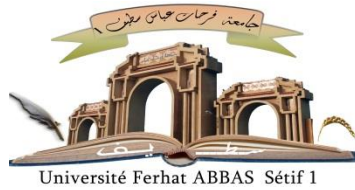


الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

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 d'Electronique

Pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES

Option : Electronique

Par

Moncef KHITAS

THÈME

**Commande prédictive pour le filtrage actif de
puissance des réseaux distordus**

Soutenue le/...../..... devant le Jury :			
Neceur-eddine BOUKEZZOULA	Professeur	Univ. Ferhat Abbas Sétif 1	Président
Lahcene ZIET	Professeur	Univ. Ferhat Abbas Sétif 1	Directeur de thèse
Hamza AFGHOUL	M.C.A.	Univ. Ferhat Abbas Sétif 1	Co-Directeur de thèse
Tewfik BEKKOUCHE	Professeur	Univ. Mohamed El Bachir El Ibrahimi - BBA	Examineur
Amar SOUKOU	Professeur	Univ. Mohammed Seddik Benyahia - JIJEL	Examineur
Morad GRIMES	Professeur	Univ. Mohammed Seddik Benyahia - JIJEL	Examineur
Abdelhak FERHAT-HAMIDA	Professeur	Univ. Ferhat Abbas Sétif 1	Invité

Dédicaces

À la mémoire de mon père, dont l'exemple continue de m'inspirer.

À ma chère mère, pour son amour, son soutien et ses prières.

À mon épouse bien-aimée, pour sa patience, ses sacrifices et sa compréhension.

À mon cher frère et à mes chères sœurs, sources de force et de réconfort inestimables.

Remerciement

Je rends grâce à Allah Tout-Puissant, Le Miséricordieux, qui m'a accordé la santé, la patience et la persévérance nécessaires pour mener à bien ce travail de recherche. Sans Sa volonté et Sa bienveillance, rien n'aurait été possible.

Je tiens ensuite à exprimer toute ma gratitude à mon directeur de thèse, Monsieur **ZIET LAHCENE**, Professeur à l'université de Sétif, pour son encadrement, ses conseils avisés et son accompagnement constant tout au long de ce travail.

J'exprime également ma profonde reconnaissance à mon co-directeur de thèse, Monsieur **AFGHOUL Hamza**, Maître de conférences classe A à l'université de Sétif, pour la qualité de son encadrement, sa disponibilité et ses précieuses remarques, qui ont grandement contribué à l'aboutissement de cette recherche.

Je tiens également à remercier vivement les membres de jury pour avoir accepté d'évaluer cette thèse : Monsieur **BOUKEZZOULA Neceur-eddine**, Professeur à l'Université de Sétif, d'avoir accepté de juger mon travail et de présider le jury de soutenance de cette thèse. Monsieur **BEKKOUCHE Tewfik** Professeur à l'Université Mohamed El Bachir El Ibrahim - BBA, **SOUKOU Amar**, Professeur à l'Université Mohammed Seddik Benyahia - JIJEL et **GRIMES Morad**, Professeur à l'Université Mohammed Seddik Benyahia - JIJEL, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être les examinateurs de cette thèse. Ainsi que Monsieur **FERHAT-HAMIDA Abdelhak**, Professeur à l'Université de Sétif, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'être membre invité de mon jury de thèse.

Une pensée particulière va à mes collaborateurs et partenaires scientifiques **Dr Djallal Eddine Zabia** et **Dr Feriel Abdelmalek** pour leurs apports scientifiques et leur soutien déterminant dans l'avancée de ce projet.

J'adresse une pensée particulière à mes collègues et amis au département d'électronique et à l'institut ISTM pour leurs encouragements et leur aide précieuse.

Je souhaite aussi témoigner ma reconnaissance envers toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de cette recherche.

Table des matières

Liste des Figures.....	vii
Liste des Tableaux.....	ix
Liste des Acronymes	x
Liste des Symboles.....	xi
Introduction Générale.....	1
Chapitre 1	4
1.1 Introduction	4
1.2 Qualité de l'énergie des réseaux électriques	5
1.3 Origine et effets des harmoniques	6
1.4 Solutions classiques et modernes de filtrage.....	7
1.5 Normes et recommandations internationales	9
1.5.1 Analyse et commentaire de la norme IEEE 519.....	10
1.6 Filtres de Puissance Passifs (PPF).....	11
1.6.1 Principe de base du filtrage passif.....	12
1.6.2 Différents types de filtres passifs	12
1.6.2.1 Filtre de type L (inductif simple).....	12
1.6.2.2 Filtre LC accordé	12
1.6.2.3 Filtre de type LCL	13
1.6.2.4 Filtres passifs multiples (multi-tune).....	13
1.6.2.5 Filtres passifs sur-accordés	14
1.6.3 Dimensionnement des filtres passifs	15
1.6.4 Avantages et inconvénients des PPF	15
1.7 Filtres de Puissance Actifs (APF)	17
1.7.1 Principe de fonctionnement d'un APF	17
1.7.2 Topologies des APF	18
1.7.2.1 Filtre actif parallèle (Shunt APF)	19

1.7.2.2 Filtre actif série (Series APF)	19
1.7.2.3 Filtre actif hybride	20
1.7.2.3.a Filtre actif parallèle avec PPF en dérivation	21
1.7.2.3.b Filtre actif série avec PPF parallèle	22
1.7.2.3.c Filtre hybride combiné.....	22
1.7.3 Méthodes de génération du courant de référence	22
1.7.3.1 Théorie de Fryze	23
1.7.3.2 Théorie des puissances instantanées (p-q theory).....	24
1.7.3.3 Méthode basée sur la transformée de Park (d-q theory)	25
1.7.3.4 Techniques avancées de génération du courant de référence	25
1.7.4 Techniques de commande des APF	26
1.7.4.1 Commande par hystérésis	26
1.7.4.2 Modulation de largeur d'impulsion (MLI sinusoïdal)	26
1.7.4.3 Commande prédictive PDPC.....	27
1.7.5 Avantages et inconvénients des APF	27
1.8 Modélisation et Simulation des Filtres de Puissance	29
1.8.1 Modélisation des Filtres Passifs (PPF)	29
1.8.2 Modélisation des Filtres Actifs (APF)	30
1.8.3 Modélisation des Filtres Hybrides – Structure parallèle (HPF)	30
1.9 Comparaison critique : PPF vs APF vs HPF	30
1.10 Conclusion.....	31
Chapitre 2	32
2.1 Introduction	32
2.2 Filtre actif de puissance SHUNT	32
2.3 Méthodes d'extraction du courant harmonique	33
2.3.1 Théorie de la puissance active et réactive instantanée	34
2.3.2 Référence synchrone Méthode d-q.....	36

2.3.3 Algorithme basé sur la valeur efficace	38
2.3.4 Méthode des courants actifs et réactifs	39
2.4 Onduleur à source de tension	41
2.5 Modélisation de l'onduleur à source de tension	42
2.6 Modélisation du filtre actif de puissance.....	43
2.7 Méthodes de contrôle du VSI.....	45
2.7.1 Méthode de contrôle par hystérésis	45
2.7.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale	46
2.7.3 Commande PWM à vecteur spatial (SVPWM).....	47
2.8 Contrôle du filtre actif de puissance.....	50
2.8.1 Méthode de contrôle indirect.....	50
2.8.2 Méthode de contrôle direct.....	52
2.8.3 Contrôle dans la référence triphasée	55
2.9 Conclusion.....	57
Chapitre 3	58
3.1 Introduction	58
3.2 Fondements théoriques.....	58
3.3 Le contrôleur PID : principes et spécificités	59
3.4 Modélisation du système	60
3.4.1 Structure fonctionnelle du SAPF.....	60
3.4.2 Modélisation électrique de base	61
3.4.2.1 Équations dans le domaine temporel	61
3.4.2.2 Transformation en repère synchronisé d – q	61
3.4.3 Génération de la consigne de courant.....	62
3.4.4 Boucle de commande avec PID	62
3.4.5 Modèle global en boucle fermée	62
3.5 Limites du PID classique.....	63

3.5.1 Sensibilité aux paramètres de réglage	63
3.5.2 Retards de mesure et de calcul	63
3.5.3 Défis dans les applications réelles avec le PID classique	64
3.6 Approches avancées pour surmonter les limites	64
3.6.1 Contrôle adaptatif	64
3.6.2 Commande basée sur l'état	64
3.6.3 Approches hybrides et intelligentes	65
3.7 Particle Swarm Optimization PSO	65
3.7.1 Fondements théoriques du PSO	66
3.7.2 Mécanismes internes du PSO	68
3.7.3 Paramètres influents et considérations de stabilité dans le PSO	69
3.7.4 Remarques importantes pour éviter la divergence des particules	70
3.7.5 Avantages et limites du PSO	71
3.8 La Méthode d'Optimisation par Meute de Loups Gris	72
3.8.1 Fondements Bio-Inspirés.....	74
3.8.2 La structure hiérarchique des loups gris.....	74
3.8.3 La stratégie de chasse : coopération, encerclement et attaque ciblée.....	75
3.8.4 Transposition algorithmique du comportement naturel au modèle mathématique	75
3.9 Modélisation mathématique de l'algorithme Gray Wolf Optimization	76
3.10.1 Introduction conceptuelle	76
3.9.2 Encerclement de la proie – Phase d'attraction	77
3.9.3 Chasse coordonnée – Influence des leaders	78
3.9.5 Stratégie de convergence et stabilité	79
3.9.6 Avantages mathématiques du modèle	79
3.10 Conclusion.....	79
Chapitre 4	80
4.1 Introduction	80

4.2 Vues d'ensemble de l'architecture du SAPF et de la technique de contrôle	80
4.3 Contrôle prédictif direct de la puissance (PDPC)	82
4.4 Conception du contrôleur de bus C.C.	82
4.4.1 Conception du régulateur PI standard	82
4.4.2 GWO-PSO proposé	84
4.4.2.1 Optimisation du loup gris	84
4.4.2.2 Technique PSO	87
4.4.2.3 GWO-PSO	88
4.4.2.4 Contrôleur PI anti-windup réglé par GWO-PSO.....	88
4.4.3 Algorithme d'Optimisation GWO-PSO pour le Contrôle PDPC-SAP.....	91
4.5 Résultats expérimentaux	93
3.5.1 Analyse théorique des performances de PI-GWO-PSO.....	95
4.6 Analyse des résultats	95
4.7 Conclusion.....	105
Conclusion générale et perspectives	106

Liste des Figures

Figure 1.1 : Impact d'un filtre passif sur la distorsion harmonique.....	16
Figure 1.2 : Principe de compensation par un filtre actif.....	18
Figure 1.3 : Filtre actif parallèle.....	19
Figure 1.4 : Structure d'un Filtre actif série.....	20
Figure 1.5 : Filtre actif série est filtre passif parallèle.....	21
Figure 1.6 : Effet de l'APF sur la qualité du courant injecté au réseau.	27
Figure 2.1 : Caractéristique de compensation du filtre actif de puissance shunt.....	33
Figure 2.2 : Schéma du filtre passe-bas avec feed-forward.....	35
Figure 2.3 : Principe de la théorie des puissances actives et réactives instantanées.....	36
Figure 2.4 : Principe de la méthode de référence synchrone.	37
Figure 2.5 : Topologie VSI triphasée à deux niveaux.....	41
Figure 2.6 : Connexion du SAPF au PCC.....	42
Figure 2.7 : Principe du contrôle par hystérésis.....	45
Figure 2.8 : Le principe de la méthode de contrôle PWM sinusoïdale.....	47
Figure 2.9 : Représentation du vecteur spatial de la tension de sortie de l'onduleur.....	48
Figure 2.10 : Présentation du vecteur de référence dans le cadre stationnaire.....	49
Figure 2.11 : Diagramme de la méthode de contrôle indirect	51
Figure 2.12 : Diagramme de la méthode de contrôle directe.....	53
Figure 2.13 : Contrôle direct du filtre actif de puissance shunt	55
Figure 2.14 : Diagramme de la boucle du régulateur de courant PI.....	56
Figure 4.1 : Schéma du système global de la configuration SAPF étudiée.....	81
Figure 4.2 : Architecture du bus CC basée sur le contrôleur PI.....	82
Figure 4.3 : Structure du contrôleur PI intégré dans l'algorithme PDPC.....	83
Figure 4.4 : Hiérarchie du GWO.....	84

Figure 4.5 : Techniques de chasse employées par les loups gris.....	85
Figure 4.6 : Schéma fonctionnel du système PI-GWO-PSO proposé.....	90
Figure 4.7 : Pseudo-code GWO-PSO.....	91
Figure 4.8 : Évolution du paramètre de contrôle a au fil des itérations	93
Figure 4. 9: Photo du dispositif expérimental.....	94
Figure 4.10 : Résultats expérimentaux en régime permanent du SAPF contrôlé à l'aide du PDPC	95
Figure 4.11 : Analyse comparative des phases de tension et de courant en régime permanent à l'aide des diagrammes de Fresnel, (a) avant filtrage, et (b) après branchement du SAPF.....	96
Figure 4.12 : Évaluation expérimentale de la correction du facteur de puissance par le SAPF, a) avant le filtrage, et b) après branchement du SAPF.....	97
Figure 4.13 : Résultats expérimentaux de THD, (a) avant filtrage, (b) Plug in SAPF avec contrôleur PI, (c) Plug in SAPF avec contrôleur PI-GWO PSO.....	98
Figure 4.14 : Résultats expérimentaux en régime transitoire pour deux changements de charge, (a) contrôleur PI, (b) contrôleur GWO-PSO-PI.....	100
Figure 4.15 : Résultats expérimentaux en régime transitoire pour un pas de V^* , (a) contrôleur PI, (b) contrôleur GWO- PSO-PI.....	101
Figure 4.16 : Spectre harmonique avant et après l'activation du SAPF, (a) Avant l'activation du SAPF, (b) Contrôleur PI, (c) PI- GWO-PSO.....	103

Liste des Tableaux

Tableau 1.1 : Exigences principales de la norme IEEE 519 en matière de qualité de l'énergie.....	9
Tableau 2.1 : Etats de commutation valides pour un VSI triphasé a deux niveaux.....	42
Tableau 4.1 : Paramètres clés utilisés dans la composante PSO de l'algorithme GWO-PSO.....	92
Tableau 4.2 : Spécifications des composants expérimentaux.....	94
Tableau 4.3 : Résumé des principaux résultats expérimentaux.....	103

Liste des Acronymes

PPF	Filtre Passif de Puissance
APF	Filtre Actif de Puissance
SAPF	Filtre Actif de Puissance Shunt
PID	Correcteur proportionnel intégrale dérivé
MPC	Commande prédictive à base de modèle
DPC	Commande directe des puissances
VSI	Onduleur à Source de Tension
PWM	Modulation de Largeur d'Impulsion
SPWM	Modulation Sinusoïdale de Largeur d'Impulsion
SVPWM	Modulation Vectorielle de Largeur d'Impulsion
THD	Distorsion Harmonique Totale
LPF	Filtre Passe-Bas
RMS	Valeur Efficace
GWO	Algorithme d'optimisation du Loup Gris
PSO	Algorithme d'optimisation par Essaim Particulaire
GWO-PSO	Algorithme Hybride GWO-PSO
PCC	Point de Couplage Commun
ITSE	Intégrale du Carré de l'Erreur Pondérée par le Temps
ANN	Réseau de Neurones Artificiel
FLC	Contrôleur Logique Flou
DSP	Processeur de signal numérique
FPGA	Réseau de circuits logique programmable
EMI	Interférence Électromagnétique
VDC	Tension du Bus Continu

Liste des Symboles

Symbole	Description
P	Puissance active
Q	Puissance réactive
S	Puissance apparente
D	Puissance déformante
THD	Distorsion harmonique totale
CF	Facteur de crête
ω	Pulsation angulaire
f	Fréquence
V_{rms}	Valeur efficace de la tension
I_{rms}	Valeur efficace du courant
I_n	Composante harmonique d'ordre n
I_f	Composante fondamentale du courant
ω	Poids inertiel dans PSO
c_1, c_2	Coefficients d'accélération dans PSO
r_1, r_2	Valeurs aléatoires entre 0 et 1 dans PSO
a	Coefficient de convergence dans GWO
$D_\alpha, D_\beta, D_\delta$	Distances entre les loups et la proie (GWO)
$X_\alpha, X_\beta, X_\delta$	Meilleures solutions dans GWO
J_1, J_2, J_3	Indices de performance (ITSE, dépassement, THD)
w_1, w_2, w_3	Coefficients de pondération des fonctions objectif
V_{DC}	Tension continue du bus
i_a, i_b, i_c	Courants de phase
u_a, u_b, u_c	Tensions de phase
α, β	Composantes de la transformation de Clarke
$p(t), q(t)$	Puissance active et réactive instantanée

Introduction Générale

À l'ère actuelle des avancées technologiques et de la transformation numérique, les systèmes électriques sont confrontés à des défis sans précédent en matière de qualité, d'efficacité et de stabilité. Le déploiement massif de dispositifs d'électroniques de puissance, de sources d'énergie renouvelable et de charges non linéaires a transformé la nature des réseaux électriques modernes. Bien que ces technologies aient indéniablement contribué à améliorer les performances, la flexibilité et l'efficacité énergétique des systèmes, elles ont également introduit des perturbations majeures dans la qualité de l'énergie, notamment sous forme de distorsions harmoniques, de problèmes de puissance réactive et de déséquilibres de tension.

L'un des problèmes les plus répandus dans les systèmes électriques actuels est la distorsion des formes d'onde de courant et de tension causée par des charges non linéaires telles que les redresseurs, les variateurs de vitesse, les alimentations à découpage et autres équipements basés sur l'électronique de puissance. Ces dispositifs absorbent des courants non sinusoïdaux, ce qui entraîne l'injection d'harmoniques dans le réseau électrique. En conséquence, la qualité globale de l'énergie se dégrade, conduisant à une réduction de l'efficacité énergétique, un échauffement excessif des transformateurs et moteurs, des dysfonctionnements d'équipements sensibles, des pertes accrues et des coûts opérationnels plus élevés.

Pour préserver l'intégrité et la fiabilité des systèmes électriques, il est essentiel d'employer des techniques efficaces d'atténuation des perturbations. Les solutions traditionnelles, telles que les filtres passifs composés d'inductances et de condensateurs, ont longtemps été utilisées pour atténuer des fréquences harmoniques spécifiques. Cependant, ces systèmes passifs présentent plusieurs limitations, notamment des caractéristiques de compensation fixes, un risque de résonance avec le réseau et une efficacité limitée dans des conditions de charge dynamiques ou variables. Ces inconvénients ont favorisé le développement et l'adoption de solutions plus avancées et adaptatives, à savoir les filtres actifs de puissance (Active Power Filters – APF).

Le filtrage actif représente une évolution majeure dans le domaine du contrôle de la qualité de l'énergie. Un APF fonctionne en détectant dynamiquement les composantes harmoniques indésirables en temps réel et en injectant dans le réseau des courants de compensation de magnitude égale mais de phase opposée. Il en résulte un courant source quasi sinusoïdal, quelle que soit la charge. Parmi les différentes topologies de APF, le filtre actif parallèle (shunt APF) s'est imposé comme le plus répandu en raison de

sa simplicité, sa flexibilité et son efficacité dans l'atténuation des harmoniques de courant et la compensation de puissance réactive.

Malgré leurs avantages, les performances des APF shunt dépendent fortement de la précision et de la rapidité des algorithmes de contrôle utilisés pour détecter et éliminer les harmoniques. En particulier, le contrôleur doit être capable d'extraire avec précision le courant de référence de compensation et de réguler la commutation de l'onduleur avec un retard et une erreur minimale. Les techniques de contrôle conventionnelles, telles que le contrôle par hystérésis, la modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (MLIS) et les méthodes vectorielles, présentent souvent des limites en termes de temps de réponse, de pertes par commutation et de robustesse face aux variations des paramètres ou aux perturbations du réseau.

Ces dernières années, la commande prédictive (ou MPC pour Model Predictive Control) et d'autres techniques de contrôle avancées ont été proposées pour surmonter les lacunes des contrôleurs classiques. La MPC, avec sa capacité intrinsèque à prédire le comportement futur du système et à optimiser les actions de contrôle en conséquence, offre une solution prometteuse pour améliorer les performances dynamiques et l'efficacité des APF shunt. Néanmoins, l'efficacité des stratégies basées sur la MPC ou d'autres approches prédictives reste largement influencée par le réglage des paramètres internes, tels que les gains des régulateurs Proportionnel-Intégral (PI). Les méthodes de réglage traditionnelles, comme celle de Ziegler-Nichols, sont heuristiques et peuvent ne pas fournir des performances optimales dans une large plage de conditions de fonctionnement.

Pour relever ce défi, cette thèse propose une nouvelle approche qui intègre la commande directe de puissance (DPC) avec un algorithme d'optimisation hybride combinant l'optimisation par meute de loups gris (GWO) et l'optimisation par essaims particulaires (PSO) pour le réglage automatique des régulateurs PI utilisés dans les APF shunt. L'algorithme hybride GWO-PSO associe la capacité d'exploration du PSO à l'efficacité d'exploitation du GWO, permettant un réglage plus précis et globalement optimal des paramètres. La stratégie de contrôle résultante vise à améliorer la rapidité de réponse, réduire l'erreur en régime permanent et minimiser le taux de distorsion harmonique totale (THD), optimisant ainsi les performances globales du système.

Ce travail de recherche est organisé en quatre chapitres :

Le premier chapitre concerne l'étude théorique approfondie des définitions de puissance dans des conditions non sinusoïdales et déséquilibrées, fournissant un cadre analytique solide pour la caractérisation et la compensation des harmoniques.

Le deuxième chapitre présente le fonctionnement et la conception des filtres actifs, en montrant leur supériorité par rapport aux techniques de filtrage traditionnelles. Il met en avant leur importance pour garantir la performance et la conformité des réseaux électriques modernes.

Le troisième chapitre explore l'intégration d'un régulateur PI dans un filtre actif parallèle, en soulignant son rôle dans la réduction des harmoniques et l'amélioration du facteur de puissance. Il traite également des enjeux de stabilité, de rapidité de réponse et de mise en œuvre pratique à l'échelle industrielle.

Le quatrième chapitre constitue le cœur de ce travail. Il présente la conception, la mise en œuvre et l'évaluation du schéma de contrôle prédictif proposé. La validité du contrôle est analysée à travers des simulations approfondies et des mesures expérimentales, permettant de démontrer ses performances, sa robustesse et son efficacité dans des conditions proches de l'application réelle.

Les contributions de cette thèse doctorale sont triples : en premier lieu elle présente une stratégie de contrôle prédictif robuste adaptée aux conditions de distorsion et de déséquilibre ; en second lieu elle introduit un mécanisme intelligent de réglage des PI basé sur une métaheuristique hybride GWO-PSO ; enfin, elle valide l'approche proposée par des évaluations en temps réel. Ces contributions visent à repousser les limites du filtrage actif et à ouvrir de nouvelles perspectives pour la conception de systèmes haute performance d'amélioration de la qualité de l'énergie.

Chapitre 1

Qualité de l'énergie et problématique des harmoniques

1.1 Introduction

L'évolution rapide des systèmes électriques au cours des dernières décennies a profondément transformé la manière dont l'énergie est produite, transportée et consommée. L'émergence des charges non linéaires, alimentées principalement par des dispositifs d'électroniques de puissance, a introduit de nouveaux défis en matière de qualité de l'énergie électrique. Ces charges, largement répandues dans les environnements industriels, tertiaires et domestiques, déforment la forme d'onde du courant et de la tension, générant ainsi des harmoniques et des distorsions qui compromettent la stabilité, la fiabilité et l'efficacité des réseaux électriques [3,52,53].

Les charges non linéaires, devenues omniprésentes dans les environnements industriels, tertiaires et domestiques, imposent des courants non sinusoïdaux au réseau. Cette situation engendre une série de phénomènes indésirables tels que l'augmentation du THD, l'élévation des pertes Joule dans les lignes et transformateurs, la réduction du facteur de puissance, ainsi que l'échauffement prématuré des équipements sensibles. À terme, ces effets se traduisent par une dégradation notable de la qualité de l'énergie et une baisse de l'efficacité énergétique globale.

L'importance de ces problématiques se traduit par l'apparition de phénomènes tels que : [3]

- Une augmentation du THD.
- Une élévation des pertes Joule dans les lignes et transformateurs.
- Un échauffement excessif des équipements sensibles.
- Une réduction du facteur de puissance et de l'efficacité énergétique globale.
- Une perturbation du fonctionnement normal des dispositifs de protection et de commande.

Dans un contexte où l'efficacité énergétique et la fiabilité des réseaux électriques sont devenues des priorités stratégiques, le traitement des problèmes liés aux harmoniques constitue un champ de recherche essentiel, tant au niveau académique qu'industriel [3].

1.2 Qualité de l'énergie des réseaux électriques

La qualité de l'énergie électrique est devenue un sujet central dans la conception, l'exploitation et la gestion des réseaux électriques modernes. En effet, la pénétration croissante des charges non linéaires (variateurs de vitesse, alimentations à découpage, convertisseurs de puissance) et l'intégration massive des sources d'énergie renouvelables ont profondément modifié le profil de consommation et la stabilité des réseaux [51]. Alors que, historiquement, les réseaux électriques étaient dimensionnés pour alimenter des charges linéaires telles que des résistances ou des moteurs asynchrones directement raccordés. La réalité actuelle est caractérisée par une distorsion croissante des formes d'onde, un déséquilibre des phases et des fluctuations de tension [3,33].

Dans ce contexte, une compréhension approfondie des phénomènes harmoniques et de leurs impacts est indispensable pour développer des solutions adaptées de filtrage, qu'elles soient passives ou actives [3].

La qualité de l'énergie désigne l'aptitude d'un réseau électrique à fournir une tension et un courant sinusoïdaux, stables, équilibrés et conformes aux prescriptions normatives internationales (IEEE 519, IEC 61000, EN 50160, etc.) [1,10,11,24-26].

En pratique, la qualité de l'énergie peut être affectée par plusieurs perturbations : [3,52,53]

- Les harmoniques.
- Le flicker.
- Les creux et surtensions.
- Les déséquilibres de phase.
- Les interruptions.

Dans un réseau idéal, la tension au point de livraison se réduit à une sinusoïde pure de fréquence fondamentale (50 Hz en Europe, 60 Hz en Amérique). En pratique, la présence de charges non linéaires entraîne la superposition de composantes harmoniques multiples de la fondamentale. Ainsi, la forme d'onde peut être représentée par une série de Fourier, dont l'analyse permet d'identifier l'amplitude et la phase de chaque harmonique [3].

Le paramètre le plus utilisé pour quantifier la distorsion est le THD, défini comme le rapport quadratique entre la valeur efficace des harmoniques et celle de la composante fondamentale. Cet indicateur constitue un outil de référence pour évaluer la sévérité des perturbations dans un réseau électrique [3].

Dans un réseau idéal, la tension au point de livraison est représentée par une sinusoïde pure :

$$v(t) = V_m \sin(\omega t) \quad (1.1)$$

Où V_m est l'amplitude du signal et $\omega = 2\pi f$ est la pulsation angulaire. f est la fréquence fondamentale.

Or la présence de charges non linéaires provoque l'apparition de composantes harmoniques multiples de la fréquence fondamentale. Ainsi, la forme d'onde du courant ou de la tension peut être exprimée par une série de Fourier [3]:

$$i(t) = I_1 \sin(\omega t + \phi_1) + \sum_{h=2}^{\infty} I_h \sin(h\omega t + \phi_h) \quad (1.2)$$

Où I_1 est la composante fondamentale, I_h est l'amplitude de l'harmonique d'ordre h , et ϕ_h est le déphasage qui lui est associé.

Le taux de THD est largement utilisé comme indicateur pour évaluer la sévérité des distorsions harmoniques dans un réseau et alors défini comme suit [3]:

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \times 100\% \quad (1.3)$$

1.3 Origine et effets des harmoniques

Les charges linéaires (par exemple, les résistances ou les moteurs directement raccordés) se distinguent par une proportionnalité stricte entre la tension appliquée et le courant absorbé. À l'inverse, les charges non linéaires génèrent un courant non sinusoïdal, même si elles sont alimentées par une tension parfaite. Parmi les équipements les plus courants à l'origine d'harmoniques figurent les redresseurs à diodes et thyristors, les variateurs de vitesse, les convertisseurs statiques (AC/DC, DC/AC, AC/AC), les lampes fluorescentes ou LED, ainsi que les dispositifs informatiques [3,30].

Les conséquences de la distorsion harmonique sont multiples et concernent à la fois les infrastructures et les équipements [3] :

- Dans les lignes et transformateurs : augmentation des pertes Joule, échauffement excessif et vieillissement accéléré des isolants.
- Dans les machines électriques : apparition de couples pulsatoires, vibrations mécaniques, baisse du rendement et bruit acoustique.
- Sur les dispositifs de protection : déclenchements intempestifs, perturbation du fonctionnement des relais et des fusibles.
- Sur la consommation énergétique : diminution du PF et, par conséquent, de l'efficacité énergétique globale. Où P est la puissance active et S la puissance apparente.

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V_1 I_1 \cos \phi_1}{\sqrt{(VI)^2}} \quad (1.4)$$

L'ampleur de ces effets justifie le respect strict des normes internationales, qui fixent des seuils précis au THD pour limiter l'impact des harmoniques sur la fiabilité et la compatibilité électromagnétique des réseaux [3].

1.4 Solutions classiques et modernes de filtrage

Dans le but de réduire les effets néfastes des harmoniques sur les systèmes électriques, diverses méthodes de compensation ont été développées. Ces méthodes visent principalement à éliminer ou atténuer les composantes non sinusoïdales du courant ou de la tension en les filtrant à leur fréquence d'apparition. Deux approches principales ont été développées : le filtrage passif et le filtrage actif [3][49].

Les filtres passifs de puissance (PPF), constitués de composants R, L et C, sont dimensionnés pour absorber les courants harmoniques spécifiques et compenser la puissance réactive [32]. Ce système se distingue par sa simplicité de mise en œuvre et son coût relativement faible. Cependant, il présente certaines limitations, notamment une sensibilité aux variations du réseau, une propension aux phénomènes de résonance, ainsi qu'une rigidité qui complique son adaptation aux différentes conditions de fonctionnement.

Les filtres actifs de puissance (APF), fondés sur l'électronique de puissance et des techniques de commande numérique [1,10,11], sont conçus pour compenser dynamiquement les courants harmoniques, les déséquilibres et certaines perturbations transitoires. Ce système présente des avantages notables, tels que sa flexibilité et son adaptabilité. Néanmoins, il comporte également des inconvénients, notamment un coût plus élevé, une complexité accrue de commande et des pertes supplémentaires.

L'intérêt porté aux PPF et aux APF réside dans la nécessité d'assurer [1,5,10] :

- Une qualité de l'énergie conforme aux standards internationaux.
- Une réduction des pertes énergétiques dans les systèmes industriels.
- Une protection accrue des équipements sensibles.
- Une compatibilité électromagnétique entre dispositifs connectés au réseau.

Le choix entre ces deux familles de filtres dépend fortement des exigences de l'application, du contexte économique et des contraintes techniques.

De plus en plus, des solutions hybrides combinant filtres passifs et actifs sont explorées afin de tirer parti des avantages des deux approches, en particulier dans les réseaux intégrant des sources renouvelables et des charges variées [5,8,49].

Les filtres hybrides de puissance (HPF), Si les filtres passifs (PPF) et les filtres actifs (APF) constituent les deux approches principales historiquement développées pour l'atténuation des harmoniques, leur utilisation isolée présente des limites qui restreignent leur champ d'application. C'est dans ce contexte qu'a émergé une troisième solution : les filtres hybrides de puissance (HPF), qui combinent judicieusement les caractéristiques des filtres passifs et actifs afin d'en tirer un compromis optimal [1,10,11].

Le principe général repose sur l'association d'un filtre passif destiné à absorber les harmoniques dominants ou à fournir une compensation réactive de base, et d'un filtre actif chargé de traiter les composantes résiduelles, les déséquilibres et les perturbations dynamiques. Cette configuration permet de réduire la puissance nominale nécessaire au filtre actif, puisque celui-ci n'a pas à compenser la totalité du spectre harmonique, mais seulement la partie qui échappe au filtre passif [1,10,11].

Avantages des filtres hybrides : Les filtres hybrides offrent un ensemble d'avantages significatifs [8,60].

- Réduction des coûts : la taille et la puissance du filtre actif sont diminuées grâce à la prise en charge partielle des harmoniques par le filtre passif [1,10,11].
- Efficacité améliorée : l'association des deux technologies permet d'assurer une compensation harmonique plus complète et une meilleure stabilité du système.
- Flexibilité accrue : la partie active apporte la capacité d'adaptation dynamique aux variations de charge et aux conditions transitoires, tout en évitant les risques de résonance inhérents aux filtres passifs [5,49].
- Optimisation énergétique : les HPF contribuent à une réduction globale des pertes et à une amélioration du facteur de puissance.

Limites et défis : Malgré leurs atouts, les filtres hybrides ne sont pas exempts de contraintes [8,60].

- La conception et le dimensionnement exigent une étude approfondie pour assurer une coordination optimale entre la partie passive et la partie active
- Leur intégration dans des réseaux à forte pénétration de sources renouvelables reste un défi, notamment en raison de la variabilité des profils de charge et des conditions de fonctionnement.
- Bien que moins coûteux qu'un filtre actif pur, les HPF nécessitent tout de même un investissement initial plus élevé que les solutions passives simples [1,10,11].

De ce qui précède les filtres hybrides représentent aujourd'hui une voie privilégiée dans le domaine de la qualité de l'énergie. Ils s'inscrivent comme une solution de compromis, conciliant efficacité, flexibilité et maîtrise des coûts. Leur développement est particulièrement pertinent pour les réseaux

modernes où la diversité des charges, la sensibilité accrue des équipements et l'intégration des énergies renouvelables exigent des solutions de filtrage performantes et adaptatives [3,8].

1.5 Normes et recommandations internationales

La gestion des harmoniques s'appuie sur des référentiels normatifs stricts [3,50] :

- IEEE 519 : fixe les limites admissibles du THD en tension et en courant [3,24].
- IEC 61000 : définit les exigences en matière de compatibilité électromagnétique [25].
- EN 50160 : précise les caractéristiques de tension fournies par les réseaux publics de distribution [26].

Tableau 1.1 : Exigences principales de la norme IEEE 519 en matière de qualité de l'énergie [3,24].

Paramètre	Limite prescrite par IEEE 519	Remarques
THD en tension (au PCC)	$\leq 5 \%$	S'applique pour les systèmes de distribution ≤ 69 kV.
Harmonique individuel en tension	$\leq 3 \%$	Pour tout ordre harmonique particulier.
THD en courant (au PCC)	Variable selon le rapport I_{cc}/I_L^*	Les limites sont plus strictes pour les réseaux faibles.
$I_{cc}/I_L < 20$	$\leq 5 \%$	Cas des réseaux de court-circuit faible.
$20 \leq I_{cc}/I_L < 50$	$\leq 8 \%$	Réseaux de robustesse moyenne.
$50 \leq I_{cc}/I_L < 100$	$\leq 12 \%$	Réseaux plus robustes.
$100 \leq I_{cc}/I_L < 1000$	$\leq 15 \%$	Réseaux de grande puissance.
$I_{cc}/I_L \geq 1000$	$\leq 20 \%$	Cas des réseaux très robustes.

Par exemple, la norme IEEE 519 recommande que le THD en tension reste inférieur à 5 % au point de couplage commun, et fixe des seuils variables pour le THD en courant en fonction de la puissance du système [3,24].

I_{cc}/I_L^* = rapport entre le courant de court-circuit disponible au point de couplage commun (PCC) et le courant nominal de la charge non linéaire.

1.5.1 Analyse et commentaire de la norme IEEE 519

La norme IEEE 519 constitue aujourd'hui la référence la plus largement adoptée en matière de limitation des harmoniques dans les réseaux électriques. Elle fixe des seuils précis tant pour les distorsions de tension que pour celles de courant, en fonction de la nature du réseau et de la localisation du PCC [3,24].

Comme le montre le Tableau 1, la distorsion harmonique totale en tension (THD_V) doit rester inférieure à 5 % dans les systèmes de distribution dont la tension est inférieure ou égale à 69 kV, avec une limite de 3 % pour tout harmonique individuel. Ces contraintes garantissent que la tension délivrée aux utilisateurs finaux conserve une forme d'onde suffisamment proche d'une sinusoïde pure, évitant ainsi les effets indésirables sur les équipements sensibles [3].

En ce qui concerne le courant, la norme introduit une approche différenciée basée sur le rapport I_{cc}/I_L , c'est-à-dire le rapport entre le courant de court-circuit disponible au PCC et le courant nominal de la charge non linéaire. Plus ce rapport est faible, plus le réseau est considéré comme « faible », donc sensible aux perturbations générées par les charges non linéaires. Dans ce cas, la norme impose des seuils plus stricts, limitant le THD_I à 5 % pour les réseaux les plus vulnérables. À l'inverse, lorsque le rapport est élevé, signe d'un réseau robuste, des tolérances plus larges peuvent être admises (jusqu'à 20 %) [3].

Cette différenciation illustre bien la philosophie de la norme IEEE 519 : elle ne vise pas uniquement à protéger le réseau global, mais aussi à garantir une cohabitation harmonieuse entre utilisateurs en imposant aux charges polluantes des limites proportionnelles à la robustesse du système qui les alimente. Elle contribue ainsi à préserver la stabilité, la fiabilité et la compatibilité électromagnétique du réseau dans son ensemble [24,52,53].

La classification IEEE 519 décrit en fait différents niveaux de solidité d'un réseau électrique face aux perturbations harmoniques, selon la puissance de court-circuit disponible au point de couplage commun (PCC) [3,24].

Voici l'explication de ces niveaux :

- Pour des réseaux de court-circuit faible, le réseau se caractérise par un courant de court-circuit disponible au point de couplage commun (PCC) faible par rapport au courant nominal de la charge. Il est qualifié de faible car il ne peut pas « absorber » efficacement les perturbations harmoniques [3]. Ce phénomène se rencontre dans des systèmes tels qu'un micro-réseau isolé, une petite ligne d'alimentation ou un générateur local. Dans ces conditions, même une charge non linéaire de faible puissance peut provoquer une déformation significative de la tension.
- Pour des réseaux de robustesse moyenne, le réseau se caractérise par un rapport intermédiaire entre le courant de court-circuit et le courant nominal de la charge (I_{cc}/I_L). Il supporte mieux les

perturbations que les réseaux faibles, mais reste néanmoins sensible. On retrouve ce type de réseau dans des systèmes tels qu'un réseau industriel local de puissance moyenne. Dans ces conditions, la qualité de l'énergie peut être affectée si plusieurs charges non linéaires fonctionnent en parallèle [3].

- Pour des réseaux plus robustes, le réseau se caractérise par un rapport élevé entre le courant de court-circuit et le courant nominal de la charge ($50 \leq I_{cc}/I_L < 100$). Ces réseaux disposent d'une puissance de court-circuit plus importante et résistent mieux aux distorsions [3]. On retrouve ce type de réseau dans des systèmes tels qu'un réseau industriel fortement interconnecté avec un poste de transformation de grande capacité. Dans ces conditions, les harmoniques injectées par les charges se propagent moins dans le réseau [3].
- Pour des réseaux de grande puissance, le réseau se caractérise par un rapport encore plus élevé entre le courant de court-circuit et le courant nominal de la charge ($100 \leq I_{cc}/I_L < 1000$). Ces réseaux peuvent être considérés comme très robustes sur le plan pratique. On retrouve ce type de réseau dans des systèmes tels qu'un réseau de transport ou un grand réseau de distribution interconnecté. Dans ces conditions, les charges locales ont très peu d'influence sur la qualité de la tension globale.

