

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES

Faculté de Génie Electrique

Département d'Electrotechnique

Thèse présentée par :

CHEDJARA Ahmed Zakaria Mehdi

Pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat 3^{ème} Cycle : Électrotechnique

Option : Commande Électriques

Intitulé de la thèse :

Commande neuromimétique de systèmes électriques. Application au filtrage actif et à la commande de moteurs.

Présentée devant le jury composé de :

Mr. BENTAALLAH Abderrahim	Professeur (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)	Président
Mr. MASSOUM Ahmed	Professeur (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)	Rapporteur
Mr. WIRA Patrice	professeur (U.H.A. Mulhouse)	Co-encadreur
Mr. TALEB Rachid	professeur (Univ. Chlef)	Examineur
Mr. SEMMAH Abdelhafid	Professeur (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)	Examineur

Soutenue le : / / 2022

Introduction Générale :..... 1

CHAPITRE I : Introduction aux techniques d'intelligence artificielle

I.1. Introduction :.....3
I.2. Fonctions et méthodes de l'intelligence artificielle :.....4
I.3. réseaux de neurones artificiels :.....11
 I.3.1. Réseaux statiques :.....11
 I.3.2. Réseaux dynamiques :.....12
 I.3.3. Réseaux auto-organisés :.....12
 I.3.4. Réseaux de neurones basés sur la décision :.....12
 I.3.5. Réseaux à fonction de base radiale :.....15
 I.3.6. Algorithmes d'apprentissage des RNA à apprentissage supervisé :.....16
I.4. Conclusion :18

CHAPITRE II : Harmonic dans les réseaux et leur mitigation

II.1. Introduction :19
II.2. Perturbation des Réseaux :19
II.3. Perturbation harmoniques:.....19
 II.3.1. Définition :.....19
 II.3.2. Caractéristiques des perturbations harmoniques :20
 II.3.3. L'origine des harmoniques :22
 II.3.4. Effets des harmoniques :23
II.4. Les normes de reference sur les harmoniques:23
II.5. Solution de réduction des perturbations :24
 II.5.1. Filtrage passif :24
 II.5.2. Compensation actif :27
 II.5.3. Comparaison générale entre filtre passif et filtre actif :31
II.6 Conclusion :32

CHAPITRE III :

III.1. Introduction :33
III.2. Classification des techniques de synchronisation :33
 III.2.1. Boucle à verrouillage de phase :34
 III.2.2. Boucle ouverte OLS :35

III.3. Problématique:	36
III.3.1. Analyse du SRF-PLL conventionnel :	36
III.3.2. PLL avec capacité de filtrage améliorée :	38
III.4. PLL avec approche neuronale :	44
III.5 PLL-MSTF :	44
III.5.1. DDSTF Algorithme :	44
III.6 DSOGI-FLL :	51
III.7 Résultat de simulation :	54
III.8 Conclusion :	57

CHAPITRE IV : Identification des harmoniques par RNA

IV.1. Introduction :	59
IV.2. Filtre actif parallèle :	59
IV.2.1. Etude de la partie puissance :	60
IV.2.2. Etude de la partie commande :	63
IV.3. Théorie des puissances instantanées P-Q:	64
IV.3.1. Interprétation physique des composantes de la puissance active :	65
IV.3.2. Interprétation physique des composantes de la puissance reactive :	65
IV.4. Méthode des courants diphasée:	66
III.4.1. Principe :	66
IV.5 Techniques d'intelligence artificielle pour l'identification en filtrage actif :	67
III.5.1. Méthode PQ (approche neuronale) :	67
IV.6 Méthode des courants diphasée :	71
III.6.1 Extraction de courants harmoniques avec ADALINE :	71
IV.7 Méthode directe :	73
III.7.1 Réglage de la tension continue avec PI classique :	73
III.7.2 Réglage de la tension continue avec PI ADALINE :	74
IV.8 Résultat de simulation :	75
IV.9 Conclusion :	85

CHAPITRE V : Commande de la MAS par RNA

V.1. Introduction :	86
V.2. Contrôle vectorielle de la MAS :	86
V.2.1. Calcul des régulateurs classiques :	89
V.3. Contrôle vectorielle de la MAS sans capteur de vitesse :	93

Table des matières

V.3.1. Présentation des observateurs utilisés :	93
V.3.2. Présentation de l'observateur Luenberger adaptatif :	93
V.3.3. Schéma adaptatif pour l'estimation de la vitesse :	94
V.4. Observateur à mode glissant:	97
V.4.1. Observateur par mode glissant adaptatif du flux rotorique :	98
V.4.2. Estimation adaptative de la vitesse :	100
V.5 Conclusion :	103
Conclusion générale :	104

REMERCIEMENTS :

Je tiens à remercier tout premièrement Allah, le plus puissant, pour avoir donnée le courage, la patience, la volonté et la force nécessaire, pour affronter toutes les difficultés et les obstacles qui sont hissés au travers de notre chemin, tout au long de ce travail

A ma connaissance et mes remerciements vont ensuite aux personnes ci-après :

-Je tiens profondément à remercier le Professeur Ahmed MASSOUM, mon directeur de thèse, qui a toujours été disponible malgré ses responsabilités pour m'orienter, pour me donner ses bonnes idées ainsi que pour les aspects administratifs.

-Je tiens sincèrement à remercier le professeur Patrice WIRA, mon Co encadreur. WIRA m'a donné beaucoup d'idées et de conseils importants tout au long du parcours de la thèse.

Je tiens profondément à remercier Gouichiche Abdelmadjid, SAFA Ahmed, CHIBANI Abdilah et BADAOUI Yacine pour leurs conseils indispensables et leurs primordiales orientations. Chaque discussion avec eux donnait toujours des idées nouvelles et de bonnes pistes pour enrichir les travaux de recherche présentés dans ce mémoire.

-Messieurs les membres du jury pour leur patience et compréhension.

-Tout le personnel (enseignant et étudiant) du département de génie électrique pour m'avoir insufflé les connaissances à ce jour acquises.

Introduction Générale :

Un système électrique est destiné à un usage industriel ou domestique. Il est indispensable de prévoir son fonctionnement en total autonomie avec de très bonnes performances et des exigences accrues. Son organe de contrôle-commande se doit donc d'être particulièrement performant pour suivre l'évolution des grandeurs soumises à des changements imprévisibles. C'est le cas du réseau électrique où les variations de charge sont souvent aléatoires.

Cette thèse propose des approches neuromimétiques d'identification et de commande avec des applications directes au Filtre Actif Parallèle (FAP) et au Moteur Asynchrone. Les origines des perturbations les plus significatives dans les réseaux électriques sont du côté des consommateurs. Elles sont causées par la prolifération des charges non linéaires, telles que les redresseurs, les gradateurs, les transformateurs, les appareils de climatisation ou encore les éclairages à base de tubes fluorescents. Ces appareils absorbent des courants non sinusoïdaux et introduisent de ce fait des pollutions harmoniques sur les courants et les tensions des réseaux de distribution électrique. Les harmoniques engendrées par ces charges circulent dans les réseaux électriques et peuvent perturber le fonctionnement normal de certains équipements électriques voire même engendrer leur destruction. Ces effets néfastes peuvent apparaître instantanément ou se produire en différé tant pour le distributeur que pour les utilisateurs. Le coût dus à ces perturbations se chiffre en million d'euro dans les réseaux électriques. C'est pour ces raisons que le filtrage des distorsions en courant et en tension est au centre des préoccupations actuelles à la fois des fournisseurs et des utilisateurs d'énergie électrique. Des exigences et des recommandations ont été formulé pour parier à ces inconvénients et définir des standards tels que les normes IEEE 519-2014, CEI 61000.3-2/4.

