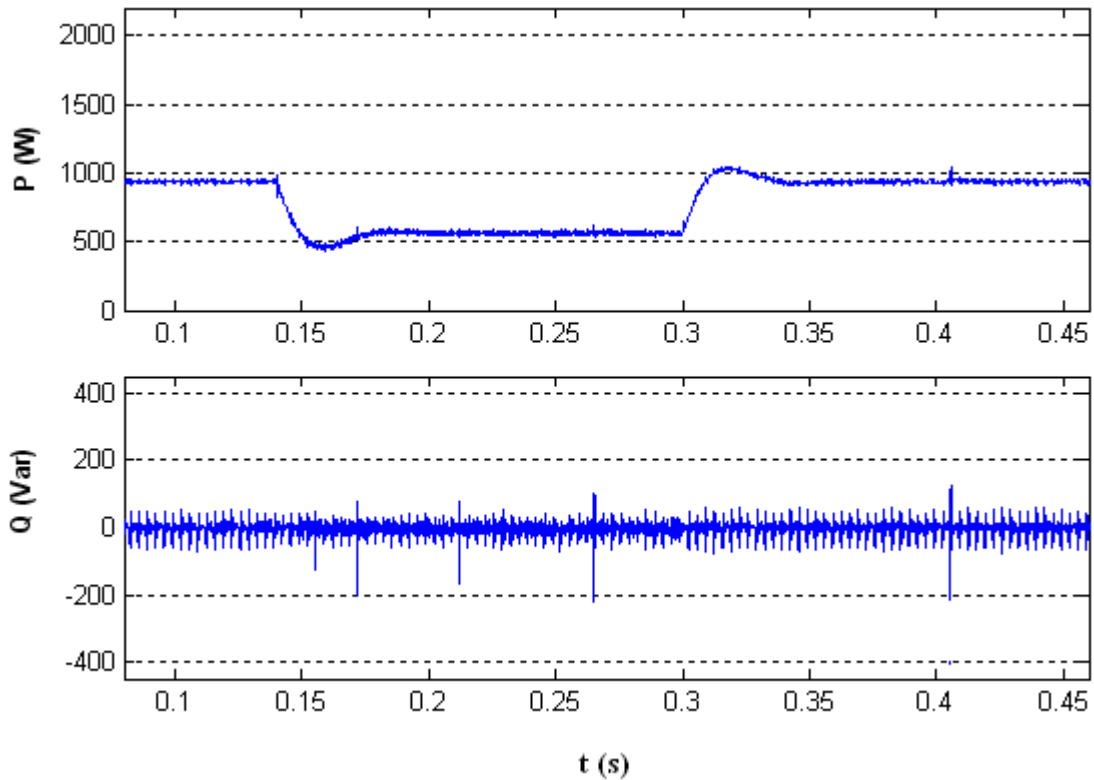


Figure 4.5. Puissance active et puissance réactive instantanées absorbées pendant la variation de la charge.

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 aura pu 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 là 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).

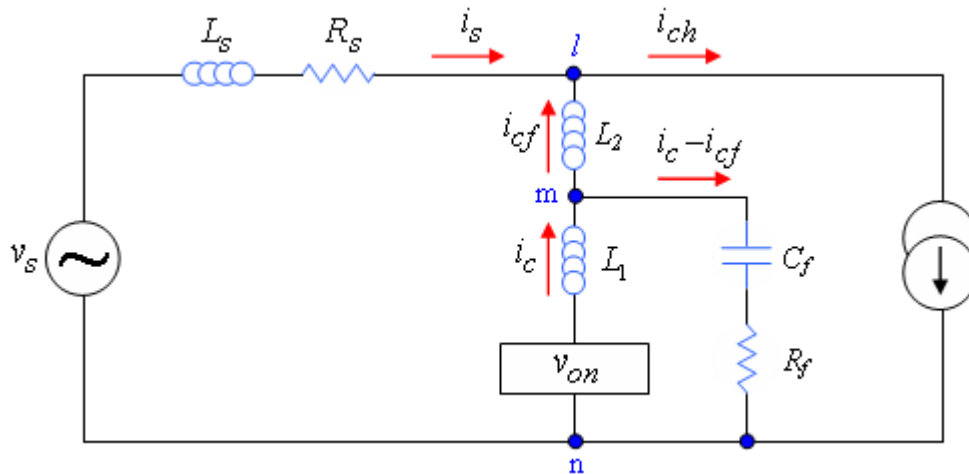


Figure 4.6. Circuit équivalent du système.

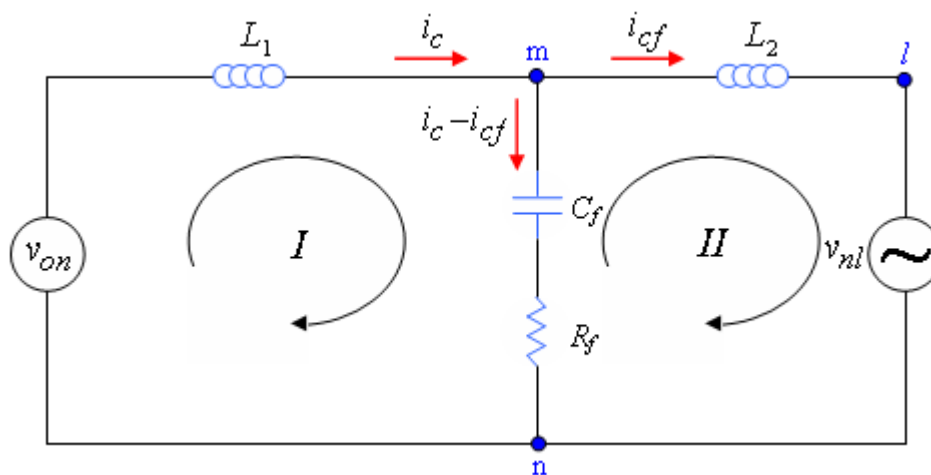


Figure 4.7. Circuit équivalent pour la commande.

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 la 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 :

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

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 $i_c, v_{C_f}, i_{cf}, \dot{i}_{cf}$ sachant que :

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

Si l'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) :

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

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

Par analogie :

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

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

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

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 :

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

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

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

Où : T est la période d'échantillonnage.