Pour des réseaux très robustes, le réseau se caractérise par un rapport extrême entre le courant de court-circuit et le courant nominal de la charge ($I_{cc}/I_L \geq 1000$). Il est qualifié de très robuste, car sa puissance de court-circuit est énorme par rapport à celle des charges. On retrouve ce type de réseau dans des systèmes tels qu'une connexion à un grand réseau national interconnecté, en haute ou très haute tension. Dans ces conditions, les harmoniques générés par une charge deviennent négligeables à l'échelle du système [3].

1.6 Filtres de Puissance Passifs (PPF)

Le filtrage passif constitue historiquement la première approche développée pour lutter contre les harmoniques dans les réseaux électriques. Basés uniquement sur des composants passifs (résistances, inductances, condensateurs), les filtres PPF offrent une solution relativement simple et économique pour améliorer la qualité de l'énergie [3,49].

Malgré leurs limites, notamment la rigidité d'adaptation et les phénomènes de résonance, les PPF demeurent largement utilisés dans de nombreuses installations industrielles en raison de leur faible coût, de leur simplicité de mise en œuvre et de leur robustesse [51].

L'objectif de ce chapitre est de présenter de manière approfondie les différentes topologies de filtres passifs, leur dimensionnement, leurs performances ainsi que leurs avantages et limites [5,49].

1.6.1 Principe de base du filtrage passif

Le filtrage passif repose sur l'utilisation de composants réactifs (bobines L et condensateurs C) pour créer des chemins d'impédance faible à des fréquences harmoniques spécifiques. Un filtre passif est généralement conçu pour présenter une impédance très faible à la fréquence ciblée, réduisant ainsi la composante harmonique correspondante du signal en la court-circuitant vers la terre ou une capacité dédiée [3,49].

Un filtre passif exploite le principe de résonance électrique pour absorber les composantes harmoniques indésirables [3,49].

- L'inductance L oppose une impédance croissante avec la fréquence :

$$XL = \omega L = 2\pi fL \quad (1.5)$$

- Le condensateur C oppose une impédance décroissante avec la fréquence :

$$XC = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi fC} \quad (1.6)$$

- En combinant (1.7) et (1.8) on obtient un circuit résonant dont la fréquence propre est donnée par :

$$fr = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.9)$$

À la fréquence de résonance, le filtre présente une impédance minimale (cas d'un filtre parallèle) ou maximale (cas d'un filtre série), ce qui permet soit d'absorber l'harmonique ciblée, soit de l'isoler du réseau.

1.6.2 Différents types de filtres passifs

1.6.2.1 Filtre de type L (inductif simple)

Ce filtre est constitué d'une inductance insérée en série avec la charge. Son rôle est principalement de limiter le courant harmonique en offrant une impédance croissante avec la fréquence. Cependant, il engendre une chute de tension significative et n'élimine pas totalement les harmoniques [3].

$$V_{sortie} = \frac{1}{(1+j\frac{\omega L}{R})} V_{entrée} \quad (1.10)$$

1.6.2.2 Filtre LC accordé

Le filtre LC accordé constitue l'une des configurations passives les plus couramment utilisées pour l'atténuation des harmoniques. Il est généralement réalisé sous la forme d'un circuit RLC en dérivation (parallèle), dont les composants sont dimensionnés de manière à entrer en résonance à une fréquence harmonique précise, notée (1.11). Cette sélectivité permet au filtre d'absorber efficacement le courant correspondant à l'harmonique visé, réduisant ainsi son impact sur le réseau électrique [3].

La fréquence de résonance est donnée par :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.12)$$

À cette fréquence, l'impédance du filtre tend vers zéro, ce qui permet d'absorber sélectivement le courant harmonique.

1.6.2.3 Filtre de type LCL

Le filtre de type LCL (inductance-condensateur-inductance) est une topologie couramment utilisée dans les systèmes de conversion d'énergie connectés au réseau, tels que ceux utilisés dans les systèmes éoliens et solaires. Ce filtre se compose de deux inductances séparées par un condensateur, ce qui lui permet de fournir une atténuation des hautes fréquences supérieure par rapport à d'autres types de filtres passifs comme les filtres LC ou RLC. En effet, cette configuration améliore l'efficacité de la filtration des harmoniques de haute fréquence générées par les onduleurs, tout en maintenant une faible impédance aux fréquences de fonctionnement du réseau.

Le principal avantage du filtre LCL réside dans sa capacité à atténuer efficacement les fréquences indésirables, en particulier dans les applications à haute fréquence où les filtres passifs classiques pourraient ne pas offrir une réponse suffisamment précise. Cela en fait une solution idéale pour les systèmes d'énergie renouvelable où les onduleurs génèrent une grande quantité de perturbations harmoniques à des fréquences élevées. Son efficacité à réduire ces perturbations améliore non seulement la qualité de l'énergie injectée dans le réseau, mais protège également les équipements électriques connectés contre les effets négatifs des harmoniques.

Cependant, le dimensionnement du filtre LCL est plus complexe par rapport aux autres filtres passifs, principalement en raison de l'introduction d'une résonance supplémentaire due à la combinaison des deux inductances et du condensateur. Cette résonance peut affecter la stabilité du système, en particulier à certaines fréquences. Pour pallier ce problème, une résistance série est généralement ajoutée pour amortir cette résonance, ce qui permet de garantir une performance optimale et stable du système de filtrage. Ce processus de dimensionnement et d'ajustement de la résistance série est essentiel pour éviter des oscillations non souhaitées et pour maintenir une réponse en fréquence adéquate sur toute la plage de fonctionnement du système.

1.6.2.4 Filtres passifs multiples (multi-tune)

Dans les réseaux électriques où plusieurs harmoniques dominantes sont présentes, telles que les 3^e, 5^e, 7^e, 11^e et 13^e harmoniques, il est fréquent de recourir à un banc de filtres passifs multiples, ou multi-tune. Cette approche consiste à utiliser plusieurs filtres passifs, accordés sur des fréquences spécifiques, de

manière à atténuer efficacement les harmoniques sur différentes bandes de fréquence. Chaque filtre est conçu pour être résonnant à une fréquence particulière, ce qui permet de cibler précisément les harmoniques responsables des distorsions dans le réseau, tout en minimisant l'impact sur les autres fréquences.

Cette solution présente l'avantage de traiter simultanément plusieurs harmoniques dominantes, garantissant ainsi une réduction du taux THD et une amélioration de la qualité du courant injecté dans le réseau [3]. Par exemple, un banc de filtres LC peut être accordé à des fréquences spécifiques, telles que 250 Hz, 350 Hz et 650 Hz dans un réseau fonctionnant à 50 Hz. Ce type de filtrage est particulièrement efficace dans les environnements où des charges non linéaires génèrent une large gamme de perturbations harmoniques, comme dans les systèmes industriels ou les installations photovoltaïques connectées au réseau.

L'utilisation de filtres passifs multiples offre ainsi une solution flexible et économique, permettant d'adapter la réponse de chaque filtre aux besoins spécifiques du réseau, tout en minimisant les coûts associés à l'installation et à l'entretien des systèmes de filtrage. Cependant, cette méthode nécessite une planification rigoureuse du dimensionnement des filtres afin d'éviter les risques de résonance entre les filtres et de garantir une compensation harmonique optimale.

1.6.2.5 Filtres passifs sur-accordés

Les filtres passifs sur-accordés sont une variante des filtres classiques, dont l'objectif est de couvrir un spectre harmonique plus large. Contrairement aux filtres traditionnels, qui sont souvent accordés sur une fréquence harmonique unique, les filtres sur-accordés sont conçus pour être réglés légèrement en dessous de la fréquence d'intérêt. Cette approche permet au filtre d'absorber un éventail plus large d'harmoniques, en capturant non seulement la fréquence principale ciblée, mais aussi les harmoniques voisines qui pourraient nuire à la qualité du courant ou de la tension dans le réseau.

Cette méthode d'accord élargi est particulièrement avantageuse dans les réseaux complexes où plusieurs harmoniques de rang élevé peuvent être présentes et où une compensation large bande est nécessaire. En ajustant le filtre pour qu'il soit légèrement sous-accordé, on maximise la capacité d'absorption des différentes composantes harmoniques tout en assurant une meilleure performance globale du système de filtration. Cette technique est couramment utilisée dans des applications industrielles ou dans des systèmes d'énergie renouvelable où les conditions de distorsion harmonique sont variables et complexes.

Toutefois, cette approche présente également certains inconvénients, notamment une réduction de l'efficacité du filtre à une fréquence spécifique, car il est conçu pour être moins sélectif. Par conséquent, le filtre peut interférer légèrement avec d'autres fréquences proches de la cible, ce qui peut entraîner une

légère atténuation moins précise de certaines harmoniques. Néanmoins, cette technique reste une solution efficace pour les environnements avec des charges fortement non linéaires, où les harmoniques peuvent se propager sur un large spectre de fréquences [3].

1.6.3 Dimensionnement des filtres passifs

Le dimensionnement des filtres passifs repose sur deux critères principaux qui assurent la performance du filtre dans la réduction des harmoniques et l'amélioration de la qualité du courant dans le réseau. Ces critères sont liés à la capacité du filtre à absorber la puissance réactive et à résonner efficacement sur la fréquence cible, permettant ainsi de maximiser l'atténuation des perturbations.

Le premier critère de dimensionnement concerne la puissance réactive fournie par le condensateur. Cette puissance est calculée à partir de la relation suivante, où V est la tension effective, C la capacité du condensateur, et ω la fréquence angulaire :

$$Q_C = V^2 * \omega * C \quad (1.13)$$

Cela représente la quantité de réactance capacitive que le condensateur doit fournir pour compenser les puissances réactives induites par les harmoniques dans le système.

Le second critère est lié à la fréquence de résonance du filtre, qui détermine la capacité du filtre à s'adapter à une fréquence spécifique tout en offrant une atténuation maximale des harmoniques à cette fréquence. La fréquence de résonance est donnée par l'expression :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.14)$$

Où L est l'inductance et C la capacité. Le dimensionnement du filtre consiste donc à choisir des valeurs de L et C permettant de résonner sur la fréquence de l'harmonique ciblée.

1.6.4 Avantages et inconvénients des PPF

Les filtres passifs se distinguent avant tout par leur simplicité de conception et de mise en œuvre. Leur structure repose uniquement sur des composants passifs tels que des inductances, des condensateurs et, dans certains cas, des résistances, ce qui facilite leur intégration dans les installations existantes sans nécessiter de systèmes de commande complexes.

Un autre avantage majeur réside dans leur coût relativement faible comparé aux filtres actifs de puissance. L'absence de convertisseurs statiques et de dispositifs de commande électronique permet de réduire significativement les coûts d'investissement et de maintenance, ce qui rend les filtres passifs attractifs pour les applications où le budget constitue un critère déterminant [1,10,11].

Les filtres passifs présentent également une fiabilité élevée, du fait de l'absence de composants électroniques de puissance susceptibles de subir des défaillances liées aux contraintes thermiques ou aux

phénomènes de commutation. Cette robustesse intrinsèque contribue à une longue durée de vie et à une maintenance réduite [43].

Les filtres passifs peuvent aussi assurer une fonction supplémentaire de correction du facteur de puissance, notamment lorsque des batteries de condensateurs sont intégrées dans leur structure. Cette double fonctionnalité permet d'améliorer à la fois la qualité de l'énergie et l'efficacité énergétique du réseau, en réduisant la puissance réactive absorbée [36].

Par ailleurs, les filtres passifs se caractérisent par une rigidité structurelle, dans la mesure où un filtre accordé pour une harmonique donnée n'est généralement pas efficace pour compenser d'autres composantes harmoniques. Cette limitation rend leur utilisation moins adaptée aux environnements où le spectre harmonique est susceptible d'évoluer dans le temps [36].

Un autre inconvénient notable concerne les risques de résonance, pouvant apparaître entre le filtre passif et l'impédance du réseau. Ces phénomènes peuvent conduire à une amplification locale de certaines harmoniques, aggravant ainsi les perturbations au lieu de les atténuer, et posant des problèmes potentiels de stabilité.

Enfin, les performances des filtres passifs restent limitées face à la variabilité des charges modernes, notamment dans les réseaux intégrant des convertisseurs électroniques, des systèmes à vitesse variable ou des sources d'énergie renouvelable. Dans de tels contextes, l'absence d'adaptabilité des filtres passifs constitue une contrainte majeure, justifiant le recours à des solutions actives ou hybrides plus flexibles.

La Figure 1.1 illustre le principe de génération des courants harmoniques dans un réseau triphasé alimentant des charges non linéaires, ainsi que l'impact de l'intégration d'un filtre passif.

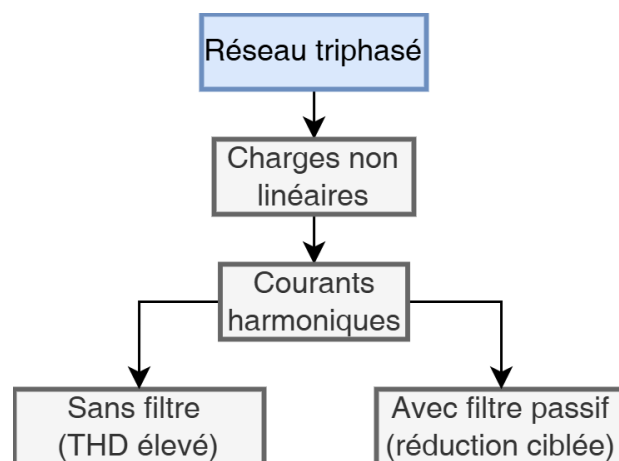


Figure 1.1 : Impact d'un filtre passif sur la distorsion harmonique.

En l'absence de filtrage, les courants absorbés par les charges non linéaires présentent une forte distorsion harmonique, se traduisant par un taux de distorsion harmonique total (THD) élevé. L'ajout

d'un filtre passif permet de réduire de manière ciblée certaines composantes harmoniques dominantes, contribuant ainsi à l'amélioration de la qualité du courant injecté dans le réseau. Cette figure met en évidence le rôle fondamental des filtres passifs comme solution de base pour l'atténuation des harmoniques dans les réseaux électriques.

1.7 Filtres de Puissance Actifs (APF)

Les filtres APF représentent une solution moderne et performante pour améliorer la qualité de l'énergie électrique dans les réseaux. Contrairement aux filtres passifs, qui utilisent uniquement des composants RLC pour absorber sélectivement certaines harmoniques, les APF s'appuient sur des convertisseurs d'électronique de puissance et des algorithmes de commande numérique avancés [1,10,11].

Leur principe repose sur la génération d'un courant (ou d'une tension) compensateur, en opposition de phase avec les composantes harmoniques indésirables, permettant ainsi de restaurer une forme d'onde quasi-sinusoidale [3,32].

L'intérêt majeur des APF réside dans leur flexibilité et leur adaptabilité dynamique, ils peuvent compenser non seulement les harmoniques, mais aussi les déséquilibres, les fluctuations de puissance réactive et, dans certains cas, les creux de tension [43,83].

1.7.1 Principe de fonctionnement d'un APF

Le filtrage actif de puissance (APF) est une technique moderne et dynamique de compensation des perturbations harmoniques dans les réseaux électriques. Contrairement aux filtres passifs qui agissent de façon fixe sur certaines fréquences, le APF est capable d'identifier en temps réel les composantes perturbatrices du courant ou de la tension, puis de générer et injecter un signal de compensation de même amplitude et de phase opposée [1,10,11,38].

Le APF fonctionne comme un générateur de courant harmonique contrôlé. Il analyse le courant total absorbé par la charge, extrait la composante harmonique (ainsi que la composante réactive si nécessaire), et injecte un courant inverse dans le réseau à l'aide d'un onduleur commandé. Le courant résultant fourni par le réseau devient alors sinusoïdal et en phase avec la tension, même si la charge est non linéaire [1,10,11].

Les APF utilisent souvent la théorie de la puissance instantanée ou la transformation de Park/Clarke pour identifier les composantes à compenser. Ces systèmes sont généralement pilotés par DSP, FPGA ou microcontrôleurs avancés pour assurer une réactivité et une précision de compensation optimale, ils assurent ainsi une extraction précise des composantes harmoniques et réactives du courant, facilitant la génération des courants de compensation adaptés aux besoins du système [1,10,11].

Un APF repose sur trois éléments fondamentaux [1,10,11]:

1. Détection du courant ou de la tension de référence à compenser
 - Extraction des composantes harmoniques indésirables.
2. Génération d'un courant ou d'une tension compensatrice
 - À l'aide d'un onduleur à base de transistors IGBT, MOSFET ou SiC.
3. Injection dans le réseau
 - Le signal compensateur est injecté au point de couplage commun (PCC), annulant les harmoniques [3].

La Figure 1.2 illustre le principe de compensation harmonique par un filtre actif de puissance (APF) appliqué à un réseau alimentant des charges non linéaires.

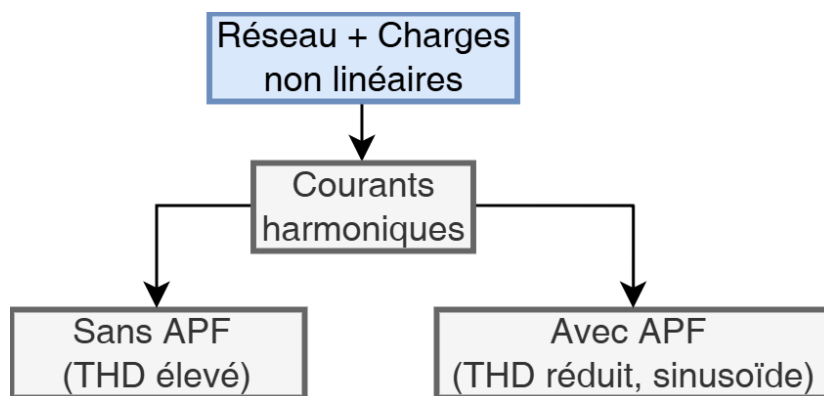


Figure 1.2 : Principe de compensation par un filtre actif.

En l'absence de filtrage actif, les courants absorbés par la charge présentent une distorsion harmonique élevée, traduite par un taux de distorsion harmonique total (THD) important.

L'intégration d'un APF permet d'identifier et de compenser dynamiquement les composantes harmoniques indésirables, conduisant à un courant réseau quasi sinusoïdal et à un THD significativement réduit. Cette figure met en évidence le caractère adaptatif et dynamique du filtrage actif, capable d'assurer une compensation efficace même en présence de variations du spectre harmonique et des conditions de charge.

1.7.2 Topologies des APF

Il existe plusieurs topologies de filtres actifs, chacune ayant ses spécificités et ses applications adaptées en fonction des types de distorsions présentes et des caractéristiques des charges. Les trois principales topologies des APF sont le filtre actif parallèle (Shunt APF), le filtre actif série (Series APF) et le filtre actif hybride [62].

1.7.2.1 Filtre actif parallèle (Shunt APF)

La Figure 1.3 présente la configuration d'un filtre APF, qui est l'une des topologies les plus utilisées pour la compensation des harmoniques dans les réseaux électriques. Le filtre actif parallèle est connecté en parallèle avec la charge au point de couplage commun, ce qui lui permet d'agir directement sur les courants perturbés générés par les charges non linéaires.

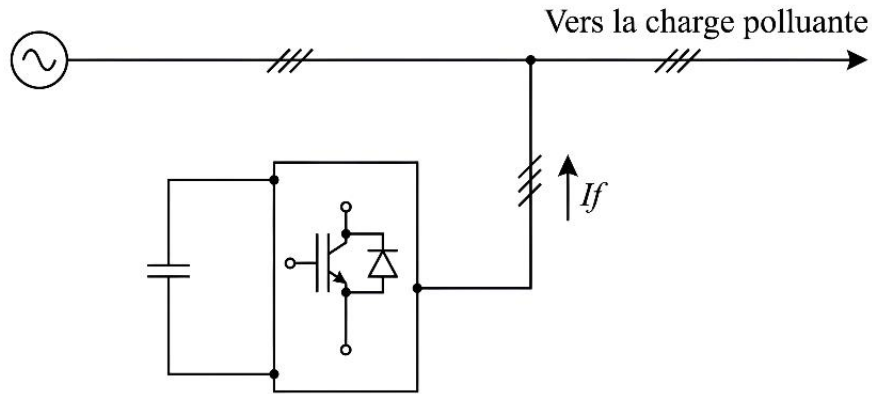


Figure 1.3 : Filtre actif parallèle

Son principe de fonctionnement repose sur l'injection d'un courant compensateur, qui annule les harmoniques du courant de charge, en réinjectant des composantes harmoniques opposées [3]. Ce mécanisme permet de réduire significativement le taux de distorsion harmonique totale (THD) du courant, en maintenant une forme de courant sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau.

L'Eq. (1.13) modélise la relation entre le courant du réseau $i_s(t)$, le courant de la charge $i_L(t)$ et le courant compensateur $i_c(t)$:

$$i_s(t) = i_L(t) - i_c(t) \approx i_1(t) \quad (1.15)$$

Où $i_1(t)$ représente la composante fondamentale sinusoïdale du courant de charge, et $i_s(t)$ le courant fourni par le réseau. Cette approche permet ainsi de filtrer efficacement les composantes harmoniques tout en assurant une compensation en temps réel.

Le filtre actif parallèle est particulièrement efficace pour améliorer la qualité du courant absorbé par le réseau, en réduisant les pertes et en évitant les effets délétères des harmoniques sur d'autres équipements électriques sensibles. Il est largement utilisé dans les applications industrielles et dans les systèmes où des charges non linéaires génèrent des perturbations harmoniques significatives.

1.7.2.2 Filtre actif série (Series APF)

La Figure 1.4 présente la structure d'un filtre actif série, qui est connecté en série entre le réseau et la charge. Cette topologie est utilisée pour corriger les distorsions de tension générées par le réseau, telles

que les harmoniques, les creux de tension et les surtensions. En générant une tension compensatrice appropriée, injectée en série entre le réseau et la charge, le filtre actif série permet d'obtenir une tension de charge quasi sinusoïdale et stable, même en présence de perturbations amont [3].

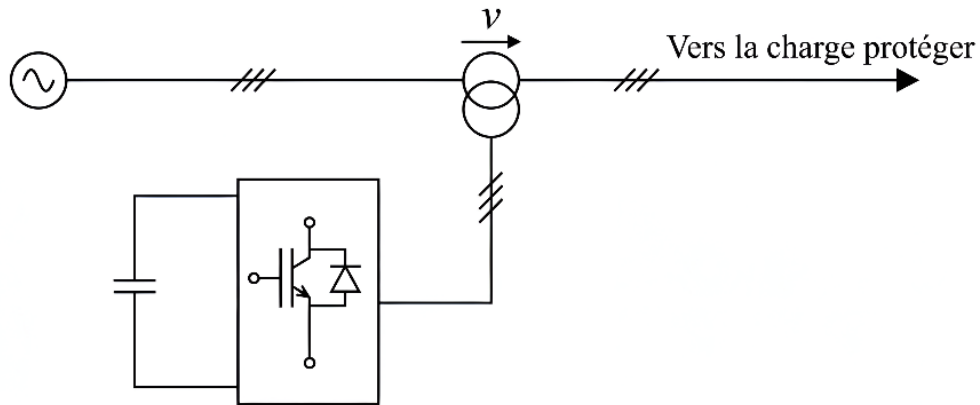


Figure 1.4 : Structure d'un Filtre actif série

L'Eq. (1.14) montre la relation entre la tension appliquée à la charge, la tension du réseau $v_s(t)$ et la tension compensatrice $v_c(t)$ générée par le filtre actif :

$$v_{load}(t) = v_s(t) - v_c(t) \quad (1.16)$$

Grâce à sa compensation ciblée, le filtre actif série est particulièrement adapté à la protection des charges sensibles, telles que les équipements électroniques, les systèmes de contrôle industriels et les applications nécessitant une alimentation de haute qualité. En effet, ce filtre corrige efficacement les distorsions de tension générées par le réseau, telles que les harmoniques, les creux et les surtensions, en générant une tension compensatrice appropriée injectée en série entre le réseau et la charge. Ainsi, il garantit une tension de charge quasi sinusoïdale et stable, même en présence de perturbations amont, assurant un environnement électrique plus fiable et sécurisé pour les équipements sensibles [3].

Toutefois, en raison de sa limitation en puissance, cette topologie est généralement réservée aux charges de faible ou moyenne puissance, où la qualité de la tension est cruciale pour le bon fonctionnement des appareils. Son domaine d'application reste donc limité, mais il est particulièrement efficace dans les situations où la qualité de l'alimentation doit être rigoureusement maintenue à un niveau élevé [3].

1.7.2.3 Filtre actif hybride

Les filtres hybrides combinent les avantages des filtres passifs (PPF) et des filtres actifs de puissance (APF), offrant une solution optimale pour la compensation harmonique dans les réseaux électriques. Ces configurations hybrides permettent une compensation efficace des harmoniques à la fois sur un large spectre de fréquences et avec une utilisation minimisée des ressources actives, offrant ainsi une réduction des coûts tout en maintenant une performance élevée [36,44].

La Figure 1.5 présente la structure d'un filtre actif hybride associant un filtre actif série et un filtre passif parallèle. Cette configuration permet de combiner la compensation dynamique des perturbations de tension assurée par le filtre actif série avec l'atténuation ciblée des harmoniques de courant réalisée par le filtre passif parallèle.

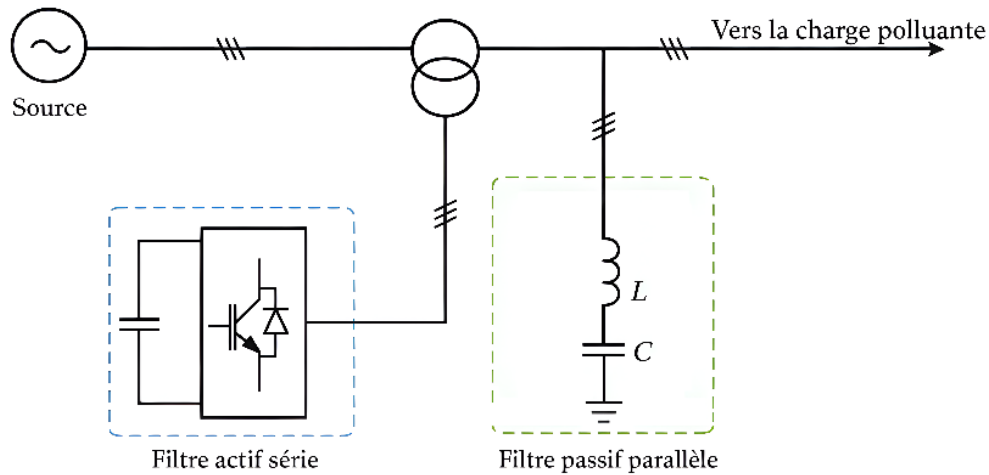


Figure 1.5 : Filtre actif série est filtre passif parallèle

Dans cette configuration, le filtre passif parallèle est dédié à l'absorption des harmoniques dominantes et quasi stationnaires, généralement de rang faible, telles que les 5^e et 7^e harmoniques, fréquemment générées par les charges non linéaires industrielles [3,49]. Grâce à son accord fréquentiel, le PPF permet de réduire efficacement ces composantes tout en soulageant le filtre actif.

Le filtre actif, quant à lui, intervient de manière complémentaire pour compenser les harmoniques variables et de rang élevé, ainsi que les perturbations non prévues lors de la phase de conception du filtre passif [1,10,11]. Cette répartition fonctionnelle permet de réduire la puissance nominale requise pour l'APF, d'améliorer la stabilité du système et d'augmenter l'efficacité globale de la compensation harmonique [85].

Plusieurs topologies de filtres hybrides existent, chacune ayant des applications spécifiques en fonction des caractéristiques du réseau et des charges non linéaires.

1.7.2.3.a Filtre actif parallèle avec PPF en dérivation

Dans cette configuration, le filtre passif de puissance (PPF) est accordé sur les harmoniques dominantes, telles que les 5^e, 7^e et 11^e harmoniques, qui sont souvent les plus énergétiques dans les systèmes industriels et résidentiels [3,49]. Le PPF est placé en dérivation sur la charge pour absorber ces harmoniques, réduisant ainsi le taux de THD.

L'APF, installé en parallèle, est responsable de la compensation des harmoniques variables et de haute fréquence, qui ne sont pas efficacement absorbées par le PPF. Ce filtre actif ajuste son courant compensateur en temps réel, suivant les variations du spectre harmonique [1,10,11].

1.7.2.3.b Filtre actif série avec PPF parallèle

Dans cette topologie série, l'APF est inséré en série entre le réseau et la charge, ce qui lui permet de générer une tension compensatrice pour corriger les distorsions de tension introduites par le réseau. Ce type de filtre est particulièrement adapté pour les applications où la compensation des tensions harmonisées est cruciale, comme dans les systèmes où des charges non linéaires sont présentes.

Le PPF, quant à lui, est connecté en parallèle pour absorber les harmoniques dominants à faible fréquence, de manière à soulager l'APF et améliorer ainsi l'efficacité globale du système de filtration [1,10,11].

1.7.2.3.c Filtre hybride combiné

Les filtres hybrides combinés peuvent adopter plusieurs configurations intégrées, permettant d'optimiser le compromis entre coût et performance :

- PPF + APF en parallèle : Cette configuration utilise un PPF pour l'absorption des harmoniques dominants et un APF pour la compensation des harmoniques de rang élevé [1,5,10].
- APF de faible puissance pilotant plusieurs PPF : Un APF de faible puissance peut être utilisé pour contrôler plusieurs PPF, ce qui permet de réduire la puissance active nécessaire tout en maintenant une performance de compensation harmonique optimale [1,5,10].
- Structures multi-niveaux et multi-branches : Ces configurations complexes permettent d'améliorer encore la capacité de compensation harmonique, en répartissant le traitement des différentes harmoniques sur plusieurs niveaux ou branches, ce qui optimise les performances du système tout en limitant les coûts [5].

Ces structures hybrides sont très efficaces pour les réseaux complexes où une compensation harmonique étendue est nécessaire, tout en maintenant un coût maîtrisé et une simplicité de mise en œuvre.

1.7.3 Méthodes de génération du courant de référence

Le cœur du fonctionnement d'un APF réside dans la méthode employée pour générer le courant de référence, lequel doit reproduire avec précision les composantes indésirables du courant de charge afin de les compenser efficacement. Une identification incorrecte ou imprécise de ce courant de référence se traduit directement par une dégradation des performances de compensation. De nombreuses méthodes ont ainsi été proposées dans la littérature afin d'extraire le courant compensateur à partir des grandeurs

mesurées, chacune présentant des avantages et des limites selon les conditions de fonctionnement du réseau et des charges [1,10,11,61].

Parmi ces approches, certaines reposent sur des considérations énergétiques, tandis que d'autres s'appuient sur des transformations mathématiques ou des techniques adaptatives et intelligentes. La théorie de Fryze figure parmi les méthodes fondamentales basées sur une interprétation physique simple des puissances échangées entre le réseau et la charge.

1.7.3.1 Théorie de Fryze

La théorie de Fryze est fondée sur la séparation entre la puissance active utile, réellement consommée par la charge, et les composantes associées à la puissance réactive et aux perturbations harmoniques. Cette approche considère que seul le courant associé à la puissance active moyenne doit être fourni par le réseau, tandis que les autres composantes doivent être compensées par le filtre actif.

Dans ce cadre, le courant actif de référence est défini proportionnellement à la tension du réseau, de manière à assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire. Il est exprimé par l'Eq. (1.15) suivante :

$$i_p(t) = \frac{p}{V^2} v(t) \quad (1.17)$$

où p représente la puissance active instantanée et $v(t)$ la tension instantanée du réseau. Cette formulation implique que le courant actif est en phase avec la tension, garantissant ainsi un transfert d'énergie optimal sans échange de puissance réactive.

Le courant compensateur à injecter par le filtre actif est ensuite obtenu par la différence entre le courant total absorbé par la charge et le courant actif de référence, conformément à l'Eq. (1.16) :

$$i_c(t) = i(t) - i_p(t) \quad (1.18)$$

Ce courant compensateur regroupe l'ensemble des composantes indésirables, incluant les harmoniques et la puissance réactive, qui doivent être fournies par l'APF afin que le courant prélevé sur le réseau devienne sinusoïdal et en phase avec la tension.

La théorie de Fryze se distingue par sa simplicité conceptuelle et sa facilité de mise en œuvre, ce qui la rend attractive pour des applications où les conditions de fonctionnement sont relativement stables et où la tension du réseau est peu déformée. Toutefois, ses performances peuvent être limitées en présence de tensions non sinusoïdales ou déséquilibrées, ainsi que dans des environnements fortement dynamiques. Ces limitations ont conduit au développement de méthodes plus avancées, telles que la théorie p-q ou la transformée de Park, présentées dans les sections suivantes.

1.7.3.2 Théorie des puissances instantanées (p-q theory)

La théorie des puissances instantanées, communément appelée théorie p-q, a été proposée initialement par Akagi au début des années 1980 et constitue l'une des méthodes de référence pour la commande des filtres actifs de puissance dans les systèmes triphasés [1,12]. Cette approche vise à analyser et à compenser les perturbations harmoniques en se basant sur une formulation instantanée des puissances, indépendamment des hypothèses de régime sinusoïdal ou stationnaire.

La méthode p-q est appliquée aux systèmes triphasés à l'aide de la transformation de Clarke, qui permet de projeter les grandeurs électriques du repère triphasé (a, b, c) vers un repère orthogonal fixe (α, β) [15,63,91]. Cette transformation simplifie l'analyse mathématique du système en réduisant le nombre de variables tout en conservant l'information énergétique essentielle. Les composantes de courant dans le repère (α, β) sont obtenues selon l'Eq. (1.17).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

À partir des tensions et courants exprimés dans ce repère, les puissances instantanées active p et réactive q peuvent être calculées conformément à l'Eq. (1.18).

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

Contrairement aux définitions classiques de puissance basées sur des grandeurs moyennes, les puissances p et q sont ici définies comme des fonctions instantanées du temps, ce qui permet de prendre en compte aussi bien les composantes fondamentales que les composantes harmoniques.

Dans cette formulation, la puissance active instantanée p peut être décomposée en une composante continue, associée au transfert utile d'énergie, et une composante alternative, liée aux perturbations harmoniques. De manière similaire, la puissance réactive instantanée q reflète les échanges énergétiques non utiles entre le réseau et la charge. Le courant de référence pour la compensation harmonique est alors obtenu en filtrant la composante continue de p , ce qui permet d'isoler les composantes indésirables à compenser par le filtre actif.

L'un des principaux avantages de la théorie p-q réside dans sa simplicité de mise en œuvre et sa capacité à fonctionner en temps réel, ce qui la rend particulièrement adaptée aux applications industrielles. Elle permet une compensation efficace des harmoniques et de la puissance réactive, même en présence de variations rapides de charge. Toutefois, ses performances peuvent être affectées en cas de tensions

fortement déséquilibrées ou déformées, ce qui a conduit au développement de variantes améliorées et de méthodes complémentaires dans les réseaux modernes.

1.7.3.3 Méthode basée sur la transformée de Park (d-q theory)

La méthode basée sur la transformée de Park, également connue sous le nom de théorie d-q, constitue l'une des approches les plus couramment utilisées pour la commande des filtres actifs de puissance dans les systèmes triphasés. Cette méthode repose sur une transformation des grandeurs électriques exprimées dans le repère triphasé statorique (a, b, c) vers un repère tournant synchrone (d, q) , synchronisé avec la tension du réseau.

L'utilisation de ce repère synchrone permet de transformer des grandeurs sinusoïdales alternatives en composantes continues dans des conditions idéales d'équilibrage. Cette propriété facilite considérablement l'analyse et la commande des systèmes, en particulier pour la séparation des composantes associées à la puissance active et à la puissance réactive.

La transformation de Park appliquée aux courants triphasés s'exprime selon l'Eq. (1.19) :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

Dans ce repère, la composante directe i_d est directement liée à la puissance active, tandis que la composante en quadrature i_q est associée à la puissance réactive. Ainsi, le courant actif de référence correspond à la composante directe du courant après transformation, ce qui permet une séparation claire et découplée de la puissance active et de la puissance réactive. Cette caractéristique constitue un atout majeur pour la synthèse de lois de commande efficaces et robustes.

1.7.3.4 Techniques avancées de génération du courant de référence

Afin de répondre aux exigences croissantes des réseaux électriques modernes, caractérisés par des charges non linéaires variables et des perturbations non stationnaires, plusieurs techniques avancées ont été développées pour améliorer la génération du courant de référence dans les filtres actifs de puissance.

La transformée en ondelettes (Wavelet Transform) constitue une méthode performante pour l'analyse des signaux électriques non stationnaires. Elle permet une décomposition fréquentielle en temps réel, offrant une localisation simultanée dans les domaines temporel et fréquentiel. Cette propriété est particulièrement adaptée à la détection des transitoires, des interharmoniques et des variations rapides du spectre harmonique, difficilement identifiables par les méthodes classiques basées sur des hypothèses de régime permanent [7,10].

Le filtrage adaptatif, utilisant des algorithmes tels que LMS et RLS, permet une estimation dynamique des composantes perturbatrices du courant ou de la tension. Ces techniques ajustent automatiquement leurs paramètres en fonction des variations de charge, assurant ainsi une compensation efficace dans des environnements fortement dynamiques [81].

Enfin, les méthodes d'intelligence artificielle, incluant les algorithmes d'optimisation ainsi que les réseaux neuronaux, sont de plus en plus utilisées pour l'optimisation des lois de commande des filtres actifs. Ces approches permettent d'améliorer la rapidité de convergence, la robustesse et les performances globales du système de compensation, notamment dans des conditions de fonctionnement complexes et non linéaires [42,65,67].

1.7.4 Techniques de commande des APF

Une fois le courant de référence extrait, il est nécessaire que l'APF génère et injecte le courant compensateur à l'aide de son onduleur. Ce processus de génération et d'injection du courant compensateur se fait selon différentes stratégies de commande, qui varient en fonction des performances recherchées et des ressources disponibles. Chaque méthode a ses avantages et ses inconvénients, et le choix de la stratégie de commande dépend de nombreux facteurs, tels que la complexité du système, les exigences en termes de réactivité et de stabilité, ainsi que la puissance de calcul disponible. Plusieurs stratégies sont utilisées dans la commande des APF [1,10,11,34,41].

1.7.4.1 Commande par hystérésis

La commande par hystérésis est l'une des méthodes les plus simples à implémenter pour le contrôle des APF. Dans cette technique, le courant réel injecté par l'APF est contraint à suivre le courant de référence à l'intérieur d'une bande d'hystérésis, ce qui signifie que lorsque le courant réel dépasse une certaine limite, l'onduleur s'ajuste pour ramener le courant vers la trajectoire de référence.

En effet, cette technique ne nécessite pas de modèles complexes et peut être réalisée à l'aide de contrôleurs simples et à faible coût. Cependant, un inconvénient significatif de cette approche est que la fréquence de commutation varie en fonction de l'écart entre le courant réel et le courant de référence. Cette variabilité de la fréquence de commutation peut entraîner une inefficacité énergétique et un stress supplémentaire sur les composants de commutation, réduisant ainsi la durée de vie de l'appareil.