Les filtres actifs parallèles (FAP) sont à ce jour les solutions avancées de dépollution le plus adéquat tant au niveau de la production que de la distribution. Leur réponse est instantanée et ils s'adaptent automatiquement aux évolutions des perturbations introduites par les charges du réseau électrique et à son topologie. Le FAP comporte deux fonctions principales ; une fonction d'identification des courants harmoniques et une fonction de commande d'onduleur pour injecter des courants de compensation. L'étape d'identification des courants harmoniques est fondamentale dans le processus de filtrage. Nous avons adopté trois techniques d'identification des courants harmoniques, la première c'est la méthode des puissances instantanées basées sur des réseaux ADALINE (Adaptive Linear Element), la deuxième c'est la méthode des courants diphasée, la troisième c'est la méthode directe avec un régulateur PI ADALINE.

Ces techniques, quelles que soient leurs différences structurelles, généralement fonctionnent de manière satisfaisante dans des conditions idéales, dans laquelle la tension du réseau est exempte de tout bruit. Cependant, cette situation ne se produit presque jamais dans la pratique en

raison de problèmes de qualité de l'alimentation de plus en plus importants (à savoir la présence d'harmoniques, inter harmoniques, décalage DC, chutes de tension asymétriques, etc.). Pour traiter ce problème le passage par les techniques de synchronisation sont nécessaires. La SRF-PLL (PLL dans le cadre d'un référentiel synchrone) est une technique bien connue dans les applications de systèmes. Cette technique peut fonctionner de façon satisfaisante sous une tension de source déformée si sa bande passante est réduite afin de rejeter et d'annuler l'effet de ces harmoniques sur la sortie. En outre, la technique n'est pas une solution acceptable sous tension de source déséquilibrée. Un autre problème est la présence du décalage en continu dans leurs entrées, qui peut provenir des défauts du réseau, l'existence de cette composante dans l'entrée PLL entraîne des erreurs oscillatoires fondamentales de fréquence dans la phase, la fréquence et l'amplitude estimées et entraîne également une erreur de décalage dans le vecteur unitaire. Pour résoudre ce problème, une technique de synchronisation efficace en quasi boucle ouverte (Q-OLS) est proposée.

Dans le chapitre 1, après avoir étudié l'état de l'art dans le domaine des techniques dites « intelligentes » (celles qui font appel à « l'intelligence artificielle »), nous aborderons certains algorithmes d'apprentissage et nous évoquerons leurs applications dans le domaine de l'identification et de la commande des systèmes.

Le second chapitre du mémoire recense les perturbations qui peuvent apparaître dans un réseau électrique basse tension et expose leurs causes et leurs conséquences ainsi que les normes visant à diminuer leurs proliférations. Les solutions de dépollution existantes, tant traditionnelles que modernes sont rappelées. Finalement, nous justifions la sélection du Filtre actif parallèle retenu pour la suite de nos travaux.

Dans le troisième chapitre, Notre contribution originale débute ou nous développons une nouvelle méthode de synchronisation en quasi boucle ouverte (Q-OLS) et qui est organisée en deux blocs différents. Le premier bloc est une nouvelle technique flexible pour extraire la tension de séquence positive et négative dans des conditions déséquilibrées et déformées. Il s'agit d'un double filtre auto-accord découplé (DD-STF) ou de plusieurs filtres auto-accordants (M-STF) selon les conditions. Les principaux avantages de cette technique sont sa structure simple et le fait de pouvoir travailler dans des conditions très déformées. Chaque harmonique est traitée séparément et cela permet une compensation sélective dans les applications de filtre actif. Le deuxième bloc est le détecteur de fréquence; nous proposons une approche neuronale basée sur un ADALINE pour l'adaptation en ligne de la fréquence de coupure du DD-STF et du M-STF en considérant une possible variation de la fréquence. Le principal avantage de cette méthode est son immunité à l'amplitude et à la phase du signal de tension.

Dans le quatrième chapitre, nous traitons du problème des perturbations en courant et de leur identification. La méthode des puissances instantanées, adoptée pour le filtrage des harmoniques en raison de ses excellentes performances, sert de comparatif pour nos approches neuronales. Les trois méthodes d'identification développées, toutes basées sur les réseaux ADALINE, répondent à des besoins précis. L'originalité de ces techniques consiste à trouver, après transformation, une décomposition en série de Fourier du signal du courant pollué. Cette même décomposition servira de connaissances a priori en entrée des ADALINE. Des comparatifs en termes d'objectifs de compensation, de qualité du filtrage et de complexité.

Le chapitre 5 fait l'objet de la commande du couple d'un moteur asynchrone. Enfin une conclusion générale présentera une synthèse de nos travaux.

Chapitre I

INTRODUCTION AUX TECHNIQUES D'INTELLIGENCES ARTIFICIELLES

I.1 INTRODUCTION

Récemment, les applications des techniques d'intelligence artificielle (IA) et des algorithmes évolutifs (AE) ont reçu une attention croissante dans les problèmes d'optimisation de l'ingénierie. De nombreux travaux de recherche indiquent l'applicabilité de ces approches aux problématiques d'optimisation. Bien que nombreux de ces approches soient encore à l'étude, en raison des progrès significatifs des technologies de comptage, de calcul et de communication, il existe déjà un certain nombre d'optimisations pratiques dans le monde de l'ingénierie. Le présent chapitre explique la puissance des méthodologies d'IA dans les problèmes d'optimisation de l'ingénierie. Les bases de certaines techniques sont décrites et l'état de l'art de ces méthodologies d'optimisation dans les applications d'ingénierie est présenté. En particulier, les structures d'application des réseaux de neurones artificiels.

I.2 FONCTIONS ET METHODES D'INTELLIGENCE ARTIFICIEL POUR LES SYSTEMES D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

La figure 1 donne un résumé des méthodes, fonctions et applications de l'IA pour les systèmes d'électronique de puissance. On peut voir que l'IA a été largement appliquée aux trois phases distinctives du cycle de vie des systèmes électroniques de puissance, y compris la conception, le contrôle et la maintenance. [1]-[35]. En tant que couche fonctionnelle entre l'intelligence artificielle et applications d'électronique de puissance, les fonctions essentielles de l'IA sont classées comme optimisation, classification, régression et exploration de la structure de données:

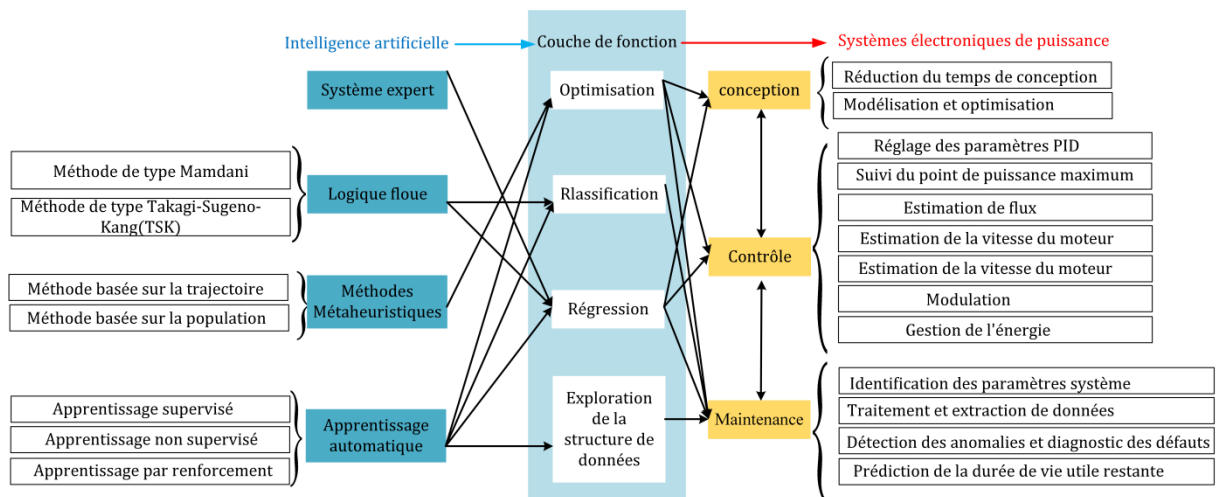


Figure.I.1 L'application de l'intelligence artificielle dans le cycle de vie des systèmes électroniques de puissance.