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

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

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 :

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

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 :

$$\begin{aligned} E_1 &= R_f F_{11} + F_{21} - R_f F_{31} \\ E_2 &= R_f F_{12} + F_{22} + R_f F_{32} \\ E_3 &= R_f F_{13} + F_{23} + R_f F_{33} \\ E_4 &= R_f F_{14} + F_{24} + R_f F_{34} \\ E_5 &= R_f g_1 + g_2 \end{aligned}$$

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 :

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

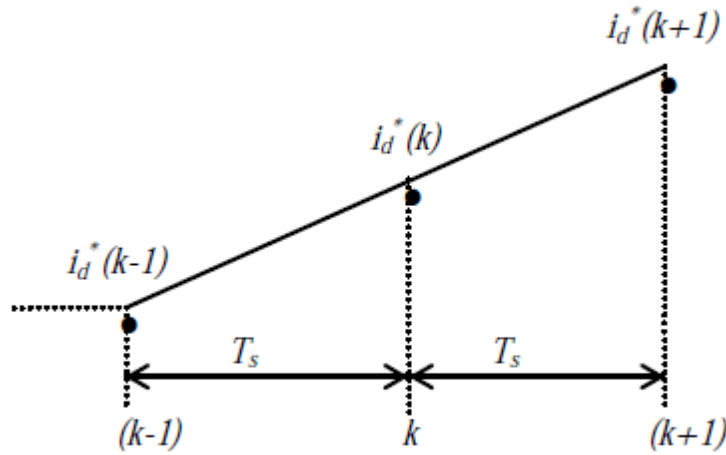


Figure 4.8. Principe de prédiction de la tension v_{nm} .

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 calculé v_{nm} et si l'on pose que :

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

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.

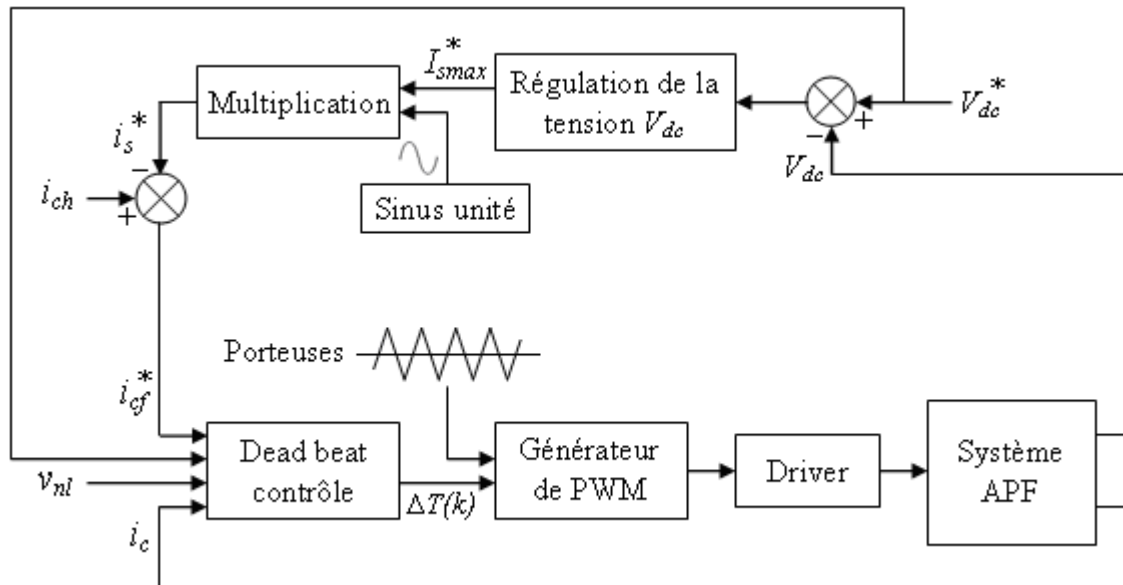


Figure 4.9. Diagramme en bloc utilisé en simulation.

Le système triphasé peut être transformé en un système biphasé en utilisant la transformation en $\alpha \beta$ 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

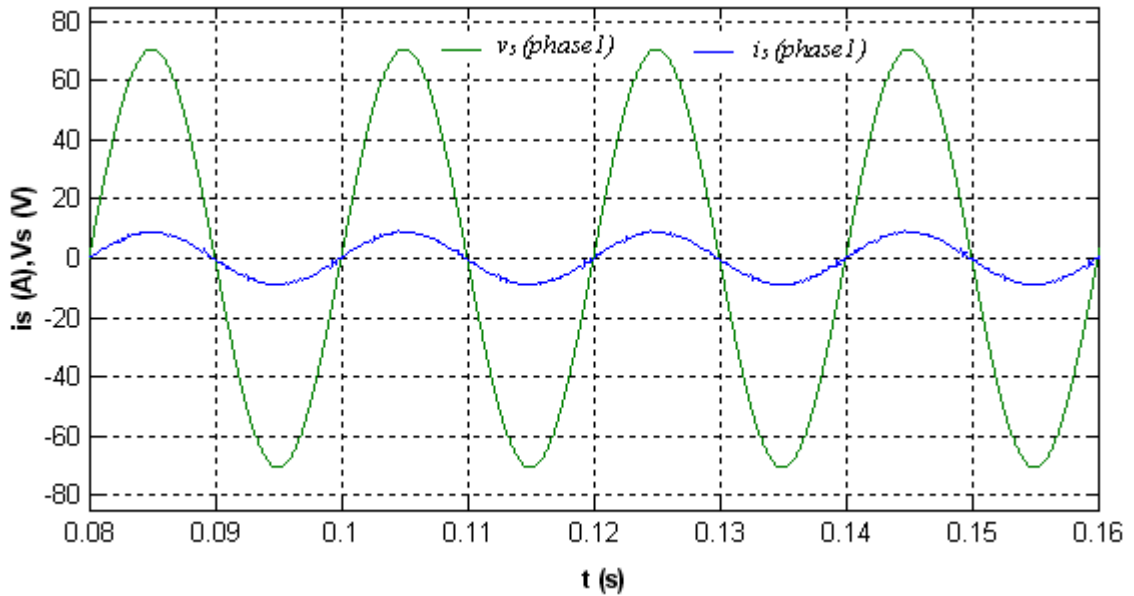


Figure 4.10. Courant de source et tension de source de la phase (a) après filtrage (commande Dead beat proposée).

La figure (fig. 4.10) 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.