1.7.4.2 Modulation de largeur d'impulsion (MLI sinusoïdal)

La PWM est une méthode très répandue dans la commande des APF, et plus particulièrement dans la génération du courant compensateur. En utilisant la PWM à fréquence fixe, l'onduleur génère des impulsions dont la largeur varie proportionnellement à la différence entre le courant de référence et le

courant réel. Cette approche permet de produire un courant de compensation sinusoïdal et précis, avec une fréquence de commutation stable et contrôlée.

Cette méthode est particulièrement adaptée aux applications industrielles, où des charges non linéaires génèrent souvent des perturbations harmoniques importantes. Le principal avantage de la PWM est sa capacité à générer un courant sinusoïdal avec une fréquence de commutation fixe, ce qui réduit les pertes liées aux commutations et augmente l'efficacité du système [58 ,78].

1.7.4.3 Commande prédictive PDPC

La commande prédictive est une méthode avancée dans la gestion des APF et se distingue par son utilisation d'un modèle prédictif du système. Le principe repose sur l'anticipation de l'évolution future des puissances active et réactive, permettant ainsi de choisir l'état de commutation optimal à chaque instant. Cette stratégie est particulièrement performante en raison de sa capacité à prédire et ajuster les paramètres de manière dynamique, assurant ainsi une compensation rapide et précise des perturbations.

Cette méthode optimise les performances du système de compensation harmonique en offrant une réponse rapide et stable, même en présence de charges non linéaires fluctuantes. Toutefois, elle a un inconvénient majeur : elle nécessite une puissance de calcul importante, car chaque étape de commutation implique des calculs complexes basés sur des modèles prédictifs du système [94] [95] [97].

1.7.5 Avantages et inconvénients des APF

La Figure 1.6 illustre l'impact de l'APF sur la qualité du courant injecté au réseau, en comparant les conditions sans APF et avec APF. En l'absence de filtre actif, le courant présente un THD élevé, entraînant des pertes et des distorsions qui affectent la performance du réseau ainsi que la durée de vie des équipements connectés. En revanche, avec l'ajout de l'APF, le THD est réduit et le courant devient sinusoïdal, ce qui améliore considérablement la qualité de l'énergie fournie au réseau.

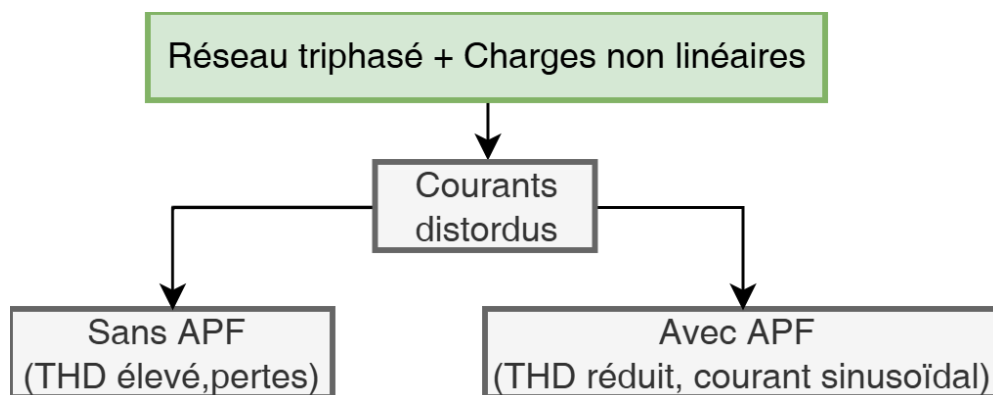


Figure 1.6 : Effet de l'APF sur la qualité du courant injecté au réseau

Cette figure met en évidence les avantages d'une compensation active dynamique, soulignant non seulement l'amélioration du facteur de puissance, mais aussi la réduction des distorsions harmoniques grâce à l'injection du courant compensateur. Elle illustre de manière visuelle l'impact significatif des APF sur le comportement du réseau, en garantissant une alimentation plus stable et fiable.

Grâce à leur capacité à compenser en temps réel les perturbations harmoniques et à améliorer la qualité du courant injecté dans le réseau, les APF sont devenus des outils essentiels pour maintenir l'intégrité des systèmes électriques modernes. Cependant, comme toute technologie, l'utilisation des APF présente à la fois des avantages et des inconvénients.

Les APF offrent de nombreux avantages pour la gestion de la qualité de l'énergie, particulièrement dans les systèmes à charges non linéaires.

- **Compensation dynamique et adaptative :** Les APF permettent une compensation dynamique et adaptative des perturbations de courant, ce qui signifie qu'ils peuvent réagir en temps réel aux variations des distorsions harmonique et de la fréquence, sans nécessiter de modifications préalables ou fixes dans leur configuration. Cette flexibilité permet aux APF de s'adapter automatiquement aux fluctuations du réseau et de maintenir une qualité optimale du courant injecté, même lorsque la charge varie ou lorsque des perturbations imprévues se produisent.
- **Efficacité élevée sur un large spectre d'harmoniques :** Les APF sont particulièrement efficaces pour compenser un large éventail d'harmoniques, allant des harmoniques de rang faible à celles de rang plus élevé. Cette capacité de compensation couvre une large plage de fréquences et garantit une réduction importante du THD (Total Harmonic Distortion), ce qui permet d'améliorer la stabilité du réseau et de réduire les risques de dégradation des équipements électroniques sensibles. Cette efficacité est rendue possible grâce à des algorithmes sophistiqués et à la capacité des APF à suivre précisément l'évolution des courants perturbateurs [3].
- **Correction simultanée du facteur de puissance et des déséquilibres :** Un autre avantage majeur des APF est leur capacité à corriger simultanément le facteur de puissance et les déséquilibres dans le réseau. En plus de compenser les harmoniques, ces filtres permettent de traiter les composantes réactives et les dérives de phase entre les différentes phases du réseau. Cela assure une réduction des pertes et une meilleure utilisation de la capacité de la ligne. De plus, la correction du facteur de puissance contribue à améliorer l'efficacité énergétique globale du système, ce qui est un critère essentiel dans de nombreuses applications industrielles.

1.8 Modélisation et Simulation des Filtres de Puissance

La modélisation et la simulation représentent une étape fondamentale dans le processus de conception, d'analyse et d'évaluation des filtres de puissance. Avant toute réalisation expérimentale ou industrielle d'un système de compensation harmonique, il est indispensable d'étudier son comportement théorique et de vérifier ses performances à l'aide d'outils de simulation numérique. Des environnements spécialisés tels que MATLAB/Simulink, PSIM ou PSCAD offrent des plateformes adaptées pour représenter avec précision les différents composants du système, notamment le réseau électrique, les convertisseurs de puissance, les filtres et les algorithmes de commande.

Ces outils de simulation permettent d'analyser le fonctionnement dynamique du système dans différentes conditions d'exploitation, telles que les variations de charge ou la présence de perturbations dans le réseau. Ils constituent également un moyen efficace pour prédire l'efficacité des filtres dans la réduction des harmoniques, optimiser les paramètres de dimensionnement tels que les valeurs des inductances, des capacités ou des gains de régulation, et comparer différentes stratégies de commande afin de sélectionner la plus performante.

En outre, la simulation contribue à réduire les risques techniques et économiques en identifiant à l'avance les éventuelles limitations du système. Elle permet ainsi d'éviter des erreurs coûteuses lors de la phase de mise en œuvre physique et facilite la validation progressive des solutions de compensation avant leur intégration dans un réseau réel.

Dans ce chapitre, nous allons exploiter les modèles mathématiques des PPF, actifs (APF) et hybrides (HPF), puis les traduire sous forme de modèles de simulation. Nous illustrerons également les résultats à travers des cas d'étude représentatifs [1,5,8].

1.8.1 Modélisation des Filtres Passifs (PPF)

Un filtre passif de type RLC série, accordé sur une fréquence harmonique, est défini par son impédance [5,49] :

$$Z_{PPF}(j\omega) = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (1.22)$$

- À la fréquence de résonance :

$$\omega_h = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.23)$$

L'impédance est minimale et le filtre absorbe sélectivement l'harmonique ciblé.

L'équation différentielle d'un PPF monophasé est [5,49] :

$$L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) + \frac{1}{C} \int i(t) dt = v(t) \quad (1.24)$$

où est la tension appliquée et $i(t)$ le courant traversant le filtre.

1.8.2 Modélisation des Filtres Actifs (APF)

L'APF repose sur un onduleur à trois bras commandés par IGBT/MOSFET.

La tension générée à la sortie de l'onduleur est [1,10,11] :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} 2S_a - 1 \\ 2S_b - 1 \\ 2S_c - 1 \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

où : V_{dc} = tension du bus continu et $S_a, S_b, S_c \in \{0,1\}$ = états de commutation.

L'équation dynamique du filtre s'écrit :

$$L_f \frac{di_{af}(t)}{dt} + R_f i_{af}(t) = v_a(t) - v_{sa}(t) \quad (1.26)$$

Où Dans cette équation, L_f et R_f représentent respectivement l'inductance et la résistance de couplage, $v_a(t)$ correspond à la tension générée par l'APF [1,10,11], et $v_{sa}(t)$ désigne la tension du réseau.

1.8.3 Modélisation des Filtres Hybrides – Structure parallèle (HPF)

L'équation du courant réseau devient :

$$i_s(t) = i_L(t) - i_{PPF}(t) - i_{APF}(t) \quad (1.27)$$

où le filtre PPF absorbe les harmoniques dominants [3,49], tandis que le filtre APF compense les harmoniques résiduels [1,10,11].

1.9 Comparaison critique : PPF vs APF vs HPF

- Les PPF se caractérisent par un coût faible, une conception simple et une grande robustesse pour des charges stables. Toutefois, ils restent peu flexibles et peuvent être sensibles aux phénomènes de résonance et aux variations du réseau [5,34,49].
- Les APF offrent une grande flexibilité et s'adaptent dynamiquement aux perturbations, avec une réduction efficace du THD et une amélioration du facteur de puissance. Cependant, leur coût élevé et la complexité de leur commande peuvent limiter leur utilisation [1,10,11,43].
- Enfin, les filtres hybrides constituent un compromis intéressant entre performance et coût. Ils permettent, lorsqu'ils sont bien dimensionnés, de réduire le THD en dessous de 5 % conformément à la norme IEEE 519 dans de nombreuses applications industrielles [3,8,24,50].

Le tableau 1.2 présente une synthèse comparative des principales solutions de filtrage des harmoniques, à savoir le filtre PPF, le filtre APF et la solution hybride.

Tableau 1.2 : Comparaison des solutions de filtrage.

Critère	PPF seul	APF seul	Hybride (PPF+APF)
Coût	Faible	Élevé	Moyen
Flexibilité	Faible	Très élevée	Élevée
Compensation dynamique	Non	Oui	Oui
Efficacité THD	Moyenne	Excellente	Excellente
Facteur de puissance	Amélioration limitée	Correction dynamique	Correction stable et efficace
Sensibilité aux charges	Élevée	Faible	Faible

1.10 Conclusion

Ce chapitre établit un cadre conceptuel sur la qualité de l'énergie électrique en mettant en évidence le rôle des harmoniques générés par les charges non linéaires liées à l'électronique de puissance. Ces perturbations déforment les formes d'onde des courants et tensions et peuvent affecter la fiabilité et l'efficacité des réseaux électriques.

Les harmoniques influencent directement le taux de distorsion harmonique total (THD) et peuvent entraîner des pertes supplémentaires, l'échauffement des machines et des transformateurs ainsi que des dysfonctionnements des dispositifs de protection. Leur analyse à l'aide des séries de Fourier permet de mieux comprendre leur origine fréquentielle et leur propagation dans le réseau.

L'étude des solutions de filtrage montre que les filtres passifs sont simples et économiques mais peu flexibles, tandis que les filtres actifs offrent une compensation dynamique plus efficace mais plus complexe et coûteuse. Les filtres hybrides représentent alors un compromis intéressant en combinant les avantages des deux approches. Le choix de la solution dépend des caractéristiques du réseau et des exigences de performance.

Enfin, l'analyse des normes, notamment IEEE 519, souligne l'importance d'un cadre réglementaire pour limiter les distorsions et garantir une bonne qualité de l'énergie. Ce chapitre pose ainsi les bases nécessaires à l'étude des filtres actifs de puissance, dont la conception, les stratégies de commande et les performances seront analysées dans la chapitre suivant.

Chapitre 2

Conception et applications des filtres actifs de puissance

2.1 Introduction

Les harmoniques sont des composantes de fréquence indésirables qui s'écartent de la fréquence fondamentale du réseau, provoquant une distorsion de la forme d'onde pouvant altérer les performances, l'efficacité et la durée de vie des équipements électriques. Ces distorsions dégradent non seulement la qualité de l'énergie, mais engendrent également des pertes accrues, des échauffements et des risques de dysfonctionnement des dispositifs sensibles [1].

Pour répondre à ces défis, les techniques de filtrage harmonique sont devenues des éléments incontournables dans la conception et l'exploitation des réseaux électriques. Parmi celles-ci, le filtrage actif s'est imposé comme une solution particulièrement efficace et polyvalente. Contrairement aux filtres passifs traditionnels, limités par leur réglage fixe et des problèmes de résonance, les filtres actifs détectent et compensent dynamiquement les courants harmoniques en temps réel. En injectant des courants opposés, ils restaurent la forme d'onde du courant vers une sinusoïde idéale, améliorant ainsi la qualité globale de l'énergie [2,3].

Ce chapitre aborde les principes, la conception et les applications des filtres actifs dans les circuits électriques de puissance. Il examine leur fonctionnement, leurs avantages par rapport aux méthodes de filtrage conventionnelles et leur rôle crucial dans les réseaux modernes. La maîtrise du filtrage actif est essentielle pour garantir des réseaux électriques fiables, efficaces et conformes aux normes, dans un environnement où les charges deviennent toujours plus complexes et non linéaires [1,4].

2.2 Filtre actif de puissance SHUNT

Le filtre actif de puissance shunt compense les harmoniques de courant en injectant dans le réseau des courants compensateurs d'harmoniques égaux mais opposés. Dans ce cas, le filtre actif de puissance shunt fonctionne comme une source de courant injectant les composantes harmoniques générées par la charge mais déphasées de 180° . Ce principe est applicable à tout type de charge considérée comme une source d'harmoniques. de plus, avec un schéma de contrôle approprié, le filtre de puissance actif peut également compenser le facteur de puissance de la charge [6].

De cette manière, le système de distribution d'électricité considère la charge non linéaire et le filtre de puissance actif comme une résistance idéale. Les caractéristiques de compensation de courant du filtre actif de puissance shunt sont illustrées à la figure 2.1.

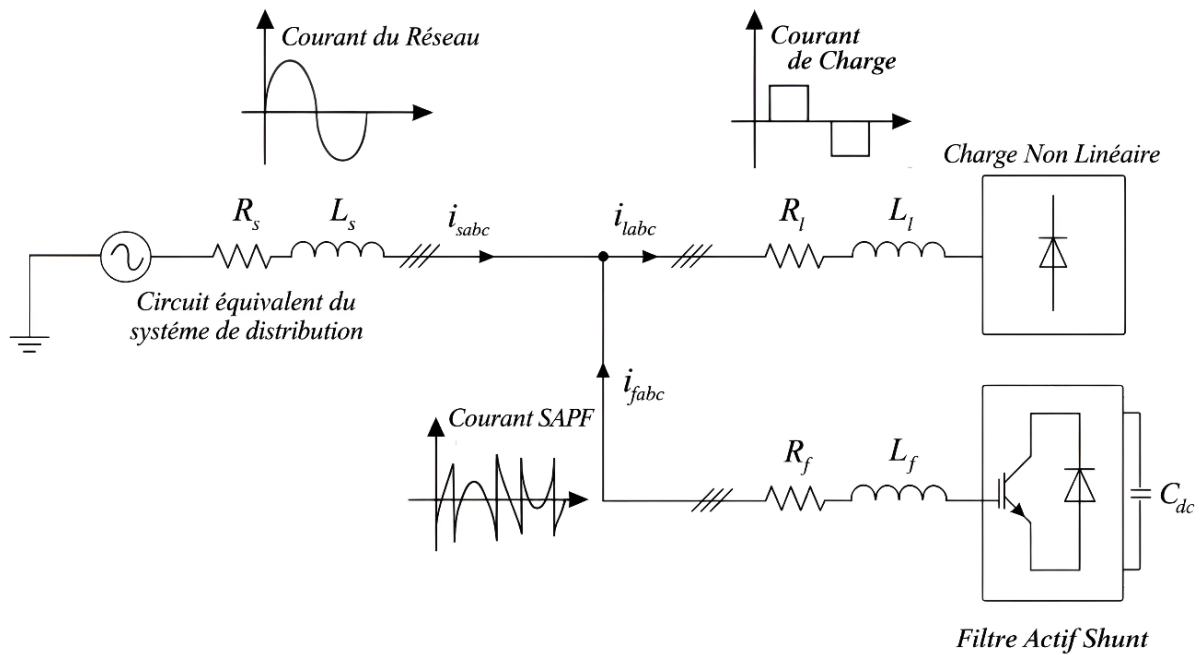


Figure 2.1 : Caractéristique de compensation du filtre actif de puissance shunt [11,12].

2.3 Méthodes d'extraction du courant harmonique

L'objectif du filtrage actif de la puissance est de compenser les courants harmoniques produits par les charges non linéaires et de garantir la forme sinusoïdale des courants et tensions du réseau. La première étape du filtrage actif est l'extraction des courants harmoniques à injecter dans le réseau. Une bonne extraction des harmoniques est un mot-clé pour un bon filtrage actif de la puissance. De nombreuses méthodes d'extraction ont été proposées dans la littérature. Elles peuvent être divisées en deux familles : la première famille utilise la FFT dans le domaine des fréquences pour extraire les harmoniques de courant. Les principaux inconvénients de cette méthode sont les mauvais résultats en régime transitoire, la lourdeur des calculs et l'utilisation d'une mémoire considérable. En outre, l'extraction des harmoniques est retardée d'au moins une période [90].

La deuxième famille est basée sur les calculs dans le domaine temporel pour l'extraction des harmoniques. Certaines de ses méthodes sont basées sur la puissance active et réactive instantanée. D'autres sont basées sur le calcul des composantes directes et indirectes du courant. Récemment, les réseaux neuronaux et les réseaux neuronaux linéaires adaptatifs ont été utilisés pour l'extraction des composantes harmoniques du courant et de la tension [42,93].

2.3.1 Théorie de la puissance active et réactive instantanée

Cette méthode offre une bonne précision et une grande facilité de mise en œuvre. Son principal inconvénient est qu'elle ne peut pas être appliquée dans le cas d'une tension de réseau déséquilibrée. Dans ce cas, un filtre auto-accordé (STF) peut être utilisé après la mesure des tensions du réseau pour extraire les composantes fondamentales équilibrées de la tension triphasée de la tension déséquilibrée déformée. L'étude du STF sera discutée plus loin dans les annexes [10].

La plupart des APF ont été conçus sur la base de la théorie de la puissance active et réactive instantanée (p-q), proposée pour la première fois par Akagi et al en 1983. Au départ, cette théorie n'a été développée que pour les systèmes triphasés sans fil neutre, mais Watanabe et Aredes l'ont ensuite appliquée aux systèmes électriques triphasés à quatre fils. La méthode utilise la transformation des courants déformés du cadre triphasé abc en cadre stationnaire biphasé. L'idée de base est que les courants harmoniques causés par des charges non linéaires dans le système électrique peuvent être compensés par d'autres charges non linéaires contrôlées. La théorie p-q est basée sur un ensemble de puissances instantanées définies dans le domaine temporel. Les tensions d'alimentation triphasées (u_a , u_b , u_c) et les courants (i_a , i_b , i_c) sont transformés à l'aide de la transformation de Clarke (ou) dans un système de coordonnées différent, ce qui donne des composantes de puissance active et réactive instantanées. Cette transformation peut être considérée comme une projection des grandeurs triphasées sur un cadre de référence stationnaire à deux axes.

La transformation de Clarke pour les variables de tension est donnée par [91] :

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Cette transformation peut être appliquée aux courants de charge déformés pour obtenir [1, 2] :

$$\begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \\ i_{l0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \\ i_{lc} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

La puissance active instantanée $p(t)$ est définie par :

$$p(t) = u_a i_{la} + u_b i_{lb} + u_c i_{lc} \quad (2.3)$$

L'expression de l'Eq. (2.3) peut être donnée dans le cadre stationnaire par :

$$\begin{cases} p(t) = u_\alpha i_{l\alpha} + u_\beta i_{l\beta} \\ p_0(t) = u_0 i_{l0} \end{cases} \quad (2.4)$$

Où, est la puissance active instantanée, est la puissance homopolaire instantanée. De même, la puissance réactive instantanée peut être donnée par :

$$\begin{aligned} q(t) &= -\frac{1}{\sqrt{3}}[(u_a - u_b)i_{lc} + (u_b - u_c)i_{la} + (u_c - u_a)i_{lb}] \\ &= u_\alpha i_{l\beta} - u_\beta i_{l\alpha} \end{aligned} \quad (2.5)$$

Il est important de noter que la puissance réactive instantanée $q(t)$ signifie plus que la simple puissance réactive. La puissance réactive instantanée prend en compte toutes les harmoniques de courant et de tension, alors que la puissance réactive habituelle ne prend en compte que les fondamentaux du courant et de la tension.

Les puissances active et réactive instantanées peuvent être données sous forme de matrice par :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

En général, chacune des puissances instantanées active et réactive contient une composante directe et une composante alternative. La composante directe de chacune présente la puissance des fondamentaux du courant et de la tension. Le terme alternatif est la puissance des harmoniques de courants et de tensions.

Pour séparer les harmoniques des fondamentaux des courants de charge, il suffit de séparer le terme direct de la puissance instantanée du terme alternatif. Un filtre LPF avec effet feed-forward peut être utilisé pour accomplir cette tâche. La figure 2.2 montre le principe de ce filtre d'extraction.

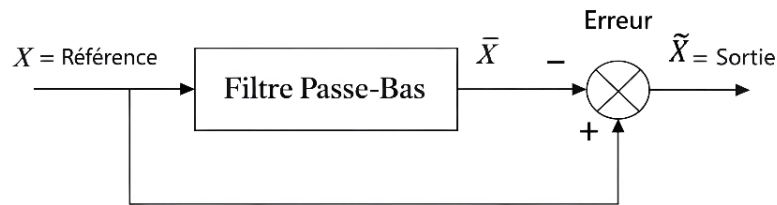


Figure 2.2 : Schéma du filtre passe-bas avec feed-forward [17, 18].

Après la séparation des termes direct et alternatif de la puissance instantanée, les composantes harmoniques des courants de charge peuvent être données en :

$$\begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p}_l \\ \tilde{q}_l \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Le signe indique le terme alternatif et le signé indique la composante directe de chaque puissance active et réactive. Le courant de référence de l'APF peut alors être donné par :

$$\begin{bmatrix} i_{fa}^* \\ i_{fb}^* \\ i_{fc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{l\alpha} \\ \tilde{i}_{l\beta} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

La figure 2.3 présente le principe de la puissance instantanée active et réactive. Cette méthode offre l'avantage de pouvoir compenser les harmoniques et/ou la puissance réactive. Dans le cas de la compensation de la puissance réactive, il suffit d'envoyer la puissance réactive directement au bloc de calcul du courant de référence sans utiliser de filtre d'extraction.

Cette approche permet ainsi une réponse dynamique rapide du système de compensation face aux variations de charge. Elle est particulièrement adaptée aux filtres actifs de puissance, car elle facilite l'identification et la séparation des composantes indésirables du courant afin d'améliorer la qualité de l'énergie électrique.

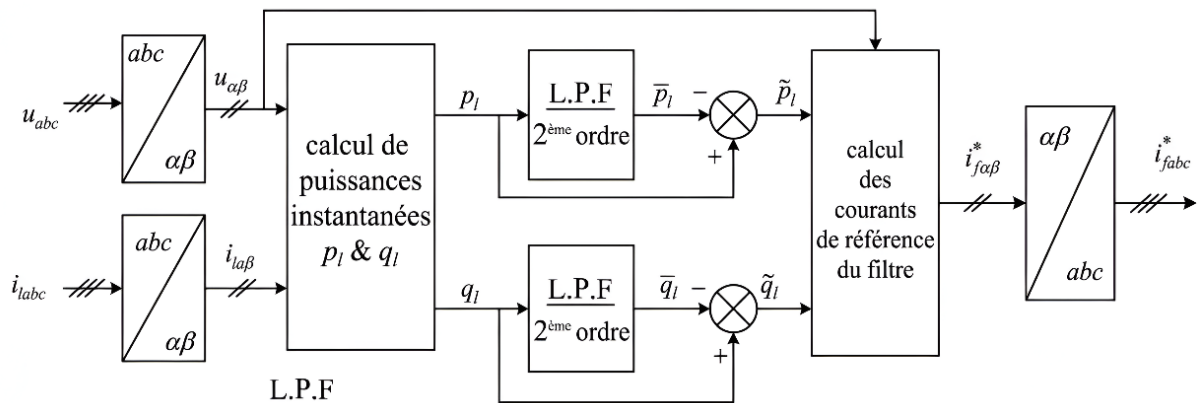


Figure 2.3 : Principe de la théorie des puissances actives et réactives instantanées [3, 4].

2.3.2 Référence synchrone Méthode d-q

Dans cette méthode, également appelée méthode des courants instantanés, i_d et i_q les courants de charge sont transformés de la référence triphasée abc en référence synchrone afin de séparer les contenus harmoniques des composantes fondamentales [7]. Cette méthode donne de meilleures performances même dans le cas où la tension triphasée n'est pas idéale.

Elle permet notamment d'isoler plus efficacement les composantes actives et réactives du courant, ce qui facilite la génération des courants de référence pour la compensation. Par conséquent, cette

technique est largement utilisée dans les stratégies de commande des filtres actifs pour améliorer la qualité de l'énergie.

La figure 2.4 présente le bloc de diagrammes de cette méthode d'extraction.

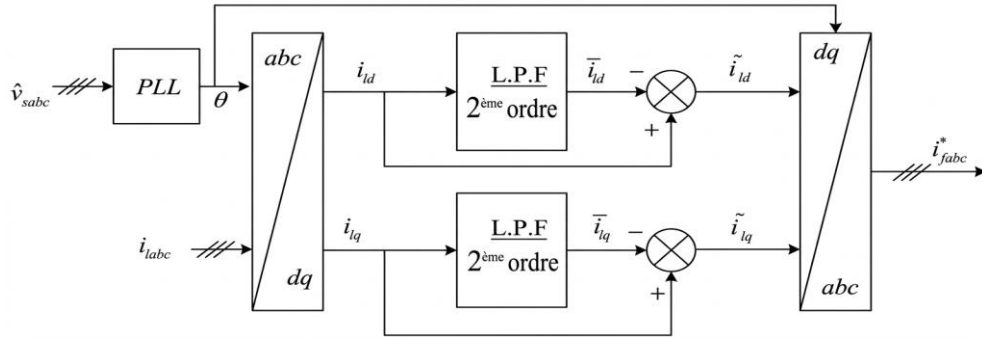


Figure 2.4 : Principe de la méthode de référence synchrone [7].

La transformée est définie par :

$$\begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \\ i_{l0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos (\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos (\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin (\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin (\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \\ i_{lc} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Où θ est la position angulaire de la référence synchrone. C'est une fonction linéaire de la fréquence fondamentale. Cette référence tourne à une vitesse constante synchrone avec la tension triphasée [7]. Le courant harmonique de référence peut être extrait des courants de charge à l'aide d'un simple LPF à effet feed-forward. Les courants dans la référence synchrone peuvent être décomposés en deux termes comme suit :

$$\begin{cases} i_{ld} = \bar{i}_{ld} + \tilde{i}_{ld} \\ i_{lq} = \bar{i}_{lq} + \tilde{i}_{lq} \end{cases} \quad (2.10)$$

Seuls les termes alternatifs, qui correspondent essentiellement aux composantes harmoniques présentes dans le courant de charge, apparaissent à la sortie du système d'extraction. En effet, le filtre d'extraction élimine la composante continue associée à la composante fondamentale active, ne laissant subsister que les composantes oscillatoires responsables de la distorsion harmonique.

Par ailleurs, lorsque le système d'extraction est appliqué uniquement sur l'axe d , la composante du courant sur l'axe q est directement utilisée comme référence de compensation. Cette composante étant liée à la puissance réactive dans le repère synchrone dq , son utilisation permet au filtre actif de

compenser simultanément la puissance réactive et les composantes harmoniques du courant de charge. Les courants de référence du filtre actif de puissance dans le repère dq peuvent alors s'écrire :

$$\begin{bmatrix} i_{fd}^* \\ i_{fq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \widetilde{i}_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

où $\widetilde{i}_{ld}$ représente la composante alternative du courant de charge sur l'axe d , associée aux harmoniques, tandis que i_{lq} correspond à la composante du courant responsable de la puissance réactive. Cette formulation permet de générer les courants de référence nécessaires pour que l'APF injecte les courants compensateurs appropriés dans le réseau.

Afin de trouver les courants APF dans le système triphasé, la transformée inverse de Park peut être utilisée comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{fa}^* \\ i_{fb}^* \\ i_{fc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos (\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin (\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos (\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin (\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd}^* \\ i_{fq}^* \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

La détermination de la position angulaire de la référence synchrone nécessite l'utilisation d'une boucle à verrouillage de phase (PLL). Celle-ci permet d'estimer avec précision l'angle de phase du réseau, garantissant ainsi une synchronisation correcte entre le système de commande et la tension du réseau triphasé. Cette synchronisation est essentielle pour assurer la précision de la transformation et la performance globale de la stratégie de compensation.

2.3.3 Algorithme basé sur la valeur efficace

L'analyse de la nouvelle technique de génération du courant de référence est basée sur le schéma fonctionnel illustré à la figure 2.5. Pour un système électrique triphasé à trois fils, les courants de charge sont mesurés et transformés en système de référence stationnaire. Selon cette méthode, les harmoniques d'ordre élevé, à la fois dans la phase et la magnitude du vecteur de courant de la charge, sont éliminées des courants de charge. L'Eq. (2.13) est ensuite utilisée pour calculer l'amplitude du vecteur de courant de référence [48].

$$|I_{ref}| = \sqrt{i_{l\alpha}^2 + i_{l\beta}^2} \quad (2.13)$$

Pour réduire les ondulations du vecteur de courant de référence I_{ref} , un filtre passe-bas est utilisé afin d'éliminer les composantes harmoniques et les variations rapides associées aux perturbations du courant de charge. Ce filtrage permet d'extraire principalement la composante fondamentale du signal,

améliorant ainsi la stabilité et la précision du processus de génération du courant de référence. De même, un filtre passe-bas est appliqué pour atténuer les ondulations de l'angle du vecteur I_{ref} . Les composantes de courant $i_{l\beta}$ et $i_{l\alpha}$, obtenues dans le repère stationnaire $\alpha\beta$ après la transformation de Clarke, sont filtrées afin de supprimer les composantes harmoniques de haute fréquence.

$$\gamma = \tan^{-1} \left(\frac{i_{l\beta}}{i_{l\alpha}} \right) \quad (2.14)$$

L'Eq. (2.15) permet de calculer le courant sinusoïdal du réseau dans l'axe α du cadre de référence $\alpha\beta$ et l'Eq. (2.16) permet de calculer le courant sinusoïdal du réseau dans l'axe a du cadre de référence $a-b-c$.

$$i_{sa} = I_{ref} \cos(\gamma) \quad (2.15)$$

$$i_{sa} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{fa} \quad (2.16)$$

Où i_{sa} est la valeur efficace du courant sinusoïdal de la phase a . Afin de générer les courants sinusoïdaux triphasés de référence du réseau, la valeur de crête de ces courants peut être donnée par l'Eq. (2.17). Ensuite, le courant de référence du réseau peut être généré en utilisant la position angulaire de la référence triphasée générée par une PLL comme dans l'Eq. (2.18).

$$\begin{aligned} I_{smax} &= \sqrt{2} i_{sa} \\ i_{sa}^* &= I_{smax} \sin(\omega t) \\ i_{sb}^* &= I_{smax} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{sc}^* &= I_{smax} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.17)$$

2.3.4 Méthode des courants actifs et réactifs

Dans cette méthode, au lieu d'utiliser la transformation de Clark pour calculer les puissances active et réactive instantanées, on calcule directement les parties active et réactive du courant de charge. Les courants sont déterminés sous la contrainte qu'ils doivent transporter la même puissance que celle absorbée par la charge [3].

Le courant réactif instantané dans le système est une composante qui ne contribue pas au transfert d'énergie active. Mais il augmente l'amplitude du courant et les pertes. Ce courant peut être déterminé à l'aide de la méthode de Lagrange.

Si nous supposons que le courant de charge avec $k=a, b, c$ est composé des parties actives et réactives comme suit :

$$i_{Lk} = i_{LKa} + i_{Lkr} \quad (2.18)$$

Le principe de cette méthode est de déterminer le courant actif dans le courant de charge avec la contrainte que le courant réactif ne produise aucune puissance active instantanée. Il s'agit alors de minimiser la fonction L donnée par :

$$L(i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}) = i_{La}^2 + i_{Lb}^2 + i_{Lc}^2 \quad (2.19)$$

Avec la contrainte que :

$$p = v_a i_{La} + v_b i_{Lb} + v_c i_{Lc} \quad (2.20)$$

Le problème peut être résolu en utilisant la méthode de Lagrange qui conduit à

$$\begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} = -\lambda \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Dans cette équation, λ est donné par :

$$\lambda = -\frac{2p}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} \quad (2.22)$$

D'après l'Eq. (2.23), les courants peuvent être donnés par :

$$\begin{bmatrix} i_{Laaf} \\ i_{Lbaf} \\ i_{Lcaf} \end{bmatrix} = \frac{\mathbf{p}}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Les courants actifs obtenus par l'Eq. (2.24) et les courants de charge originaux produisent la même puissance active instantanée. Cela signifie que les courants de charge sont égaux aux courants actifs du point de vue de la puissance. La différence est que les courants actifs ne produisent pas de puissance réactive et qu'ils ont une valeur quadratique moyenne inférieure à celle des courants d'origine.

Comme dans la théorie PQ, la puissance active instantanée a deux composantes en plus des composantes nulles. La première directe représente les fondamentaux du courant et de la tension et la seconde alternative représente les harmoniques [17,18].

$$P = \bar{P} + \tilde{P} + P_0 \quad (2.24)$$

Si nous utilisons la composante directe de la puissance, les courants fondamentaux actifs seront obtenus

$$\begin{bmatrix} i_{Laaf} \\ i_{Lbaf} \\ i_{Lcaf} \end{bmatrix} = \frac{\bar{P}}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Un filtre passe-bas du deuxième ordre peut être utilisé pour extraire la composante directe de la puissance.

2.4 Onduleur à source de tension

Les onduleurs VSI sont l'une des applications les plus importantes de l'électronique de puissance. L'objectif principal de ces dispositifs est de fournir une source de tension triphasée dont l'amplitude, la phase et la fréquence doivent toujours être contrôlables. Le développement important des VSI est le résultat, d'une part, du développement de semi-conducteurs rapides, contrôlables, puissants et robustes et, d'autre part, de l'utilisation des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion (MLI). Dans les applications de haute puissance, les VSI à trois niveaux sont les plus adoptés par rapport aux VSI à deux niveaux. En effet, le THD de la tension et du courant de sortie du VSI à trois niveaux est nettement inférieur [11,45,64].

La topologie standard du VSI triphasé est illustrée à la figure 2.5. Elle est composée de trois branches avec des interrupteurs réversibles en courant, commandés pour l'ouverture et la fermeture. Ces interrupteurs sont réalisés par des interrupteurs contrôlés (GTO ou IGBT) avec des diodes antiparallèles pour permettre la circulation des courants de roue libre.

Chaque branche de l'onduleur est reliée à une phase du réseau et comporte deux interrupteurs complémentaires commandés de manière à éviter leur conduction simultanée (phénomène de court-circuit du bus continu appelé shoot-through). La commande de ces interrupteurs est généralement réalisée par des techniques de modulation de largeur d'impulsion (PWM), permettant de synthétiser des tensions triphasées quasi sinusoïdales à partir de la source continue. Cette structure constitue l'élément principal des filtres actifs de puissance, car elle permet d'injecter dans le réseau les courants de compensation nécessaires pour supprimer les harmoniques et corriger la puissance réactive.

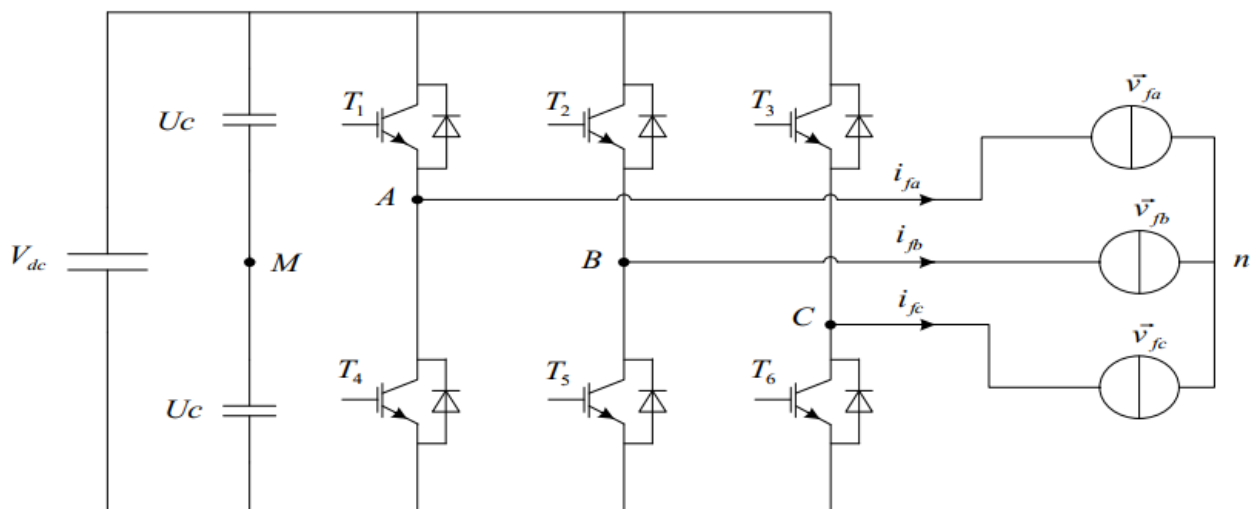


Figure 2.5 : Topologie VSI triphasée à deux niveaux [19].

Les huit états de commutation valides sont indiqués dans le tableau 2.1. Les interrupteurs de n'importe quelle branche de l'onduleur (T_1 et T_4 , T_2 et T_5 , T_3 et T_6) ne peuvent pas être activés simultanément car cela entraînerait un court-circuit sur la tension d'alimentation de la liaison continue. De même, afin d'éviter des états indéfinis dans le VSI, et donc des tensions de ligne de sortie c.a. indéfinies, les interrupteurs de n'importe quelle branche de l'onduleur ne peuvent pas être désactivés simultanément, car cela entraînerait des tensions qui dépendraient de la polarité du courant de ligne respectif.