- **Optimisation** : il s'agit de trouver une solution optimale maximisant ou minimisant les fonctions objectives à partir d'un ensemble d'alternatives disponibles en présence de contraintes, d'égalités ou d'inégalités que les solutions doivent satisfaire. Par exemple, pour la conception de systèmes électroniques de puissance, l'optimisation sert d'outil pour

explorer un ensemble optimal de paramètres qui maximisent ou minimisent les objectifs de conception avec des contraintes de conception.

- **Classification** : Il s'agit d'attribuer des informations d'entrée ou des données avec une étiquette indiquant l'une des k classes discrètes. Plus précisément, la détection d'anomalies et le diagnostic de pannes dans la maintenance sont une tâche de classification typique pour déterminer les étiquettes de défaut en présence d'informations de surveillance d'état.
- **Régression** : en identifiant la relation entre les variables d'entrée et les variables cibles, le but de la régression est de prédire la valeur d'une ou plusieurs variables cibles continues en fonction des variables d'entrée. Par exemple, un contrôleur intelligent peut être facilité avec un modèle de régression entre les signaux électriques d'entrée et les variables de commande de sortie.
- **Exploration de la structure des données** : elle consiste en un regroupement de données qui découvre des groupes de données similaires dans un ensemble de données, une estimation de la densité qui détermine la distribution des données dans l'espace d'entrée et une compression de données qui projette des données de haute dimension jusqu'aux données de faible dimension pour la réduction des caractéristiques. Par exemple, en maintenance, le regroupement des états de dégradation fait partie de la catégorie d'exploration de la structure de données.

Selon les 444 articles de revues pertinents étudiés, l'utilisation des applications des méthodes d'IA dans le cycle de vie des systèmes électroniques de puissance. Plus précisément, les pourcentages d'application de l'IA dans la conception, le contrôle et la maintenance sont de 9,8%, 77,8% et 12,4%, respectivement. Les méthodes d'IA peuvent être généralement classées comme système expert, logique floue, méthodes méta heuristiques et apprentissage automatique. Leurs pourcentages d'application sont respectivement de 0,9%, 21,3%, 32,0% et 45,8%. Cela suggère que la plus grande partie de l'IA dans l'électronique de puissance provient de l'apprentissage automatique.

- **Système expert** : Le système expert est la première méthode d'IA effectivement mise en œuvre dans les applications industrielles [17]. Le système expert [24–27] est essentiellement une base de données qui intègre les connaissances expertes dans un catalogue logique booléen, sur la base duquel les règles IF-THEN du raisonnement cérébral humain sont simulées. C'est un système intelligent simulant le processus d'inférence qui répond aux questions pourquoi et comment basées sur la base de données. La base de données peut provenir de l'expérience d'experts sur le terrain ou de données de simulation, de faits et d'énoncés. Cela peut être continuellement actualisé. Les détails techniques du système expert sont donnés dans [17], et plusieurs exemples d'applications peuvent être trouvés dans [15, 28]. Il est à noter que les applications du système expert sont aussi faibles que 0,9% selon les statistiques d'utilisation de la figure 2. C'est parce

que le système expert est généralement basé sur des principes et des règles du système, ce qui est fortement lié au système d'intérêt et manque d'universalité. Il s'applique aux domaines bien définis uniquement avec des règles expertes solides. En outre, en raison du développement rapide des plates-formes de calcul, les fonctions du système expert peuvent être remplacées par d'autres méthodes d'IA avancées (par exemple, la logique floue et l'apprentissage automatique) avec des capacités d'inférence et d'approximation.

- **Logique floue** : Semblable au système expert, la logique floue est également une méthode basée sur des règles tout en étendant la logique booléenne dans un cas à valeurs multiples. La logique floue est un outil permettant de gérer les incertitudes du système et les mesures bruyantes [29–31]. Au lieu d'utiliser directement la valeur précise d'entrée précise, la fuzzification est d'abord effectuée avec les ensembles flous constitués de plusieurs fonctions d'appartenance dans une plage de 0 à 1. Les signaux d'entrée flous sont ensuite agrégés avec des règles floues dans l'étape d'inférence. La défuzzification est ensuite effectuée sur le résultat de l'inférence en considérant le degré de réalisation et en sortie une valeur nette. En conséquence, la valeur nette est manipulée dans un espace flou qui complète le mappage non linéaire entre l'entrée et la sortie avec des principes élaborés. Dans la plupart des applications, une méthode de logique floue se compose principalement de quatre parties [30]: fuzzification, inférence de règles, base de connaissances et défuzzification. Premièrement, la fuzzification est effectuée sur l'entrée de variables linguistiques avec des fonctions d'appartenance, y compris triangulaire, trapézoïdale, gaussienne, en forme de cloche, singleton et d'autres formes personnalisées. Deuxièmement, le module d'inférence intègre les signaux ensemble selon des règles floues IF-THEN dans la base de connaissances dérivée de l'expérience d'experts. Troisièmement, la défuzzification est effectuée sur le signal pour la sortie. Un exemple de la règle floue est : Antécédent : SI X est moyen ET Y est zéro, Conséquent: Then Z is Positive. Pour l'antécédent et le conséquent, le degré d'accomplissement est déterminé par les fonctions d'appartenance. Le type de schéma d'inférence floue est catégorisé comme Mamdani type [30, 32–35] et Takagi-Sugeno-Kang-type (type TSK) [31, 36–38]. Pour le schéma d'inférence floue de type Mamdani, la fonction d'appartenance de l'antécédent et du conséquent sont des fonctions basées sur la forme, par exemple triangulaires. Pour le schéma d'inférence floue de type TSK, la fonction d'appartenance de la partie antécédente est identique au type Mamdani tandis que celle du conséquent est singleton à plusieurs valeurs constantes. En général, des ensembles plus flous sont nécessaires pour le schéma de type Mamdani par rapport au schéma de type TSK pour la même tâche. Par rapport aux termes flous du type Mamdani, la fonction d'appartenance dans le schéma de type TSK peut être de type fonctionnel linéaire ou constant, ce qui est plus puissant et précis en approximation non linéaire. Des détails plus théoriques de la logique floue sont discutés dans [15, 39]. Notez que l'expérience des experts joue un rôle essentiel dans la conception de la fonction d'appartenance et de la règle floue, et une telle méthode n'est applicable aux experts que dans la plupart des cas. De ce point de vue, les informations

antérieures et l'expérience des experts peuvent être gérées avec une logique floue, puis incorporées à d'autres techniques d'IA en tant que méthode hybride.

- Méthodes méta heuristiques :** Une fois la tâche d'optimisation d'applications spécifiques formulée, la solution optimale peut être obtenue par une méthode de programmation déterministe (par exemple, programmation linéaire ou quadratique) ou une méthode de programmation non déterministe, c'est-à-dire une méthode méta heuristique. Les méthodes de programmation déterministes doivent calculer le gradient et les matrices de Hesse [40], ce qui est difficile pour la plupart des tâches d'optimisation en électronique de puissance en raison de la complexité. Les méthodes méta heuristiques servent d'outil général de bout en bout qui nécessite moins d'expérience d'expert et qui est efficace et évolutif pour diverses tâches d'optimisation. Les méthodes méta heuristiques [12] sont généralement développées avec des inspirations de l'évolution biologique, par exemple, l'algorithme génétique [41] par processus de sélection naturelle, l'algorithme d'optimisation des colonies de fourmis (ACO) [42] en simulant les fourmis dans la recherche d'un chemin efficace pour les aliments. L'exploration de la solution optimale est motivée par le processus d'essais et d'erreurs. Les méthodes méta heuristiques peuvent être classées en méthodes basées sur la trajectoire (méthode de recherche TABU [43], méthode de recuit simulé [44], etc.) et méthodes basées sur la population (algorithme génétique, optimisation de l'essaim de particules [45], optimisation des colonies de fourmis, évolution [46], algorithme immunitaire [47], etc.). Pour les méthodes basées sur la trajectoire, chaque étape d'exploration ne comprend qu'une seule solution candidate et elle évolue vers une autre solution selon une certaine règle. Les performances de cette méthode sont principalement basées sur la qualité et l'efficacité de la règle. En conséquence, la vitesse de convergence des méthodes basées sur la trajectoire est généralement lente et la solution finale est sujette à une solution locale plutôt que globale pour les tâches d'optimisation non convexes. Pour les méthodes basées sur la population, plusieurs solutions candidates sont générées aléatoirement. À chaque exploration itérative, ces solutions candidates sont diversifiées (par exemple, croisement dans l'algorithme génétique) ou incorporées et remplacées par de nouvelles solutions candidates pour améliorer la qualité de la population à la génération actuelle. En conséquence, l'aptitude de la population est améliorée de manière itérative pour approcher la solution optimale.