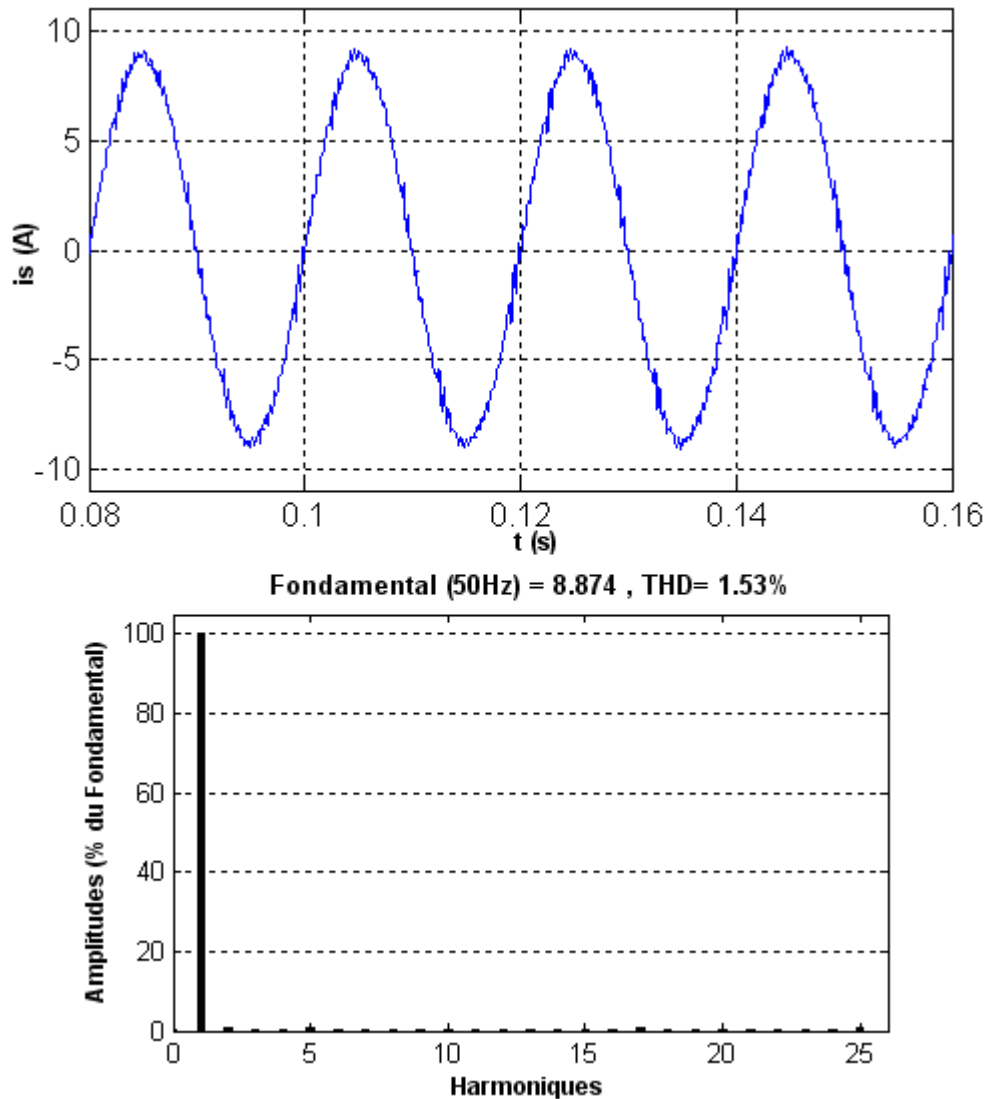


Figure 4.11. Courant de source de la phase (a) et son spectre harmonique après filtrage (commande Dead beat proposée).

La figure précédente (fig. 4.11) illustre le courant de source de la phase (a) et son spectre harmonique, on voit bien l'extinction des harmoniques de la charge non linéaire sur une large plage après 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 (4.12). On constate que cette tension est plus stable ce qui induit un courant moins fluctuant du côté 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.

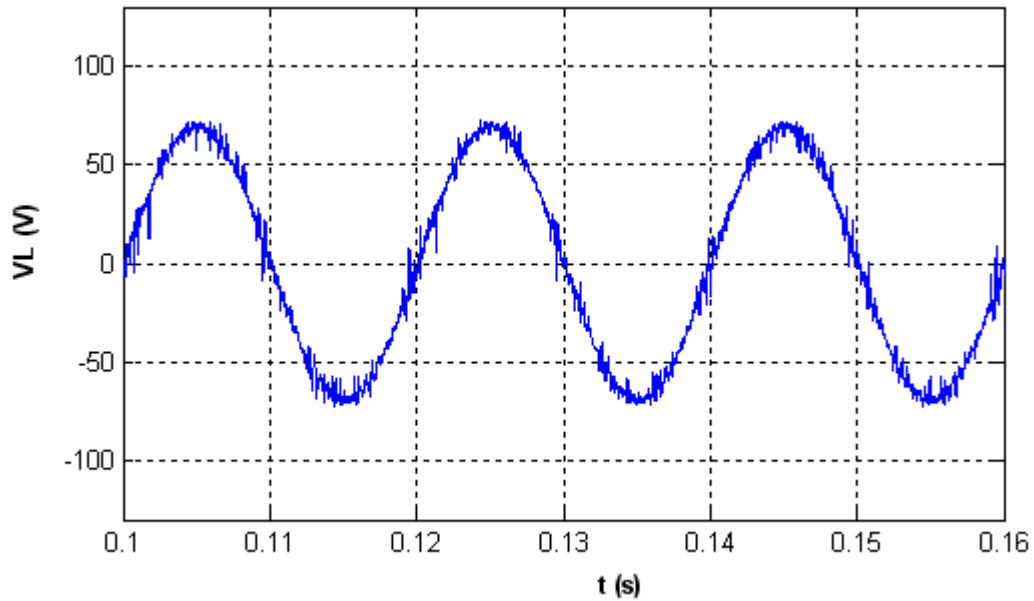


Figure 4.12. Tension simple au point de raccordement de l'APF.

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 4.13 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.

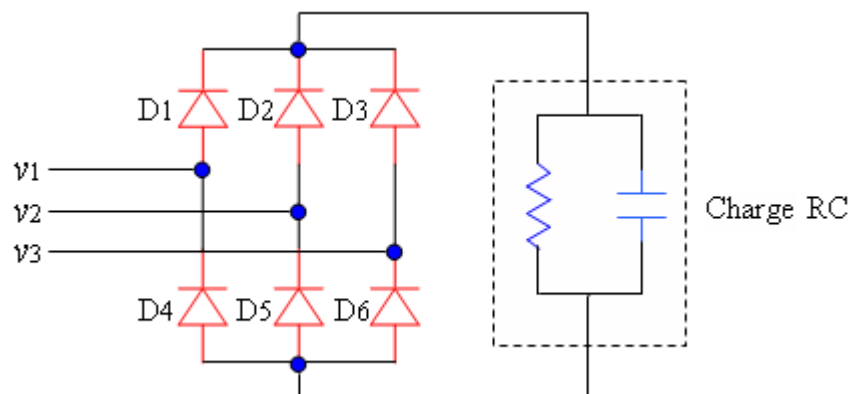


Figure 4.13. Redresseur triphasé débutant dans une charge RC .