Tableau 2.1 : Etats de commutation valides pour un VSI triphasé a deux niveaux [17,18].

state	S_a	S_b	S_c	V_{fa}	V_{fb}	V_{fc}	$\alpha+j\beta$
0	0	0	0	0	0	0	$0+j0$
1	1	0	0	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$	$0,8+j0$
2	0	1	0	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$	$-0.4+j0.7$
3	1	1	0	$1/3$	$1/3$	$-2/3$	$0.4+j0.7$
4	0	0	1	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$	$-0.4-j0.7$
5	1	0	1	$1/3$	$-2/3$	$1/3$	$0.4-j0.7$
6	0	1	1	$-2/3$	$1/3$	$1/3$	$-0.81+j0$
7	1	1	1	0	0	0	$0+j0$

2.5 Modélisation de l'onduleur à source de tension

La sortie de l'onduleur à source de tension illustré à la figure 2.6 peut prendre deux niveaux de tension ($+V(dc)$, $-V(dc)$) en fonction de la tension de la source de courant continu et de l'état des interrupteurs.

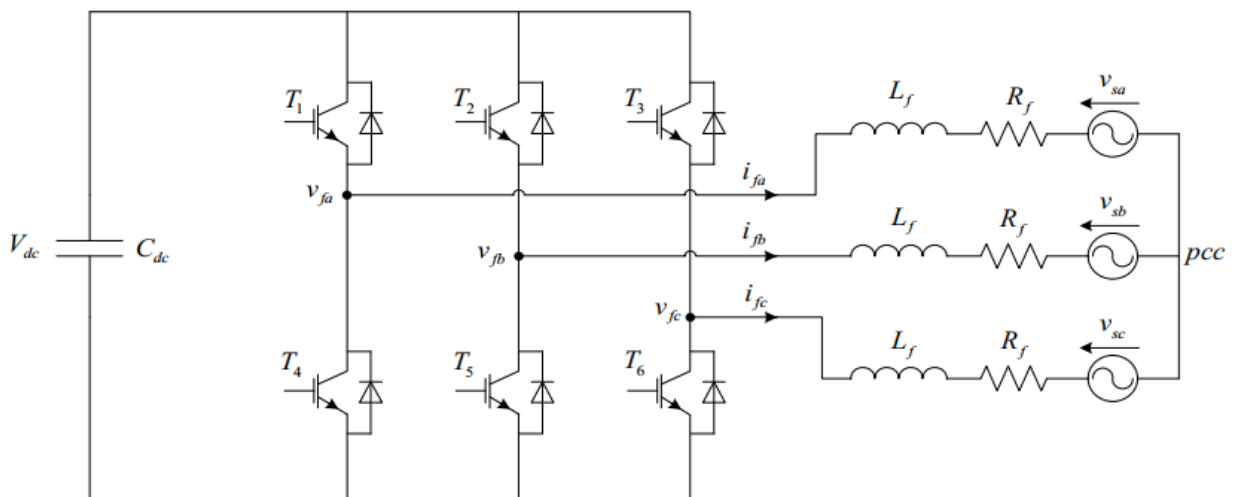


Figure 2.6 : Connexion du SAPF au PCC [22].

En fait, le contrôle des deux interrupteurs sur la même branche est complémentaire : la conduction de l'un d'eux implique le blocage de l'autre [64,79].

L'état de chacun des interrupteurs est défini par les signaux de commande (S_a , S_b , et S_c) comme suit

$$\begin{aligned} S_a &= \begin{cases} 1 \text{ si } T_1 \text{ fermé et } T_4 \text{ ouvert} \\ 0 \text{ si } T_1 \text{ ouvert et } T_4 \text{ fermé} \end{cases} \\ S_b &= \begin{cases} 1 \text{ si } T_2 \text{ fermé et } T_5 \text{ ouvert} \\ 0 \text{ si } T_2 \text{ ouvert et } T_5 \text{ fermé} \end{cases} \\ S_c &= \begin{cases} 1 \text{ si } T_3 \text{ fermé et } T_6 \text{ ouvert} \\ 0 \text{ si } T_3 \text{ ouvert et } T_6 \text{ fermé} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.26)$$

D'après la figure 2.6, les tensions des points A, B et C par rapport au point imaginaire M peuvent être données par :

$$\begin{cases} V_{AM} = U_c \cdot (2S_a - 1) \\ V_{BM} = U_c \cdot (2S_b - 1) \\ V_{CM} = U_c \cdot (2S_c - 1) \end{cases}, \text{ with } U_c = \frac{V_{dc}}{2} \quad (2.27)$$

Après simplification de la dérivation, les tensions simples du VSI peuvent être données par :

$$\begin{cases} V_{fa} = V_{AM} = 2U_c \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} = V_{dc} \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} \\ V_{fb} = V_{BM} = 2U_c \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} = V_{dc} \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} \\ V_{fc} = V_{CM} = 2U_c \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} = V_{dc} \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} \end{cases} \quad (2.28)$$

2.6 Modélisation du filtre actif de puissance

La connexion du filtre actif de puissance shunt au point de couplage commun du réseau se fait principalement au moyen d'un filtre passe-bas RL. L'équation de tension pour chaque phase peut être donnée par :

$$v_{sk} = v_{fk} - v_{L_{fk}} - v_{R_{fk}} = v_{fk} - L_f \frac{di_{fk}}{dt} - R_f i_{fk}, \quad k = a, b, c \quad (2.29)$$

où v_{fk} représente la tension générée par l'onduleur de source de tension, i_{fk} est le courant injecté par le filtre actif dans la phase k , L_f est l'inductance du filtre de couplage et R_f représente la résistance équivalente associée aux pertes de l'inductance.

L'inductance L_f joue un rôle essentiel en limitant la variation du courant et en atténuant les composantes de haute fréquence générées par la commutation des interrupteurs du VSI. La résistance R_f modélise les pertes ohmiques et contribue à l'amortissement du système. Ainsi, le filtre RL agit comme une interface entre l'onduleur et le réseau, assurant un lissage du courant injecté et garantissant la stabilité du système de compensation harmonique.

Les équations des trois phases sont alors données par :

$$L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} = -R_f \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Et pour le côté cc :

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_{fa} + S_b i_{fb} + S_c i_{fc} \quad (2.31)$$

Le système d'équations définissant le SAPF dans le cadre triphasé est donné par [1,2] :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{fa}}{dt} = -R_f i_{fa} + v_{fa} - v_{sa} \\ L_f \frac{di_{fb}}{dt} = -R_f i_{fb} + v_{fb} - v_{sb} \\ L_f \frac{di_{fc}}{dt} = -R_f i_{fc} + v_{fc} - v_{sc} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_{fa} + S_b i_{fb} + S_c i_{fc} \end{cases} \quad (2.32)$$

En appliquant la transformée de Park au système donné par L'Eq. (2.9), la modélisation de l'APF peut être définie comme suit dans le cadre de référence synchrone [5] :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{fd}}{dt} = -R_f i_{fd} - L_f \omega i_{fq} + v_{fd} - v_{sd} \\ L_f \frac{di_{fq}}{dt} = -R_f i_{fq} + L_f \omega i_{fd} + v_{fq} - v_{sq} \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = S_d i_{fd} + S_q i_{fq} \end{cases} \quad (2.33)$$

Où

$$\begin{aligned} S_d &= S_\alpha \cos \omega t + S_\beta \sin \omega t \\ S_q &= -S_\alpha \sin \omega t + S_\beta \cos \omega t \\ S_\alpha &= \frac{1}{\sqrt{6}} (2S_a - S_b - S_c) \\ S_\beta &= \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \end{aligned} \quad (2.34)$$

La modélisation du SAPF dans le cadre de référence stationnaire peut être dérivée en appliquant la transformation de Concordia sur le système (2.33) qui donne :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{f\alpha}}{dt} = -R_f i_{f\alpha} + v_{f\alpha} - v_{s\alpha} \\ L_f \frac{di_{f\beta}}{dt} = -R_f i_{f\beta} + v_{f\beta} - v_{s\beta} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_\alpha i_{f\alpha} + S_\beta i_{f\beta} \end{cases} \quad (2.35)$$

2.7 Méthodes de contrôle du VSI

Le but de la commande du VSC est de forcer les courants de sortie de l'onduleur à suivre leurs courants de référence prédéfinis. Le principe de base repose sur la comparaison entre le courant réel du filtre et les courants de référence générés par les différentes méthodes d'extraction. Dans la section suivante, nous allons discuter des différentes méthodes de contrôle des VSC [10,77].

2.7.1 Méthode de contrôle par hystérésis

La stratégie de contrôle du courant joue un rôle important dans les onduleurs à réponse rapide contrôlés par le courant, tels que les filtres de puissance actifs. La méthode de contrôle du courant par hystérésis est la méthode de contrôle la plus couramment proposée dans le domaine temporel. Cette méthode fournit une réponse instantanée de correction du courant, une bonne précision et une stabilité inconditionnelle au système. En outre, cette technique est considérée comme la solution la plus appropriée pour les onduleurs contrôlés par le courant [11,12].

Le contrôle du courant par hystérésis est une méthode de contrôle d'un onduleur à source de tension permettant de générer un courant de sortie qui suit une forme d'onde de courant de référence [14].

La structure de base d'un onduleur à source de tension PWM avec contrôleur à hystérésis est illustrée à la figure 3.8. La stratégie de contrôle par hystérésis vise à maintenir le courant contrôlé à l'intérieur d'un rejoint défini autour du courant de référence souhaité. L'état des interrupteurs est déterminé en fonction de l'erreur. Lorsque le courant augmente et que l'erreur dépasse une certaine valeur positive, l'état des interrupteurs change et le courant commence à diminuer jusqu'à ce que l'erreur atteigne une certaine valeur négative, puis l'état des interrupteurs change à nouveau.

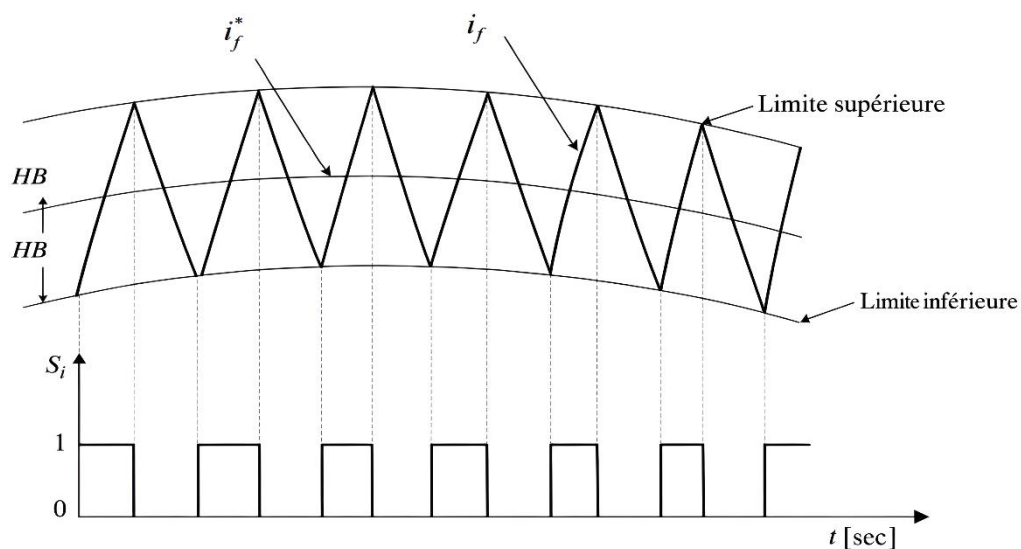


Figure 2.7 : Principe du contrôle par hystérésis.

Dans le contrôle de la bande d'hystérésis fixe du VSI, la fréquence de commutation est une fonction de la dérivée du courant de sortie. Celle-ci dépend de la valeur de l'inductance du filtre de découplage et de la chute de tension autour de celui-ci. Il est important de noter que le filtre de couplage affecte la fréquence de commutation et le comportement dynamique du filtre actif. La simplicité de la procédure de mise en œuvre est le principal avantage de cette méthode de contrôle. Cependant, la fréquence de commutation variable est le principal inconvénient de cette méthode [4,9,54]. Cette fréquence variable affecte principalement la fonction des éléments électroniques de puissance qui ne peuvent pas supporter une fréquence de commutation élevée dans les applications à haute puissance. Afin de résoudre le problème de la fréquence de commutation variable, de nouvelles stratégies de contrôle de l'hystérésis telles que le "contrôle de l'hystérésis modulé et la "bande d'hystérésis variable" ont été proposées. Dans la commande à hystérésis modulée, il est difficile de définir la largeur de la bande d'hystérésis. De plus, la fréquence de commutation fixe obtenue à l'aide de cette méthode affecte la rapidité obtenue par la commande par hystérésis [20].

2.7.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale

Les techniques de commande basées sur la modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (PWM) résolvent le problème de la fréquence de commutation du VSI. Elles utilisent une fréquence de commutation fixe qui facilite l'annulation des harmoniques de commutation. Le PWM peut être réalisé à l'aide de différentes techniques telles que le PWM à base de porteuse, le PWM avec minimisation des harmoniques et le PWM à vecteur spatial. Le PWM à base de porteuse peut être un PWM naturel, un PWM symétrique ou un PWM asymétrique.

La technique PWM la plus simple et la plus connue est la PWM sinusoïdale. Cette technique utilise un contrôleur qui détermine la référence de tension de l'onduleur à partir de l'erreur entre le courant mesuré et sa référence. Cette tension de référence est ensuite comparée à un signal porteur triangulaire (dont la fréquence élevée définit la fréquence de commutation). La sortie de cette comparaison donne la fonction de commutation du VSI. Le choix du rapport entre la fréquence du signal de référence et la fréquence du signal porteur est très important dans le cas d'une référence symétrique et périodique. Par conséquent, dans le cas d'une référence sinusoïdale, le rapport entre les deux fréquences doit être entier pour synchroniser la porteuse avec la référence. Plus encore, il est préférable que la fréquence de la porteuse soit impaire pour conserver la symétrie de la référence. Dans tous les cas, ce rapport doit être suffisamment élevé pour assurer une commutation rapide et pour éloigner les harmoniques de commutation du fondamental produit par l'onduleur.

La figure 2.8 illustre le principe de la méthode de commande par modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale, utilisée pour générer des signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur afin d'obtenir des tensions de sortie quasi sinusoïdales.

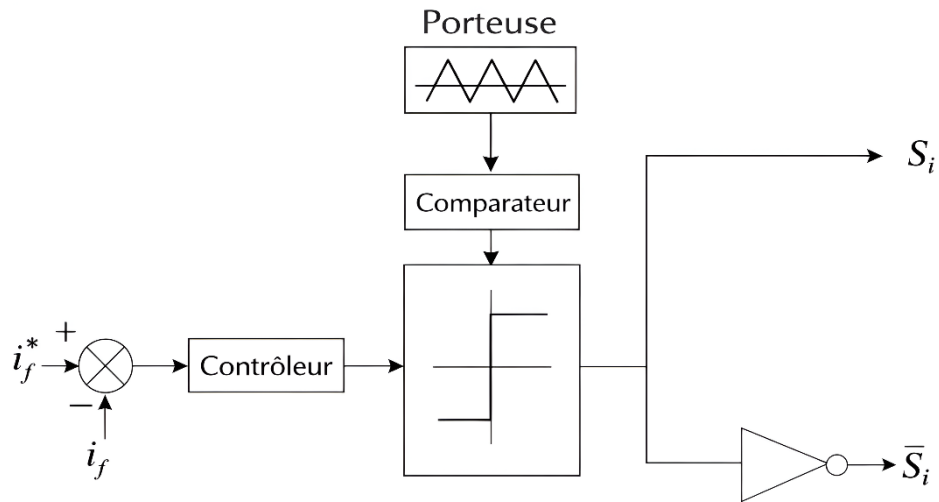


Figure 2.8 : Le principe de la méthode de contrôle PWM sinusoïdale [23].

Récemment, de nouvelles techniques de contrôle appelées PWM à vecteur spatial ont été mises en œuvre. La différence entre cette technique et la technique sinusoïdale est qu'elle n'utilise pas de signal porteur pour définir les ordres de commutation [6].

2.7.3 Commande PWM à vecteur spatial (SVPWM)

La technique de modulation à vecteur spatial (SVPWM) a été introduite pour la première fois par des chercheurs allemands au milieu des années 1980. Cette méthode présente plusieurs avantages par rapport à la modulation PWM traditionnelle, et il a été démontré qu'elle permet de générer des formes d'ondes intrinsèquement supérieures. En mettant en œuvre la technique SVPWM, le nombre de commutations peut être réduit d'environ 30 % pour une même fréquence porteuse que celle utilisée dans la modulation sinusoïdale classique [8,82].

La modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (SPWM) utilise une fréquence porteuse fixe. La technique SVPWM offre une meilleure utilisation du bus continu (DC bus), un THD plus faible dans le courant alternatif, ainsi qu'une réduction des pertes de commutation [9,10].

L'indice de modulation maximal pour la méthode SPWM est d'environ 0,785, lorsque la tension entre phase et neutre est de forme sinusoïdale. En revanche, cet indice peut atteindre 0,907 avec la méthode SVPWM.

Le principe fondamental de la technique SVPWM repose sur le traitement de l'onduleur triphasé comme un système unique, contrairement à la méthode PWM traditionnelle qui considère chaque phase

séparément. Cette approche consiste à décomposer le vecteur de tension de référence en une combinaison de vecteurs de tension réalisables par un onduleur à six états de commutation.

La technique SVPWM est largement utilisée dans les commandes d'onduleurs et de redresseurs. Par rapport à la modulation sinusoïdale de largeur d'impulsion (SPWM), la SVPWM est plus adaptée à la mise en œuvre numérique et peut augmenter la tension de sortie maximale pouvant être obtenue avec une tension de ligne maximale proche de 70,7 % de la tension de liaison CC (par rapport à 61,2 % pour la SPWM) dans la plage de modulation linéaire. En outre, il permet d'obtenir un meilleur facteur de distorsion harmonique totale de la tension. Il existe différents algorithmes pour utiliser la SVPWM afin de moduler l'onduleur ou le redresseur. De nombreux schémas SVPWM ont été étudiés de manière approfondie dans la littérature. L'objectif de chaque stratégie de modulation est de réduire les pertes de commutation, de maximiser l'utilisation du bus, de réduire le contenu harmonique et d'obtenir un contrôle précis.

La tension de sortie du VSI est donnée dans le cadre de référence stationnaire. Dans le schéma SVPWM, la tension de sortie triphasée est représentée par un vecteur de référence qui tourne à une vitesse angulaire de $\omega = 2\pi f$. La tâche du SVM consiste à utiliser les combinaisons d'états de commutation pour approximer le vecteur de référence. Pour approximer le lieu de ce vecteur, les huit états de commutation possibles de l'onduleur sont représentés par 2 vecteurs nuls et 6 vecteurs actifs [17].

Ces vecteurs illustrés à la figure 2.10 peuvent être utilisés pour encadrer le plan vectoriel. Le vecteur de référence rotatif peut être approximé à chaque cycle de commutation en basculant entre les deux vecteurs actifs adjacents et les vecteurs zéro. Afin de maintenir la fréquence de commutation effective à une valeur minimale, la séquence de basculement entre ces vecteurs est organisée de manière à ce qu'une seule jambe soit affectée à chaque étape.

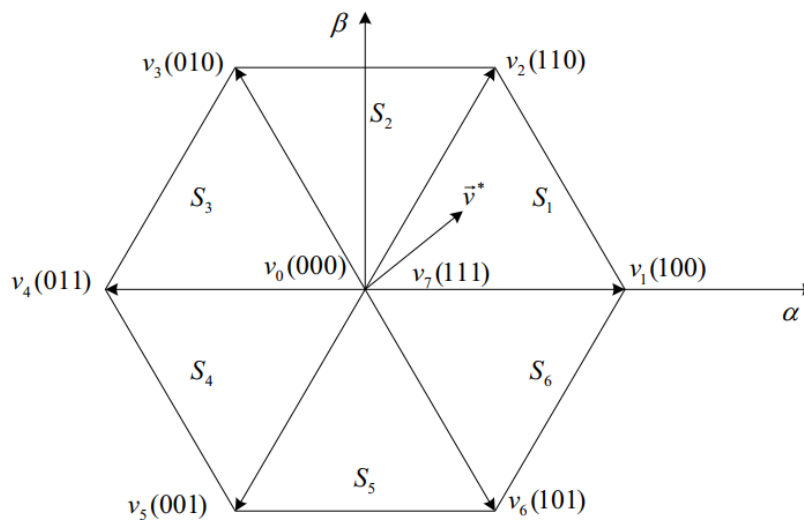


Figure 2.9 : Représentation du vecteur spatial de la tension de sortie de l'onduleur.

Le choix du vecteur nul détermine le schéma SVM. Il existe plusieurs options : le vecteur nul v_0 uniquement, le vecteur nul v_7 uniquement ou une combinaison des vecteurs nuls. Une technique SVM populaire consiste à alterner le vecteur nul dans chaque cycle et à inverser la séquence après chaque vecteur nul. Il s'agit de la technique symétrique à 7 segments. Dans le cas où le vecteur de référence apparaît dans le secteur S1, comme le montre la figure 2.10, nous utilisons la séquence v_0, v_1, v_2 et v_7 dans la première demi-période $T_s/2$, et la séquence v_7, v_2, v_1 et v_0 dans la seconde demi-période. Dans ce cas, les séquences sont symétriques [58].

Pour déterminer la séquence qui correspond au vecteur de référence, il faut déterminer le module et l'angle de ce vecteur comme indiqué dans les Eq. 3.35 et 3.36.

$$m = |\vec{v}^*| = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (2.36)$$

$$\gamma = \arctan\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) \quad (2.37)$$

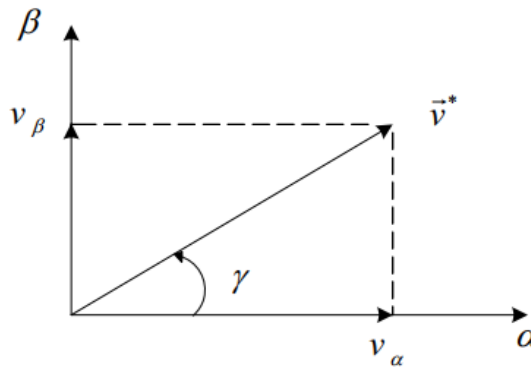


Figure 2.10 : Présentation du vecteur de référence dans le cadre stationnaire [5].

Pour déterminer les temps de conduction de chaque secteur pendant la période T_s , la valeur moyenne du vecteur de référence doit être égale à la valeur moyenne des trois vecteurs tension définissant cette séquence. Ceci est défini par : [80]

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_{com}} \vec{v}^* dt = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_0} \vec{v}_{0,7} dt + \int_{t_0}^{t_0+t_1} \vec{v}_i dt + \int_{t_0+t_1}^{t_0+t_1+t_2} \vec{v}_{i+1} dt \right] \quad (2.38)$$

Où l'on peut trouver

$$T_s \vec{v}^* = t_1 v_i + t_2 v_{i+1} + t_0 v_{0,7} \quad (i = 0, 1, \dots, 5)$$

$$\text{avec } v_i = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \text{ est le module du vecteur } \vec{v}_i \quad i = 1, \dots, 5 \quad (2.39)$$

A titre d'exemple, le cas du premier secteur est donné et les temps de conduction de chacun des vecteurs consécutifs sont calculés. Le vecteur de référence est défini en S1, les deux vecteurs actifs adjacents sont v_1 et v_2 . La projection de ces deux vecteurs et du vecteur de référence sur le plan stationnaire donne :

$$\begin{cases} T_s |v^*| \cos \gamma = t_1 v_1 \cos(0) + t_2 v_2 \cos(60) \\ T_s |v^*| \sin \gamma = t_1 v_1 \sin(0) + t_2 v_2 \sin(60) \end{cases} \quad (2.40)$$

La solution de ces équations donne les périodes d'application de chacun des deux vecteurs actifs, définis par :

$$\begin{aligned} t_1(v_1) &= \frac{\sqrt{3} T_s m}{2 V_{dc}} (-\sin(\gamma) + \sqrt{3} \cos(\gamma)) \\ t_2(v_2) &= \sqrt{3} \frac{T_s m}{V_{dc}} \sin(\gamma) \end{aligned} \quad (2.41)$$

Les vecteurs nuls sont ensuite appliqués sur le reste de la période, définie par :

$$t_0 = T_s - (t_1 + t_2) \quad (2.42)$$

2.8 Contrôle du filtre actif de puissance

L'amélioration des performances des SAPF constitue un axe de recherche majeur dans le domaine de l'électronique de puissance. De nombreux travaux ont été consacrés au développement et à l'optimisation des stratégies de commande, afin de répondre aux exigences croissantes en matière de qualité de l'énergie électrique. Ces recherches portent notamment sur l'amélioration des méthodes d'extraction des composantes perturbatrices du courant, l'optimisation du comportement dynamique du système, la réduction du THD, ainsi que l'adaptation des performances du filtre actif face à différentes charges non linéaires.

En fonction de la grandeur de courant mesurée et de la manière dont les courants de compensation sont générés, les stratégies de compensation des harmoniques peuvent être classées principalement en deux grandes catégories méthode de contrôle direct et méthode de contrôle indirect.

2.8.1 Méthode de contrôle indirect

La méthode de contrôle indirect constitue l'une des approches les plus répandues pour la commande des SAPF, en raison de sa simplicité de mise en œuvre et de son efficacité dans l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique. Contrairement aux stratégies de contrôle direct, cette méthode ne repose pas sur l'extraction explicite des composantes harmoniques ou réactives des courants de charge, mais s'appuie essentiellement sur la mesure des courants de source et sur l'imposition de leur comportement souhaité.

Le principe fondamental de la méthode de contrôle indirect consiste à forcer les courants prélevés au réseau à adopter une forme strictement sinusoïdale, équilibrée et en phase avec les tensions du réseau.

Dans ces conditions, la source ne fournit que la composante active fondamentale nécessaire à l'alimentation de la charge, tandis que le filtre actif se charge de compenser l'ensemble des courants indésirables, incluant les harmoniques, la puissance réactive et les déséquilibres éventuels.

Dans une configuration typique de SAPF, le réseau alimente une charge non linéaire générant des courants fortement déformés. Ces courants peuvent être décomposés en une composante fondamentale active, utile au fonctionnement de la charge, et des composantes indésirables (harmoniques, réactives et éventuellement homopolaires). L'objectif du contrôle indirect est de contraindre les courants de source à ne contenir que la composante fondamentale active.

Pour ce faire, les courants de source sont mesurés en temps réel, puis comparés à des courants de référence sinusoïdaux générés à partir des tensions du réseau. Ces références sont généralement synchronisées en phase avec la tension fondamentale, ce qui garantit un facteur de puissance unitaire au PCC. La différence entre les courants mesurés et les courants de référence représente la composante de courant à compenser, laquelle est injectée par le filtre actif via l'onduleur VSI.

Ainsi, le filtre actif fonctionne comme une source de courant commandée, injectant les courants compensateurs nécessaires afin de corriger les perturbations introduites par la charge non linéaire. La somme vectorielle des courants du filtre actif et de la charge permet alors d'obtenir des courants de source quasi sinusoïdaux.

La Figure 2.11 illustre le diagramme fonctionnel de la méthode de contrôle indirect appliquée à un SAPF. Le réseau électrique, modélisé par une source de tension suivie de son impédance équivalente, alimente une charge non linéaire responsable de la génération des distorsions de courant. Le filtre actif parallèle est connecté au point de couplage commun à travers une inductance de filtrage, permettant de limiter les ondulations de courant et d'assurer une injection contrôlée.

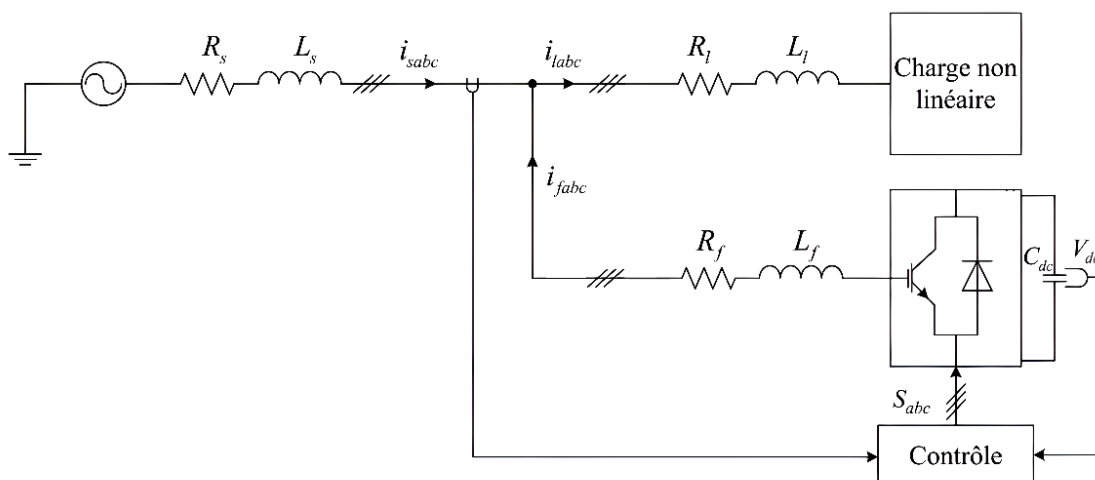


Figure 2.11 : Diagramme de la méthode de contrôle indirect [1,10].

L'onduleur de tension, alimenté par un bus continu stabilisé à l'aide d'un condensateur, constitue l'élément central du SAPF. Son rôle est de synthétiser les courants compensateurs à partir des signaux de commande fournis par la boucle de contrôle. Cette dernière traite principalement les courants de source mesurés, sans nécessiter une connaissance détaillée des courants de charge, ce qui réduit considérablement le nombre de capteurs requis.

La commande du SAPF en mode indirect repose généralement sur deux boucles principales [39] :

- Une boucle externe de régulation de la tension du bus continu, dont l'objectif est de maintenir la tension du condensateur à une valeur constante malgré les échanges d'énergie transitoires entre le filtre actif et le réseau. Cette boucle assure l'équilibre énergétique global du système.
- Une boucle interne de contrôle des courants, chargée de faire suivre aux courants injectés par le filtre actif les références calculées. Des régulateurs de type PI ou des stratégies de commande plus avancées peuvent être employés afin d'améliorer la dynamique et la robustesse du système.

La simplicité algorithmique de cette approche constitue un avantage majeur, notamment pour une implémentation en temps réel sur des plateformes numériques telles que les DSP ou les FPGA.

La méthode de contrôle indirect présente plusieurs avantages notables :

- Une structure de contrôle relativement simple.
- Un nombre réduit de capteurs, se limitant souvent aux courants de source et à la tension du bus continu.
- Une bonne robustesse vis-à-vis des variations de charge.
- Une amélioration significative du facteur de puissance et une réduction du taux de distorsion harmonique (THD) des courants de source.

Cependant, cette méthode n'est pas exempte de limitations. Sa performance dépend fortement de la qualité de la synchronisation avec la tension du réseau et de la précision de la génération des courants de référence. De plus, en présence de tensions réseau fortement déformées ou déséquilibrées, l'efficacité de la compensation peut être dégradée, nécessitant l'intégration de techniques de prétraitement ou de filtrage supplémentaires.

2.8.2 Méthode de contrôle direct

La méthode de contrôle direct repose sur la mesure instantanée des courants de charge, à partir desquels les composantes harmoniques indésirables sont extraites afin d'être compensées par le filtre actif de puissance shunt (SAPF). Le principe fondamental de cette approche consiste à générer des courants de

compensation qui reproduisent fidèlement les harmoniques présentes dans le courant de charge, mais avec une phase opposée, de manière à obtenir, au niveau du réseau, un courant quasi sinusoïdal dominé par sa composante fondamentale.

La figure 2.12 illustre le diagramme fonctionnel de la méthode de contrôle direct. Contrairement à d'autres stratégies de commande plus élaborées, cette méthode ne nécessite aucune information préalable sur les courants du réseau. Le SAPF agit exclusivement sur la base des courants de charge mesurés, ce qui simplifie conceptuellement la structure de commande et permet une mise en œuvre directe du principe de compensation harmonique.

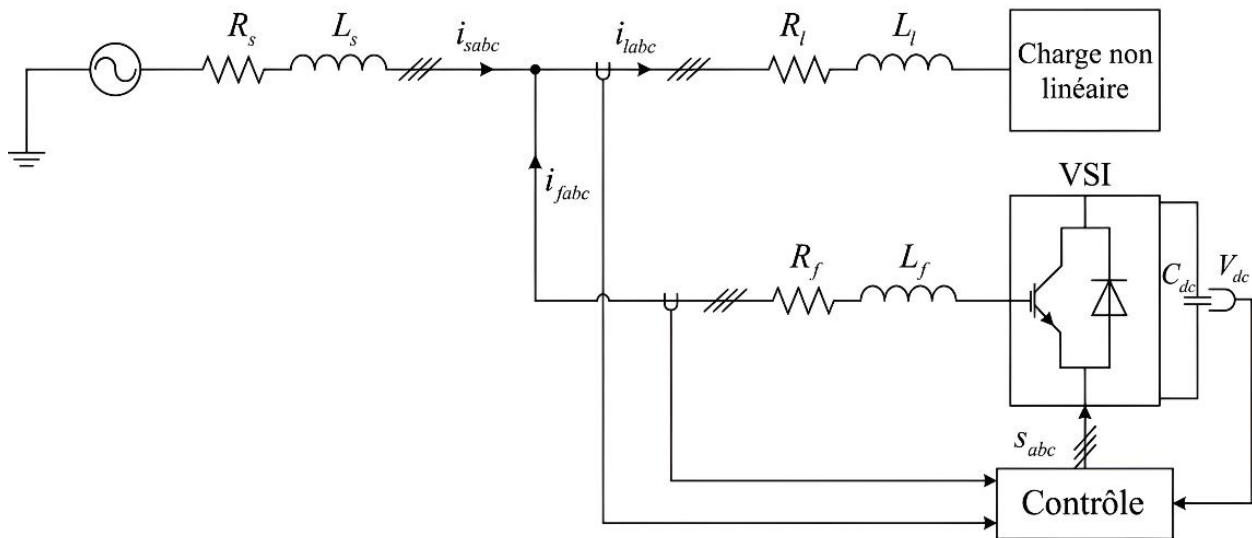


Figure 2.12 : Diagramme de la méthode de contrôle directe [1,10].

Toutefois, cette absence de rétroaction explicite sur les courants du réseau implique que l'ensemble des imperfections du système se répercutent directement sur le courant injecté, telles que les incertitudes paramétriques, les erreurs de mesure, les délais de calcul ou encore les imprécisions du dispositif de commande. Ces erreurs peuvent se manifester sous forme de composantes harmoniques résiduelles non compensées, susceptibles d'altérer la qualité du courant du réseau. Néanmoins, l'un des avantages majeurs de cette méthode réside dans sa robustesse et sa stabilité intrinsèque, dans la mesure où elle évite les boucles de contrôle complexes fortement couplées au réseau.

En contrepartie, la méthode de contrôle direct requiert un algorithme de commande relativement étendu, ainsi qu'un nombre élevé de capteurs de courant, ce qui peut engendrer une augmentation des coûts matériels et une complexité accrue du système d'acquisition. Malgré ces contraintes, cette approche demeure largement utilisée dans les applications industrielles où la stabilité du système et la simplicité conceptuelle priment sur l'optimisation fine des performances dynamiques [20].

Par ailleurs, l'efficacité de cette stratégie dépend fortement de la précision des modèles utilisés pour la génération des signaux de référence. Toute approximation excessive du modèle peut entraîner une dégradation des performances de compensation et limiter la capacité du système à suivre fidèlement les conditions variables du réseau électrique. De ce fait, une attention particulière doit être accordée à l'identification des paramètres et à la qualité de l'implémentation numérique afin de garantir un fonctionnement fiable et performant du système de contrôle.

En appliquant la transformée de Laplace à l'équation des tensions du filtre actif de puissance, il est possible d'obtenir la relation suivante :

$$V_f(S) = V_s(S) + SL_f I_f(S) + R_f I_f(S) \quad (2.43)$$

Où le courant du filtre peut être exprimé sous la forme : [5, 6]

$$I_f(S) = \frac{V_f(S) - V_s(S)}{L_f S + R_f} \quad (2.44)$$

L'Eq. (2.43) met en évidence que la tension $V_f(S)$ appliquée au filtre résulte de la superposition de deux contributions de nature fréquentielle distincte. La première contribution correspond à la tension du réseau au niveau du PCC, qui constitue une grandeur mesurable dominée par la composante fondamentale. Cette tension reflète directement l'état du réseau et conditionne le comportement global du filtre actif en régime établi.

La seconde contribution est associée aux chutes de tension aux bornes du filtre de couplage, représentées par les termes $SL_f I_f(S)$ et $R_f I_f(S)$. Ces termes traduisent respectivement les effets inductifs et résistifs du filtre, lesquels sont principalement sollicités lors de l'injection des courants harmoniques de compensation. Les courants générés par les charges non linéaires induisent des variations rapides de courant, mettant en jeu les éléments passifs du filtre et nécessitant une régulation précise afin d'éviter toute dégradation des performances.

Dans ce contexte, les régulateurs de courant jouent un rôle essentiel en assurant la compensation adéquate de ces chutes de tension. Leur action permet de garantir que les courants injectés par le SAPF suivent fidèlement les références calculées, tout en maintenant une interaction maîtrisée avec le réseau. Cette régulation contribue ainsi à l'amélioration de la qualité de l'énergie en réduisant les distorsions harmoniques du courant et en assurant une meilleure stabilité du système d'alimentation électrique.

En outre, la présence de l'inductance de couplage L_f joue un rôle déterminant dans la limitation des variations rapides du courant et dans le filtrage naturel des composantes de haute fréquence générées par l'onduleur. Elle agit comme un élément d'amortissement dynamique qui facilite le contrôle du courant et réduit les oscillations indésirables susceptibles d'apparaître lors des transitions de commutation. La

résistance R_f quant à elle, contribue à l'amortissement du système et à la dissipation des pertes, ce qui améliore la stabilité globale du dispositif de compensation.

Ainsi, l'interaction entre la tension de commande du convertisseur, les paramètres passifs du filtre et la stratégie de régulation du courant constitue un élément central dans la conception des filtres actifs de puissance. Une modélisation précise de ces phénomènes permet d'optimiser les performances du système, notamment en termes de rapidité de réponse, de précision du suivi des courants de référence et de réduction efficace des harmoniques injectées dans le réseau électrique.

La figure 2.13 présente le schéma global de la méthode de commande directe appliquée au filtre actif de puissance parallèle. Ce schéma met en évidence les relations dynamiques entre les tensions et les courants du filtre, ainsi que l'interaction avec le réseau électrique au point de couplage commun (PCC).