Tableau I : Les applications des méthodes méta heuristiques en électronique de puissance. Supérieur : +++, intermédiaire : ++, inférieur : +

Type	Algorithmes	Avantages et limites				Applications exemplaires
		Simplicité de mise en œuvre	Convergence	Vitesse de convergence	Capacité parallèle	
Méthode basée Sur la population	Essaim de particules Optimisation (PSO)	+	+++	+	Oui	Conception [45, 48, 49], Contrôle [50-56], Maintenance

thode bas sur traite ée la						[57, 58].
	Algorithme génétique (GA)	+	+++	+	Oui	Conception [3, 41, 59–63], commande [64–68], maintenance [69]
	Optimisation des colonies de fourmis (ACO)	++	++	++	Oui	Conception [70], contrôle [42]
	Evolution différentielle (DE)	++	+++	++	Oui	Contrôle [46, 71]
	Algorithme immunitaire (IA)	++	++	++	Oui	Contrôle [47]
	Méthode de recherche tabou	+++	+	+++	Oui	Conception [43]
Méthode de recuit simulé	+++	++	+++	Oui	Contrôle [44]	

Le tableau I présente un résumé des méthodes méta heuristiques dans le domaine de l'électronique de puissance avec leurs avantages et leurs limites. Ces méthodes méta heuristiques sont comparées qualitativement en termes de plusieurs caractéristiques critiques, notamment la simplicité de mise en œuvre, la convergence globale, la vitesse de convergence et la capacité parallèle. En raison d'énormes avantages, la plupart des tâches d'optimisation en électronique de puissance sont résolues avec les méthodes basées sur la population. Le tableau I montre qu'il existe différentes méthodes basées sur la population avec les variantes améliorées pour les tâches d'optimisation en électronique de puissance. Ils sont développés et améliorés avec différentes inspirations biologiques.

- **Apprentissage automatique :** L'apprentissage automatique est conçu pour découvrir automatiquement les principes et les régularités grâce à l'expérience des données collectées ou des interactions par essais et erreurs. Pour les applications en électronique de puissance, il est catégorisé comme apprentissage supervisé, apprentissage non supervisé et apprentissage par renforcement.
- **Apprentissage supervisé :** Avec le jeu de données de formation constitué de paires d'entrées et de sorties, l'apprentissage supervisé vise à établir implicitement la cartographie et les relations fonctionnelles entre les entrées et les sorties. Cette fonction est particulièrement utile dans les cas de l'électronique de puissance où les modèles de système sont difficiles à formuler. En général, les tâches de l'apprentissage supervisé comprennent la classification et la régression. Pour la classification, sa sortie des paires d'entrée et de sortie dans l'ensemble de données d'apprentissage traite d'un nombre fini de catégories discrètes à étiqueter. Par exemple, le diagnostic de défaut pour un onduleur à plusieurs niveaux [93] est une tâche de classification typique où l'étiquette de défaut discrète doit être identifiée compte tenu des informations de défaut d'entrée. Pour une tâche de régression, la sortie des paires d'entrée et de sortie se compose d'une ou plusieurs variables continues. Un exemple de régression est la prédiction de la durée de vie utile restante des IGBT [113] où la sortie, c'est-à-dire la durée de vie utile résiduelle, est une

variable continue. Une fois le modèle entraîné, il est prêt à évaluer de nouveaux points de données qui diffèrent de l'ensemble de données de formation. La capacité du modèle à traiter de nouveaux points de données, c'est-à-dire ceux de l'ensemble de données de test, est appelée généralisation. Étant donné que l'ensemble de données de formation ne comprend qu'une quantité limitée de paires d'entrée-sortie possibles dans la plupart des cas, sa généralisation sur les nouvelles entrées est l'un des facteurs de performance les plus critiques des méthodes d'apprentissage supervisé. Généralement, les méthodes d'apprentissage supervisé peuvent être classées en méthodes basées sur le connexionnisme (c'est-à-dire la méthode des réseaux neuronaux), les méthodes graphiques probabilistes et les méthodes basées sur la mémoire (c'est-à-dire la méthode du noyau). Pour les méthodes de réseau neuronal, les connaissances acquises à partir de l'ensemble de données de formation sont facilitées et transférées en tant que poids et structures de connexion du réseau. De nombreuses recherches ont été consacrées à l'amélioration la performance des méthodes de réseaux neuronaux. Celles-ci les améliorations proviennent de deux aspects pour les applications de puissance électronique. Le premier aspect concerne l'activation de l'incertitude capacité à gérer le signal bruyant du réseau neuronal pour améliorer la robustesse de la méthode. Cette fonctionnalité est facilitée en intégrant la logique floue dans le réseau neuronal en tant que réseau de neurones flou ou ses variantes (par exemple, neuro-fuzzy adaptatif. Le deuxième aspect concerne l'amélioration des performances dynamiques du réseau neuronal pour traiter les cas de séries de données chronologiques, par exemple, un contrôleur intelligent, la prédiction de la durée de vie utile restante. Par rapport au réseau neuronal conventionnel où les poids du réseau sont indépendants, les performances transitoires sont facilitées par le partage de poids entre différentes couches et cellules du réseau. Le partage de poids peut être mis en œuvre soit dans une échelle peu profonde avec une structure convolution elle (par exemple, réseau de neurones convolutifs 1-D, réseau de neurones temporisés (TDNN) [113]), ou en pleine et profonde échelle en utilisant une unité récurrente comme réseau neuronal récurrent [104]. En général, la capacité de modélisation de la mise en œuvre d'unité récurrente est supérieure à celle avec une structure convolutive. Les méthodes graphiques probabilistes tirent des connaissances, les données en utilisant une représentation schématique des paires d'entrée et de sortie. La représentation schématique implique la relation de dépendance conditionnelle entre les variables de décision. La relation sous-jacente dans le modèle est formulée dans le cadre bayésien [1] et peut être déduite de manière probabiliste. Ainsi, l'interopérabilité du modèle est bien meilleure par rapport aux méthodes de réseau neuronal. En outre, le modèle graphique probabiliste est supérieur pour traiter l'incertitude et les connaissances incomplètes. Pour les méthodes de réseau neuronal et les méthodes graphiques, le jeu de données d'apprentissage est ignoré une fois l'entraînement terminé. Alors que l'ensemble de données d'apprentissage dans les méthodes du noyau est conservé et utilisé dans la phase de test, et que les connaissances acquises sont facilitées

par l'identification des points de données critiques (par exemple, les vecteurs de support dans la machine vectorielle de support [125]) ou un sous-ensemble dans l'ensemble de données d'apprentissage. Une méthode typique du noyau est le processus gaussien, qui a été appliqué à la prédiction de la durée de vie utile restante des IGBT dans [118]. Notez que les méthodes conventionnelles du noyau (par exemple, les processus gaussiens) sont intensives en calcul car l'ensemble de données d'apprentissage est appliqué à l'étape de test. Pour éviter la charge de calcul excessive, des solutions clairsemées sont proposées en tant que machine à vecteurs de support (SVM) et la machine à vecteurs de pertinence (RVM), où l'estimation des paramètres est améliorée sur la base des méthodes bayésiennes. Avec la solution clairsemée, seul un sous-ensemble de l'ensemble de données d'apprentissage est appliqué à l'étape de test et est donc plus efficace par rapport aux méthodes conventionnelles du noyau. En règle générale, l'exigence de l'ensemble de données d'apprentissage pour les méthodes du noyau est inférieure à celle des méthodes de réseau neuronal. Donc, les méthodes du noyau sont plus adaptées aux cas avec un petit jeu de données. Alors qu'en raison du jeu de données de formation est nécessaire dans la phase de test, l'exigence de mémoire des méthodes du noyau est plus élevée que celle des méthodes de réseau neuronal. L'implication du jeu de données d'entraînement limite également les performances de vitesse lors de la phase de test. Il doit être pris en compte pour les applications en ligne où le temps d'exécution est critique, par exemple, une application de contrôle.