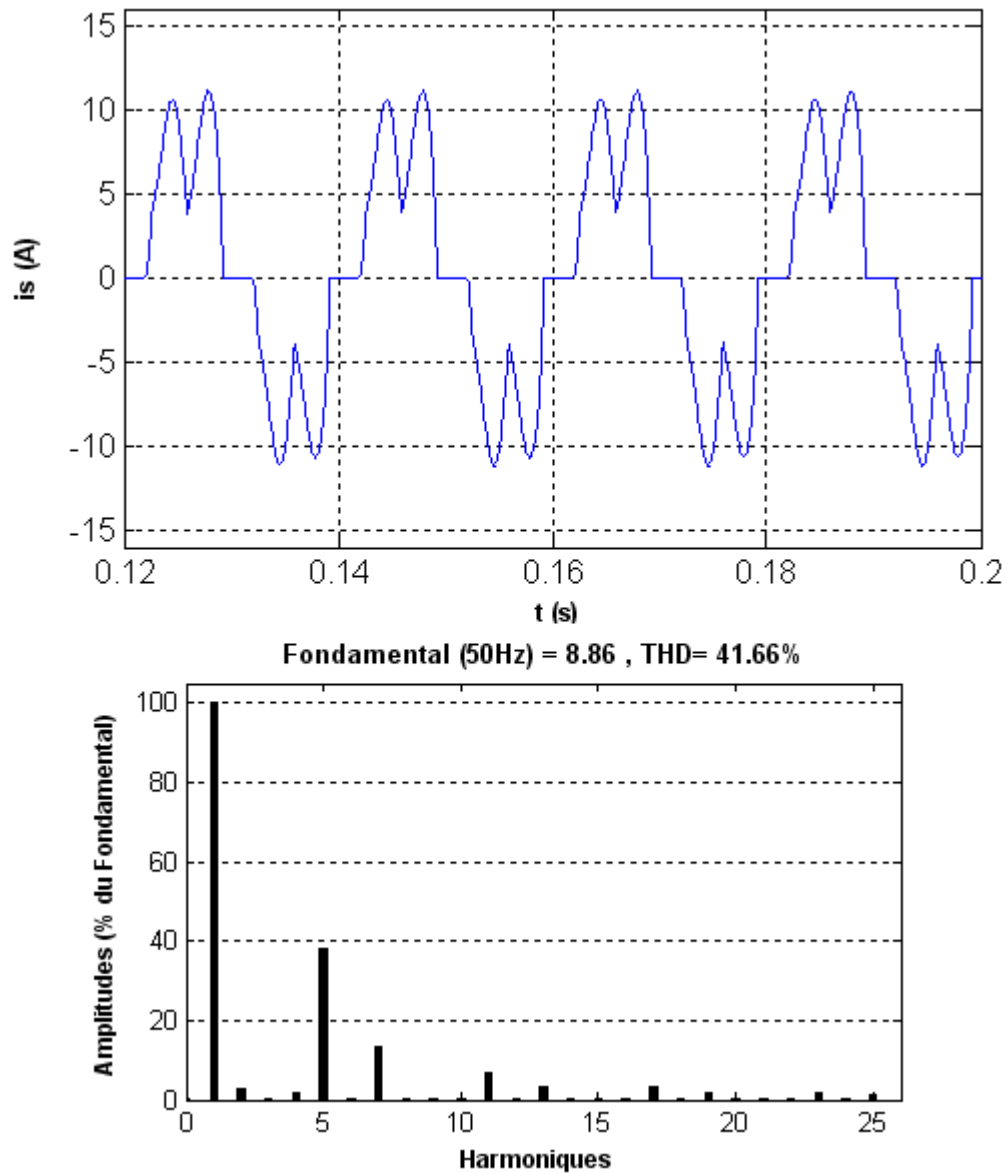


Figure 4.14. Courant de source de la phase (a) et son spectre harmonique avant filtrage des harmoniques (charge RC).

La figure 4.14 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.

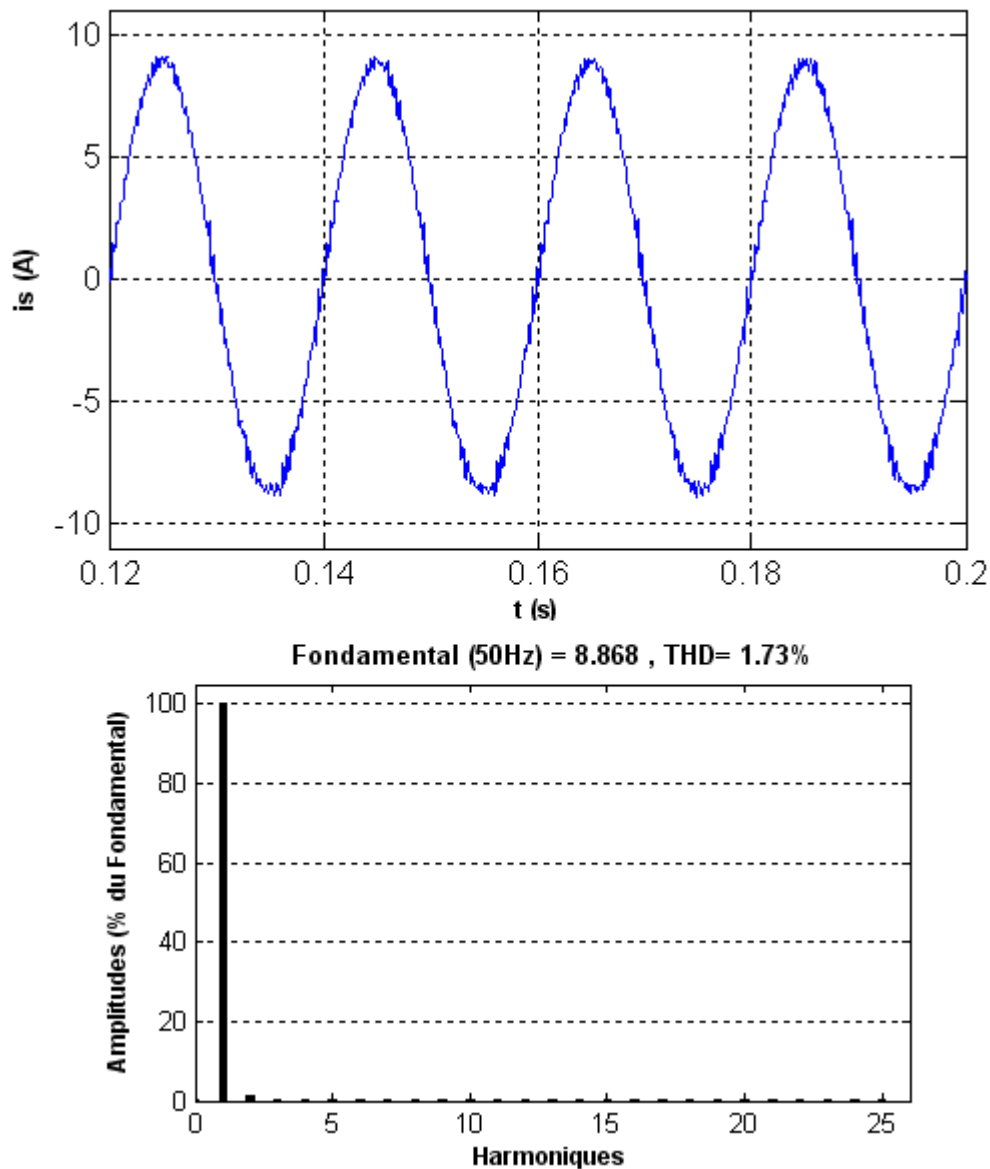


Figure 4.15. Courant de source de la phase (a) et son spectre harmonique après filtrage (charge RC , commande Dead beat proposée).