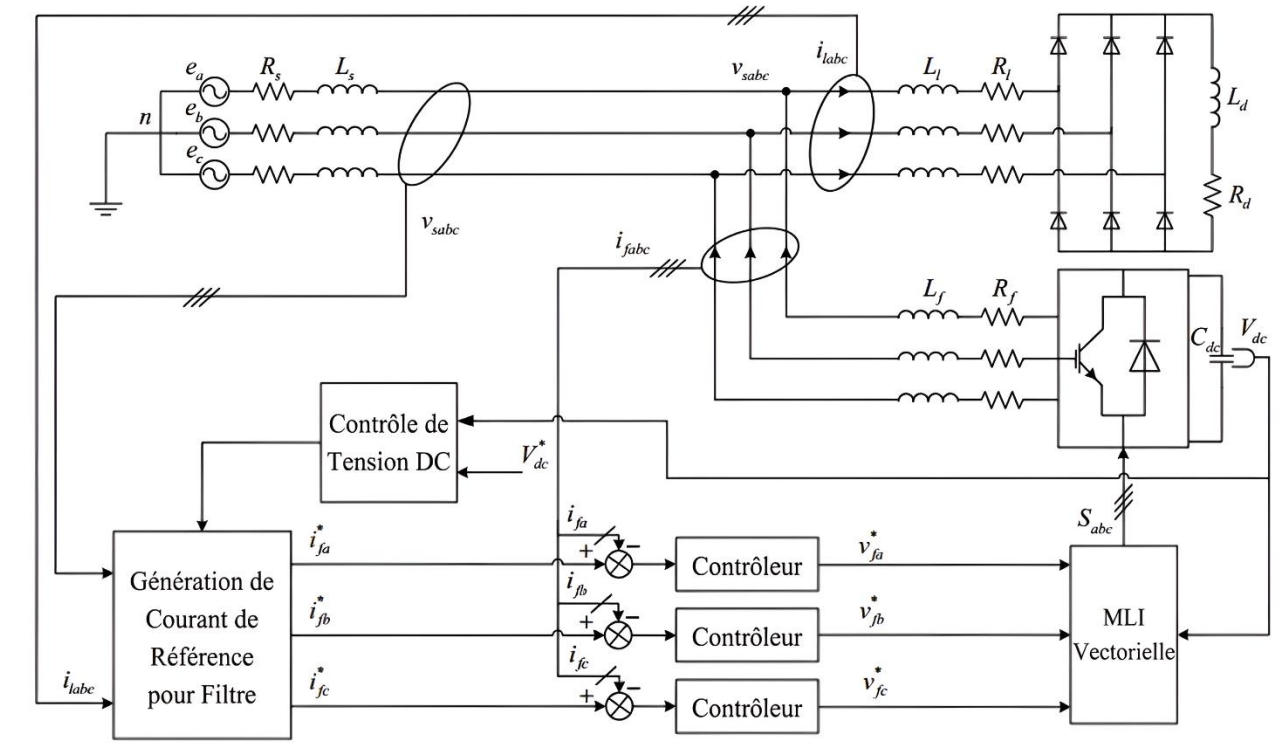


Figure 2.13 : Contrôle direct du filtre actif de puissance shunt [7,8].

Cette représentation permet également d'illustrer la structure générale du système de commande et les différents blocs fonctionnels intervenant dans la génération des courants de compensation. Elle met ainsi en évidence le rôle du convertisseur et du filtre de couplage dans l'amélioration de la qualité du courant injecté dans le réseau.

2.8.3 Contrôle dans la référence triphasée

Dans la régulation des courants du filtre actif de puissance, le contrôleur proportionnel-intégral (PI) demeure l'un des régulateurs les plus largement employés en raison de sa simplicité de mise en œuvre,

de sa robustesse et de son efficacité dans de nombreuses applications industrielles. Son principe repose sur la combinaison d'une action proportionnelle, permettant une réponse rapide aux variations de l'erreur, et d'une action intégrale, assurant l'annulation de l'erreur statique en régime permanent.

Le schéma simplifié de la régulation du courant à l'aide d'un régulateur PI est présenté à la figure 2.14.

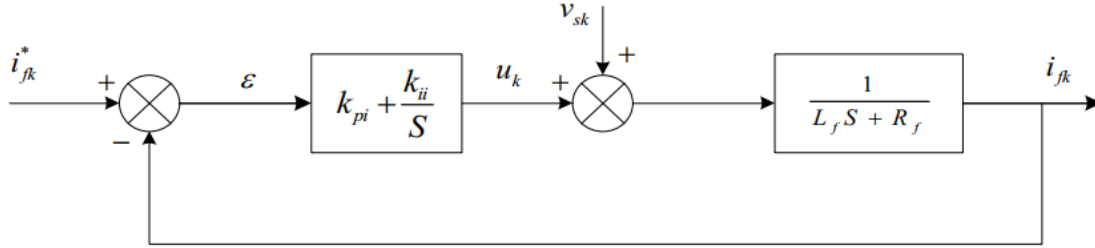


Figure 2.14 : Diagramme de la boucle du régulateur de courant PI.

La fonction de transfert en boucle fermée correspondant à ce diagramme est donnée par [11, 12] :

$$H_{CL} = \frac{k_{pi}S + k_{ii}}{L_f S^2 + (R_f + k_{pi})S + k_{ii}} \quad (2.45)$$

Elle peut être écrite sous la forme suivante [13,14] :

$$H_{CL} = \frac{(2\xi\omega_c - \frac{R_f}{L_f})S + \omega_c}{S^2 + 2\xi\omega_c S + \omega_c^2} \quad (2.46)$$

Le choix des paramètres du régulateur est déterminant pour garantir un compromis satisfaisant entre rapidité de réponse, stabilité et rejet des perturbations. Dans ce travail, la valeur du facteur d'amortissement est fixée à 0,707, correspondant à un amortissement critique optimisé, permettant d'obtenir une bonne réponse dynamique sans oscillations excessives.

Par ailleurs, afin de limiter l'influence des harmoniques générées par la commutation du convertisseur, la fréquence de coupure du système de régulation est choisie suffisamment éloignée de la fréquence de commutation PWM. Cette précaution permet d'éviter les interactions indésirables entre la dynamique du régulateur et les phénomènes de découpage, contribuant ainsi à une meilleure stabilité du système.

Les constantes du contrôleur PI sont alors déterminées selon les relations suivantes [17,18] :

$$\begin{aligned} k_{pi} &= 2\xi\omega_c L_f - R_f \\ k_{ii} &= L_f \omega_c^2 \quad \omega_c = 2\pi f_c \end{aligned} \quad (2.47)$$

La tension de sortie du régulateur est ensuite additionnée à la tension mesurée au niveau du PCC. Cette compensation permet d'annuler l'effet perturbateur de la tension du réseau sur le comportement statique du filtre actif, assurant ainsi un suivi précis des courants de référence et une injection efficace des courants de compensation.

2.9 Conclusion

Ce chapitre a présenté une étude approfondie des filtres actifs de puissance (SAPF), soulignant leur rôle crucial dans l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique au sein des réseaux modernes fortement chargés par des dispositifs non linéaires. Après avoir identifié les limites des solutions passives traditionnelles, notamment en termes de flexibilité et de risque de résonance, le chapitre a justifié l'emploi des SAPF capables d'assurer une compensation dynamique des courants harmoniques par injection de courants opposés. Le principe fondamental du SAPF shunt, assimilé à une source de courant commandée connectée au point de couplage, a été détaillé, démontrant comment il rend la charge non linéaire quasi idéale pour le réseau.

Les méthodes d'extraction harmonique, qu'elles soient fréquentielles via transformée de Fourier rapide ou temporelles, ont été analysées, mettant en évidence l'adaptabilité requise selon les conditions du réseau et les contraintes de mise en œuvre. La modélisation mathématique et la topologie des onduleurs à source de tension ont été présentées, avec une comparaison des stratégies de commande (hystérésis, SPWM, SVPWM), cette dernière offrant des performances optimales. Enfin, les contrôles direct et indirect ont été discutés, soulignant les compromis entre précision, robustesse et complexité. Ces éléments constituent un cadre théorique solide, préparant au chapitre suivant centrés sur l'implémentation et l'évaluation des performances des SAPF dans le contexte de l'électronique de puissance moderne.

Chapitre 3

Techniques de commande et d'optimisation appliquées aux filtres actifs de puissance

3.1 Introduction

Dans le contexte de la modernisation croissante des réseaux électriques, la qualité de l'énergie impose des exigences toujours plus rigoureuses. Les charges non linéaires, telles que les variateurs de fréquence, les alimentations à découpage, ou encore les dispositifs électroniques embarqués, génèrent des courants riches en harmoniques. Ces harmoniques, souvent définis comme des composantes sinusoïdales d'ordre multiple de la fréquence fondamentale, altèrent les formes d'onde, induisent des pertes supplémentaires dans les transformateurs et les machines rotatives, et peuvent dégrader le facteur de puissance, avec pour effet une augmentation des coûts dus à la facturation réactive et aux pénalités associées.

Pour répondre à ces problématiques, les filtres actifs parallèles s'imposent comme une solution efficace et flexible. Grâce à un convertisseur à découpage piloté, ils injectent dans le réseau un courant de forme appropriée, de sorte à compenser en temps réel les courants harmoniques. Au cœur de la commande de cette injection se trouve souvent un contrôleur PID, apprécié pour sa simplicité d'implantation et son bon compromis entre performances dynamiques et robustesse [3].

En ce qui suit nous allons offrir une exploration approfondie de l'intégration d'un régulateur PID dans un filtre actif parallèle, mettant en lumière son rôle dans la correction des harmoniques et l'amélioration du facteur de puissance, tout en abordant les enjeux liés à la stabilité, la rapidité de réponse, et la mise en œuvre pratique à échelle industrielle [4].

3.2 Fondements théoriques

Les harmoniques sont principalement engendrées par des charges non linéaires qui modifient la relation linéaire entre tension et courant. On les analyse via la série de Fourier, permettant de représenter tout signal périodique comme une somme de sinusoides. Les harmoniques d'ordre élevé (3^e, 5^e, 7^e, etc.) pénalisent la consommation globale, en augmentant les pertes dans l'ensemble du réseau, tout en générant des perturbations sensibles affectant attentivement les équipements de mesure, la distorsion de tension et la consommation non active ($\cos \varphi < 1$) [7,8].

Un filtre actif parallèle insère dans le bus de distribution un courant de compensation idéalement antiphasé aux harmoniques présents dans le courant de charge, conduisant à un courant nettement sinusoïdal absorbé par la source. Le facteur de puissance global s'en trouve rétabli ou amélioré de manière significative, avec des impacts économiques et énergétiques positifs [9].

En ce qui concerne l'architecture du filtre actif parallèle typiquement, un SAPF comprend : [1,10].

- Un convertisseur statique à transistors (IGBT ou SiC) monté en bridge triphasé.
- Un filtre d'entrée (souvent une inductance ou combinaison (L-C) pour limiter les courant de commutation.
- Une source d'énergie de stockage (super capacité ou condensateur de bus en courant continu).
- Une boucle de commande, dans laquelle le contrôleur PID régule le courant compensateur injecté.

Pour que l'appel de courant du réseau soit pur (monophasé sinusoïdal équilibré) en présence de charges polluantes. Le défi de la commande est de générer, à chaque instant, la composante de courant correcte à partir de la mesure du courant de ligne et éventuellement de la tension du bus ou du réseau [1, 11]

3.3 Le contrôleur PID : principes et spécificités

Le contrôleur PID demeure, malgré plus d'un siècle d'existence, l'outil de régulation le plus largement utilisé dans les systèmes industriels. Son succès repose sur trois piliers fondamentaux : une structure conceptuelle simple, une capacité d'adaptation à une grande diversité de procédés, et une implantation aisée sur des plateformes matérielles variées – des automates industriels aux DSP modernes. Le principe de base du PID est de calculer une commande proportionnelle à une combinaison pondérée.

La formulation temporelle classique est donnée par :

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.1)$$

Dans cette expression, $e(t)$ est l'erreur entre la consigne et la sortie du système, tandis que $u(t)$ est le signal de commande généré pour corriger cette erreur. K_p représente le gain proportionnel, K_i correspond au gain intégral, et K_d désigne le gain dérivé. Ces paramètres définissent respectivement la réaction immédiate, l'accumulation des erreurs passées et la prédiction de la tendance future de la variable contrôlée, constituant ainsi les composantes essentielles d'un régulateur PID.

Dans le domaine de Laplace, cette équation devient :

$$U(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \right) E(s) \quad (3.2)$$

Cette forme montre clairement que le PID est une combinaison de trois « filtres » élémentaires : un gain pur, un intégrateur et un dérivateur, agissant en parallèle.

3.4 Modélisation du système

La modélisation d'un filtre actif parallèle est une étape fondamentale pour concevoir et optimiser la commande par PID destinée à la réduction des harmoniques et à la correction du facteur de puissance. Elle permet de traduire le comportement physique du système électrique en un ensemble d'équations mathématiques exploitables pour l'analyse et la simulation [11,15,100].

Dans cette section, nous exposons la structure générale du SAPF, ses équations dynamiques, le traitement dans un repère synchronisé et l'intégration du contrôleur PID dans la boucle de commande.

3.4.1 Structure fonctionnelle du SAPF

Un SAPF connecté à un réseau triphasé comprend généralement :

1. Un pont onduleur triphasé à commutation rapide
 - Réalisé à base de transistors de puissance (IGBT, MOSFET ou SiC-MOSFET) commandés par une modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation, PWM).
 - Relié à un bus continu dont la tension est maintenue dans une plage spécifique pour assurer l'injection correcte du courant compensateur.
2. Un filtre de sortie (inductance L_f)
 - Interposé entre le pont onduleur et le point de connexion au réseau, destiné à limiter le taux de $\frac{di}{dt}$ et à filtrer les harmoniques de commutation.
3. Des capteurs de courant et de tension
 - Placés sur les lignes pour mesurer les grandeurs électriques nécessaires à la commande.
4. Un bloc de commande
 - Comprenant la génération de la consigne de courant compensateur (référence) et la régulation (via PID).

Le SAPF est connecté en parallèle avec la charge polluante : il injecte un courant de compensation dans le point commun réseau-charge, de sorte que le courant fourni par la source devienne quasi sinusoïdal et en phase avec la tension [5]

3.4.2 Modélisation électrique de base

3.4.2.1 Équations dans le domaine temporel

Considérons un système triphasé équilibré avec inductances de filtrage et résistances parasites. Les équations de tension aux bornes de l'inductance, pour chaque phase, sont :

$$L_f \frac{di_{c\alpha}}{dt} + R_f i_{c\alpha} = v_{conv,\alpha} - v_{PCC,\alpha} \quad (3.3)$$

où :

- sont les courants injectés par le SAPF dans les trois phases.
- v_{conv} est la tension générée par l'onduleur.
- est la tension au point de couplage commun (Point of Common Coupling, PCC) [11,12].

3.4.2.2 Transformation en repère synchronisé $d - q$

Pour simplifier l'analyse et découpler les composantes actives et réactives, les grandeurs triphasées sont transformées via les transformations de Clarke et Park :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_\gamma \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Dans ce repère tournant, les équations du filtre deviennent :

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -\frac{R_f}{L_f} i_d + \omega i_q + \frac{1}{L_f} (v_{conv,d} - v_{PCC,d}) \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R_f}{L_f} i_q - \omega i_d + \frac{1}{L_f} (v_{conv,q} - v_{PCC,q}) \end{aligned} \quad (3.5)$$

Cette représentation a deux avantages majeurs :

- Découplage : est lié à la puissance active et à la puissance réactive.
- Simplification de la commande : la consigne peut viser à annuler directement (correction du facteur de puissance) et à injecter le courant nécessaire en pour compenser les harmoniques.

3.4.3 Génération de la consigne de courant

Pour qu'un SAPF réduise efficacement les harmoniques, la référence de i_d^*, i_q^* est déterminée à partir :

- Des mesures de courant de charge.
- De la décomposition harmonique (via transformée instantanée de puissance ou filtrage numérique).
- De la tension du bus DC (pour maintenir son niveau énergétique).

Par exemple, en régime idéal : $i_d^* = i_{d,\text{fondamental}}$ et $i_q^* = 0$

Ce qui signifie que le SAPF vise à fournir uniquement la composante harmonique et réactive de la charge.

3.4.4 Boucle de commande avec PID

Le contrôleur PID est inséré dans la boucle qui compare la consigne i_d^* (ou i_q^*) et la mesure correspondante i_d (ou i_q). L'erreur obtenue à partir de cette comparaison est ensuite traitée par le régulateur PID afin de générer le signal de commande approprié pour le convertisseur

L'erreur :

$$e_d(t) = i_d^*(t) - i_d(t) \quad (3.6)$$

est traitée par le PID pour générer la tension de commande $v_{conv,d}$ De même pour l'axe q :

$$e_q(t) = i_q^*(t) - i_q(t) \quad (3.7)$$

Ces tensions de commande dans le repère dq sont ensuite reconverties en grandeurs triphasées grâce à la transformation de Park inverse. Les signaux obtenus sont finalement appliqués à un modulateur PWM qui génère les impulsions de commande destinées aux interrupteurs du pont onduleur, permettant ainsi de synthétiser les tensions nécessaires à l'injection des courants de compensation dans le réseau [35].

3.4.5 Modèle global en boucle fermée

En regroupant les équations précédentes et le PID, on obtient la dynamique globale qui tient compte à la fois de la dynamique du filtre de couplage et de l'action du régulateur [55] :

- Sous-système courant (filtre + réseau) :

$$G_i(s) = \frac{I_d(s)}{V_{conv,d}(s)} = \frac{1/L_f}{s + \frac{R_f}{L_f}} \quad (3.8)$$

- Contrôleur PID :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (3.9)$$

- Boucle fermée :

$$T(s) = \frac{C(s)G_i(s)}{1 + C(s)G_i(s)} \quad (3.10)$$

Cette fonction de transfert permet d'analyser la stabilité (marges de gain et de phase), le temps de réponse et la capacité de rejet d'harmoniques.

3.5 Limites du PID classique

Le PID classique présente plusieurs limites qui affectent sa performance dans des applications de filtrage actif, notamment dans les systèmes SAPF, comme présenté ci-dessous [54,55].

3.5.1 Sensibilité aux paramètres de réglage

Le PID repose sur trois gains fondamentaux : K_p (proportionnel), K_i (intégral) et K_d (dérivé). Ces paramètres sont extrêmement sensibles aux conditions de fonctionnement. Une mauvaise configuration peut engendrer [57] :

- Des temps de réponse lents ou des dépassements excessifs.
- Des oscillations permanentes en régime dynamique.
- Une perte de stabilité lorsque les conditions de charge ou les caractéristiques du réseau changent brusquement.

Dans un SAPF, où les harmoniques peuvent varier rapidement, cette sensibilité réduit la robustesse du contrôle [20].

3.5.2 Retards de mesure et de calcul

La commande d'un SAPF repose sur :

- Des capteurs de tension et de courant ;
- Des algorithmes de détection harmonique ;
- Des traitements numériques en temps réel.

Les retards introduits par ces processus peuvent engendrer un décalage entre la détection et la compensation, réduisant l'efficacité du filtrage, en particulier pour les harmoniques d'ordre élevé ou les perturbations rapides.

3.5.3 Défis dans les applications réelles avec le PID classique

Dans un contexte industriel, plusieurs facteurs aggravent les limitations du PID classique [57,71] :

- Variabilité des conditions de charge : passages fréquents d'un régime léger à un régime surchargé.
- Perturbations imprévues : coupures, défauts d'isolation, ou pics de courant liés à des équipements de démarrage.
- Contraintes de coût et d'implémentation : nécessité d'utiliser des microcontrôleurs peu puissants, limitant les algorithmes avancés.
- Besoins de fiabilité et de sécurité : le SAPF ne peut tolérer ni erreurs prolongées ni instabilités pouvant endommager les équipements connectés.

Ces contraintes imposent de rechercher des solutions qui conservent la simplicité et la robustesse du PID, tout en intégrant des mécanismes d'adaptation et de prédiction [11].

3.6 Approches avancées pour surmonter les limites

En ce qui concerne les approches avancées pour surmonter les limites du PID classique, on peut distinguer les points suivants relatifs aux méthodes de contrôle et de commande [46,74].

3.6.1 Contrôle adaptatif

Le PID adaptatif ajuste automatiquement ses paramètres en fonction des conditions en temps réel [41,98].

- Méthodes de réglage en ligne : des algorithmes simples comme la méthode MIT ou les lois de gradient permettent d'ajuster les gains K_p , K_i , et K_d en continu [70].
- Avantage : amélioration de la robustesse face aux variations dynamiques.
- Limite : complexité légèrement accrue et besoin de modèles de base fiables.

3.6.2 Commande basée sur l'état

Les méthodes de commande d'état exploitent des modèles mathématiques du système complet pour une régulation plus précise

- Observateurs d'état : fournissent des informations non mesurables directement, comme les tensions internes ou les composantes harmoniques.
- LQR ou commande H_∞ : offrent une robustesse face aux perturbations.
- Intérêt : meilleure performance dans des réseaux hautement couplés.
- Inconvénient : nécessite un modèle précis et un calcul plus intensif.

3.6.3 Approches hybrides et intelligentes

Les approches modernes combinent le PID avec des algorithmes intelligents pour tirer parti des deux mondes [11].

- PID flou (Fuzzy-PID) : ajuste les gains via des règles floues en fonction de l'erreur et de sa variation [75,96].
- Neuro-PID : utilise des réseaux neuronaux pour l'auto-apprentissage et l'optimisation [42,93].
- PID optimisé par métaheuristiques : PSO, GWO, GA ou algorithmes hybrides permettent un réglage optimal initial ou en temps réel.

Ces solutions offrent une adaptabilité accrue et une meilleure performance dans des environnements dynamiques, tout en conservant la simplicité d'implémentation du PID.

3.7 Particle Swarm Optimization PSO

L'optimisation est omniprésente dans les sciences de l'ingénieur, la recherche opérationnelle, l'intelligence artificielle et bien d'autres domaines. Elle désigne le processus consistant à rechercher la meilleure solution possible — souvent dans un espace de possibilités immense et complexe — selon un ou plusieurs critères de performance. De nombreux problèmes industriels, scientifiques ou économiques peuvent être formalisés sous forme de problèmes d'optimisation : minimiser la consommation énergétique d'un système, maximiser la production, ajuster les paramètres d'un contrôleur, planifier des tâches, etc [5,66,68].

Face à la diversité et à la complexité croissantes des systèmes à modéliser, les approches classiques d'optimisation, souvent basées sur des méthodes analytiques ou des algorithmes déterministes, atteignent leurs limites. En particulier, lorsqu'il s'agit de traiter des fonctions non linéaires, discontinues, non dérivables, ou très bruitées, ces méthodes deviennent inefficaces, voire inapplicables. C'est dans ce contexte que les algorithmes dits métaheuristiques, et plus précisément ceux inspirés du comportement naturel, ont connu un développement fulgurant depuis les années 1990 [7,87].

Parmi ces approches émergentes, l'optimisation par essaim particulaire, ou Particle Swarm Optimization (PSO), a marqué un tournant important. Introduit en 1995 par James Kennedy, un psychologue social, et Russ Eberhart, un ingénieur en électrotechnique, le PSO s'inspire directement des comportements collectifs observés dans la nature, notamment chez les oiseaux en vol ou les bancs de poissons en quête de nourriture. Ce qui rend cette méthode particulièrement intéressante, c'est sa capacité à modéliser l'intelligence collective : chaque individu (ou particule) évolue en interaction constante avec les autres, partageant les connaissances et affinant sa position en fonction des expériences du groupe [68,72].

Le PSO se distingue par sa simplicité conceptuelle, sa facilité d'implémentation et sa robustesse dans des environnements complexes. Il ne nécessite ni dérivées, ni conditions de convexité, ni connaissances préalables poussées sur le problème à résoudre. Il se base simplement sur un équilibre entre deux forces :

- la mémoire individuelle de chaque particule (expérience personnelle) [11,75].

- la mémoire collective de l'essaim (expérience partagée).

Depuis sa création, le PSO a suscité un engouement scientifique considérable et a donné naissance à de nombreuses variantes, améliorations et hybridations. Ses domaines d'application couvrent aujourd'hui un large spectre : optimisation de réseaux neuronaux, réglage automatique de contrôleurs PID, planification de trajectoires, traitement du signal, systèmes multi-agents, énergie renouvelable, télécommunications, etc [15, 68,72].

En ce qui suit on se propose d'explorer les fondements théoriques du PSO, ses mécanismes internes, ses avantages et limites, ainsi que ses domaines d'application concrets. L'objectif est d'apporter un éclairage approfondi sur cette méthode bio-inspirée, tout en soulignant son intérêt croissant dans un monde où les problèmes d'optimisation sont de plus en plus complexes et multidimensionnels [25].

3.7.1 Fondements théoriques du PSO

L'Optimisation par Essaim Particulaire (PSO) puise ses origines dans une volonté scientifique de reproduire, par des modèles computationnels, des formes d'intelligence collective observées dans le monde naturel. L'idée n'est pas nouvelle : depuis longtemps, les comportements animaux fascinent par leur capacité à résoudre, de manière distribuée, des problèmes complexes sans coordination centrale apparente. Les déplacements d'un banc de poissons, d'un essaim d'abeilles, ou d'un vol d'oiseaux en formation offrent des exemples remarquables d'organisation efficace, adaptative, et résiliente [73].

C'est en 1995 que James Kennedy, psychologue social, et Russell Eberhart, ingénieur électricien, ont proposé le modèle PSO, en s'appuyant sur des travaux antérieurs en intelligence artificielle et sur la simulation du comportement de groupes d'oiseaux. Leur objectif initial était d'expliquer les phénomènes cognitifs collectifs, mais leur modèle s'est rapidement révélé d'une efficacité remarquable pour la

résolution de problèmes d'optimisation numériques. Ainsi est née une nouvelle classe d'algorithmes : les métaheuristiques bio-inspirées à base de population [87].

Le fondement théorique du PSO repose sur l'hypothèse suivante : un groupe d'individus autonomes, dotés de mémoire individuelle et d'un mécanisme d'interaction sociale, peut converger vers une solution optimale par ajustements successifs de comportement.

Chaque particule représente une solution candidate dans un espace de recherche $\mathcal{R}^n$. Elle évolue dans cet espace en fonction :

- de son expérience propre (elle se souvient de la meilleure solution qu'elle a trouvée) [27,28].
- de l'expérience partagée au sein du groupe (elle observe la meilleure solution globale connue) [29,30].

L'idée est de mimer une forme de cognition distribuée, où chaque agent contribue partiellement à la construction collective de la solution optimale.

Contrairement aux méthodes d'optimisation déterministes (comme la descente de gradient), le PSO ne repose ni sur la continuité, ni sur la dérivabilité de la fonction à optimiser. Il s'agit d'une méthode stochastique qui combine :

- L'exploration de l'espace de recherche (diversité des trajectoires, mouvements aléatoires),
- L'exploitation des connaissances acquises (attraction vers les bonnes solutions).
- Cette double dynamique rend le PSO particulièrement efficace dans les contextes où le paysage de la fonction objectif est :
 - Complexe (présence de nombreux minima locaux),
 - Irrégulier (non linéarité, discontinuités),
 - Bruité (données incertaines ou évolutives).

De nombreuses études ont tenté de formaliser mathématiquement le comportement du PSO, notamment par l'analyse de stabilité et de convergence. Certaines approches utilisent des équations aux différences, d'autres mobilisent des concepts de systèmes dynamiques stochastiques ou de processus markoviens. Si aucune garantie absolue n'est généralisable, plusieurs résultats montrent que :

- Le PSO converge souvent vers des solutions proches de l'optimum global,
- La diversité initiale de l'essaim est un facteur critique pour éviter les minima locaux,
- Les paramètres d'inertie et d'attraction influencent fortement la stabilité du système.

En somme, les fondements théoriques du PSO s'inscrivent dans une vision naturaliste et émergente de l'optimisation, dans laquelle la solution n'est pas calculée mais apprise collectivement [11].

3.7.2 Mécanismes internes du PSO

Le comportement du PSO est régi par un système d'interactions dynamiques entre les particules qui composent l'essaim. Ces interactions sont modélisées par deux équations principales qui décrivent, pour chaque particule, la mise à jour de sa vitesse et de sa position dans l'espace de recherche

Ces mécanismes permettent à l'ensemble de l'essaim de naviguer dans l'espace de recherche en combinant mémoire individuelle, influence sociale, et aléa. Chaque particule agit donc à la fois comme exploratrice (découvrant de nouvelles régions) et comme collaboratrice (participant à une stratégie collective d'optimisation).

Formules fondamentales :

1. Vitesse :

$$v_i(t + 1) = w \cdot v_i(t) + c_1 \cdot r_1 \cdot (p_i - x_i(t)) + c_2 \cdot r_2 \cdot (g - x_i(t)) \quad (3.11)$$

2. Position :

$$x_i(t + 1) = x_i(t) + v_i(t + 1) \quad (3.12)$$

Explication des termes de l'équation de mise à jour de la vitesse Eq. (3.13) :

- $v_i(t)$: Vitesse actuelle de la particule i à l'itération t .
- w : Facteur d'inertie qui contrôle l'influence de la vitesse précédente sur la nouvelle vitesse [21, 22]
- c_1 : Coefficient d'attraction cognitive (facteur personnel), pondère la tendance d'une particule à revenir vers sa meilleure position personnelle.
- r_1 : Nombre aléatoire uniforme dans $[0,1][0,1][0,1]$ appliqué à la composante cognitive.
- p_i : Meilleure position personnelle connue par la particule i (personal best).
- c_2 : Coefficient d'attraction sociale (facteur global), pondère la tendance d'une particule à se rapprocher de la meilleure position connue par tout l'essaim.
- r_2 : Nombre aléatoire uniforme dans $[0,1][0,1][0,1]$ appliqué à la composante sociale.
- g : Meilleure position trouvée par l'ensemble du groupe (global best).

L'Eq. (3.14) se décompose en trois composantes :

1. Inertie : $w \cdot v_i(t) \rightarrow$ conserve une partie du mouvement précédent.

2. Cognitive : $c_1 \cdot r_1 \cdot (p_i - x_i(t))$ attraction vers la meilleure solution personnelle.
3. Sociale : $c_2 \cdot r_2 \cdot (g - x_i(t)) \rightarrow$ attraction vers la meilleure solution globale.

Explication des termes de l'équation de mise à jour de la position Eq. (3.12) :

- $x_i(t)$: Position actuelle de la particule i dans l'espace de recherche à l'itération t .
- $v_i(t + 1)$: Vitesse mise à jour calculée avec l'équation précédente.

La nouvelle position est simplement obtenue en déplaçant la particule dans la direction donnée par sa nouvelle vitesse. Cette mise à jour se répète jusqu'à ce qu'un critère d'arrêt soit atteint (nombre maximal d'itérations, convergence, tolérance d'erreur, etc.) [5].

Déroulement d'une itération : Chaque cycle de l'algorithme suit les étapes suivantes.

1. Évaluation : chaque particule mesure la qualité (fitness) de sa position actuelle.
2. Mise à jour personnelle : si sa position actuelle est meilleure que son pbest, elle le remplace.
3. Mise à jour globale : si cette particule bat le meilleur gbest connu, celui-ci est actualisé.
4. Calcul de la nouvelle vitesse : la particule combine inertie, souvenir personnel et attraction sociale.
5. Mise à jour de la position : déplacement de la particule dans l'espace de recherche.

Ce mécanisme est itéré jusqu'à ce qu'un critère d'arrêt soit atteint : nombre d'itérations, valeur seuil atteinte, ou stagnation.

3.7.3 Paramètres influents et considérations de stabilité dans le PSO

Le comportement dynamique et la performance de l'algorithme Particle Swarm Optimization sont fortement déterminés par plusieurs paramètres clés. Leur ajustement judicieux conditionne la stabilité du système, l'équilibre entre exploration et exploitation, ainsi que la rapidité de convergence.

1. Facteur d'inertie (w)

Ce paramètre régule la contribution de la vitesse précédente dans le calcul de la nouvelle vitesse.

- Un facteur d'inertie élevé (w proche de 1) favorise l'exploration de l'espace de recherche, permettant aux particules de parcourir de grandes distances et de réduire le risque de stagnation prématurée.
- Un facteur d'inertie faible (w proche de 0) encourage la convergence vers une solution, mais augmente le risque de piégeage dans des minima locaux.

- Certaines variantes du PSO introduisent une inertie adaptative, décroissant progressivement au fil des itérations pour assurer une transition harmonieuse entre exploration et exploitation.

2. Coefficients cognitifs et sociaux (c_1 et c_2)

Ces coefficients contrôlent l'équilibre entre l'autonomie individuelle (exploration personnelle) et la coopération collective (conformité sociale).

- Un c_1 élevé renforce la tendance de la particule à revenir vers sa meilleure position personnelle (self-learning).
- Un c_2 élevé accroît l'attraction vers la meilleure position connue du groupe (social learning).
- Un réglage équilibré entre c_1 et c_2 est essentiel : un excès d'autonomie peut ralentir la convergence, tandis qu'une coopération excessive peut mener à une convergence prématurée.

3. Topologie de voisinage

La structure d'interaction entre particules peut fortement influencer la performance [40] :

- Topologie globale (gbest) : chaque particule est influencée par la meilleure solution trouvée dans tout l'essaim, ce qui favorise une convergence rapide mais augmente le risque de piégeage local.
- Topologies locales (anneau, grille, clusters) : les particules n'échangent des informations qu'avec un sous-ensemble de voisins, ce qui maintient la diversité et retarde la convergence prématurée.

3.7.4 Remarques importantes pour éviter la divergence des particules

Afin d'assurer la stabilité du système et d'éviter que les particules ne s'éloignent indéfiniment de l'espace de recherche pertinent, on applique généralement les précautions suivantes :

- Limitation de la vitesse maximale (v_{max}) afin de restreindre l'amplitude des déplacements et d'éviter les oscillations excessives.
- Réduction progressive du facteur d'inertie (w) au cours des itérations, permettant de passer d'une phase d'exploration (inertie élevée) à une phase d'exploitation (inertie réduite) pour affiner la recherche autour des solutions prometteuses.

Dans le PSO original, toutes les particules sont connectées entre elles (topologie globale). D'autres variantes introduisent des structures de voisinage :

- Anneau : chaque particule n'interagit qu'avec deux voisines.
- Réseau 2D : interactions selon une grille virtuelle.
- Clusters dynamiques : réorganisation adaptative des liens.

Ces variations influencent fortement la vitesse de convergence, la résilience à la stagnation et la diversité comportementale au sein de l'essaim

3.7.5 Avantages et limites du PSO

Les avantages et les limites du PSO sont présentés ci-après afin de mieux situer ses performances et ses contraintes d'utilisation.

Avantages du PSO :

- Simplicité de mise en œuvre : Les équations sont faciles à implémenter, même dans des environnements à faibles ressources.
- Peu de paramètres à ajuster : Contrairement à d'autres métaheuristiques, PSO fonctionne bien avec un nombre restreint de paramètres.
- Ne dépend pas de la dérivabilité : PSO peut optimiser des fonctions non différentiables, discontinues ou bruitées
- Flexibilité : Il peut s'adapter à une grande variété de problèmes : continus, discrets, multi-objectifs, avec contraintes.
- Bonne capacité d'exploration globale : Le mécanisme de groupe permet d'éviter souvent les minima locaux.

Limites du PSO :

- Convergence prématurée : Le PSO peut parfois se stabiliser trop tôt, sans avoir atteint l'optimum global.
- Sensibilité aux paramètres : Un mauvais choix de w , c_1 , c_2 peut ralentir ou empêcher la convergence.
- Pas de garantie de convergence théorique dans tous les cas, contrairement à certains algorithmes de gradient.

- Performance dégradée sur des problèmes très multimodaux ou à très haute dimension si non adapté.

Des variantes comme le PSO inertiel, le PSO adaptatif, le PSO multi-essaims, ou encore les hybridations avec d'autres métaheuristiques permettent d'atténuer ces inconvénients [35]. Plus précisément, l'introduction d'un facteur d'inertie variable dans le PSO inertiel permet de mieux contrôler l'équilibre entre exploration et exploitation au cours du processus d'optimisation, en favorisant une exploration globale en début d'algorithme, puis une exploitation plus fine à proximité des solutions prometteuses. Le PSO adaptatif repose quant à lui sur une mise à jour dynamique des paramètres de contrôle, tels que les coefficients d'accélération et l'inertie, en fonction du comportement de l'essaim ou de critères de performance, ce qui améliore la robustesse de la convergence face à des environnements complexes ou non stationnaires [69].

Par ailleurs, les approches multi-essaims consistent à diviser la population globale en plusieurs sous-essaims évoluant de manière partiellement indépendante, ce qui favorise une exploration simultanée de différentes régions de l'espace de recherche et réduit le risque de convergence prématurée vers des minima locaux. Les mécanismes d'échange d'information entre essaims permettent ensuite de mutualiser les meilleures solutions identifiées.

Enfin, les stratégies hybrides, combinant le PSO avec d'autres métaheuristiques telles que les algorithmes génétiques, la logique floue ou les méthodes locales de recherche, offrent des perspectives particulièrement intéressantes. Ces hybridations visent à exploiter les points forts de chaque approche, par exemple la capacité globale d'exploration du PSO et la précision des méthodes locales, afin d'améliorer la qualité des solutions obtenues et d'accroître la fiabilité de l'algorithme dans le traitement de problèmes fortement multimodaux ou de grande dimension.

3.8 La Méthode d'Optimisation par Meute de Loups Gris

Dans le champ vaste et en constante évolution de l'optimisation numérique, une attention croissante est accordée à la conception d'algorithmes capables de traiter des environnements complexes, non linéaires, incertains et de très grande dimension. L'optimisation, entendue ici comme la recherche systématique de la meilleure solution possible à un problème donné selon un ou plusieurs critères, est omniprésente dans l'ingénierie moderne, les systèmes énergétiques, les communications, la finance quantitative, la logistique, le contrôle automatique ou encore l'intelligence artificielle. Cependant, la complexité croissante des systèmes à modéliser, le caractère discontinu et multimodal des fonctions à optimiser, ainsi que les contraintes de performance computationnelle rendent les approches classiques basées sur des méthodes déterministes souvent inopérantes ou inefficaces [86,88].

Face à ces limites, les algorithmes d'optimisation métaheuristique, et en particulier ceux inspirés par les comportements collectifs observés dans la nature, se sont imposés comme des solutions de premier plan. Ces algorithmes, dits bio-inspirés, exploitent les principes fondamentaux d'évolution (comme dans les algorithmes génétiques), de dynamique de groupe (comme dans la PSO), ou encore de comportement animal (comme les fourmis, abeilles ou chauves-souris) pour construire des modèles mathématiques souples, capables d'explorer un espace de solutions de manière stochastique et adaptative. L'un des derniers représentants prometteurs de cette famille est la méthode d'optimisation par meute de loups gris, connue sous le nom de Gray Wolf Optimization (GWO) [7,101].

L'algorithme GWO a été introduit par Seyedali Mirjalili et ses collaborateurs en 2014. Son originalité réside dans l'exploitation du comportement social et stratégique de chasse des loups gris (*Canis lupus*) pour concevoir une méthode de recherche adaptative. Contrairement aux comportements parfois simplifiés dans d'autres modèles animaux, les loups gris présentent une structure sociale hiérarchisée stable, combinée à une stratégie de chasse collective remarquablement efficace, fondée sur l'encerclement, la coordination et la synchronisation. Cette combinaison entre ordre social, intelligence collective et adaptation tactique constitue une base particulièrement fertile pour modéliser un processus d'optimisation algorithmique [86,89].

La GWO se distingue donc par une structure à quatre niveaux (α , β , δ , ω), qui permet d'attribuer des rôles différenciés aux membres de la population de solutions, tout en favorisant la convergence vers des régions prometteuses de l'espace de recherche.

Les trois meilleures solutions (α , β , δ) sont utilisées comme références multiples, contrairement à de nombreux autres algorithmes qui ne s'appuient que sur un seul leader (comme dans PSO). Cette approche multi-leader permet d'augmenter la diversité de la recherche, de stabiliser la trajectoire de convergence et de limiter le risque de piégeage dans des optima locaux [11].

Sur le plan algorithmique, le GWO repose sur des équations simples d'encerclement et d'attraction vers les leaders, modulées par des coefficients adaptatifs qui évoluent au fil des itérations. Cette simplicité conceptuelle, jointe à une efficacité empirique démontrée, rend le GWO particulièrement attractif pour de nombreuses applications : réglage de contrôleurs PID, classification, planification énergétique, allocation de ressources, maintenance prédictive, etc. De plus, sa faible sensibilité aux paramètres initiaux et sa robustesse en font un candidat sérieux pour l'intégration dans des systèmes autonomes et temps réel.