En conséquence, le tableau II présente un résumé des méthodes d'apprentissage supervisé et de leurs variantes en électronique de puissance, en termes d'avantages, de limites et d'exemples d'applications.

Tableau II : Méthodes d'apprentissage supervisées et applications à l'électronique de puissance.

Type	Méthode	Variantes	Avantages et limites	Applications exemplaires
Réseau neuronal (NN)	NN conventionnel	Réseau de neurones à réaction (FFNN)	N / A (sans objet)	Conception [79, 80], Contrôle [4, 51, 81–84], Maintenance [85–96]
		Réseau de fonctions de base radiale (RBFN)	Par rapport à FFNN: - Structure de réseau simple	Contrôle [50], Maintenance [97]
	NN avec logique floue	Réseau de neurones flou (FNN)	Par rapport au NN conventionnel: - Capacité de gérer l'incertitude - Incorporation de l'expérience d'expert	Contrôle [46, 71, 98, 99]
		Système d'inférence adaptatif neuro-flou (ANFIS)	Par rapport à FNN: - Génération automatique de règles floues avec moins d'experts expérience	Contrôle [100], Maintenance [101, 102]
	NN avec unité récurrente	Réseau neuronal récurrent (RNN) ou	Par rapport au NN conventionnel:	Contrôle [52, 53, 71, 98, 103–106],

		Elman NN (ENN)	- Meilleure capacité transitoire et dynamique - Meilleure sensibilité	Maintenance [107]
		Réseau autorégressif non linéaire avec entrées exogènes (NARX)	Par rapport à RNN: - Vitesse d'entraînement plus élevée - Meilleure capacité de généralisation	Conception [108], Maintenance [109]
		Réseau d'état d'écho (ESN)	Par rapport à RNN: - Seuls les poids masqués à la sortie doivent déterminer	Maintenance [110, 111]
		Mémoire longue durée (LSTM)	Par rapport à RNN: - Structure la plus efficace pour une application pratique	Maintenance [112]
	NN avec structure convolutive	RN temporisés (TDNN)	Par rapport au NN conventionnel: - Partage de poids partiel pour des performances transitoires - amélioration pour des applications spécifiques	Contrôle [14], Maintenance [113, 114]
Méthode graphique probabiliste	N / A	Réseaux bayésiens	- Meilleure interprétabilité	Maintenance [95, 115-117]
Méthode du noyau	Méthode conventionnelle du noyau	Processus gaussiens	- Sortie probabiliste avec une incertitude quantification	Maintenance [118, 119]
	Méthode du noyau clairsemé	Machine à vecteurs de soutien (SVM)	Meilleure efficacité de calcul	Contrôle [120, 121], Maintenance [7, 74, 95, 117, 122-125]
		Machine à vecteurs de pertinence (RVM)	Le temps de formation est généralement plus long que SVM	Maintenance [126, 127]

- Apprentissage non supervisé** : comparé à l'apprentissage supervisé où l'ensemble de données est constitué de paires d'entrée et de sortie, l'apprentissage non supervisé n'a pas de données de sortie pour la cible d'apprentissage pendant le processus d'apprentissage. En général, les tâches d'apprentissage non supervisé dans les applications de l'électronique de puissance peuvent être classées dans les catégories de regroupement de données et de compression de données. Pour le regroupement des données, il explore les régularités de l'ensemble de données maculé et partitionne l'ensemble de données en plusieurs groupes ou clusters différents en fonction de leurs similitudes. De cette manière, les caractéristiques des données au sein d'un même cluster sont similaires les unes aux autres et différentes de celles des autres clusters. Une application typique de clustering de données est l'identification de l'état d'intégrité discret à partir des données de dégradation [130] dans la surveillance de

l'état des convertisseurs électroniques de puissance. Le but de la compression de données est d'éliminer les informations excessives dans l'ensemble de données pour réduire le nombre d'entités de l'ensemble de données. Par exemple, en utilisant l'analyse en composantes principales (ACP) [126], une représentation réduite de l'ensemble de données est obtenue avec un nombre beaucoup moins élevé d'entités, qui maintiennent pourtant l'intégrité de l'ensemble de données. En général, ces algorithmes d'apprentissage non supervisés servent de prétraitement des données avant de passer aux analyses ultérieures (par exemple, le diagnostic des pannes). Bien que cette étape soit facultative, elle permet de réduire la charge de calcul et d'améliorer la précision des analyses. Le tableau III résume les méthodes d'apprentissage non supervisé typiques pour les applications d'électronique de puissance. Des méthodes d'apprentissage non supervisé et des détails théoriques peuvent être trouvés dans [136].

- **Apprentissage par renforcement** : contrairement à l'apprentissage supervisé et à l'apprentissage non supervisé, l'apprentissage par renforcement (RL) ne nécessite pas de jeu de données de formation. Au lieu de cela, il vise à trouver une stratégie d'action appropriée qui maximise la récompense pour une tâche spécifique, qui est essentiellement une tâche de programmation ou d'optimisation dynamique. Cette stratégie orientée objectifs est formulée à partir d'interactions avec des systèmes ou des modèles de simulation par un processus d'essais et d'erreurs [137]. De cette façon, il accumule progressivement l'expérience et apprend une stratégie spécifique qui maximise l'objectif prédéfini. Théoriquement, RL est un processus décisionnel de Markov [138]. La formation de RL vise à développer un Q-table en termes de politique de sélection des actions, qui peut maximiser le total des récompenses attendues pour l'avenir. La table Q est une matrice de politique informative qui enregistre l'action optimale à entreprendre compte tenu des variables de condition particulières. Plus de détails théoriques sur RL peuvent être trouvés dans [138].

I.3 LES RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS.

De nombreux travaux ont été effectués dans le cadre du développement de systèmes intelligents, dont certains inspirés par les réseaux de neurones biologiques. Des chercheurs de différents horizons ont défini et/ou construit des RNA pour résoudre des problèmes aussi variés que la reconnaissance de formes, la prévision, l'optimisation, les mémoires associatives ou le contrôle. On distingue trois types d'architecture.

I.3.1 Réseaux statiques

Dans ce type d'architecture, chaque neurone reçoit ses entrées à partir de la couche précédente sans qu'il n'y ait retour d'information. Ce qui veut dire que le neurone ne communique pas avec la couche précédente, il en reçoit seulement l'information. Ce genre de réseaux peut être utilisé pour la classification et l'approximation des fonctions.

I.3.2 Réseaux dynamiques

Contrairement aux réseaux statiques, les réseaux dynamiques contiennent le retour d'information, ce qui leurs permet de commander et d'identifier des systèmes dynamiques.

I.3.3 Réseaux auto-organisés

Ce sont des réseaux qui changent leurs structures internes pendant l'apprentissage. Les neurones se regroupent typologiquement suivant la représentation des exemples.

I.3.4 Réseaux de neurones basés sur la décision

a) Le perceptron

Conçu en 1958 par Rosenblatt, c'est un réseau de neurones statique très simple avec une seule couche d'entrée reliée à un ou plusieurs neurones de sortie, acceptant seulement des valeurs d'entrées et de sorties binaires (Fig.I.2). L'information circule dans un seul sens, de la couche d'entrée vers la couche de sortie (feedforward). Le réseau est capable de résoudre des opérations logiques simples comme AND ou OR.