D'après la figure (4.15) 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. 4.16, fig. 4.17) alors que, le changement de la consigne du bus continu de l'onduleur étant donné par la figure (4.18).

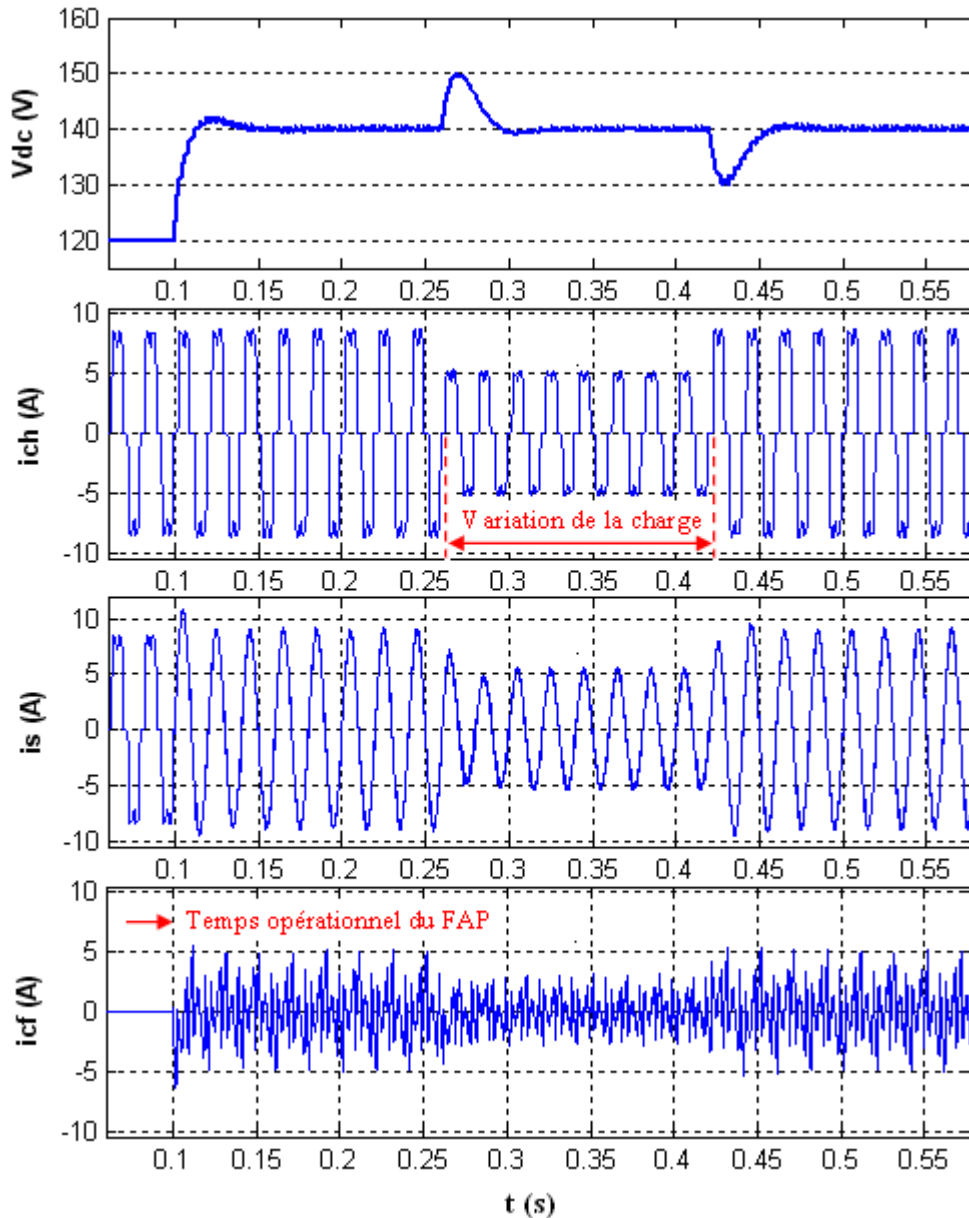


Figure 4.16. Tension du condensateur, courant de charge, courant de source, courant de compensation finale durant le régime dynamique.

Fig. 4.16 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 0.16 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} .

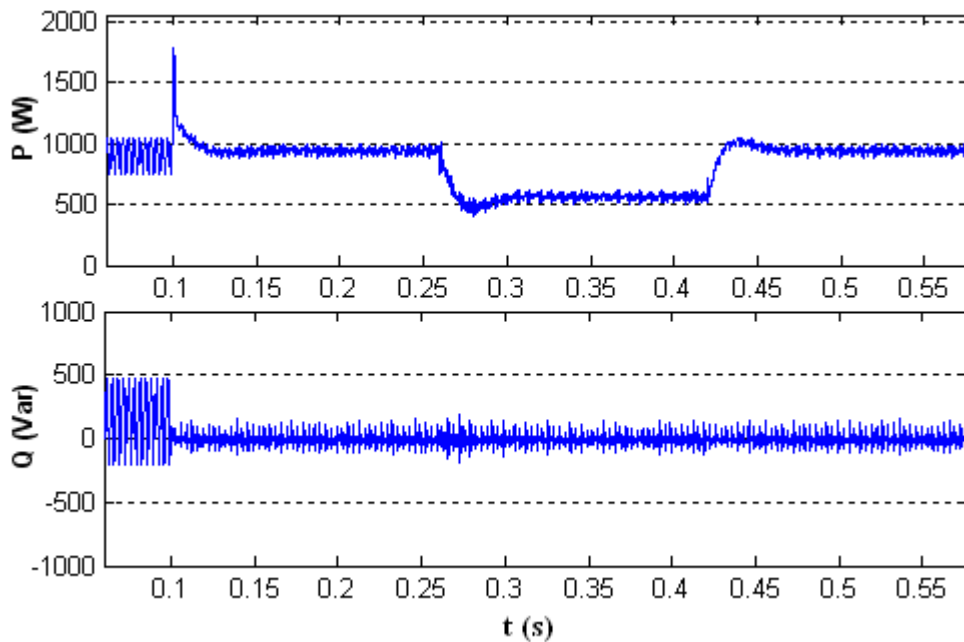


Figure 4.17. Puissance active et réactive instantanées durant le régime dynamique.