Ainsi, au-delà de son intérêt théorique, la méthode GWO s'inscrit dans un mouvement plus large de rapprochement entre intelligence naturelle et intelligence artificielle, en mettant en œuvre des stratégies adaptatives issues de l'observation du vivant pour résoudre des problèmes techniques de haute

complexité. Ce travail se propose d'offrir une exploration approfondie de cette méthode, en examinant sa genèse, ses principes fondamentaux, ses performances, ainsi que ses limites et perspectives futures. Il vise également à replacer le GWO dans un cadre plus général, celui d'un changement de paradigme dans la façon dont l'optimisation est aujourd'hui pensée, conçue et appliquée [15].

3.8.1 Fondements Bio-Inspirés

Le développement de la méthode Gray Wolf Optimization (GWO) s'inscrit dans une démarche scientifique visant à s'inspirer des mécanismes naturels d'intelligence collective pour concevoir des algorithmes capables de résoudre efficacement des problèmes d'optimisation complexes. À la croisée de la biomimétique, de la zoologie comportementale et de l'intelligence computationnelle, le GWO repose sur l'observation minutieuse des loups gris (*Canis lupus*), une espèce emblématique par la richesse de son organisation sociale et la coordination remarquable de ses actions de groupe.

3.8.2 La structure hiérarchique des loups gris

Contrairement à d'autres espèces animales, dont les comportements sociaux sont soit très centralisés (ex. : colonies d'insectes), soit peu structurés, les loups gris se distinguent par une hiérarchie flexible mais rigoureusement respectée. Une meute typique comprend entre 5 et 12 individus, bien que ce nombre puisse varier. Cette meute n'est pas une simple agrégation d'individus indépendants, mais constitue une entité cohérente, obéissant à une structure sociale formée autour de quatre niveaux :

- **Loup alpha (α)** : Ce sont les individus dominants, généralement un couple reproducteur, qui prennent les décisions clés de la meute. Ils ne gouvernent pas par la force brute mais par le respect et la compétence stratégique, ce qui fait d'eux des modèles comportementaux pour les autres membres.
- **Loup beta (β)** : Second dans la hiérarchie, la beta agit comme médiateur. Il assiste les alphas dans la gestion du groupe et peut remplacer temporairement leur rôle en leur absence. Il joue également un rôle dans la formation des jeunes loups.
- **Loup delta (δ)** : Ces membres intermédiaires servent de relais entre les dominants (α , β) et les subordonnés. Ce groupe est souvent constitué de sentinelles, éclaireurs ou gardiens. Leur fonction est essentielle au bon fonctionnement de la chasse et à la protection du groupe.
- **Loup oméga (ω)** : Bien que derniers dans l'échelle hiérarchique, les omégas ne sont pas marginalisés. Ils jouent un rôle important dans la stabilisation émotionnelle de la meute, absorbant parfois les tensions internes. Ils participent aux activités de chasse mais sont en retrait dans la prise de décision [27].

Cette hiérarchie assure une répartition des responsabilités, une circulation efficace de l'information au sein du groupe, et une flexibilité adaptative dans les environnements sauvages instables. Elle constitue donc une métaphore puissante pour la conception d'algorithmes distribués et décentralisés [27].

3.8.3 La stratégie de chasse : coopération, encerclement et attaque ciblée

Outre la structure sociale, l'autre pilier fondamental du GWO réside dans l'observation des stratégies de chasse coopérative des loups. Contrairement à des prédateurs solitaires, les loups chassent en groupe en mobilisant à la fois l'observation, la planification, la communication et la coordination [31].

Le processus de chasse se décompose généralement en quatre phases :

- 1- Repérage de la proie : À l'aide de signaux chimiques, visuels ou auditifs, la meute détecte la présence d'une proie potentielle (souvent un ongulé). Ce repérage est souvent initié par les loups dominants.
- 2- Encerclement : Une fois la cible identifiée, la meute se déploie en formation semi-circulaire ou spiralée. Ce positionnement vise à réduire les possibilités de fuite de la proie. C'est dans cette phase que le principe d'encerclement utilisé dans l'algorithme GWO prend tout son sens.
- 3- Approche coordonnée : Les loups maintiennent une pression constante sur la proie, tout en ajustant leur position de manière adaptative en réponse aux mouvements de la cible. Cela nécessite une communication constante entre les membres du groupe.
- 4- Attaque finale : Généralement déclenchée par les alphas, l'attaque est le résultat d'une convergence tactique vers un point faible identifié. Le comportement d'attaque est souvent synchrone et distribué, renforçant les chances de succès de la chasse.

Ces phases démontrent que la réussite de la chasse n'est pas due à la force individuelle, mais bien à l'intelligence collective, à la mémoire du groupe, à la hiérarchie dynamique et à une stratégie partagée en temps réel. Ces éléments sont transposés de manière abstraite mais fidèle dans le fonctionnement algorithmique du GWO [35].

3.8.4 Transposition algorithmique du comportement naturel au modèle mathématique

L'originalité du GWO réside dans sa capacité à convertir ces comportements naturels en opérations numériques précises, permettant la mise en œuvre d'un processus d'optimisation globalement convergent. Ainsi, la structure de la population est représentée par une série de solutions candidates à un problème donné, chacune ayant une « position » dans l'espace de recherche.

- Les trois meilleures solutions sont désignées respectivement α , β et δ . Leur rôle est de guider le reste des solutions, comparables aux loups ω , vers les zones du paysage de recherche contenant des minima ou maxima potentiels.
- L'encerclement est modélisé par une équation de distance entre chaque solution ω et les leaders (α , β , δ), suivie d'une mise à jour de la position de chaque ω en direction des leaders.
- L'approche adaptative est assurée par des coefficients pseudo-aléatoires (A et C) et un paramètre de convergence (a) qui diminue progressivement au cours du temps, simulant la transition naturelle de l'exploration vers l'exploitation.
- L'attaque finale est transposée dans le GWO par un resserrement progressif de la zone de recherche, qui correspond à une réduction du rayon d'encerclement. Plus les itérations avancent, plus la population se concentre autour des meilleures solutions.

Cette modélisation algorithmique permet au GWO d'explorer efficacement l'espace de recherche au début de la procédure (grâce à un fort degré de variabilité), puis de se recentrer progressivement autour des zones prometteuses identifiées par les leaders.

Enfin, le GWO peut être interprété comme une forme élémentaire d'intelligence distribuée, où l'apprentissage se fait par imitation sociale. Chaque solution individuelle n'a qu'une connaissance partielle du problème, mais en suivant les comportements des meilleurs individus (alpha, beta, delta), elle est en mesure d'améliorer sa position. Ce mécanisme rappelle des processus cognitifs fondamentaux chez les êtres vivants : apprentissage par observation, mémoire collective, ajustement adaptatif.

Cette vision distribue la charge de décision entre plusieurs « agents intelligents », ce qui rend l'algorithme plus résilient aux mauvaises estimations individuelles, tout en renforçant sa capacité à éviter les stagnations locales — un défaut récurrent dans de nombreuses heuristiques classiques.

3.9 Modélisation mathématique de l'algorithme Gray Wolf Optimization

3.10.1 Introduction conceptuelle

Le fondement mathématique du Gray Wolf Optimization (GWO) repose sur la formalisation du comportement social et stratégique de chasse des loups gris. Le cœur de cette modélisation vise à reproduire le processus adaptatif de traque, d'encerclement et d'attaque dans un espace de solutions. Chaque individu de la meute est représenté par un vecteur dans un espace à d dimensions (où d correspond au nombre de paramètres d'optimisation du problème étudié) [9].

À chaque itération, la position de chaque loup est ajustée en fonction de l'influence des trois meilleurs individus, désignés comme alpha (α), bêta (β) et delta (δ). Cette dynamique produit une convergence progressive vers des solutions optimales, tout en conservant une capacité exploratoire.

3.9.2 Encerclement de la proie – Phase d'attraction

La première étape du GWO consiste à simuler l'encerclement d'une proie. Ce mécanisme d'encerclement est modélisé par des équations qui permettent de mettre à jour la position des loups dans l'espace de recherche en fonction de leur distance par rapport à la proie estimée. Ainsi, chaque loup ajuste sa position progressivement afin de converger vers la meilleure solution identifiée au cours du processus d'optimisation.

D'un point de vue mathématique, on suppose que la proie correspond à la solution optimale inconnue, et les loups tentent de s'en rapprocher :

- Formules principales

$$\vec{D} = |\vec{C} \cdot \vec{X}_p(t) - \vec{X}(t)| \quad (3.15)$$

$$\vec{X}(t+1) = \vec{X}_p(t) - \vec{A} \cdot \vec{D} \quad (3.16)$$

où :

- $\vec{X}_p(t)$: position du vecteur de la proie (ou d'un leader),
- $\vec{X}(t)$: position actuelle du loup,
- $\vec{D}$: distance entre le loup et la proie,
- $\vec{A}, \vec{C}$: vecteurs de coefficients d'ajustement,
- t : indice de l'itération.

Les vecteurs $\vec{A}$ et $\vec{C}$ sont définis comme :

$$\vec{A} = 2 \cdot \vec{a} \cdot \vec{r}_1 - \vec{a}; \vec{C} = 2 \cdot \vec{r}_2 \quad (3.17)$$

où :

- $\vec{a}$ diminue linéairement de 2 à 0 pendant les itérations,
- $\vec{r}_1, \vec{r}_2 \in [0,1]^n$: vecteurs aléatoires.

Interprétation physique :

- $\vec{A}$ contrôle la direction et l'intensité du mouvement vers la proie. Lorsque $|\vec{A}| < 1$, l'individu converge ; si $|\vec{A}| > 1$, il s'éloigne (exploration).
- $\vec{C}$ introduit une variation stochastique pour diversifier les trajectoires.

3.9.3 Chasse coordonnée – Influence des leaders

Comme l'emplacement de la vraie proie est inconnu, on estime sa position à travers les trois meilleures solutions actuelles : $\vec{X}_\alpha, \vec{X}_\beta, \vec{X}_\delta$.

La mise à jour de chaque agent se fait par une moyenne pondérée des distances aux trois leaders :

$$\begin{aligned}\vec{D}_\alpha &= |\vec{C}_1 \cdot \vec{X}_\alpha - \vec{X}|, \vec{D}_\beta = |\vec{C}_2 \cdot \vec{X}_\beta - \vec{X}|, \vec{D}_\delta = |\vec{C}_3 \cdot \vec{X}_\delta - \vec{X}| \\ \vec{X}_1 &= \vec{X}_\alpha - \vec{A}_1 \cdot \vec{D}_\alpha, \vec{X}_2 = \vec{X}_\beta - \vec{A}_2 \cdot \vec{D}_\beta, \vec{X}_3 = \vec{X}_\delta - \vec{A}_3 \cdot \vec{D}_\delta\end{aligned}\quad (3.18)$$

La nouvelle position de l'agent est donnée par :

$$\vec{X}(t+1) = \frac{\vec{X}_1 + \vec{X}_2 + \vec{X}_3}{3} \quad (3.19)$$

Chaque loup ajuste sa trajectoire en s'inspirant de trois directions principales, favorisant la convergence vers un compromis global entre exploration et exploitation [29, 30]

Dans l'analogie comportementale qui fonde le Gray Wolf Optimization, chaque loup ne se déplace pas de manière aléatoire et indépendante, mais adapte sa trajectoire en s'appuyant simultanément sur trois points de référence stratégiques — les positions de l'alpha, du bêta et du delta. Ces trois repères représentent les meilleures solutions connues à un instant donné et constituent une triangulation dynamique de l'espace de recherche [31].

Physiquement, ce mécanisme peut être interprété comme une navigation collective où chaque agent ajuste sa direction en pondérant trois forces d'attraction distinctes :

1. L'attraction vers la solution alpha — symbole de l'optimum actuel le plus prometteur, garantissant une orientation dominante vers la zone de plus haute qualité de solution.
2. L'attraction vers la solution bêta — introduisant une stabilité directionnelle en empêchant un alignement excessif sur un unique point, et en préservant la diversité dans la trajectoire.
3. L'attraction vers la solution delta — jouant un rôle de compensation spatiale, évitant que le mouvement collectif ne se limite à un couloir étroit et explorant ainsi des zones adjacentes au front de recherche.

Dans une perspective énergétique ou mécanique, ce processus est analogue à un mobile soumis à plusieurs vecteurs de force simultanément : la résultante détermine sa prochaine position. L'algorithme module l'amplitude et la direction de cette résultante au fil des itérations via le paramètre a , lequel diminue progressivement pour réduire la composante d'exploration et augmenter celle d'exploitation [35, 36]

En optimisation du filtrage actif de puissance, cette interprétation se traduit par une réduction progressive des oscillations dans l'espace des paramètres de commande jusqu'à la convergence vers une solution stable offrant un bon compromis entre précision, rapidité et robustesse [37].

3.9.5 Stratégie de convergence et stabilité

Le paramètre $\vec{a}$ décroît linéairement selon :

$$\vec{a}(t) = 2 \left(1 - \frac{t}{t_{max}} \right) \quad (3.20)$$

Cela garantit une phase d'exploration active (valeurs élevées de a) suivie d'une convergence plus fine (valeurs faibles de a). Cette diminution progressive joue un rôle analogue à la température dans les algorithmes de recuit simulé. Elle réduit la mobilité au fur et à mesure de l'optimisation.

3.9.6 Avantages mathématiques du modèle

Le modèle d'optimisation basé sur l'algorithme Grey Wolf Optimizer présente plusieurs avantages mathématiques. Tout d'abord, il se distingue par une grande simplicité formelle, puisque les équations de mise à jour des positions sont compactes et nécessitent un faible coût de calcul, ce qui facilite son implémentation. De plus, l'algorithme intègre une stochasticité maîtrisée permettant de maintenir une diversité suffisante dans la population de solutions tout en conservant une bonne convergence. Enfin, contrairement à de nombreuses méthodes d'optimisation classiques, le GWO ne nécessite aucune information sur le gradient de la fonction objectif. Cette caractéristique le rend particulièrement adapté aux problèmes non linéaires, complexes ou non différentiables.

3.10 Conclusion

Ce troisième chapitre a étudié les techniques de commande et d'optimisation appliquées aux filtres actifs de puissance parallèles (SAPF), en mettant l'accent sur l'utilisation du régulateur PID et des méthodes d'optimisation bio-inspirées. Après avoir présenté la génération des harmoniques et leurs effets sur le réseau, le chapitre a décrit la modélisation du SAPF et l'intégration de la boucle de commande.

Les limites du PID face aux variations de charge ont conduit à introduire des méthodes d'optimisation avancées, notamment les algorithmes métaheuristiques PSO et GWO. Ces approches permettent d'optimiser les paramètres du régulateur et d'améliorer les performances du système en termes de réduction des harmoniques, de stabilité et de rapidité de réponse. Ce chapitre fournit ainsi un cadre méthodologique solide pour l'implémentation et l'évaluation des stratégies de commande dans le chapitre suivant.

Chapitre 4

Implémentation et validation du SAPF basé sur le régulateur PI optimisé par l'algorithme hybride.

4.1 Introduction

Les filtres SAPF offrent une compensation dynamique en injectant des courants opposés aux harmoniques, assurant ainsi une correction sur une large plage de fréquences. Leur performance repose cependant sur la qualité de leur régulation, souvent assurée par des contrôleurs proportionnels-intégraux (PI) en raison de leur simplicité et de leur robustesse [3].

Toutefois, le réglage manuel des paramètres PI présente des limites : instabilité, oscillations indésirables et performances sous-optimales dans des environnements variables. Les méthodes classiques (Ziegler-Nichols, approches heuristiques) peinent à répondre à ces défis, motivant le recours à des algorithmes métaheuristiques d'optimisation. Des techniques telles que l'optimisation Lion Fourmi, l'essaim de particules (PSO) ou le loup gris (GWO) améliorent la recherche des paramètres optimaux, mais souffrent de lenteur de convergence ou de stagnation dans des minima locaux [4], pour pallier à ces inconvénients, cette thèse propose une méthode hybride GWO-PSO, combinant l'équilibre exploration/exploitation du GWO et la convergence rapide du PSO. Appliquée au réglage des contrôleurs PI des SAPF, cette approche vise à optimiser plusieurs critères : temps de réponse, stabilité de la tension continue et réduction du taux du THD. Les résultats, validés par des simulations et des tests en temps réel, démontrent que PI-GWO-PSO améliore la stabilité, réduit les surtensions et optimise la compensation harmonique par rapport aux méthodes conventionnelles [5].

4.2 Vues d'ensemble de l'architecture du SAPF et de la technique de contrôle

Les réseaux électriques modernes utilisent largement les SAPF pour réduire les distorsions harmoniques, compenser la puissance réactive et améliorer la qualité générale de l'énergie. Ces filtres fonctionnent en injectant des courants de compensation dans le réseau pour compenser les charges non linéaires. Les algorithmes de contrôle utilisés déterminent la capacité des SAPF à supprimer les harmoniques et à contrôler efficacement la puissance réactive. Plusieurs stratégies de contrôle ont été présentées pour maximiser les performances des SAPF [6].

En utilisant des transformations mathématiques, les méthodes conventionnelles telles que la technique du cadre de référence synchrone et la théorie de la puissance réactive instantanée (théorie p-q) séparent les composantes harmoniques et fournissent des signaux de compensation appropriés. Des méthodes plus complexes, telles que les réseaux neuronaux artificiels (ANN) et la commande logique floue, ont été étudiées pour améliorer l'adaptation et la réactivité dynamique. En outre, la commande prédictive de modèle est devenue populaire en raison de ses capacités d'optimisation des opérations de commutation et de prévision en temps réel [7]. Cette section détaille la conception de chaque composant du système SAPF intégré. La figure 4.1 illustre la configuration globale [8]. L'architecture du système SAPF, qui comprend généralement plusieurs composants clés, se compose de l'algorithme de commande, de l'unité d'alimentation, de la charge non linéaire et de l'onduleur à source de tension (VSI).

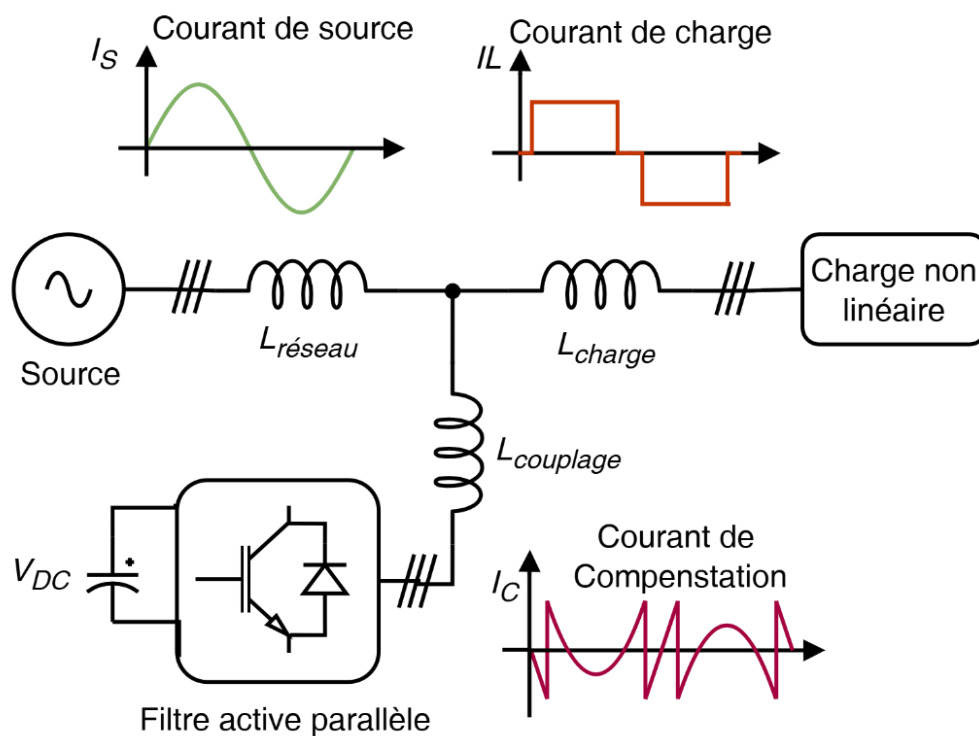


Figure 4.1 : Schéma du système global de la configuration SAPF étudiée [9].

Habituellement, une configuration fournit une compensation de courant suffisante en utilisant un VSI avec une modulation en largeur d'impulsion. Le maintien de la puissance de fonctionnement nécessaire pour stocker l'énergie du VSI, un condensateur de liaison CC et des circuits de détection et de traitement des signaux de précision permettent de suivre les variables importantes du système telles que la tension et le courant en temps réel [10].

4.3 Contrôle prédictif direct de la puissance (PDPC)

Littéralement, le PDPC est une méthode de contrôle sophistiquée qui vise à une compensation rapide et exacte de la puissance. Contrairement au DPC traditionnel, qui dépend de contrôleurs à hystérésis et de tables de commutation, le PDPC utilise un modèle prédictif du système électrique pour calculer les états de commutation idéaux. Cette méthode réduit considérablement les pertes de commutation et améliore la réactivité dynamique. Le PDPC permet d'estimer en temps réel la tension du réseau, le courant de charge et le courant du filtre [99]. On minimise une fonction de coût pour choisir le meilleur état de commutation qui préserve l'équilibre de puissance et réduit le THD. La réduction de la complexité de traitement, l'amélioration de la réactivité transitoire et la résistance aux fluctuations du réseau définissent les avantages du PDPC. Cependant, des problèmes tels que la sensibilité des paramètres et la nécessité d'une modélisation exacte du système doivent être résolus pour garantir un fonctionnement fiable [94].

4.4 Conception du contrôleur de bus C.C.

La gestion de la tension du bus CC est essentielle au bon fonctionnement du SAPF. La boucle de contrôle de la tension continue fournit une référence précise pour la puissance active dans le PDPC et maintient la tension du bus à une valeur de référence prédéfinie. Cette étude compare les performances d'un contrôleur PI-GWO-PSO proposé aux contrôleurs PI existants. L'enquête se concentre sur l'évaluation de l'efficacité et des performances du contrôleur PI-GWO-PSO, en particulier son impact sur la stabilité et la régulation de la tension du bus CC dans le SAPF [12].

4.4.1 Conception du régulateur PI standard

La figure 4.2 montre la représentation en boucle fermée de la régulation de bus CC du SAPF. Une valeur de référence (V_{DC}^*) est utilisée pour comparer la tension du bus CC mesurée (V_{DC}) [13].

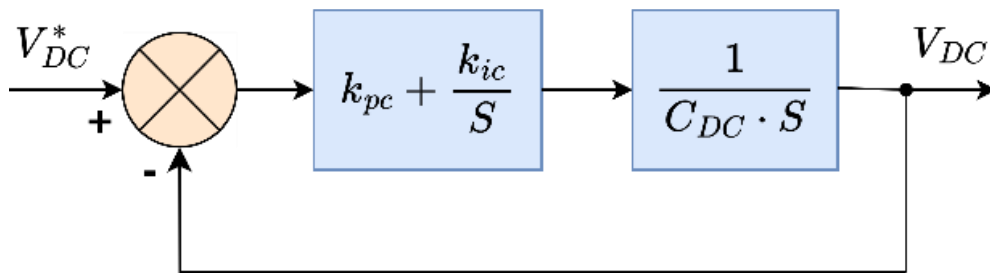


Figure 4.2 : Architecture du bus CC basée sur le contrôleur PI [18].

Le contrôleur PI reçoit cette erreur en entrée. La puissance active instantanée P est alors produite par V_{DC} en multipliant la sortie de ce contrôleur (I_{smax}) par (V_{DC}). En garantissant que la tension du bus CC reste dans la valeur de référence spécifiée, ce mécanisme de contrôle aide le SAPF à fonctionner régulièrement et efficacement [14, 19].

L'Eq. (4.1) fournit la fonction de transfert du système et L'Eq. (4.2) fournit la fonction de transfert du contrôleur PI [15] :

$$P(s) = \frac{1}{C_{DC} \cdot s} \quad (4.1)$$

$$C_c(s) = K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} \quad (4.2)$$

La boucle de régulation de tension est donnée par L'Eq. (4.3) [16] :

$$G(s) = \frac{V_{DC}}{V_{DC}} = \frac{\frac{K_{pc}}{C_{DC}} + \frac{K_{ic}}{C_{DC}}}{s^2 \frac{K_{pc}}{C_{DC}} s + \frac{K_{ic}}{C_{DC}}} \quad (4.3)$$

En simplifiant l'Eq. (4.2), on obtient l'Eq. (4.4) qui est du second degré [17] :

$$G(s) = \frac{V_{DC}}{V_{DC}^*} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.4)$$

La figure 4.3 montre le contrôleur PI conventionnel pour maintenir le bus CC du SAPF à une valeur de référence [19]

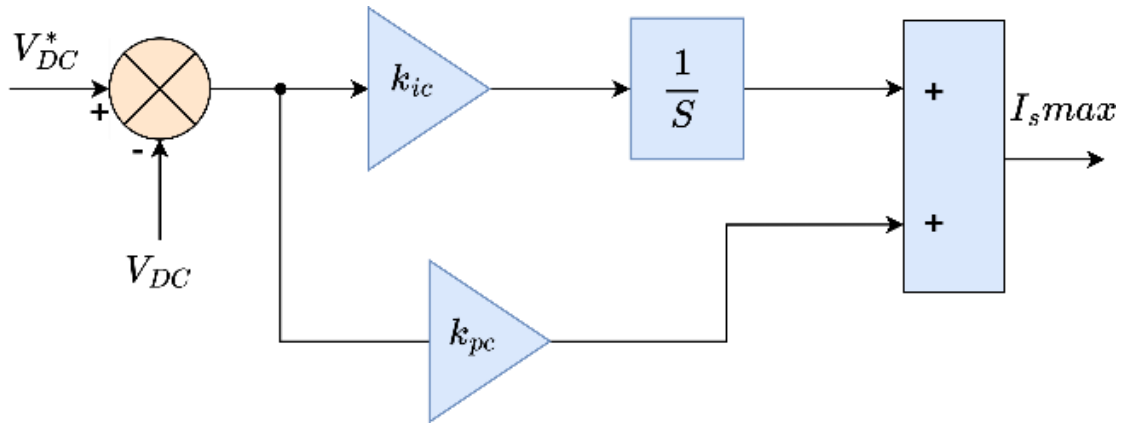


Figure 4.3 : Structure du contrôleur PI intégré dans l'algorithme PDPC [20].

Les gains k_{pc} et k_{ic} sont donnés par les expressions suivantes [21] :

$$k_{pc} = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot C_{DC} \quad (4.5)$$

$$k_{ic} = C_{DC} \cdot \omega^2 \quad (4.6)$$

4.4.2 GWO-PSO proposé

Les MOA sont destinées à rechercher les meilleures solutions dans une fourchette spécifique. La méthode hybride GWO-PSO, un nouveau développement, combine les forces du GWO et du PSO pour augmenter l'exploitation et l'exploration tout en recherchant des solutions optimales. L'objectif fondamental de cette approche hybride GWO-PSO est d'éviter une convergence prématurée et d'améliorer la précision de la découverte de la solution optimale globale, en particulier dans les espaces de recherche complexes et multimodaux. La méthode cherche à équilibrer le raffinement local et la recherche globale en utilisant les propriétés complémentaires du GWO et du PSO, ce qui permet d'améliorer les performances dans un large éventail de tâches d'optimisation [22].

4.4.2.1 Optimisation du loup gris

L'algorithme d'optimisation du loup gris s'inspire des stratégies de chasse des loups gris. Les loups gris occupent une position importante en tant que prédateurs au sommet de la chaîne alimentaire. Leurs prouesses en matière de chasse collective sont particulièrement remarquables ; ils sont réputés pour leur aptitude à chasser en groupe de manière coopérative. Ces groupes sont généralement composés de 5 à 12 membres en moyenne et peuvent être classés en quatre catégories : alpha (α_{GWO}), bêta (β_{GWO}), delta (δ_{GWO}) et oméga (ω_{GWO}). Un aspect distinctif de leur comportement est l'adhésion stricte à une hiérarchie sociale bien définie, représentée visuellement dans la figure 4.4 [23].

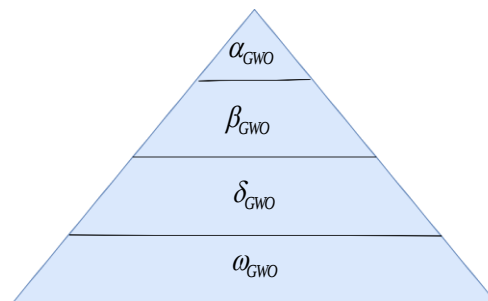


Figure 4.4 : Hiérarchie du GWO

Dans la hiérarchie du loup gris, le loup alpha joue un rôle central dans la prise de décision concernant la chasse, les lieux de repos, les horaires de réveil et d'autres questions liées à la meute. L'alpha (α) commande, dicte les actions de la meute et mérite donc le nom de "loup alpha". L'alpha est suivi du bêta, qui constitue l'échelon suivant dans la hiérarchie des loups gris. Les loups bêta collaborent avec l'alpha dans la prise de décision et la participation active aux activités de la meute. Le loup bêta (β) joue un double rôle de conseiller de l'alpha et d'exécuteur de la discipline de la meute. Il doit respecter l'alpha tout en dirigeant les membres de rang inférieur, à savoir le delta (δ) et l'oméga (ω). Situé au plus bas de l'échelle hiérarchique, le loup oméga est chargé d'une fonction essentielle, celle de bouc émissaire. Bien

que l'oméga puisse sembler moins influent, il a été observé que son absence déclenchait des conflits internes et des troubles au sein de la meute tout entière. La figure 4.5 illustre les techniques de chasse des loups gris [24].



Figure 4.5 : Techniques de chasse employées par les loups gris [25].

Si un loup n'entre pas dans les catégories alpha, bêta ou oméga, il est qualifié de delta. Les loups delta se soumettent à l'autorité des membres alpha et bêta mais exercent une domination sur les loups oméga. Les étapes fondamentales du comportement de chasse du loup gris sont : L'étape (a) comprend le pistage, l'approche et la poursuite de la proie. Les étapes suivantes (b) à (d) correspondent à la poursuite, au harcèlement et à l'encerclement stratégique de la proie. La rencontre statique et l'attaque de la proie sont décrites dans la phase (E) [26].

(1) Formules mathématiques de l'algorithme GWO.

Les aspects de l'algorithme GWO relatifs à la hiérarchie sociale, à la poursuite, à l'encerclement et à l'attaque peuvent être décrits à l'aide des équations mathématiques suivantes [28] :

$$\vec{D} = |\vec{C} \cdot \vec{X}_p(l) - \vec{X}(l)| \quad (4.7)$$

$$\vec{X}(l+1) = |\vec{X}_p(l) - \vec{A} \cdot \vec{D}| \quad (4.8)$$

où:

l : Nombre d'itérations.

$\vec{A}$ et $\vec{C}$: Vecteurs de coefficients.

$\vec{X}_p$: Le vecteur de position de la proie et $\vec{X}$ fait référence au vecteur de position d'un loup gris [29].

$\vec{D}$: La distance entre les loups et les proies [1].

$\vec{C}$ et $\vec{A}$ peuvent être exprimés par :

$$\vec{C} = 2 \cdot \vec{r}_1 \quad (4.9)$$

$$\vec{A} = 2 \cdot \vec{a} \cdot \vec{r}_2 - \vec{a} \quad (4.10)$$

où $\vec{r}_1$, $\vec{r}_2$ sont deux nombres générés aléatoirement dans l'intervalle [0, 1]. Ces paramètres peuvent varier à chaque itération. Et, $\vec{a}$ commence à 2 et diminue progressivement jusqu'à 0 au fil des itérations [2]

$\vec{D}_\alpha$, $\vec{D}_\beta$ et $\vec{D}_\delta$ représentant les séparations entre les distances des loups de différentes catégories et les proies, sont définis comme suit [3] :

$$\begin{aligned} \vec{D}_\alpha &= |\vec{C}_1 \cdot \vec{X}_\alpha - \vec{X}| \\ \vec{D}_\beta &= |\vec{C}_2 \cdot \vec{X}_\beta - \vec{X}| \\ \vec{D}_\delta &= |\vec{C}_3 \cdot \vec{X}_\delta - \vec{X}| \end{aligned} \quad (4.11)$$

où:

$\vec{D}_\alpha$: Distance entre les loups de cette catégorie (α) et leur proie [4].

$\vec{D}_\beta$: Distance entre les loups de cette catégorie (β) et leurs proies [5].

$\vec{D}_\delta$: Distance entre les loups de cette catégorie (δ)et leurs proies [6].

$\vec{C}_1$, $\vec{C}_2$ et $\vec{C}_3$: Représentent les vecteurs de coefficients correspondant aux trois premières meilleures positions $\vec{X}_1$, $\vec{X}_2$ et $\vec{X}_3$ [7].

$\vec{X}_\alpha$, $\vec{X}_\beta$ et $\vec{X}_\delta$: désignent respectivement le meilleur, le 2e meilleur et le 3e meilleur agent de recherche de l'algorithme [8].

Les trois premières meilleures positions (solutions) des loups gris, désignées par $\vec{X}_1$, $\vec{X}_2$ et $\vec{X}_3$ sont les suivantes [9] :

$$\begin{aligned} \vec{X}_1 &= \vec{X}_\alpha - \vec{A}_1 \cdot (\vec{D}_\alpha) \\ \vec{X}_2 &= \vec{X}_\beta - \vec{A}_2 \cdot (\vec{D}_\beta) \\ \vec{X}_3 &= \vec{X}_\delta - \vec{A}_3 \cdot (\vec{D}_\delta) \end{aligned} \quad (4.12)$$

4.4.2.2 Technique PSO

L'une des métaheuristiques d'optimisation est PSO, qui utilise des essaims pour trouver l'optimum global. Une stratégie d'exploration basée sur la population dirige la recherche. La technique PSO se distingue par le fait qu'elle s'inspire du comportement social des oiseaux. Elle représente les solutions candidates sous forme de particules, chacune ayant sa position dans l'espace de recherche représentée par x . Chaque particule a une vitesse v , qui détermine son mouvement en termes de distance, de direction et de taille de pas. Outre sa position et sa vitesse, chaque particule se souvient de sa meilleure position (P_{best}). En revanche, la meilleure position atteinte par n'importe quelle particule de l'essaim est appelée la meilleure position globale (G_{best}). La simplicité du PSO provient de sa facilité de mise en œuvre et de la nécessité d'un ajustement minimal des paramètres. La vitesse de la particule est modifiée selon des règles spécifiques, ce qui permet d'affiner sa trajectoire vers de meilleures solutions. Cet ajustement de la vitesse est crucial dans l'optimisation car il permet d'équilibrer l'exploration (trouver de nouvelles régions de l'espace de solution) et l'exploitation (affiner les solutions potentielles existantes). PSO est une approche d'optimisation métaheuristique qui utilise des essaims pour trouver l'optimum global [10]

La simplicité de l'OSP tient à sa facilité de mise en œuvre et à la nécessité d'un ajustement minimal des paramètres. La vitesse de la particule est modifiée selon des règles spécifiques, ce qui permet d'affiner sa trajectoire vers de meilleures solutions. Cet ajustement de la vitesse est crucial dans l'optimisation car il permet d'équilibrer l'exploration (trouver de nouvelles régions de l'espace de solution) et l'exploitation (affiner les solutions potentielles existantes). Les règles de mise à jour de la vitesse sont exprimées comme suit : [11]

$$v_i(k+1) = r_1 c_1 (P_{best(i)}(k) - x_i(k)) + \omega v_i(k) + r_2 c_2 (G_{best(i)}(k) - x_i(k)) \quad (4.13)$$

$$x_i(k+1) = x_i(k) + v_i(k+1) \quad (4.14)$$

où :

ω : La constante de poids inertiel régule l'influence de la vitesse précédente de la particule sur sa vitesse actuelle [12].

c_1 et c_2 : Il s'agit des coefficients cognitifs et sociaux, respectivement. Ils contrôlent le poids accordé à la meilleure position personnelle de la particule (P_{best}) et à la meilleure position au sein du groupe (G_{best}) lors de la mise à jour de la vitesse [13].

r_1 et r_2 : Ce sont des variables aléatoires uniformément distribuées dans l'intervalle $[0, 1]$, qui contribuent à la nature stochastique de l'algorithme [14].

$P_{best(i)}$: Représente la meilleure position personnelle de la particule i [15].

$Gbest$: Représente la meilleure position de la particule parmi tous les membres de l'essaim [16].

4.4.2.3 GWO-PSO

Le composant GWO comporte trois agents essentiels : Alpha (α), Beta (β) et Delta (δ), qui représentent les solutions les plus efficaces trouvées jusqu'à présent. Ces loups, appelés loups Oméga, coordonnent les mouvements de la population restante et dirigent la recherche. Le modèle mathématique du GWO met à jour les emplacements de tous les agents de recherche (loups) en fonction de leur attraction relative pour α , β et δ . Cette technique aide le GWO à trouver un équilibre entre l'exploration et l'exploitation. Les emplacements actualisés des agents sont déterminés à l'aide des équations suivantes (4.11) et (4.12) [4.17].

La composante PSO met à jour la vitesse de chaque agent en fonction de sa vitesse précédente et de son attraction vers les coordonnées nouvellement calculées X_1 , X_2 et X_3 . La formule de mise à jour de la vitesse dans PSO est la suivante [18] :

- Mise à jour de la vitesse

$$v_i(k+1) = w \cdot v_i(k) + C_1 \cdot r_1 \cdot (X_1 - X_i) + C_2 \cdot r_2 \cdot (X_2 - X_i) + C_3 \cdot r_3 \cdot (X_3 - X_i) \quad (4.15)$$

- Mise à jour de la position

$$X_i(k+1) = X_i(k) + v_i(k+1) \quad (4.16)$$

Cette équation ajuste la position de chaque agent en fonction de la vitesse nouvellement estimée. La méthode hybride réalise le meilleur équilibre entre l'exploration et l'exploitation en combinant la technique de GWO axée sur l'exploitation et l'exploration de PSO basée sur la vitesse [19].

4.4.2.4 Contrôleur PI anti-windup réglé par GWO-PSO

Le contrôleur PI-GWO-PSO gère efficacement la liaison CC dans le SAPF. Cependant, la dépendance du régulateur PI anti-échauffement à l'égard d'un modèle mathématique précis pose des problèmes lorsqu'il s'agit de traiter les non-linéarités du système et les variations des paramètres. Par conséquent,

le contrôleur PI anti-windup, conçu à l'aide de méthodes conventionnelles, a du mal à fonctionner de manière optimale dans différentes conditions de fonctionnement. Pour y remédier, l'algorithme GWO-PSO est proposé pour améliorer les performances du contrôleur PI anti-enroulement. Le processus d'optimisation se concentre sur trois paramètres du contrôleur PI-GWO-PSO (K_{pc} , K_{ic} et G_a) [20]. L'algorithme GWO-PSO vise à résoudre une fonction objective qui minimise les coûts globaux, l'étude ciblant trois objectifs clés : la réduction du dépassement de la tension de la liaison CC, la minimisation du courant d'alimentation instantané et le contrôle de l'erreur instantanée ($\varepsilon(t)$) dans la boucle de tension de la liaison CC [21].