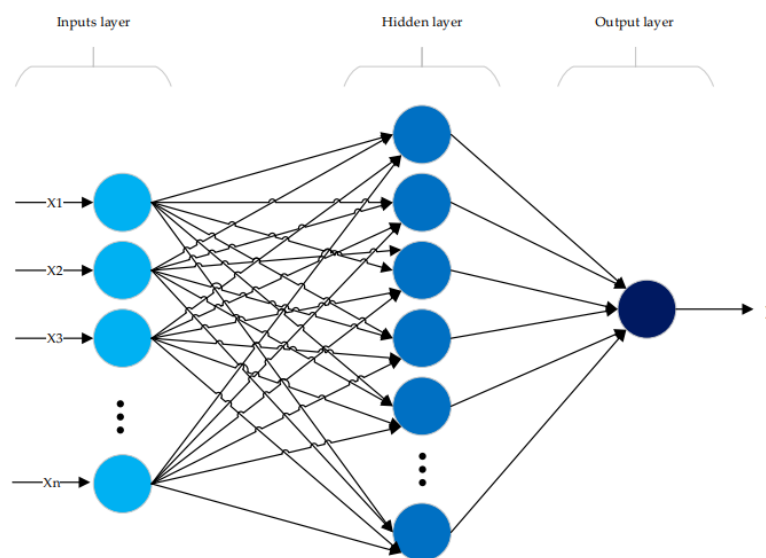


Figure.I.2 structure du perceptron linéaire

L'activité des neurones dans ce type de réseaux est définie par l'équation linéaire suivante :

$$net_i = \sum_{j=1}^n x_j w_{ij} + \theta_i \quad (I.1)$$

x_j représentent les entrées des neurones

w_{ij} le poids synaptique en provenance du j ème neurone de la couche d'entrée vers le i ème neurone de sortie.

θ_i est un paramètre qui agit sur le seuil en sortie.

La sortie est définie par la fonction seuil :

$$y = S_i(net_i) = \begin{cases} 1 & net_i > 0 \\ 0 & net_i \leq 0 \end{cases} \quad (I.1)$$

L'adaptation des poids de ces réseaux se fait comme suit : Tel que :
 $\Delta w(t) = \eta(d(t) - y(t)) \cdot x(t)$

Où :

η : est un paramètre qui contrôle le taux d'apprentissage.

$x(t)$: représente le vecteur présenté à l'entrée du réseau.

$y(t)$: est la sortie du réseau.

$d(t)$: est la sortie désirée.

L'entraînement du réseau se poursuit jusqu'à ce que chaque exemple soit correctement classé. Mais en 1969, Papert et Minsky [1] démontrent les limites du perceptron. Ce dernier n'est efficace que pour des problèmes linéairement séparables.

Une amélioration de ce perceptron à une ou plusieurs couches de neurones cachés a donné naissance aux perceptrons multicouches.

b) Adaline, Madaline

En 1960 B. Widrow [1], un automaticien, développe le modèle Adaline (Adaptive Linear Element). Dans sa structure, le modèle ressemble au Perceptron, une couche d'entrée connectée à une ou plusieurs sorties.

Dans le cas de plusieurs sorties, il est alors appelé Madaline (Multiple Adaptive Linear Element). Ce type de réseau est destiné à l'approximation des fonctions. Cependant la loi d'apprentissage est différente. Celle-ci est à l'origine de l'algorithme de rétropropagation de gradient très utilisé aujourd'hui avec les perceptrons multicouches. L'apprentissage du Madaline s'effectue grâce à la minimisation d'une fonction coût calculée à partir des exemples de la base d'apprentissage et de la sortie du réseau de neurones. Cette fonction détermine l'objectif à atteindre. A la présentation d'une entrée, la sortie est le produit scalaire de cette entrée avec un vecteur poids w_{ij} :

$$y_i^k = \sum_{j=1}^n x_j w_{ij} + \theta_j \quad (I.3)$$

x_j : l'entrée du $j^{\text{ème}}$ neurone ; w_{ij} : poids synaptique du $i^{\text{ème}}$ neurone de la couche de sortie provenant du $j^{\text{ème}}$ neurone de la couche d'entrée. ; θ_j : est le biais de la $j^{\text{ème}}$ sortie.

On définit l'erreur instantanée e_j^k relative à chaque sortie par la différence entre la valeur de la sortie du réseau calculée y_j^k et la sortie désirée d_j^k par :

$$e_j^k = d_j^k - y_j^k \quad (I.4)$$

Le problème réside dans l'ajustement des poids w_{ij} de telle sorte que l'écart entre la sortie désirée et la sortie calculée par le réseau soit nul pour tous les exemples. ($k = 1, \dots, n_{ex}$ avec n_{ex} le nombre d'exemples).

c) Réseaux à fonction de base linéaire (Linear Basis Function LBF)

Ce réseau est basé sur l'algorithme de back-propagation, il est régit par l'équation :

$$u_i^l(t) = \sum_{j=1}^{N_{l-1}} w_{ij}^l(t) y_j^{l-1}(t) + \theta_i^l(t) \quad (I.5)$$

$$y_i^l(t) = f(u_i^l(t)) \quad (I.6)$$

Tel que :

l : le nombre de couches.

$u_i^l(t)$: représente l'activité du $j^{\text{ème}}$ neurone dans la $l^{\text{ème}}$ couche.

$y_i^l(t)$: la sortie du $i^{\text{ème}}$ neurone dans la $l^{\text{ème}}$ couche, en provenance du $j^{\text{ème}}$ neurone de la couche précédente.

$\theta_i^l(t)$: est un paramètre appelé Biais. Il a pour objectif de donner plus de souplesse à la fonction de sortie du neurone en approximation de fonctions. Il est différent pour chaque neurone.

w_{ij}^l : sont les poids synaptiques de la $l^{\text{ème}}$ couche reliant les $i^{\text{ème}}$ et $j^{\text{ème}}$ neurones. La fonction d'activation $f(u)$ est monotone non décroissante. Elle a pour rôle de limiter l'activité du neurone. Pour les neurones de la couche d'entrée, cette fonction n'est autre que l'identité. Ainsi dans la couche d'entrée, chaque neurone fait passer une composante du vecteur entrée vers sa sortie sans aucun traitement, c'est à dire $y_i^l(t) = x_i(t)$ où $x_i(t)$ représente la $i^{\text{ème}}$ entrée du réseau à l'instant t.

d) Réseaux à fonction de base radiale (Radial Basis Function RBF)

Ce sont des réseaux à une seule couche cachée de n unités qui ne réagissent significativement qu'à une partie restreinte dans l'espace d'entrée suivant une fonction d'activation de type gaussien. Les RBF sont utilisés pour la classification et l'approximation de fonctions, et sont capables d'approximer avec un degré de précision quelconque n'importe quelle fonction continue non linéaire à travers une combinaison linéaire de fonctions non linéaires à base radiale. Le fonctionnement de ces réseaux repose sur le principe des estimateurs à noyau, et la généralisation se fait du monovariante vers le multivariante [9].

Un estimateur à noyau considère des fonctions de R^+ vers R et sont de la forme :

$$\phi_i(x) = \phi(\|x - \xi_i\|) \quad (I.7)$$

Où

x : représente les entrées du réseau.

ξ_i : représente le nœud d'interpolation pour $i = 1, \dots, n$.

L'idée principale a été introduite par M.J.D.Powell [], toute fonction $f(x)$ d'une variable x de R^n peut être approchée par une interpolation composée par la somme de p fonctions noyaux de forme fixée $\phi(\|x - \xi_i\|)$:

$$f(x) = \sum_{i=1}^P \lambda_j \phi(\|x - \xi_i\|) \quad (I.8)$$

λ_j sont les paramètres que l'on déterminera à partir des exemples connus x_i, y_i en résolvant le système :

$$f(x) = y_j \quad i = 1, n$$

$\phi(\|x - \xi_i\|)$ est une fonction assurant la continuité aux nœuds et la dérivabilité d'ordre supérieur en ces points.

e) Réseaux à fonction de base radiale (Radial Basis Function RBF)

Le fonctionnement des réseaux RBF est basé sur l'idée des estimateurs à noyaux. En considérant le cas multivariable, la sortie délivrée par le réseau est de la forme :

$$f(x) = \sum_{i=1}^k w_j \Phi(\|x - c_i\|), \quad j = 1 \dots m \quad (I.9)$$

λ_j sont les paramètres que l'on déterminera à partir des exemples connus x_i, y_i en résolvant le système :

$$f(x) = y_j \quad i = 1, n \quad (I.10)$$

$\phi(\|x - \xi_i\|)$ est une fonction assurant la continuité aux nœuds et la dérivabilité d'ordre supérieur en ces points.