La figure 4.17 illustre la consommation d'énergie à travers les spectres des puissances active et réactive instantanées. Après que le filtre est devenu opérationnel ($t = 0,1$ s), il est observable que la puissance active (réelle) se stabilise à sa valeur nominale, traversant un court régime transitoire. Ce régime transitoire est associé au temps nécessaire au régulateur du bus continu pour atteindre la consigne, 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 contrepartie 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 nominale après un petit régime transitoire. Ce test examine la robustesse de la commande Dead beat élaborée ci-dessus.

Fig. 4.18 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.

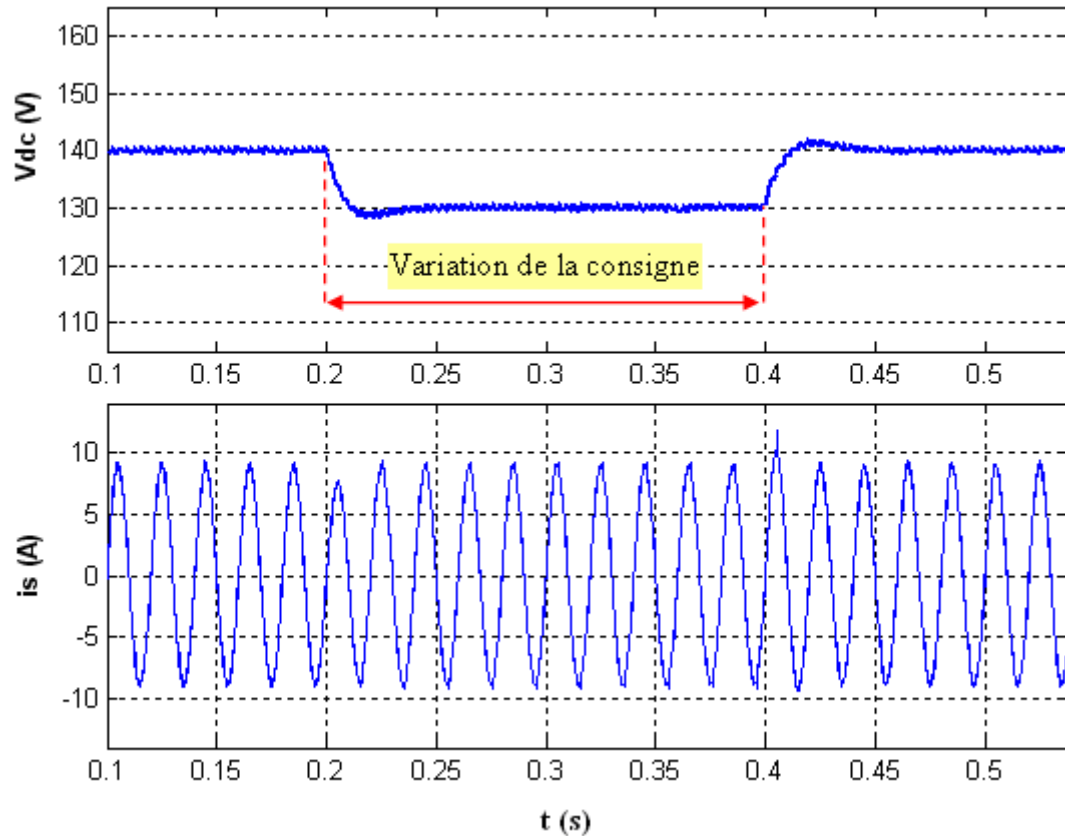


Figure 4.18. Performances dynamiques du régulateur PI : tension de capacité, courant de source pendant la variation de la consigne.

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).

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

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 %)

4.7 Comparaisons

Après avoir examiné les performances des différentes commandes, en particulier la commande Dead Beat, nous mettons en lumière l'effet des deux structures de filtrage analysées dans ce mémoire.

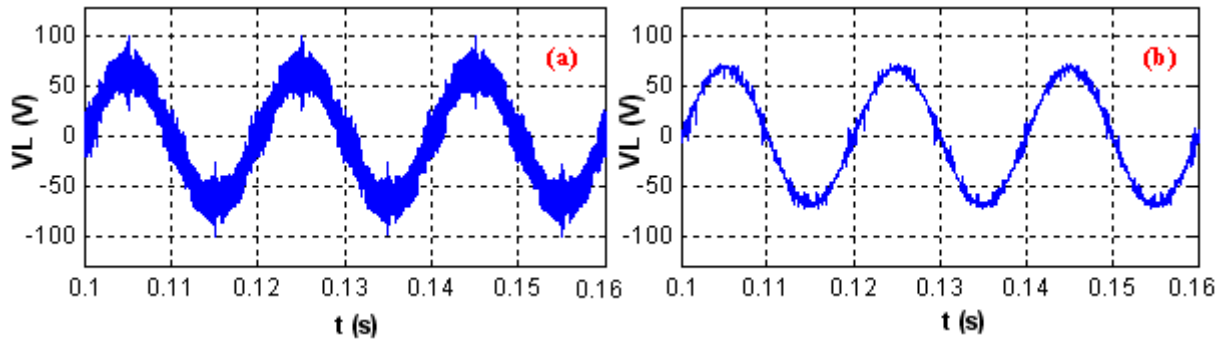


Figure 4.19. Tension simple au point de raccordement de l'APF : (a) APF conventionnel (structure 1), (b) APF proposé (structure 2).

Comme le montre la figure 4.19, l'utilisation de la structure de l'APF proposé présente des avantages, car la tension au point de raccordement, illustrée par l'image (b), est plus stable que celle de l'APF conventionnel, représentée par l'image (a).