Une fonction d'aptitude évalue la robustesse du modèle proposé pendant son exécution itérative, en déterminant la pertinence de chaque agent de recherche jusqu'à ce que l'algorithme atteigne le nombre maximal d'itérations spécifié. Comme le montre la figure 4.6, le modèle PDPC-SAPF fonctionne à l'aide de la fonction de transfert en boucle fermée de la tension de la liaison CC et du contrôleur PI anti-enroulement. Le nombre de variables du problème correspond à l'ensemble initial d'agents de recherche, générés aléatoirement par l'algorithme GWO-PSO. Dans ce cas, l'agent de recherche opère dans un espace tridimensionnel (K_{pc} , K_{ic} et G_a). À chaque itération, l'algorithme GWO-PSO ajuste ces paramètres. Après l'exécution du modèle PDPC-SAPF, la fonction d'aptitude évalue les valeurs des paramètres, et les paramètres optimaux sont ceux qui minimisent la fonction d'aptitude [22].

L'étude vise à réduire les fluctuations de puissance, à atténuer les surtensions et les sous-tensions dans la liaison CC et à réduire le THD. Les gains idéaux du contrôleur PI-GWO-PSO (K_{pc} , K_{ic} et G_a) sont déterminés en résolvant l'équation suivante, qui minimise la fonction d'aptitude [23].

$$J = J_1 + J_2 + J_3 \quad (4.17)$$

Pour réduire l'erreur liée à la tension du circuit intermédiaire dans les états transitoires et stables, l'indice ITSE (Integral Time Square Error) est utilisé pour sélectionner J_1 . L'ITSE peut être défini comme suit [24] :

$$J_1 = w_1 \int_0^t t. (\varepsilon(t))^2 dt \quad (4.18)$$

J_2 peut être exprimé comme suit et représente le dépassement de la tension du circuit intermédiaire qui a été constaté [25] :

$$J_2 = w_2 \frac{D_{max} - D_{\infty}}{D_{\infty}} \quad (4.19)$$

Dans cette expression, D_{max} représente la valeur maximale tandis que D_{∞} correspond à la valeur finale atteinte. Pour améliorer la qualité de l'énergie, le THD du courant de la source est représenté par la formule J_3 , qui est la suivante [26] :

$$J_3 = w_3 \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_f} \times 100 \quad (4.20)$$

J_3 impliquant les valeurs moyennes quadratiques de I_s pour la $n^{\text{ième}}$ harmonique (I_n) et la fondamentale (I_f) [27].

Les différents impacts se voient attribuer des coefficients, qui sont les facteurs de pondération w_1 , w_2 et w_3 . L'importance relative de chaque impact dans l'évaluation globale est déterminée par ces coefficients de pondération. La somme des valeurs absolues de ces coefficients de pondération est de [28] :

$$|w_1| + |w_2| + |w_3| = 1 \quad (4.21)$$

Plusieurs enquêtes ont révélé que l'augmentation de la pondération attribuée à J_1 augmentait les dépassements et les sous-dépassements. En revanche, l'augmentation du poids alloué à J_3 a entraîné une imprécision importante en régime permanent et une augmentation des dépassements et des sous-dépassements [29].

Le contrôleur PI proposé, basé sur le GWO-PSO, est illustré à la figure 4.6.

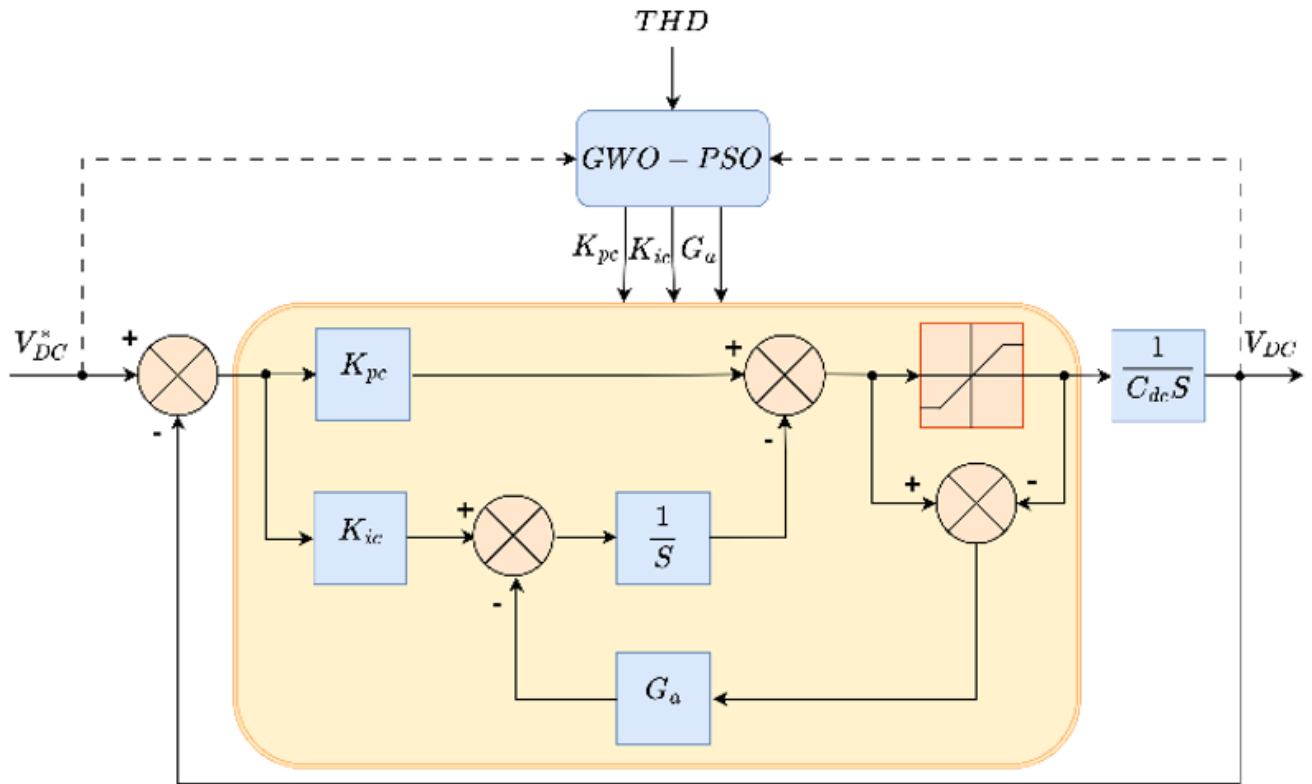


Figure 4.6 : Schéma fonctionnel du système PI-GWO-PSO proposé.

4.4.3 Algorithme d'Optimisation GWO-PSO pour le Contrôle PDPC-SAP

Le pseudo-code du GWO-PSO utilisé pour régler le contrôleur proposé pour le SAPF est indiqué dans l'algorithme de la figure 4.7.

Entrée :

- Spécifier les données d'entrée primaires pour le modèle PDPC-SAPF.
- Définir les paramètres initiaux pour l'algorithme hybride GWO-PSO.

Initialisation :

$K = 1$

- Générer une population initiale d'agents de recherche $X_i (i = 1, 2, 3, \dots, N)$ avec 3 dimensions représentant les gains (K_{pc}, K_{ic} et G_a).
- Initialiser les vitesses pour chaque agent de recherche (partie PSO).
- Exécuter le modèle PDPC-SAPF en utilisant K_{pc}, K_{ic} et G_a pour évaluer la fonction de coût (fitness) pour tous les agents de recherche.
- Classer les agents de recherche X_α, X_β et X_δ comme étant respectivement la meilleure, la deuxième meilleure et la troisième meilleure solution.

Boucle Principale :

Tant que $K \leq K_{max}$ faire :

Pour $I = 1$ jusqu'au nombre d'agents de recherche faire :

- Mettre à jour la position $X(I + 1)$ (actualisation des valeurs de K_{pc}, K_{ic} et G_a via l'Éq. 4.12).
- Mettre à jour les paramètres $\alpha, \bar{C}$ et $\bar{A}$.
- Exécuter le modèle PDPC-SAPF avec les nouvelles valeurs de K_{pc}, K_{ic} et G_a .
- Évaluer la fonction de coût pour tous les agents.
- Mettre à jour les positions des loups dominants X_α, X_β et X_δ .
- Mettre à jour la vitesse de l'agent i en utilisant la formule PSO (Éq. 4.16).
- Mettre à jour la position de l'agent i en fonction de la nouvelle vitesse (mise à jour de position PSO).

$K = K + 1$

Fin tant que

- **Retourner** X_α (la solution optimale).

Sortie :

- Afficher les gains optimaux (K_{pc}, K_{ic} et G_a) du contrôleur PI-GWO-PSO intégré au système PDPC-SAPF correspondant à X_α .

Figure 4.7 : Pseudo-code GWO-PSO.

Cet algorithme combine les mécanismes d'exploration du Grey Wolf Optimizer (GWO) avec les capacités d'exploitation du Particle Swarm Optimization afin d'améliorer la convergence vers la solution optimale.

Les paramètres du contrôleur sont ajustés de manière itérative en minimisant une fonction objectif définie en fonction des performances dynamiques du SAPF.

À chaque itération, les positions des agents sont mises à jour selon les lois hybrides GWO-PSO, assurant un compromis efficace entre précision et rapidité de convergence.

Cette approche permet ainsi d'obtenir un réglage robuste et performant du contrôleur face aux variations de charge et aux perturbations du système.

Pour assurer une convergence optimale du contrôleur de puissance, il est essentiel de configurer avec précision les variables internes de l'optimisation. Le Tableau 4.1 présente ainsi les paramètres clés utilisés dans la composante PSO de l'algorithme GWO-PSO, incluant les coefficients d'accélération et les facteurs d'inertie. Ces réglages permettent de réguler le compromis entre l'exploration globale du loup alpha et l'exploitation locale par les particules. Cette configuration garantit une identification rapide et stable des gains optimaux pour le SAPF.

Tableau 4.1 : Paramètres clés utilisés dans la composante PSO de l'algorithme GWO-PSO.

Paramètre	Symbole	Valeur	Raison d'être
Poids d'inertie	ω	$0.9 \rightarrow 0.4$	Diminution linéaire pour équilibrer l'exploration et l'exploitation
Coefficient cognitif	c_1	2	Encourager la meilleure expérience personnelle (au niveau des particules)
Coefficient social	c_2	2	Favorise la coopération et l'intelligence de l'essaim
Taille de l'essaim	/	30	Valeur par défaut commune pour l'équilibre entre la convergence et le coût de calcul
Nombre maximal d'itérations	max_iter	100	Suffisant pour assurer la convergence sur la base d'un réglage empirique
Limites de vitesse	$vmax_{min}$	$\pm 20\%$ de la plage de recherche	Empêche les particules de dépasser les solutions

L'évolution du paramètre de contrôle ω au fil des itérations est analysée pour montrer comment l'algorithme GWO-PSO passe de l'exploration globale à l'exploitation locale. La figure 4.8 montre que le paramètre ω diminue linéairement de 2 à 0, favorisant l'exploration dans les premières phases et favorisant progressivement l'exploitation. Ce comportement est crucial pour éviter une convergence

prématurée et garantir une forte capacité de recherche globale au cours des premières itérations, ce qui améliore progressivement le raffinement de la solution dans les phases ultérieures.

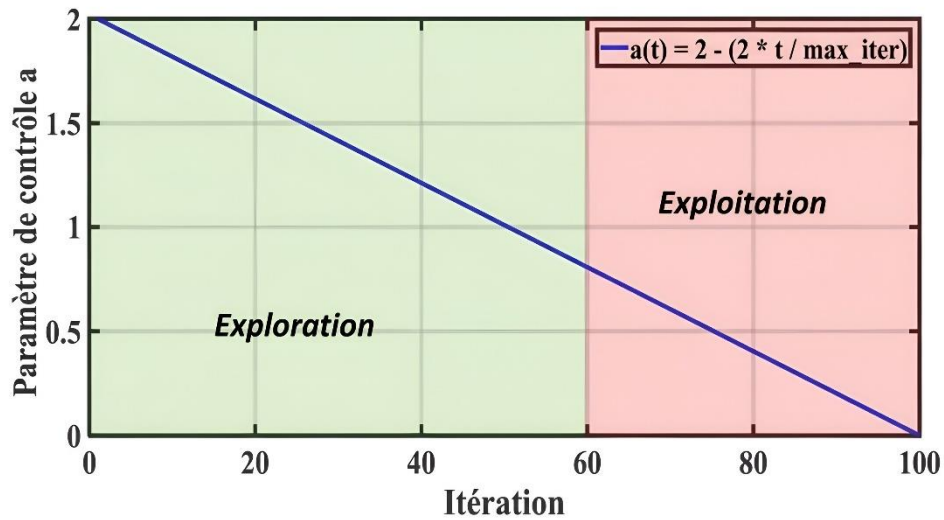


Figure 4.8 : Évolution du paramètre de contrôle a au fil des itérations

Les paramètres de la composante PSO de l'algorithme hybride GWO-PSO sont soigneusement choisis pour trouver un compromis entre la vitesse de convergence et la qualité des solutions. Les coefficients cognitifs et sociaux (c_1 et c_2) sont tous deux fixés à 2, ce qui encourage l'apprentissage individuel et collectif. Le poids d'inertie ω diminue linéairement de 0,9 à 0,4 tout au long du passage de l'exploration à l'exploitation.

$$w_1 = 0,1, w_2 = 0,6 \text{ et } w_3 = 0,3 \quad (4.22)$$

La procédure itérative se poursuit jusqu'à ce qu'une condition de convergence soit remplie. Enfin, l'ensemble de paramètres PI le plus performant est récupéré et utilisé pour le contrôle en temps réel dans le système SAPF. Cette méthode de réglage hiérarchique garantit que le contrôleur fonctionne de manière fiable et adaptative dans des situations dynamiques de charge et non linéaires.

4.5 Résultats expérimentaux

La figure 4.9 décrit le dispositif expérimental pour une étude impliquant un SAPF ; comme illustré, le dispositif comprend plusieurs composants clés essentiels pour l'analyse et la mise en œuvre du filtre. Ces composants sont énumérés dans le tableau 4.2 et consistent en un PC équipé d'une dSPACE1104 pour le contrôle et l'acquisition de données, une source de tension triphasée pour simuler l'alimentation électrique et un oscilloscope pour visualiser les signaux électriques. L'installation comprend également une charge RL pour simuler les conditions de charge réelles, un convertisseur universel SEMIKRON qui combine les fonctions de redresseur et d'onduleur, et des inductances de filtrage L pour lisser le

courant. Des capteurs de courant et de tension sont intégrés pour mesurer avec précision les paramètres électriques, et un analyseur de puissance est utilisé pour évaluer les performances et l'efficacité du SAPF. Ce dispositif complet permet une expérimentation détaillée et la validation de la capacité du filtre à atténuer les distorsions harmoniques et à améliorer la qualité de l'énergie dans les systèmes électriques.



Figure 4.9 : Photo du dispositif expérimental

Tableau 4.2 : Spécifications des composants expérimentaux.

Nombre de composants	Noms des composants
1	PC + dSPACE 1104
2	Source de tension triphasée
3	Oscilloscope
4	Charge RL
5	Convertisseur universel SEMIKRON (Redresseur + Onduleur)
6	Inducteurs de filtrage () $L_{f_{a,b,c}}$
7	Capteurs de courant
8	Capteurs de tension
9	Analyseur de puissance

Les performances supérieures du contrôleur PI-GWO-PSO sont mises en évidence par la réduction du THD. Cette sous- section fournit une analyse mathématique de la façon dont le réglage du gain améliore la réponse dynamique du SAPF, en mettant à l'honneur les caractéristiques d'exploration et d'exploitation du GWO-PSO, et compare ses performances à celles d'autres algorithmes d'optimisation et de méthodes de réglage conventionnelles [13].

3.5.1 Analyse théorique des performances de PI-GWO-PSO

L'algorithme GWO-PSO minimise la fonction d'aptitude $J = w_1 f_1 + w_2 f_2 + w_3 f_3$ où f_1 est le dépassement, f_2 est l'erreur quadratique temporelle intégrale et f_3 est le THD. D'après L'Eq. (4.3), les gains K_p et K_i déterminent le taux d'amortissement (ζ) et la fréquence naturelle (ω_n) du système :

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_i}{C_{DC}}}, \zeta = \frac{K_p}{2\sqrt{K_i C_{DC}}} \quad (4.23)$$

Le gain optimal K_p augmente ζ , réduisant le dépassement, tandis que K_i ajuste ω_n , accélérant la réponse pour minimiser l'ITSE. Le gain anti-windup G atténue la saturation de l'intégrateur, réduisant encore le dépassement sous des charges non linéaires.

L'exploration-exploitation équilibrée de GWO-PSO optimise la réponse en boucle fermée, en améliorant l'amortissement et la suppression des harmoniques, ce qui la rend supérieure pour les applications SAPF dynamiques.

4.6 Analyse des résultats

La figure 4.10 montre les performances d'un SAPF géré en régime permanent à l'aide d'une technique PDPC.

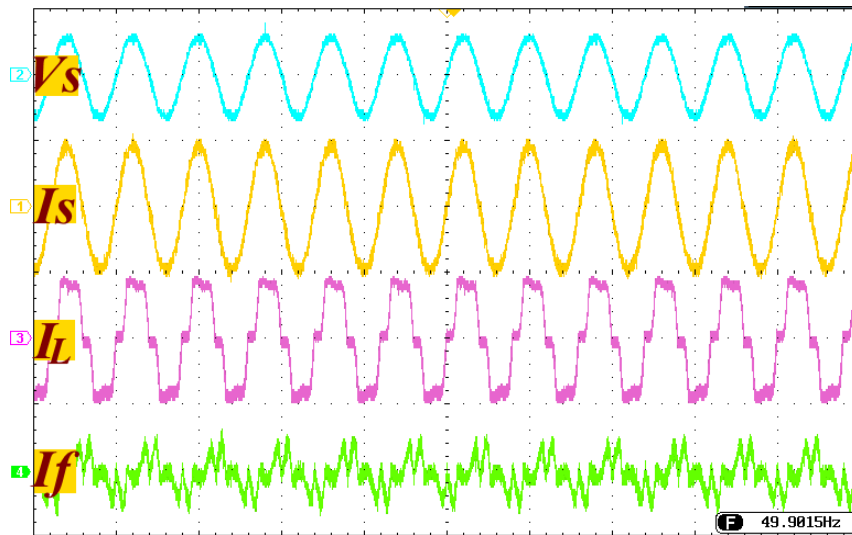


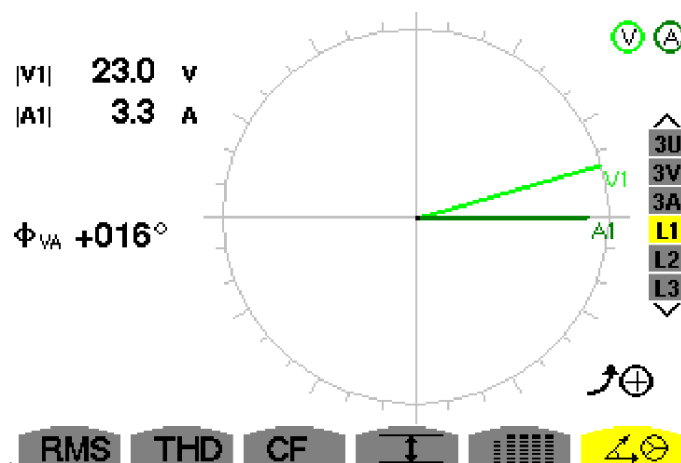
Figure 4.10 : Résultats expérimentaux en régime permanent du SAPF contrôlé à l'aide du PDPC

L'oscilloscope enregistre quatre formes d'ondes codées par couleur : tension de source bleue (V_s), courant de source jaune (I_s), courant de charge rose (I_L) et courant de filtre vert (I_f). La tension de la source est constante et presque sinusoïdale, ce qui suggère une alimentation constante. Une distorsion mineure dans le courant de la source reflète l'effet des charges non linéaires. Les harmoniques provenant

des dispositifs non linéaires endommagent sérieusement le courant de charge ; le courant du filtre présente une forme d'onde compensatoire qui supprime activement ces harmoniques. Ces résultats expérimentaux démontrent que, malgré les charges non linéaires, l'approche PDPC améliorée minimise la distorsion harmonique dans la source de courant, améliorant ainsi la qualité de l'énergie.

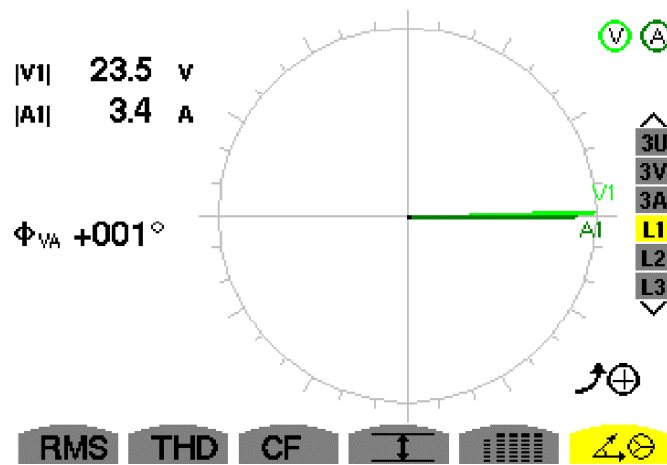
En utilisant les diagrammes de Fresnel pour montrer l'angle de phase (Φ_{VA}) entre la tension (V_1) et le courant (A_1), la figure 4.11 compare les relations de phase de la tension et du courant avant et après l'application du SAPF, reflétant ainsi le facteur de puissance (PF) et la distorsion harmonique. Avec une tension de 23,0 V et un courant de 3,3 A, le système affiche un angle de phase de $+16^\circ$ avant filtrage (figure 4.11 (a)), ce qui suggère une charge essentiellement inductive et un mauvais facteur de puissance. Cela se traduit par des pertes de puissance plus importantes et un rendement plus faible

Après le SAPF (figure 4.11 (b)), la tension augmente légèrement à 23,5 V et le courant à 3,4 A ; l'angle de phase tombe brusquement à $+0,1^\circ$, ce qui indique un FP proche de l'unité. Cela montre à quel point le SAPF minimise la distorsion harmonique et aligne le courant sur la tension. Les Fresnel montreront le potentiel du SAPF à améliorer la qualité de l'énergie en réduisant la déviation de l'angle de phase et en ajustant ainsi le facteur de puissance. Ces résultats expérimentaux démontrent l'utilité du SAPF dans les applications liées à l'amélioration de la qualité de l'énergie, car ils confirment qu'il augmente la performance du système et l'économie d'énergie [22].



(a)

Figure 4.11: Analyse comparative des phases de tension et de courant en régime permanent à l'aide des diagrammes de Fresnel, (a) avant filtrage



(b)

Figure 4.11 : Analyse comparative des phases de tension et de courant en régime permanent à l'aide des diagrammes de Fresnel, (b) après branchement du SAPF.

Les figures 4.12 (a) et 4.12 (b) mettent en évidence l'effet sur l'amélioration de la qualité de l'énergie des mesures expérimentales du facteur de puissance obtenues avant et après l'intégration d'un SAPF dans un système triphasé.

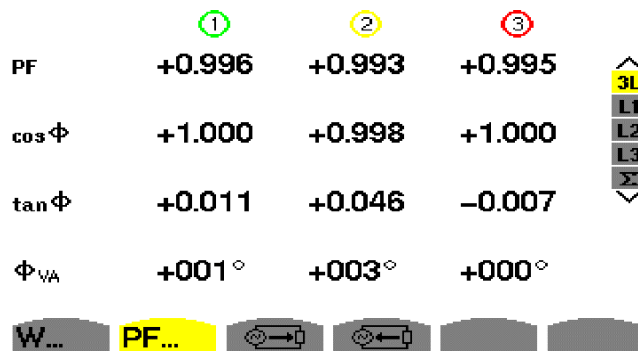
Le comportement inductif et l'existence d'une puissance réactive ont été indiqués par des valeurs de facteur de puissance légèrement inférieures à l'unité + 0,938, + 0,900 et +0,937 pour les phases L1, L2 et L3 avant l'installation du SAPF (figure 4.12 (a)). Les angles de phase correspondants varient de +15° à +21°, ce qui permet de vérifier un net déphasage entre la tension et le courant.

Avec des valeurs de $\cos(\Phi)$ proches de +1,000 et des angles de phase décroissants proches de 0°, l'activation du SAPF (Figure 4.12 (b)) considérablement amélioré le facteur de puissance jusqu'à une valeur proche de l'unité (+0,996 à +0,995) Une puissance réactive minimale a été indiquée.

	①	②	③	
PF	+0.938	+0.900	+0.937	3L
$\cos \Phi$	+0.961	+0.933	+0.962	L1
$\tan \Phi$	+0.284	+0.384	+0.281	L2
Φ_{VA}	+016°	+021°	+015°	Σ
W...	PF...			

(a)

Figure 4.12 : Évaluation expérimentale de la correction du facteur de puissance par le SAPF, (a) avant le filtrage



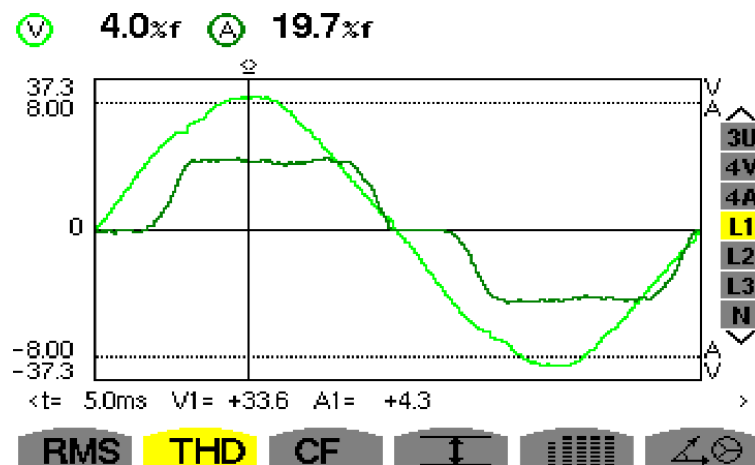
(b)

Figure 4.12 : Évaluation expérimentale de la correction du facteur de puissance par le SAPF, (b) après branchement du SAPF.

Ces résultats montrent que le SAPF corrige efficacement le déphasage et le facteur de puissance, améliorant ainsi l'efficacité et la qualité du système. Cela confirme que le SAPF est un moyen fiable d'améliorer la qualité de l'énergie dans des applications précieuses.

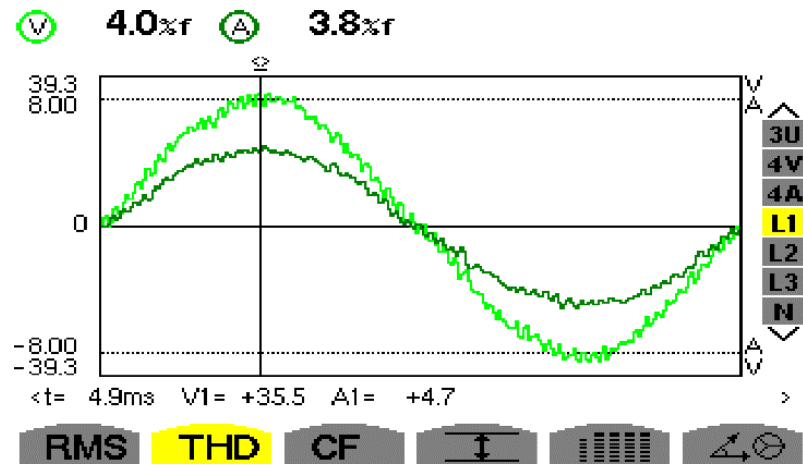
Sous trois conditions : sans filtrage, avec un SAPF utilisant un contrôleur PI, et avec un SAPF utilisant un contrôleur PI- GWO-PSO. La figure 4.13 compare le THD dans un système triphasé. Représentant le degré de distorsion de la forme d'onde par les harmoniques.

Les formes d'onde révèlent une distorsion significative, suggérant un niveau élevé de THD avant filtrage (figure 4.13 (a)). Les valeurs de tension et de courant sont respectivement de +33,6 V et +4,3 A, ce qui prouve la faible qualité de l'énergie due au contenu harmonique non filtré.

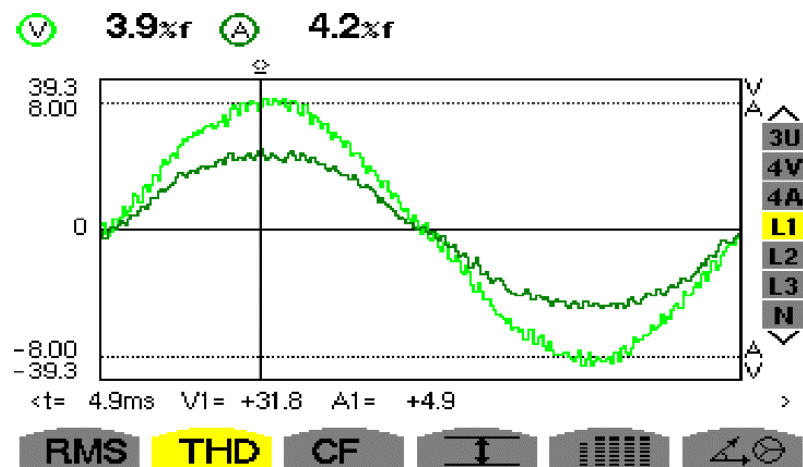


(a)

Figure 4.13 : Résultats expérimentaux de THD, (a) avant filtrage,



(b)



(c)

Figure 4.13 : Résultats expérimentaux de THD, b) Plug in SAPF avec contrôleur PI,

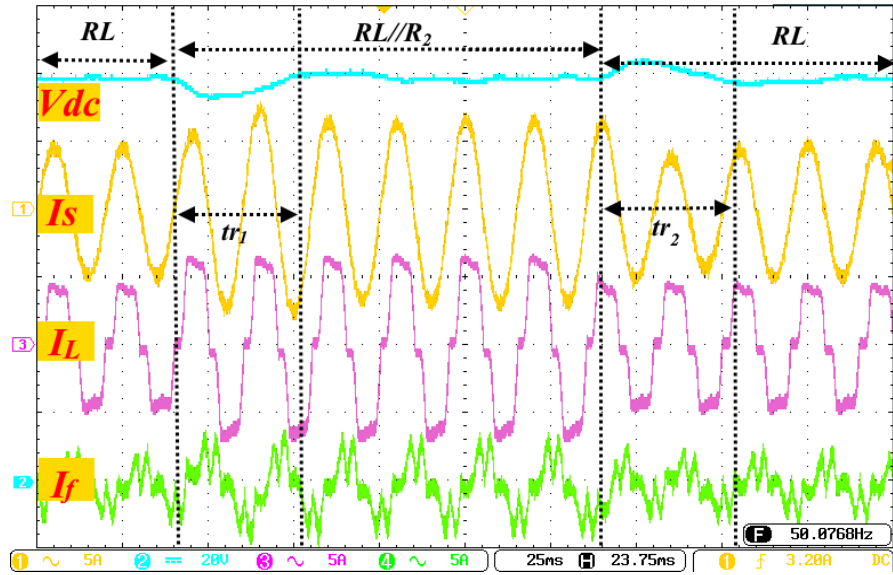
c) Plug in SAPF avec contrôleur PI-GWO-PSO.

La forme d'onde montre moins de distorsion avec le SAPF et le contrôleur PI (figure 4.13 (b)). L'efficacité du contrôleur PI dans la réduction des harmoniques est évidente. La tension chute légèrement à +31,8 V et le courant augmente à +4,9 A. La forme d'onde devient presque sinusoïdale avec le SAPF.

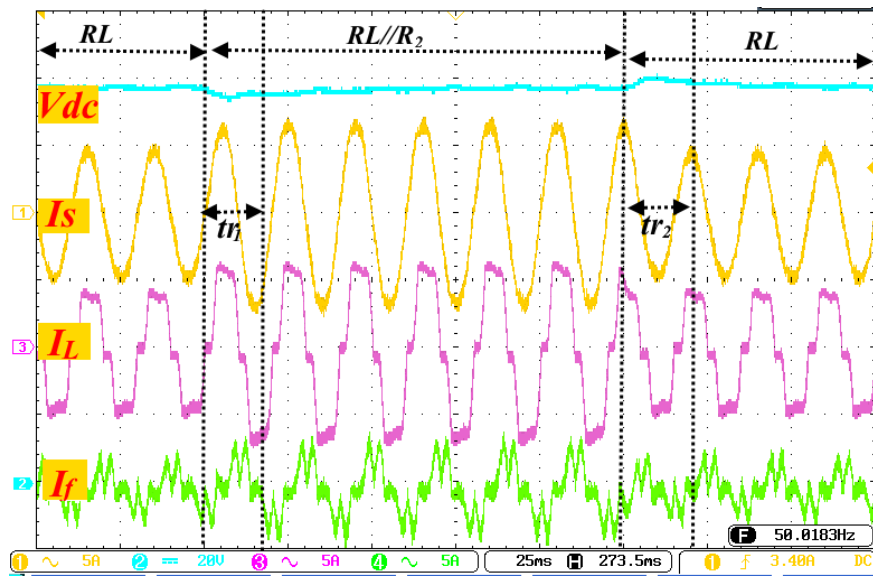
La forme d'onde devient presque sinusoïdale avec le contrôleur PI-GWO-PSO (figure 4.13 (c)), ce qui suggère une diminution significative du THD. En montant à +35,5 V et +4.7A, respectivement, les valeurs de tension et de courant mettent en évidence l'excellente capacité de suppression des harmoniques du régulateur PI-GWO-PSO.

Ces résultats expérimentaux montrent que le contrôleur PI- GWO-PSO permet une réduction bien supérieure du THD, même si le contrôleur PI améliore la qualité de l'énergie. Cela souligne la façon dont des techniques de contrôle bien développées telles que PI-GWO-PSO peuvent améliorer la fiabilité et l'efficacité des réseaux électriques.

En régime transitoire, la figure 4.14 montre le comportement transitoire d'un système électrique triphasé soumis à deux scénarios de changement de charge à l'aide d'un régulateur PI conventionnel et d'un régulateur hybride PI-GWO-PSO proposé. Les traces d'oscilloscope fournissent une analyse visuelle de la réponse dynamique du système.



(a)



(b)

Figure 4.14 : Résultats expérimentaux en régime transitoire pour deux changements de charge,

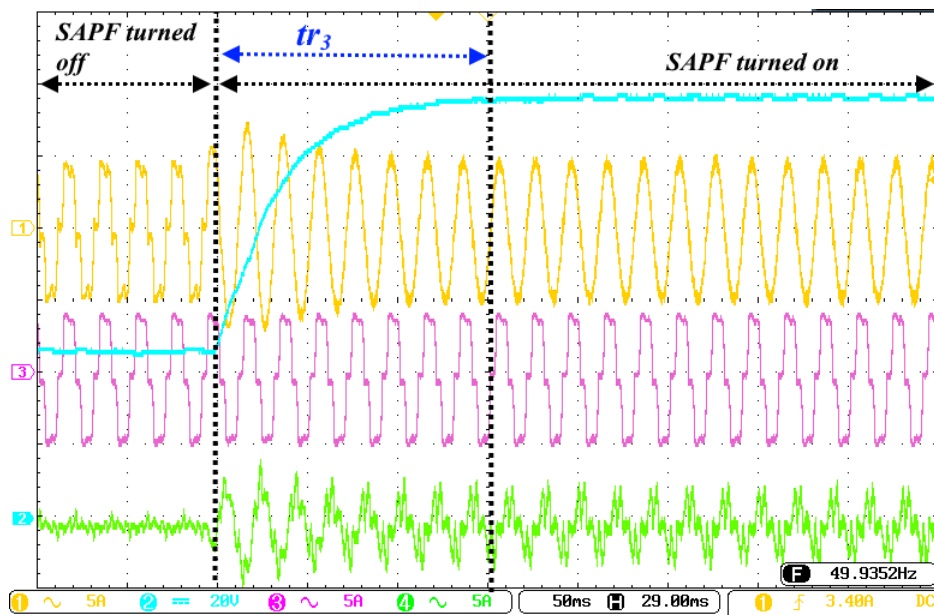
(a) Contrôleur PI, (b) Contrôleur GWO-PSO-PI.

Lorsque la charge passe d'une configuration purement résistive (RL) à une configuration résistive-inductive (RL/LR) à environ 2 ms et revient à RL à environ 4,2 ms, la tension continue (bleu) reste relativement stable. Cependant, le courant (jaune), le courant de charge (rose) et le courant de filtre (vert)

présentent des oscillations claires après chaque transition, qui s'atténuent progressivement à mesure que le système retrouve un état stable.

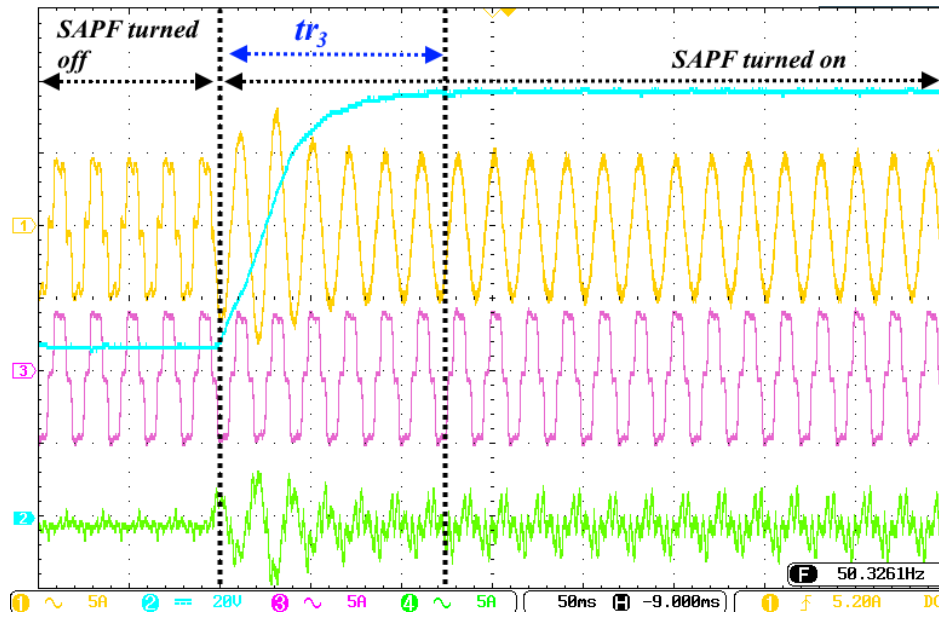
Dans les mêmes conditions de charge, le contrôleur proposé PI-GWO-PSO surpasse le contrôleur PI traditionnel en termes de réponse transitoire, offrant un amortissement plus rapide et une meilleure stabilité du système lors des changements de charge dynamiques puisqu'il réduit considérablement les oscillations et accélère la stabilisation. La tension continue reste stable tout au long du processus, tandis que les formes d'onde du courant reviennent plus rapidement à l'état stable, ce qui indique une meilleure performance du contrôle. Ces résultats mettent en évidence le potentiel du contrôleur pour améliorer les performances et la fiabilité des systèmes d'alimentation modernes et encouragent la poursuite des recherches sur les stratégies de contrôle intelligentes basées sur l'optimisation pour les applications d'électronique de puissance.

Comparativement à un contrôleur PI standard, la figure 4.15 montre la réponse transitoire expérimentale d'un système SAPF après une variation par paliers de la tension de référence du bus continu (V_{dc}^*), ce qui permet d'évaluer les performances d'un contrôleur avancé proposé. Capturés sur un oscilloscope, les résultats montrent à quel point chaque contrôleur contrôle bien les changements dynamiques.