I.3.5 Réseaux à fonction de base radiale (Radial Basis Function RBF)

Le fonctionnement des réseaux RBF est basé sur l'idée des estimateurs à noyaux. En considérant le cas multivariable, la sortie délivrée par le réseau est de la forme :

$$f(x) = \sum_{i=1}^k w_j \Phi(\|x - c_i\|) \quad j = 1 \dots m \quad (I.11)$$

c_i sont appelés centres des classes. Ce sont des valeurs que nous attribuons à chaque neurone de la couche cachée, w_j sont les poids synaptiques reliant ces neurones aux sorties,

m est le nombre de sorties du réseau,

k est le nombre de centres.

La fonction noyau ϕ , qui doit toujours assurer la dérivabilité aux points de jonction, est radialement symétrique. Elle doit produire des réponses localisées dont les valeurs ne sont significatives que dans un certain intervalle de l'espace des entrées.

Parmi les fonctions noyaux qui sont utilisées dans les réseaux RBF, on peut trouver les formes suivantes :

Formes cubiques : $\phi(r) = r^3$

Formes multi-quadratiques : $\phi(r) = (r^2 + k^2)^{-\frac{1}{2}}$

Formes gaussiennes : $\phi(r) = \exp\left(-\frac{r^2}{\beta^2}\right)$

Où r est un réel quelconque, remplaçant le discriminant des neurones. β et k sont des constantes.

Parmi ces fonctions, la fonction gaussienne est la plus utilisée. La figure.I.4 représente un réseau RBF à trois couches. La première couche reçoit les entrées injectées au réseau, la couche cachée est constituée de neurones, dont le discriminant est à fonction de base radiale. Chacun de ces neurones est doté d'un vecteur c_i appelé centre, les valeurs de ces vecteurs représentent chacune le barycentre de la classe qui lui correspond.

Lorsqu'un vecteur X est présentée à l'entrée du réseau, chaque neurone calcule, à travers son discriminant, la distance euclidienne d_i de cet exemple par rapport aux centres de la classe qui le représente :

$$d_i = \|X - c_i\| \tag{I.12}$$

La sortie de chaque neurone de cette couche est donnée comme suit :

$$s_i = \exp\left(-\frac{(X - c_i)^T (X - c_i)}{2\sigma_i^2}\right) \tag{I.13}$$

Où σ_i est un paramètre qui représente une mesure de la dispersion des données associées à chaque nœud. Il est souvent égal à la distance moyenne entre le centre de la classe et les exemples d'entraînement y faisant partie.

L'utilisation de la fonction gaussienne rend le réseau très puissant. En utilisant cette fonction à caractéristique locale, chaque neurone ne réagit d'une manière significative qu'à une partie restreinte de l'espace d'entrée. En partageant l'espace d'entrée, les aptitudes de ce réseau en approximation se trouvent significativement améliorées par rapport aux réseaux LBF dont les sorties sigmoïdes ne possèdent pas cette propriété de calcul local. La classification étant effectuée, la couche de sortie, constituée de neurones linéaires, effectue l'approximation définie par la somme pondérée suivante :

$$y_j(X) = \sum_{i=1}^m w_{ij} \phi(\|X - c_i\|) \quad j = 1, \dots, m \tag{I.14}$$

Avec m le nombre de neurones de sorties et k le nombre de neurones cachés.

I.3.6 Algorithmes d'apprentissage des RNA à apprentissage supervisé

a) Méthode des moindres carrés (Least Mean Square Error)

Cette méthode consiste à minimiser l'erreur quadratique définit par [1] :

$$(e^k)^2 = (D^k - W^T X^k)^2 \tag{I.15}$$

Avec,

D^k est le vecteur de sorties désirées,

W^T est la matrice transposée de la matrice poids w ,

X est le vecteur des entrées.

Après l'entraînement avec plusieurs exemples, l'erreur moyenne à minimiser doit avoir un minimum, ce qui revient à résoudre l'équation:

$$\frac{\partial}{\partial w} E[(e^k)^2] = 0 \quad (I.16)$$

Ou :

$$E[(e^k)^2] = E(D^k)^2 - 2E(D^k X^k)W^T + WE(X^{kT} X^k)W^T \quad (I.17)$$

En posant R_{aut} la matrice moyenne des autocorrélations entre les exemples d'entrées et P_{int} la

$$\begin{aligned} R_{aut} &= E(X^{kT} X^k) \\ P_{int} &= E(D^k X^k) \end{aligned} \quad (I.18)$$

Matrice des inter-corrélations entre les entrées et leurs sorties désirées:

D'où l'on obtient le vecteur poids optimal :

$$\frac{\partial}{\partial w} E[(y^k)^2] = -2P + 2wR \quad (I.19)$$

Avec : $W^* = P_{int} R_{aut}^{-1}$

b) Méthode de descente de gradient

Elle est destinée à la détermination des adaptations qu'il faut apporter aux vecteurs poids synaptiques à chaque présentation d'un exemple d'entrée, afin de diminuer la variation de l'erreur, jusqu'à l'obtention de la solution optimale. Pour cela, il suffit de parcourir la surface d'erreur dans le sens inverse du gradient, après avoir évalué la variation de l'erreur en calculant le gradient de la fonction objective par rapport aux poids w .

L'erreur quadratique instantanée est :

$$\zeta^k = \frac{1}{2}(e^k)^2 = \frac{1}{2}(d^k - y^k)^2 \quad (I.20)$$

Afin de progresser dans le sens opposé du gradient on a:

$$\Delta w^k = -\eta \frac{\partial \zeta^k}{\partial w^k} = e^k X^k \quad (I.21)$$

A partir des équations (I.19) et (I.20), on obtient:

$$w_j^{k+1} = w_j^k + \eta_k (d_i^k - y_i^k) x_j^k \quad (I.22)$$

Où: η_k : est le taux d'apprentissage dont le rôle est de réguler la vitesse de convergence et contrôler la stabilité du processus. Ce réseau étant un approximateur linéaire, l'augmentation du nombre de couches n'est pas utile. L'amélioration de ses performances nécessite l'introduction des fonctions non linéaires qui le rendra sensible à l'augmentation du nombre de couches. Le pas ne doit pas être choisi trop grand sinon le système risque d'avoir un comportement

oscillatoire, alors que s'il est trop petit, l'algorithme aura une convergence très lente. Les valeurs habituelles de pas sont comprises entre 0.1 et 0.7 [1].

I.4 CONCLUSION

Ce chapitre fournit un aperçu global des applications de l'IA dans les systèmes électroniques de puissance. Ces applications traitent essentiellement des tâches d'optimisation, de classification, de régression et d'exploration de la structure des données. Les tâches ci-dessus peuvent être abordées avec des méthodes d'IA à fort potentiel, y compris le système expert, la logique floue, les méthodes méta heuristiques et l'apprentissage automatique. Les méthodes d'IA pertinentes avec leurs variantes améliorées sont résumées et discutées.

Chapitre II

LES HARMONIQUE DANS LE RESEAU
ELECTRIQUE ET LEUR MITIGATION

II.1 INTRODUCTION

L'énergie électrique principalement distribuée sous la forme d'un système triphasé sinusoïdal permet de fournir la puissance électrique nécessaire aux équipements et matériels de l'électrotechnique. C'est particulièrement l'aspect sinusoïdal de la tension d'origine qu'il est nécessaire de conserver, afin de lui préserver ses qualités essentielles pour la transmission de la puissance utile aux équipements qui représentent les charges. Lorsque la forme de l'onde de tension n'est plus sinusoïdale, on rencontre alors des perturbations qui génèrent des dysfonctionnements et des échauffements des récepteurs et appareillages raccordés sur un même réseau d'alimentation électrique. Afin d'éviter ces problèmes les moyens de compensation sont mis en place, tels que les compensateurs passifs, actifs ou hybrides [128].