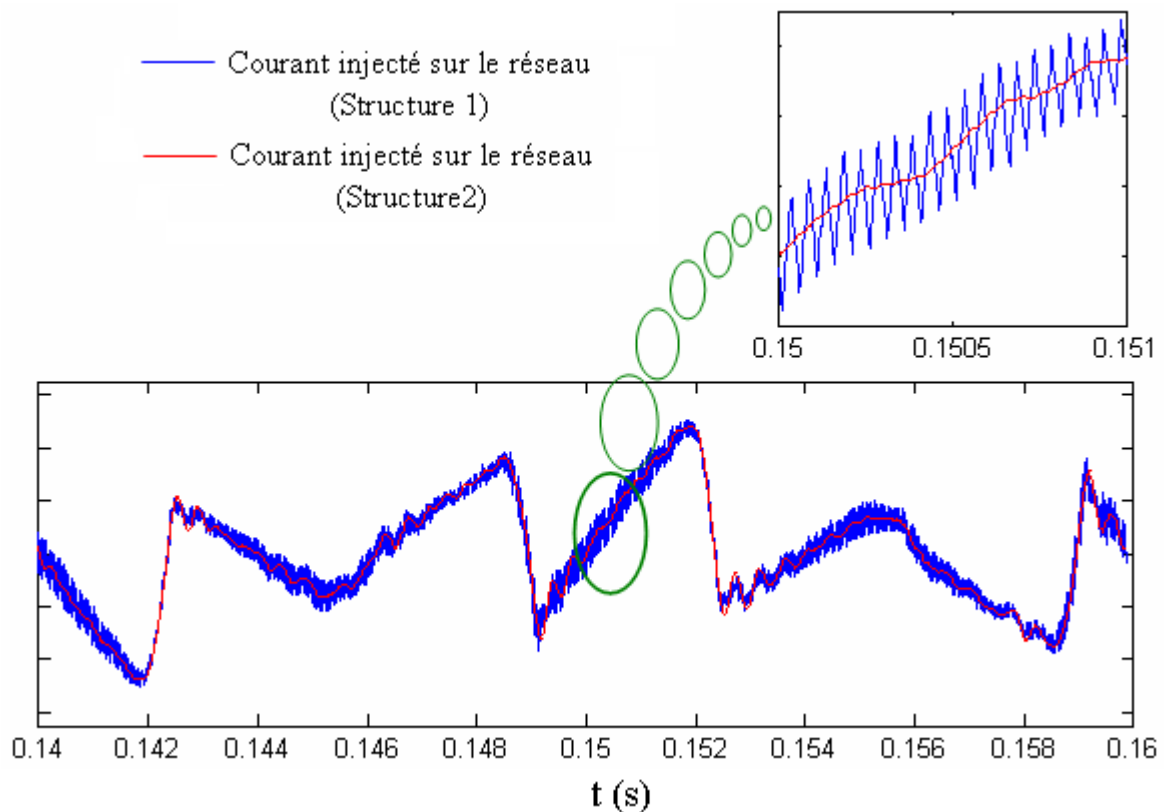


Figure 4.20. Courants de compensation injectés par les deux structures.

Cette dernière figure (fig. 4.20) nous permet de constater que les performances de notre structure de dépollution retenue dans ce mémoire sont très satisfaisants, le courant injecté par cette approche (la solution la plus performante) est parfaitement lissé et loin d'être comparable avec celui injecté par l'approche classique (la solution la moins coûteuse). Pour résumer, la technique classique vaut plus pour sa simplicité, sa facilité de mise en œuvre et son coût réduit que pour ses performances.

4.8 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons introduit la configuration (2) de l'APF. Plusieurs formes d'onde ont été simulées et présentées, notamment les courbes des courants de compensation, de charge et de source, ainsi que la tension aux bornes du condensateur. Nous avons employé à cet effet une commande analogique (PWM) et une commande numérique de type Dead Beat. Cette dernière se distingue par son indépendance tant vis-à-vis des paramètres de charge que de ceux de la source, un point que nous détaillons dans ce chapitre.

Pour démontrer l'efficacité de dépollution du réseau électrique, nous avons réalisé une analyse spectrale du signal d'entrée (courant de source). Les résultats montrent une atténuation significative des harmoniques, notamment celles qui sont les plus dominantes. Ce filtre actif, une fois reconfiguré sur le plan structurel, s'avère donc très efficace pour l'application de filtrage actif, avec une compensation du THD inférieure à 2 % pour les deux types de contrôle (MLI et Dead Beat) mis en œuvre.

Les performances de ces deux méthodes de contrôle ont été évaluées à l'aide d'un test de robustesse. Nous avons également représenté les puissances active et réactive instantanées, et le spectre associé met en évidence l'efficacité de l'APF dans la compensation de l'énergie réactive. Le régulateur PI de la tension s'ajuste aux variations de charge grâce à son action intégrale, bien que le nouveau point de fonctionnement requière un certain temps pour être atteint. Les courbes issues des simulations en régime dynamique montrent un temps de réponse rapide, généralement inférieur à 50 ms.

CONCLUSIONS GENERALES ET PERSPECTIVES

Dans ce mémoire, nous avons démontré comment un filtre actif parallèle peut, d'une part, éliminer les harmoniques générées par des charges non linéaires et, d'autre part, compenser la puissance réactive dans un réseau électrique. L'objectif principal était d'explorer la structure de filtre en T pour une application de filtrage actif en triphasé. Cette configuration est équipée de deux lois de commande efficaces adaptées à cette application. Avant de discuter des perspectives futures, nous allons résumer les conclusions majeures de notre étude.

La mise en lumière des solutions existantes pour le filtrage actif souligne l'importance croissante de ces dispositifs dans le contexte actuel.

L'emploi d'un onduleur PWM révèle l'intérêt de ce type de convertisseur pour le filtrage actif.

Les différentes lois de commande, tant utilisées qu'éventuellement applicables à ces dispositifs, illustrent les diverses approches pouvant résoudre certaines problématiques de filtrage actif.

Avec l'APF conventionnel, nous avons respecté les normes en vigueur, comme le montrent les résultats obtenus par simulation et expérimentation.

Pour satisfaire les exigences de tension, notre travail a démontré les avantages d'une structure de filtre actif combinée à un onduleur de tension en configuration de filtre en T, ce qui permet une stabilisation significative de la tension au point de raccordement du filtre. Les simulations ont confirmé cette stabilisation, rendant ainsi le filtrage actif plus efficace.

Les résultats issus de l'APF proposé valident l'utilisation de cette structure pour le filtrage actif. La mise en place d'une loi de commande numérique de type Dead Beat, de plus en plus prisée dans l'électronique de puissance, s'est avérée très efficace pour l'APF étudié.

Pour établir un comparatif avec la commande Dead Beat, nous avons également implémenté une commande analogique inspirée de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) classique, mais se basant uniquement sur un régulateur proportionnel dans la boucle de courant. Les résultats de cette commande nous ont permis de situer notre approche analogique avant de passer à la numérisation.

Les deux méthodes se révèlent équivalentes, bien que la commande Dead Beat présente un léger avantage en termes de THD.

Le bus continu du filtre actif constitue la réserve d'énergie du dispositif, facilitant ainsi les échanges de puissances harmoniques et réactives. Il est crucial de maintenir la tension à une valeur constante, supérieure à la tension redressée maximale prédéterminée.

Le régulateur PI, intégré dans la boucle de tension, non seulement permet de stabiliser le bus continu autour d'une référence donnée, mais sert également à établir la référence de courant de compensation. Cela se fait par la soustraction de la consigne de courant, fournie par le PI multipliée par un signal sinusoïdal d'unité, du courant mesuré de charge. Cette approche simplifie le processus par rapport aux filtres classiques d'extraction des harmoniques.