(a)

Figure 4.15 : Résultats expérimentaux en régime transitoire pour un pas de V^* , (a) contrôleur PI.



(b)

Figure 4.15 : Résultats expérimentaux en régime transitoire pour un pas de V^* , (b) contrôleur (GWO-PSO-PI).

Sur la figure 4.15 (a), la tension continue bleue augmente rapidement et se stabilise lors de l'augmentation progressive de V^* . Le courant de la source (jaune), le courant de la charge (rose) et le courant du filtre (vert) présentent toutefois des oscillations évidentes. La stabilisation progressive de ces courants suggère une réaction dynamique modeste de la part du contrôleur PI.

Dans la même situation, le contrôleur PI-GWO-PSO proposé (figure 4.15 (b)) garantit également une augmentation et une stabilisation rapides de la tension du bus CC. Cependant, le comportement transitoire des formes d'onde de courant est considérablement amélioré ; les oscillations sont négligeables et l'état d'équilibre est obtenu beaucoup plus rapidement, ce qui indique un système plus réactif et plus stable.

Cette amélioration traduit l'efficacité de la stratégie d'optimisation hybride dans le réglage des paramètres du régulateur. Elle permet ainsi d'obtenir de meilleures performances dynamiques et une régulation plus robuste face aux perturbations du système.

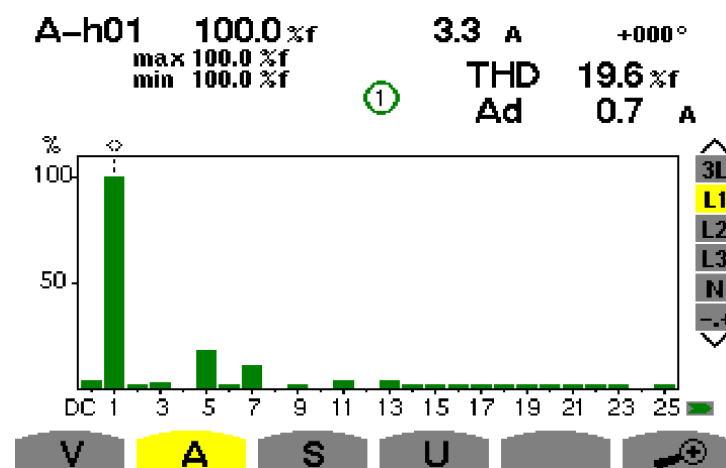
En conclusion, cette étude comparative a permis de vérifier l'amélioration des performances dynamiques du contrôleur proposé par rapport à la méthode PI conventionnelle. Une stabilisation plus rapide et des oscillations plus faibles indiquent une meilleure gestion des événements transitoires, ce qui est essentiel pour améliorer la fiabilité et l'efficacité du système SAPF. Ces résultats confirment la nécessité de stratégies de contrôle intelligentes et hybrides dans l'électronique de puissance contemporaine.

Le tableau 4.3 présente un résumé complet des résultats expérimentaux comparant les performances d'un régulateur PI conventionnel et du régulateur PI-GWO-PSO proposé. L'analyse se concentre sur les performances en régime permanent et transitoire à l'aide d'indicateurs de performance clés tels que le THD, le PF, le temps de stabilisation (t_r) et les caractéristiques de dépassement (D). Ces indicateurs permettent d'évaluer de manière quantitative l'efficacité de chaque stratégie de commande dans l'amélioration de la qualité de l'énergie et de la dynamique du système.

Tableau 4.3 : Résumé des principaux résultats expérimentaux

	Régime Permanent				Régime Transitoire			
	THD (%)	PF	Tr1 (ms)	D1 (%)	Tr2 (ms)	D2 (%)	Tr3 (ms)	D2 (%)
PI	4.2	0.99	33	6	45	6	160	0
GWO-PSO-PI	3.8	0.99	30	3.33	35	3.33	120	0

La figure 4.16 présente le spectre harmonique avant et après l'application du SAPF, mesuré à l'aide d'un analyseur de puissance dans une configuration triphasée. Avant le filtrage, l'amplitude harmonique contribue au THD de 19,6 %. Avec PI-GWO-PSO, cette amplitude est réduite à un THD de 3,9 %. Le réglage plus serré du gain de PI-GWO-PSO réduit plus efficacement les harmoniques impaires. Ces résultats montrent que la méthode proposée améliore significativement les performances de compensation harmonique du système. La réduction du THD indique une meilleure qualité du courant injecté dans le réseau et une diminution notable des perturbations dues aux charges non linéaires. Ainsi, l'utilisation du contrôleur optimisé contribue à un fonctionnement plus stable et plus performant du filtre actif de puissance.



(a)

Figure 4.16 : Spectre harmonique avant et après l'activation du SAPF, (a) Avant l'activation du SAPF.

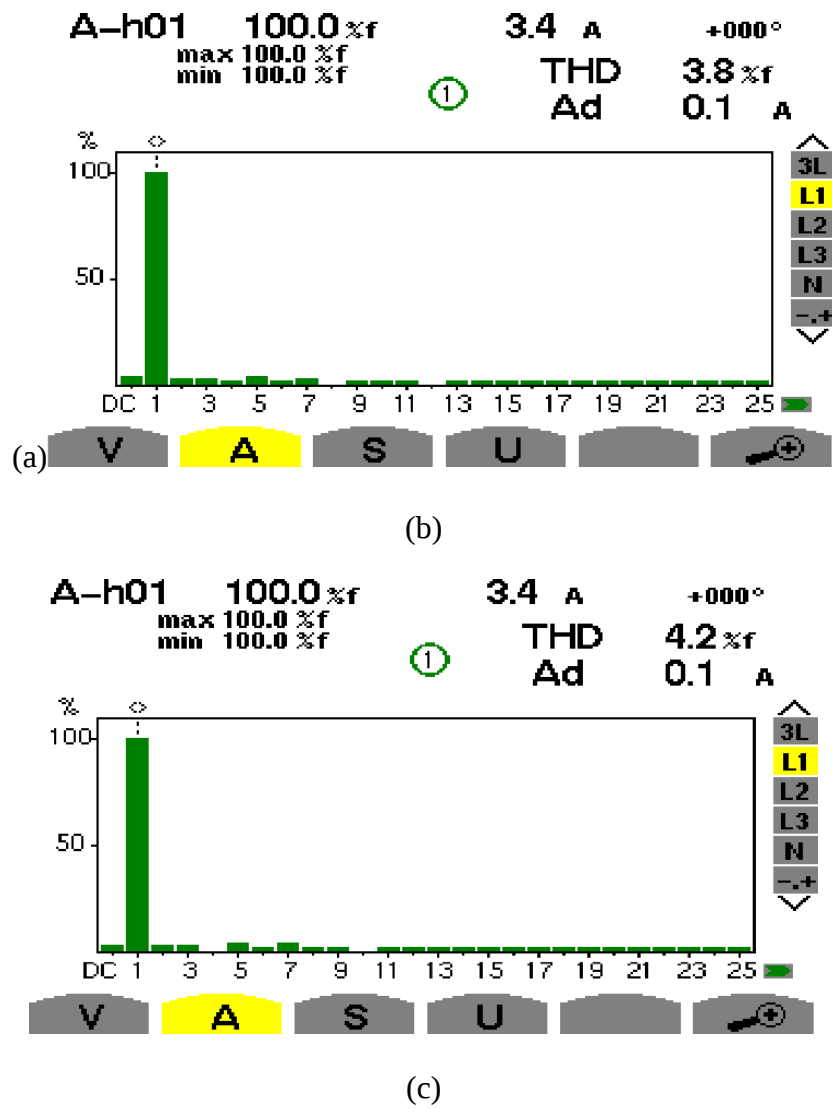


Figure 4.16 : Spectre harmonique avant et après l'activation du SAPF, (b) Contrôleur PI, (c) PI- GWO- PSO

Les résultats sont conformes aux normes IEEE 519-2014 pour les systèmes basse tension, qui spécifient une limite de THD de 5 % et des limites d'harmoniques impaires individuelles de 4 % pour les ordres 3 à 11. Le THD (3,9 %) et les harmoniques individuelles du contrôleur PI-GWO-PSO sont bien inférieurs à ces seuils, contrairement au cas non filtré (THD de 19,6 %). L'exploration-exploitation hybride de PI-GWO-PSO garantit une suppression supérieure en évitant les minima locaux dans le réglage du gain.

Ces résultats indiquent que le contrôleur PI-GWO-PSO est nettement plus performant que le contrôleur PI traditionnel en minimisant les distorsions transitoires, en réduisant les dépassements et en stabilisant le système plus rapidement dans des conditions de fonctionnement soudaines. Le contrôleur PI-GWO-PSO proposé est bénéfique à la fois pour les réglages transitoires et pour les réglages en régime permanent. Il réduit le THD de 0,4 % en régime permanent, générant une meilleure qualité globale de

l'énergie et une forme d'onde de courant plus propre. Avec un facteur de puissance élevé de 0,99, les deux contrôleurs soulignent l'efficacité du système.

Le contrôleur proposé permet d'effectuer une analyse détaillée du comportement du système en régime transitoire. Les résultats obtenus montrent que les temps de montée et de stabilisation sont relativement courts, ce qui indique une capacité d'adaptation dynamique plus rapide face aux variations des conditions de fonctionnement. Cette rapidité de réponse permet au système de suivre plus efficacement les références imposées tout en limitant les effets des perturbations.

Par ailleurs, la réduction significative des oscillations au cours du régime transitoire améliore la fluidité du processus de régulation et contribue à un fonctionnement plus stable du système. Cette amélioration réduit également les contraintes appliquées aux composants électroniques et aux éléments de puissance, ce qui peut prolonger leur durée de vie et améliorer la fiabilité globale du dispositif.

Enfin, le dépassement observé reste très faible, voire pratiquement nul, ce qui constitue une performance importante du point de vue du contrôle. L'absence de dépassement excessif garantit une meilleure précision de régulation et évite les variations brusques susceptibles de perturber le fonctionnement du système. Ces caractéristiques démontrent ainsi l'efficacité du contrôleur proposé pour assurer une régulation rapide, stable et robuste.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre notre travail a démontré l'efficacité de notre contrôleur hybride PI-GWO-PSO pour améliorer les performances des systèmes SAPF. Grâce à la validation expérimentale complète, le contrôleur proposé a réduit de manière significative la distorsion harmonique, amélioré le facteur de puissance et fourni une réponse transitoire plus rapide par rapport à un contrôleur PI conventionnel. Ces résultats mettent en évidence le potentiel de l'intégration des techniques d'optimisation métaheuristiques aux stratégies de contrôle classiques pour améliorer la qualité de l'énergie et les performances dynamiques du système.

L'analyse souligne le rôle crucial des algorithmes d'optimisation avancés, en particulier des méthodes hybrides telles que GWO-PSO, pour surmonter les limitations inhérentes aux contrôleurs traditionnels dans des environnements non linéaires et dynamiques. En minimisant efficacement le dépassement, en réduisant le THD et en accélérant la stabilisation du système, l'approche proposée contribue au développement de systèmes électriques modernes plus stables, plus efficaces et plus fiables.

Enfin, ce travail a abouti à la publication d'un article scientifique dans une revue reconnue et indexée, attestant de la pertinence et de la valeur scientifique des résultats obtenus.

Conclusion générale et perspectives

Cette recherche doctorale a abordé l'un des problèmes les plus récurrents des réseaux électriques modernes qui est la dégradation de la qualité de l'énergie due aux distorsions harmoniques et aux déséquilibres de tension. Avec la prolifération des charges non linéaires et des dispositifs à base d'électronique de puissance, la demande de mécanismes de compensation intelligents et efficaces n'a jamais été aussi forte. Dans ce contexte, le filtre actif parallèle (APF shunt) s'est imposé comme une technologie clé pour améliorer la qualité de l'énergie en compensant activement les harmoniques, la puissance réactive et autres anomalies des formes d'onde.

L'objectif central de cette thèse était de développer une stratégie de contrôle PI optimisée pour les APF shunt, capable de fonctionner efficacement dans des conditions de réseau fortement perturbées et déséquilibrées. L'approche proposée combine les atouts conceptuels de la commande directe de puissance (DPC) avec l'intelligence computationnelle d'algorithmes métaheuristiques hybrides — plus précisément, un hybride (GWO-PSO) pour régler automatiquement les paramètres des régulateurs PI du système. Ce cadre d'optimisation hybride a été choisi pour sa capacité à échapper aux optima locaux et à atteindre une convergence globale, offrant ainsi des performances de réglage supérieures aux méthodes conventionnelles.

La recherche a débuté par une analyse détaillée des sources d'harmoniques, des définitions de la puissance en régime non sinusoïdal et de l'impact des distorsions sur les équipements électriques. Une classification exhaustive des méthodes de filtrage existantes — passives et actives — a été réalisée, mettant en lumière les avantages et limites de chaque approche. Une attention particulière a été portée à la modélisation et au contrôle des onduleurs à source de tension (VSI), au cœur du fonctionnement des APF, ainsi qu'à la modélisation mathématique des réseaux déséquilibrés et perturbés.

La conception et la mise en œuvre de l'algorithme de contrôle prédictif proposé constituent l'innovation majeure de ce travail. En intégrant la technique DPC avec un régulateur PI optimisé par GWO-PSO, le système a démontré des améliorations significatives en termes de rapidité de réponse, stabilité et précision de compensation des harmoniques. Les résultats de simulation ont confirmé la capacité du contrôleur à maintenir un taux de distorsion harmonique totale inférieur à 5 % (conforme à la norme IEEE 519), même sous des charges variables et non linéaires. De plus, l'efficacité de l'approche a été validée par des tests hardware-in-the-loop et des expérimentations en temps réel, confirmant sa viabilité pratique.

Les résultats expérimentaux et simulations ont montré que l'approche proposée atténue efficacement les harmoniques tout en améliorant le comportement dynamique du filtre. L'utilisation de l'optimisation métaheuristique garantit des performances optimales dans une large plage de conditions de fonctionnement, rendant le système hautement adaptable et évolutif. Cette flexibilité est particulièrement précieuse dans les réseaux électriques distribués modernes, où les charges et paramètres du réseau évoluent constamment.

En définitive, les avancées réalisées dans ce travail nous rapprochent de l'objectif de systèmes électriques résilients, efficaces et haute qualité, capables de répondre à la complexité croissante des besoins énergétiques modernes et comme suite de ce travail, on propose :

- L'intégration de techniques d'apprentissage automatique (ML) et d'intelligence artificielle (IA) pour l'adaptation en temps réel des paramètres.
- Le développement de stratégies de commande décentralisée ou distribuée pour les APF.
- L'extension des méthodes proposées aux systèmes triphasés à quatre fils avec courants neutres significatifs.

Références

- [1] H. Akagi, “New trends in active filters for power conditioning,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 6, pp. 1312–1322, Nov./Dec. 1996, doi: 10.1109/28.556633.
- [2] J. L. Afonso et al., “A review on power electronics technologies for power quality improvement,” *Energies*, vol. 14, no. 24, p. 8585, Dec. 2021, doi: 10.3390/en14248585.
- [3] O. P. Mahela and A. G. Shaik, “Topological aspects of power quality improvement techniques: A comprehensive overview,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 58, pp. 1129–1142, May 2016, doi: 10.1016/j.rser.2015.12.251.
- [4] S. Kale et al., “A review of power quality measurement and harmonic distortion reduction techniques in electrical power systems,” *Int. Res. J. Mod. Eng. Technol. Sci.*, vol. 6, no. 3, pp. 6923–6930, Mar. 2024, doi: 10.56726/IRJMETS50389.
- [5] J. Arrillaga et al., *Power System Quality Assessment*. Chichester, U.K.: Wiley, 2000, doi: 10.1002/0470871229.
- [6] N. R. Watson and J. Arrillaga, “Harmonics in large systems,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 66, no. 1, pp. 15–29, Jul. 2003, doi: 10.1016/S0378-7796(03)00068-3.
- [7] D. Li, T. Wang et al., “A comprehensive review of improving power quality using active power filters,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 199, p. 107389, Oct. 2021, doi: 10.1016/j.epsr.2021.107389.
- [8] B. Singh et al., “Hybrid filters for power quality improvement,” *IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib.*, vol. 152, no. 3, pp. 365–378, 2005, doi: 10.1049/ip-gtd:20045027.
- [9] S. Chouaf et al., “Power quality enhancement using hybrid filters: Case of the TLC hybrid filter,” *Int. Rev. Electr. Eng.*, vol. 19, no. 5, pp. 493–502, 2024, doi: 10.15199/48.2024.10.21.
- [10] B. Singh et al., “A review of active filters for power quality improvement,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 5, pp. 960–971, Oct. 1999, doi: 10.1109/41.793345.
- [11] M. El-Habrouk et al., “Active power filters: A review,” *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 147, no. 5, pp. 403–413, Oct. 2000, doi: 10.1049/ip-epa:20000522.
- [12] H. Akagi et al., “Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, no. 3, pp. 625–630, May 1984, doi: 10.1109/TIA.1984.4504460.
- [13] W. U. Tareen et al., “Active power filter (APF) for mitigation of power quality issues in grid integration of wind and photovoltaic energy conversion system,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 70, pp. 635–655, Apr. 2017, doi: 10.1016/j.rser.2016.11.091.

- [14] S. H. Qazi and M. W. Mustafa, "Review on active filters and its performance with grid connected fixed and variable speed wind turbine generator," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 57, pp. 420–438, May 2016, doi: 10.1016/j.rser.2015.12.049.
- [15] Y. Hoon et al., "Control algorithms of shunt active power filter for harmonics mitigation: A review," *Energies*, vol. 10, no. 12, p. 2038, Dec. 2017, doi: 10.3390/en10122038.
- [16] G. Jayaraju and G. S. Rao, "Intelligent controller-based power quality improvement of microgrid integration of photovoltaic power system using new cascade multilevel inverter," *Int. J. Electr. Comput. Eng.*, vol. 9, no. 3, pp. 1514–1523, Jun. 2019, doi: 10.11591/ijece.v9i3.pp1514-1523.
- [17] H. El Karch et al., "Advanced nonlinear control of shunt active power filter connected to PV system via DC/DC converter," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 58, no. 13, pp. 104–109, 2024, doi: 10.1016/j.ifacol.2024.07.467.
- [18] M. A. M. Z. Y. Alhasheem, P. Mattavelli, and P. Davari, "Harmonics mitigation and non-ideal voltage compensation utilizing active power filter based on predictive current control," *IET Power Electron.*, vol. 13, no. 13, pp. 2782–2793, Oct. 2020, doi: 10.1049/iet-pel.2019.0985.
- [19] J. Yang et al., "Weight factor optimization of active power filter based on model predictive control for EAST harmonic current compensation," *Fusion Eng. Des.*, vol. 201, p. 114263, 2024, doi: 10.1016/j.fusengdes.2024.114263.
- [20] B. Amini et al., "An optimized proportional resonant current controller based on genetic algorithm for enhancing shunt active power filter performance," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 156, p. 109738, 2024, doi: 10.1016/j.ijepes.2023.109738.
- [21] P. Daramukkala et al., "Improved performance of a shunt hybrid active power filter by a robust exponential functional link network-based nonlinear adaptive filter control to enhance power quality," *ISA Trans.*, vol. 151, pp. 324–349, 2024, doi: 10.1016/j.isatra.2024.05.036.
- [22] M. Abou Houran et al., "Active power filter module function to improve power quality conditions using GWO and PSO techniques for solar photovoltaic arrays and battery energy storage systems," *J. Energy Storage*, vol. 72, p. 108552, 2023, doi: 10.1016/j.est.2023.108552.
- [23] E. Akbari and A. Z. Ghaleh Seyyedi, "Power quality enhancement of distribution grid using a photovoltaic-based hybrid active power filter with three-level converter," *Energy Rep.*, vol. 9, pp. 5432–5448, 2023, doi: 10.1016/j.egyr.2023.04.368.
- [24] IEEE Power and Energy Society, *IEEE Std 519-2014: Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*. New York, NY, USA: IEEE, 2014.
- [25] A. Raizer and J. V. D. Silva, "Analysis of harmonic current emissions in voltages below those presented by the standard IEC 61000-3-2," in *Proc. IEEE Global Electromagn. Compat. Conf. (GEMCCON)*, 2017, doi: 10.1109/GEMCCON.2017.8400661.

- [26] J. Schlabbach, "A review of the new CENELEC standard EN 50160 on voltage characteristics of electricity supplied by public distribution networks," in *IEE Colloq. Power Qual. Assess.*, 1995, doi: 10.1049/ic:19951422.
- [27] S. Shisiali and S. Amuti, "Power quality improvement using hybrid filters," *Int. Res. J. Eng. Technol.*, vol. 3, no. 11, pp. 1165–1172, Nov. 2016, doi: 10.53555/eee.v2i11.388.
- [28] M. N. Rashmi et al., "Power quality improvement using hybrid filters," in *Proc. 3rd IEEE Int. Conf. Recent Trends Electron., Inf. Commun. Technol. (RTEICT)*, Bangalore, India, 2018, pp. 804–808, doi: 10.1109/RTEICT42901.2018.9012368.
- [29] F. Z. Dekhandji et al., "Detection and classification of power quality disturbances using LSTM," *Eng. Proc.*, vol. 29, no. 1, p. 2, 2023, doi: 10.3390/engproc2022029002.
- [30] F. A. Pereira et al., "Blind source separation methods applied to evaluate harmonic contribution," *Int. Trans. Electr. Energy Syst.*, vol. 31, no. 12, p. e13149, Dec. 2021, doi: 10.1002/2050-7038.13149.
- [31] G. K. Singh, "Power system harmonics research: A survey," *Eur. Trans. Electr. Power*, vol. 19, no. 2, pp. 151–172, Mar. 2009, doi: 10.1002/etep.201.
- [32] B. Sahoo et al., "Power quality and stability improvement of microgrid through shunt active filter control application: An overview," *Renew. Energy Focus*, vol. 45, pp. 139–173, Mar. 2023, doi: 10.1016/j.ref.2022.12.006.
- [33] A. Vinayagam et al., "An ensemble approach of classification model for detection and classification of power quality disturbances in PV integrated microgrid network," *Appl. Soft Comput.*, vol. 107, p. 107294, Jul. 2021, doi: 10.1016/j.asoc.2021.107294.
- [34] S. Mohanty et al., "Enhancing power quality in contemporary utility systems: A comprehensive analysis of active power filters and control strategies," *Energy Rep.*, vol. 11, pp. 5575–5592, 2024, doi: 10.1016/j.egyr.2024.05.033.
- [35] N. F. Guerrero-Rodríguez et al., "Modelling real non-linear loads for a controller hardware-in-the-loop configuration to evaluate a shunt active power filter," *Energy Rep.*, vol. 12, pp. 1947–1976, 2024, doi: 10.1016/j.egyr.2024.07.056.
- [36] K. A. Mohd Nor and N. Abdullah, "Power quality improvement of three-phase electrical systems using active–passive hybrid harmonic filter," *Results Eng.*, vol. 22, p. 102242, 2024, doi: 10.1016/j.rineng.2024.102242.
- [37] N. Madhuri and M. S. Kalavathi, "Fault-tolerant shunt active power filter with synchronous reference frame control and self-tuning filter," *Meas.: Sensors*, vol. 33, p. 101156, 2024, doi: 10.1016/j.measen.2024.101156.
- [38] A. Srivastava and S. Saravanan, "Harmonic mitigation using optimal active power filter for the improvement of power quality for an electric vehicle charging station," *e-Prime—Adv. Electr. Eng. Electron. Energy*, vol. 8, p. 100527, 2024, doi: 10.1016/j.prime.2024.100527.

- [39] O. Khentaoui et al., “Observation and backstepping control of single-phase shunt active power filter connected to photovoltaic system,” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 58, no. 13, pp. 92–97, 2024, doi: 10.1016/j.ifacol.2024.07.465.
- [40] F. Gao and Z. Bai, “Frequency-adaptive odd-harmonic repetitive control scheme for three-phase shunt active power filters,” *Eur. J. Control*, vol. 79, p. 101078, 2024, doi: 10.1016/j.ejcon.2024.101078.
- [41] A. Govind et al., “Simulation and real-time implementation of shunt active power filter for power quality enhancement using adaptive neural network topology,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 228, p. 110042, 2024, doi: 10.1016/j.epsr.2023.110042.
- [42] G. K. Gupta et al., “Adaptive TS-ANFIS neuro-fuzzy controller based single-phase shunt active power filter to mitigate sensitive power quality issues in IoT devices,” *e-Prime—Adv. Electr. Eng. Electron. Energy*, vol. 8, p. 100542, 2024, doi: 10.1016/j.prime.2024.100542.
- [43] H. Rezapour et al., “Enhancing power quality and loss optimization in distorted distribution networks utilizing capacitors and active power filters: A simultaneous approach,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 155, p. 109590, 2024, doi: 10.1016/j.ijepes.2023.109590.
- [44] B. Benazza et al., “PV system based on active power filters for energy quality improvement in EV charging station,” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 58, no. 13, pp. 110–115, 2024, doi: 10.1016/j.ifacol.2024.07.468.
- [45] B. Deffaf et al., “Synergetic control for three-level voltage source inverter-based shunt active power filter to improve power quality,” *Energy Rep.*, vol. 10, pp. 1013–1027, 2023, doi: 10.1016/j.egyr.2023.07.051.
- [46] Y. Chu et al., “Robust hybrid intelligent control using probabilistic feature for active power filter,” *Control Eng. Pract.*, vol. 141, p. 105712, 2023, doi: 10.1016/j.conengprac.2023.105712.
- [47] R. K. V. Pandian and N. Aarthi, “Design and control of shunt active power filter for power quality improvements with PV array,” in *Proc. 3rd Int. Conf. Power, Control Comput. Technol. (ICPC2T)*, 2024, pp. 55–59, doi: 10.1109/ICPC2T60072.2024.10475117.
- [48] A. Maithani et al., “Grid connected photovoltaic using modular multilevel converter as shunt active power filter,” in *Proc. IEEE 14th Int. Symp. Power Electron. Distrib. Gener. Syst. (PEDG)*, 2023, pp. 75–80, doi: 10.1109/PEDG56097.2023.10215208.
- [49] F. Z. Peng, “Harmonic sources and filtering approaches,” *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 7, no. 4, pp. 18–25, Jul./Aug. 2001.
- [50] IEEE Power and Energy Society, “IEEE recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems,” *IEEE Std 519-2014*, 2014.
- [51] J. Arrillaga et al., *Power System Quality Assessment*. Chichester, U.K.: Wiley, 2000.
- [52] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, 5th ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall, 2010.
- [53] K. J. Åström and T. Häggglund, *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*, 2nd ed. Research Triangle Park, NC, USA: ISA, 1995.

- [54] S. Bennett, "A history of the PID controller," *IEEE Control Syst. Mag.*, vol. 13, no. 6, pp. 58–65, Dec. 1993.
- [55] J. G. Ziegler and N. B. Nichols, "Optimum settings for automatic controllers," *Trans. ASME*, vol. 64, pp. 759–768, 1942.
- [56] K. J. Åström and T. Hägglund, *Advanced PID Control*. Research Triangle Park, NC, USA: ISA, 2006.
- [57] C. C. Hang, K. J. Åström, and W. K. Ho, "Refinements of the Ziegler–Nichols tuning formula," *IEE Proc. D—Control Theory Appl.*, vol. 138, no. 2, pp. 111–118, Mar. 1991.
- [58] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall, 2002.
- [59] L. Gyugyi and E. C. Strycula, "Active AC power filters," in *Proc. IEEE IAS Annu. Meeting*, 1976, pp. 529–535.
- [60] H. Fujita and H. Akagi, "A practical approach to harmonic compensation in power systems—Series connection of passive and active filters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 6, pp. 1020–1025, Nov./Dec. 1991.
- [61] B. Singh and V. Verma, "Selective compensation of power-quality problems through active power filter by current decomposition," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 23, no. 2, pp. 792–799, Apr. 2008.
- [62] M. Aredes, E. H. Watanabe, and J. A. Pomilio, "New control strategies for unified power quality conditioners," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 19, no. 1, pp. 254–260, Jan. 2004.
- [63] S. Bhattacharya et al., "Synchronous frame harmonic isolator using active series filter," in *Proc. Eur. Power Electron. Conf. (EPE)*, 1993, pp. 30–35.
- [64] R. Teodorescu et al., *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Chichester, U.K.: Wiley, 2011.
- [65] J. Kennedy and R. Eberhart, "Particle swarm optimization," in *Proc. IEEE Int. Conf. Neural Netw.*, 1995, pp. 1942–1948.
- [66] Y. Shi and R. Eberhart, "A modified particle swarm optimizer," in *Proc. IEEE Int. Conf. Evol. Comput.*, 1998, pp. 69–73.
- [67] M. Clerc and J. Kennedy, "The particle swarm—Explosion, stability, and convergence in a multidimensional complex space," *IEEE Trans. Evol. Comput.*, vol. 6, no. 1, pp. 58–73, Feb. 2002.
- [68] R. C. Eberhart and Y. Shi, "Comparing inertia weights and constriction factors in particle swarm optimization," in *Proc. IEEE Congr. Evol. Comput. (CEC)*, 2000, pp. 84–88.
- [69] A. Nickabadi et al., "A novel particle swarm optimization algorithm with adaptive inertia weight," *Appl. Soft Comput.*, vol. 11, no. 4, pp. 3658–3670, Jun. 2011.
- [70] A. Visioli, "Tuning of PID controllers with fuzzy logic," *IEE Proc.—Control Theory Appl.*, vol. 148, no. 1, pp. 1–8, Jan. 2001.
- [71] A. O'Dwyer, *Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules*, 3rd ed. London, U.K.: Imperial College Press, 2009.

- [72] G. K. Venayagamoorthy, "Particle swarm optimization for PID controller design," in *Proc. IEEE Swarm Intell. Symp.*, 2002, pp. 177–182.
- [73] M. Gaing, "A particle swarm optimization approach for optimum design of PID controller in AVR system," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 19, no. 2, pp. 384–391, Jun. 2004.
- [74] M. H. Khooban and T. Niknam, "A new intelligent online fuzzy tuning approach for PID controller of shunt active power filter," *IEEE Syst. J.*, vol. 9, no. 4, pp. 1642–1651, Dec. 2015.
- [75] K. H. Chao and C. M. Huang, "PSO-based fuzzy-controlled active power filter for nonlinear load compensation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 5, pp. 1908–1916, May 2009.
- [76] P. Karuppanan and K. Mahapatra, "PI and fuzzy logic controlled shunt active power filter for compensation of harmonics," in *Proc. Int. Conf. Power Control Embedded Syst.*, 2010, pp. 1–6.
- [77] S. Buso and P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*, 2nd ed. San Rafael, CA, USA: Morgan & Claypool, 2015.
- [78] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. Piscataway, NJ, USA: IEEE Press, 2003.
- [79] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2010.
- [80] M. Kazmierkowski et al., *Control in Power Electronics: Selected Problems*. San Diego, CA, USA: Academic Press, 2002.
- [81] E. Z. Bighash et al., "Adaptive-harmonic compensation in residential distribution grid by roof-top PV systems," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 6, no. 4, pp. 2098–2108, 2018, doi: 10.1109/JESTPE.2018.2792303.
- [82] S. Ouchen et al., "Direct power control of shunt active power filter using space vector modulation based on supertwisting sliding mode control," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 9, no. 3, pp. 3243–3253, 2021, doi: 10.1109/JESTPE.2020.3007900.
- [83] H. Afghoul et al., "Robust switched fractional controller for performance improvement of single-phase active power filter under unbalanced conditions," *Front. Energy*, vol. 10, pp. 203–212, 2016, doi: 10.1007/s11708-015-0381-7.
- [84] R. L. de Araujo Ribeiro et al., "A robust DC-link voltage control strategy to enhance the performance of shunt active power filters without harmonic detection schemes," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 2, pp. 803–813, 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2345329.
- [85] S. Rahmani et al., "A combination of shunt hybrid power filter and thyristor-controlled reactor for power quality," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 5, pp. 2152–2164, 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2272271.
- [86] Y. Bekakra et al., "Improved predictive direct power control of shunt active power filter using GWO and ALO—Simulation and experimental study," *Ain Shams Eng. J.*, vol. 12, no. 4, pp. 3859–3877, 2021, doi: 10.1016/j.asej.2021.04.028.

- [87] W. Rafique et al., “Adaptive fuzzy logic controller for harmonics mitigation using particle swarm optimization,” *Comput. Mater. Continua*, vol. 71, no. 3, pp. 4275–4293, 2022, doi: 10.32604/cmc.2022.023588.
- [88] F. Abdelmalek et al., “Experimental implementation of direct power control for a SAPF with a PI controller tuned using grey wolf optimization,” in *Proc. Int. Conf. Adv. Electr. Commun. Technol. (ICAECOT)*, Setif, Algeria, 2024, pp. 1–6, doi: 10.1109/ICAECOT62402.2024.10828779.
- [89] N. Singh and S. B. Singh, “Hybrid algorithm of particle swarm optimization and grey wolf optimizer for improving convergence performance,” *J. Appl. Math.*, vol. 2017, Art. ID 2030489, 2017, doi: 10.1155/2017/2030489.
- [90] M. Monfared et al., “Analysis, design, and experimental verification of a synchronous reference frame voltage control for single-phase inverters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 258–269, 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2238878.
- [91] A. V. Barva, “Analysis of SAPF based on p–q and SRF theory for different supply and load conditions,” in *Proc. Int. Conf. Power, Instrum., Energy Control (PIECON)*, 2023, pp. 1–6, doi: 10.1109/PIECON56912.2023.10085722.
- [92] A. Bouafia et al., “Fuzzy-logic-based switching state selection for direct power control of three-phase PWM rectifier,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1984–1992, 2009, doi: 10.1109/TIE.2009.2014746.
- [93] M. Qasim and V. Khadkikar, “Application of artificial neural networks for shunt active power filter control,” *IEEE Trans. Ind. Inform.*, vol. 10, no. 3, pp. 1765–1774, 2014, doi: 10.1109/TII.2014.2322580.
- [94] T. Noguchi et al., “Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 3, pp. 473–479, 1998, doi: 10.1109/28.673716.
- [95] B. Essoussi et al., “Power quality improvement using a new DPC switching table for a three-phase SAPF,” *Int. J. Robot. Control Syst.*, vol. 3, no. 3, pp. 510–529, 2023, doi: 10.31763/ijrcs.v3i3.1042.
- [96] H. Afghoul et al., “Design and real-time implementation of fuzzy switched controller for single-phase active power filter,” *ISA Trans.*, vol. 58, pp. 614–621, 2015, doi: 10.1016/j.isatra.2015.07.008.
- [97] R. Boopathi and V. Indragandhi, “Enhancement of power quality in grid-connected systems using a predictive direct power controlled based PV-interfaced multilevel inverter shunt active power filter,” *Sci. Rep.*, vol. 15, no. 1, Art. no. 7967, 2025, doi: 10.1038/s41598-025-92693-3.
- [98] H. Afghoul et al., “Implementation of fractional-order integral-plus-proportional controller to enhance the power quality of an electrical grid,” *Electr. Power Compon. Syst.*, vol. 44, no. 9, pp. 1018–1028, 2016, doi: 10.1080/15325008.2016.1147509.
- [99] F. Abdelmalek et al., “A shunt active power filter’s PI and fuzzy DPC control comparison,” *AIJR Abstr.*, pp. 80–81, 2024. [Online]. Available: <https://books.aijr.org/index.php/press/catalog/book/163/chapter/2888>

- [100] A. Umadevi et al., “Optimal design of shunt active power filter for mitigation of interharmonics in grid-tied photovoltaic system,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 220, p. 109232, 2023, doi: 10.1016/j.epsr.2023.109232.
- [101] S. Mirjalili et al., “Grey wolf optimizer,” *Adv. Eng. Softw.*, vol. 69, pp. 46–61, 2014, doi: 10.1016/j.advengsoft.2013.12.007.
- [102] G. Boudechiche et al., “Anti-windup FOPID-based DPC for SAPF interconnected to a PV system tuned using PSO algorithm,” *Eur. J. Electr. Eng.*, vol. 22, nos. 4–5, pp. 313–324, 2020, doi: 10.18280/ejee.224-503.

ملخص

تقدم هذه الأطروحة طريقة التحكم التنبؤي المباشر للطاقة المطبقة على مرشح القدرة النشط التفرعي (SAFP) لمعالجة الشبكات الكهربائية المشوهة. تعتمد الاستراتيجية على مُصحح PI ، يتم تحسين معاملاته باستخدام خوارزمية هجينة تجمع بين خوارزمية الذئب الرمادي (GWO) وخوارزمية تحسين سرب الجسيمات (PSO). تعمل هذه الطريقة على تحسين استقرار النظام، تقليل التشوهات التوافقية، وتعزيز الاستجابة الديناميكية في ظل الأحمال غير الخطية والمتغيرة. الهدف هو ضمان تنظيم أفضل لجهد ناقل التيار المستمر وتلبية معايير جودة الطاقة. تم التحقق من فعالية الحل المقترح تجريبياً باستخدام منصة زمن حقيقي. أظهرت النتائج تحسناً ملحوظاً في الأداء مقارنةً بطريقة التحكم التقليدية باستخدام PI. وتندرج هذه الطريقة الهجينة، المرنة والفعالة، ضمن توجهات التحكم الذكي لأنظمة الطاقة الكهربائية الحديثة.

كلمات مفتاحية: مرشح القدرة النشط التفرعي (SAFP)، خوارزمية هجينة (GWO-PSO)، مُصحح PI، جودة الطاقة

Abstract

This thesis presents a Direct Power Predictive Control method applied to a Shunt Active Power Filter (SAFP) for the compensation of distorted electrical networks. The strategy is based on an PI controller, whose gains are optimized using a hybrid algorithm that combines Grey Wolf Optimization (GWO) and Particle Swarm Optimization (PSO). This approach enhances system stability, reduces harmonic distortions, and strengthens the dynamic response under nonlinear and variable load conditions. The objective is to ensure better regulation of the DC-link voltage and to meet power quality standards. The proposed solution is experimentally validated. The results obtained demonstrate a significant improvement in performance compared to conventional PI control. This hybrid, flexible, and efficient method fits into the broader perspective of intelligent control strategies for modern electrical networks.

Keywords: Shunt Active Power Filter (SAFP), Hybrid Algorithm (GWO-PSO), PI Controller, Power Quality

Résumé

Cette thèse présente une méthode de commande prédictive directe de puissance appliquée à un filtre actif de puissance shunt (SAFP) pour le traitement des réseaux électriques distordus. La stratégie repose sur un correcteur PI, dont les gains sont optimisés par un algorithme hybride combinant Grey Wolf Optimization (GWO) et Particle Swarm Optimization (PSO). Cette approche améliore la stabilité du système, réduit les distorsions harmoniques et renforce la réponse dynamique face à des charges non linéaires et variables. L'objectif est d'assurer une meilleure régulation de la tension du bus continu et de satisfaire les exigences de qualité de l'énergie. La solution proposée est validée expérimentalement. Les résultats obtenus démontrent une amélioration significative des performances par rapport à une commande PI conventionnelle. Cette méthode hybride, souple et performante, s'inscrit dans la perspective de contrôles intelligents pour les réseaux électriques modernes.

Mots-clé : Filtre actif de puissance shunt (SAFP), Algorithme hybride (GWO-PSO), Correcteur PI, Qualité de l'énergie