En conclusion de ce travail, plusieurs perspectives se dégagent :

Applications élargies : L'alimentation DC-AC, qui est au cœur de la conception de l'APF et de sa commande, peut être exploitée pour d'autres applications, telles que des onduleurs pour le contrôle de machines ou dans les alimentations sans interruption.

Fonctionnement en redresseur : L'onduleur en mode redresseur, utilisé dans le filtrage actif, permet une absorption non sinusoïdale à fréquence variable, contrastant avec un redresseur MLI. L'application de la commande Dead Beat pourrait offrir des résultats particulièrement intéressants dans ce contexte.

Amélioration des performances : Tester le contrôle Dead Beat en modifiant la méthode de prédiction pourrait révéler des gains en performance.

Optimisation du régulateur PI : Des améliorations concernant la rapidité du régulateur PI semblent possibles, notamment par l'adaptation de ses paramètres pour une meilleure réactivité face aux variations de charge.

Réduction des capteurs : L'association d'observateurs avec la commande Dead Beat pourrait permettre de réduire le nombre de capteurs nécessaires. Enfin, envisager d'appliquer le contrôle Dead Beat en utilisant la relation entrée/sortie plutôt que la représentation d'état pourrait également contribuer à diminuer le nombre de capteurs requis, ce qui paraît théoriquement réalisable.

Références Bibliographiques

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] Green TC, Marks JH. «Control techniques for active power filters. *Electric power applications*, IEE Proceedings, 152 N°2, page(s): 369–81. 2005.
- [5] François Defaÿ «Commande Prédicative Directe d'un Convertisseur Multicellulaire Triphasé Pour Une Application de Filtrage Actif» Thèse de doctorat Université de Toulouse, France 2008.
- [6] 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.
- [7] CEI, 61000-1-1: Electromagnetic compability (EMC), Part 1: General, section 1: application and interpretation of fundemantal definitions and terms, 2001.
- [8] 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.
- [9] 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 », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 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 », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 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, Algérie 2008.
- [19] .
- [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 », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 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] 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.*
- [27] 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.
- [28] Rajendra R. Sawant, Mukul C. Chandorkar «A Multifunctional Four-Leg Grid-Connected Compensator» *IEEE Transactions On Industry Applications*, Vol. 45, No. 1, page(s):249-259, January/February 2009
- [29] IMAM, Amir A., SREERAMA KUMAR, R., et AL-TURKI, Yusuf A. Modeling and simulation of a PI controlled shunt active power filter for power quality enhancement based on PQ theory. *Electronics*, 2020, vol. 9, no 4, p. 637.
- [30] KUMAR, Ravinder, BANSAL, Hari Om, GAUTAM, Aditya R., et al. Experimental investigations on particle swarm optimization based control algorithm for shunt active power filter to enhance electric power quality. *IEEE Access*, 2022, vol. 10, p. 54878-54890.
- [31] SAMAL, Sarita, DASH, Rudranarayan, PRADHAN, Arjyadhara, et al. Application of Active Power Filter in the Hybrid Power System to Regulate the Grid Voltage. *Linear and Nonlinear System Modeling*, 2024, p. 49-65.
- [32] SOZANSKI, Krzysztof et SZCZESNIAK, Pawel. Advanced Control Algorithm for Three-Phase Shunt Active Power Filter Using Sliding DFT. *Energies*, 2023, vol. 16, no 3, p. 1453.
-

في مجال الإلكترونيات الكهربائية ومع التطور المستمر في القطاع الصناعي، من المهم التركيز على المواضيع التي تتناول جودة الطاقة الكهربائية، خاصة عندما يتعلق الأمر بالمستقبلات الملوثة حيث يُعتبر نظام التعويض ضروريًا لتنقية الشبكة الكهربائية من تيارات التشويش. لضمان هذه الضرورة المتعلقة بجودة الطاقة الكهربائية ومعالجة مشكلة التلوث، تهدف هذه الأطروحة إلى استخدام مُبدل كهربائي (محول تيار مستمر-تيار متناوب) متصل بفلتر سلفي من نوع LCL للاتصال بالشبكة، مما يشكل نظام ترشيح نشط (APF) الغرض منه تحقيق تعويض التوافقيات والطاقة غير الفعالة وتقليل حقن التوافقيات الناتجة عن المُبدل عند نقطة الاتصال. تركز هذه الدراسة البحثية على معالجة مشكلة انبعاث التيارات المشوشة في الشبكة الكهربائية. لتحقيق ذلك، تم تطبيق تقنية تنبؤية باستخدام مُنظم Dead-Beat للتحكم في النظام (APF) من خلال الجمع بين تأثيرات بنية الترشيح واستراتيجية التحكم، نحقق تحكمًا فعالاً في المُبدل، مما ينتج عنه فلتر نشط عالي الكفاءة.

الكلمات المفتاحية: فلتر نشط شنت، محول تيار مستمر-تيار متناوب، تحكم غير خطي، تعديل PWM، تحكم تنبؤي، تحكم Dead-Beat في التيار.

Résumé :

En électrotechnique et en plein évolution du secteur industriel, il est important de s'intéresser aux thèmes qui traitent la qualité de l'énergie électrique notamment quand il s'agit de récepteurs polluants où un système de compensation est considéré comme essentiel pour dépolluer le réseau électrique de la circulation des courants perturbateurs. Pour veiller à cette obligation de la qualité de l'énergie électrique répondant ainsi à la problématique de pollution, l'objet de cette thèse consiste à utiliser un onduleur (convertisseur DC-AC) relié à un filtre passive LCL pour le raccordement au réseau formant ainsi un système de filtrage actif (shunt APF), pour l'objective de réaliser la compensation des harmoniques et du réactif et réduire l'injection harmonique de l'onduleur au point de raccordement.

Ce travail de recherche se consacre donc au traitement du problème de l'émission de courants perturbateurs sur le réseau électrique. Pour cela, une technique prédictive à régulateur dead-beat a été appliquée pour le contrôle du système (shunt APF). En combinant les effets de la topologie de filtrage et la stratégie de commande, nous réalisons un bon contrôle de l'onduleur disposant ainsi d'un filtre actif ayant une très bonne efficacité.

Mots Clés : Filtre actif shunt, convertisseur DC-AC, contrôle non linéaire, Modulation PWM, Commande prédictive, Commande Dead-Beat de courant.

Abstract:

In electrical engineering a good quality of energy requires the development of an active filtering system on distribution grid, the object of this thesis is to use a DC-AC converter connected to the electrical grid via a decoupling element to achieve harmonics and reactive power compensation, So we are dedicated to reduce the injection of harmonic currents by applying on the shunt active power filter a predictive control type dead beat that gives us good control of the current. By combining the effects of the filtering topology and predictive control approach, we also have an active filter with very good efficiency.

Key Words: Active power filter, Dead Beat control, DC-AC converter, Predictive control.