II.2 PERTURBATION DES RESEAUX

Les tensions d'un réseau électrique constituent un système alternatif triphasé qui est caractérisées par [129]:

- La fréquence de 50Hz ou 60 Hz selon la norme du pays.
- L'amplitude des trois tensions,
- La forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde,
- La symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leurs déphasages relatifs.

Tout phénomène physique affectant un ou plusieurs de ces paramètres est considéré comme une perturbation. Les principaux phénomènes pouvant l'affecter sont :

- Déséquilibre du système triphasé
- Creux de tension de courte durée
- Coupures de courte durée
- Surtensions de courte durée
- Fluctuations de tension (ou flicker)
- Perturbations transitoires
- Perturbation harmonique

Ce dernier est l'un des phénomènes importants entraînant la dégradation de la qualité de l'énergie, notre étude dans ce chapitre s'intéresse particulièrement à ce phénomène ses origines, leurs effets et les normes de référence qui définit les limites à ne pas dépasser, ainsi les solutions pour les compenser.

II.3 PERTURBATIONS HARMONIQUES

II.3.1 Définition

Les harmoniques sont des phénomènes périodiques équilibrés qui engendrent la déformation des formes d'onde de tension et de courant. Ces formes d'ondes périodiques non sinusoïdales

sont décrites en termes de leurs harmoniques, dont les amplitudes et les angles de phase sont calculés utilisant l'analyse de Fourier. L'analyse permet à une forme d'onde périodique déformée d'être décomposée en série infinie contenant la fréquence fondamentale (50Hz), le deuxième harmonique (100Hz), le troisième harmonique (150Hz), et ainsi de suite. Les différents harmoniques additionnés pour reproduire la forme d'onde originale sont illustré sur la figure II.1. Le rang le plus haut et qui a un intérêt pour les systèmes d'alimentation est habituellement le 25 ème. Le rang n d'une harmonique est défini comme étant :

$$n = \frac{f_n}{f} \tag{II.1}$$

Où f_n et f désignent respectivement la fréquence de l'harmonique et la fréquence fondamentale.

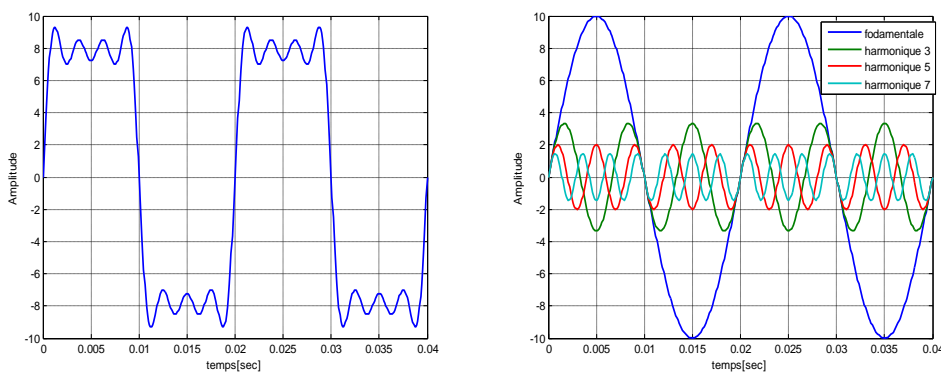


Figure.II.1 Forme d'onde déformée et sa décomposition.

II.3.2 Caractéristique des perturbations harmoniques

Plusieurs grandeurs peuvent caractériser la distorsion en régime déformé, le taux de distorsion harmonique « *THD* », le facteur de puissance F_p , le facteur de distorsion F_d et le facteur de crête F_c .

Un signal $y(t)$ périodique déformé (courant ou tension) peut être décomposé sous la forme d'une série de Fourier définie par :

$$Y(t) = Y_0 + \sum_{n=1}^{\infty} Y_n \sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha) \tag{II.2}$$

Avec Y_0 : valeur de la composante continue, dans ce cas elle est nulle.

ω : pulsation de la fréquence fondamentale,

n : rang de l'harmonique,

Y_n : Valeur efficace de l'harmonique de rang n ,

α_n : Phase de l'harmonique de rang n .

a) Taux de distorsion harmonique

Afin de pouvoir quantifier le contenu harmonique dans un signal $y(t)$ périodique, le taux de distorsion harmonique « *THD* » est le facteur le plus utilisé et le plus significatif. Le *THD* peut être calculé pour un courant ou une tension comme étant la valeur efficace des harmoniques divisés par la valeur efficace du fondamental multiplier par 100% :

$$THD\% = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n_{max}} Y_n^2}}{Y_1} \times 100\% \quad (II.3)$$

Avec Y_1 la valeur efficace de composante fondamentale, Y_n désigne la valeur efficace de l'harmonique de rang n dans le signal $y(t)$, et n_{max} est le rang maximal considéré pour le calcul (généralement $n_{max} = 40$ ou 50).

$$\tau = \frac{Y_n}{Y_1} \quad (II.4)$$

Le taux individuel τ de l'harmonique de rang n est défini par :

Le THD du courant varie de quelques pour cent à 100% alors que le THD de tension est habituellement moins de 5%. Le THD de tension en-dessous de 5% sont considérées acceptables, mais les valeurs au-dessus de 10% sont inacceptables et posent des problèmes pour les équipements et les charges sensibles, selon les normes de référence.

b) Le facteur de puissance

Pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active P et la puissance apparente S . Dans le cas où il y a des harmoniques, une puissance supplémentaire appelée la puissance déformante (D), donnée par la relation (II.5)

$$D = V_s \times \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2} \quad (II.5)$$

Le facteur de puissance (F_p) devient

$$F_p = \frac{P_L}{\sqrt{P_L^2 + Q_L^2 + D_L^2}} \quad (II.6)$$

Avec :

P_L : puissance active

Q_L : puissance réactive

D_L : puissance déformante

De la relation précédent (II.6) on constate que la présence des harmoniques et l'énergie réactive dégrade le facteur de puissance.

c) Facteur de crête

Pour une même valeur efficace, les formes d'ondes peuvent être différentes. Par conséquent, un facteur permettant de caractériser la forme d'onde est le « facteur de crête » et il est défini comme le rapport de la valeur crête du signal sur sa valeur efficace

$$F_c = \frac{\hat{Y}}{Y} \quad (II.7)$$

II.3.3 L'origine des harmoniques

Les dispositifs engendrant les harmoniques sont présents dans toutes les installations industrielles, commerciales et résidentielles. Ce sont des charges par définition non linéaires.

Une charge est dite non linéaire quand le courant qu'elle absorbe n'a pas la même forme d'onde comme la tension d'alimentation [130].

Il y a deux catégories de dispositifs qui engendrent les harmoniques :

- Dispositifs saturables
- Dispositifs d'électroniques puissances

a) Les dispositifs saturables

Ces dispositifs engendrent des harmoniques dues essentiellement à la saturation du fer, comme c'est le cas pour les transformateurs, les machines électriques et les lampes fluorescentes (avec ballasts magnétiques). Les courants résultant de magnétisation sont riches en troisième harmonique, une Machine synchrone produire un courant de troisième harmonique environ 30% de la fréquence fondamentale. La Figure II.2 illustre la forme d'onde du courant absorbé par un transformateur et son spectre fréquentielle

b) Dispositifs d'électroniques de puissances

Les dispositifs, de l'électronique de puissance, présent aujourd'hui au sein de nombreux matériels d'électrotechnique, ainsi que l'électronique des équipements informatiques, contribuent essentiellement à la prolifération des harmoniques. L'utilisation croissante des équipements informatiques et de l'électronique de puissance sur les réseaux électriques contribue à la dégradation de la tension d'alimentation.

Ce sont des charges dites « déformantes » ou « récepteurs non linéaires », elles appellent sur le réseau électrique des courants déformés qui, en fonction de l'impédance du réseau ou lorsqu'ils sont importants en amplitude, vont modifier l'allure de la tension sinusoïdale (figure II.3).

Le signal déformé ainsi obtenu est composé d'harmoniques qui se traduisent par des pertes électriques ou encore des dysfonctionnements sur le réseau électrique d'alimentation.

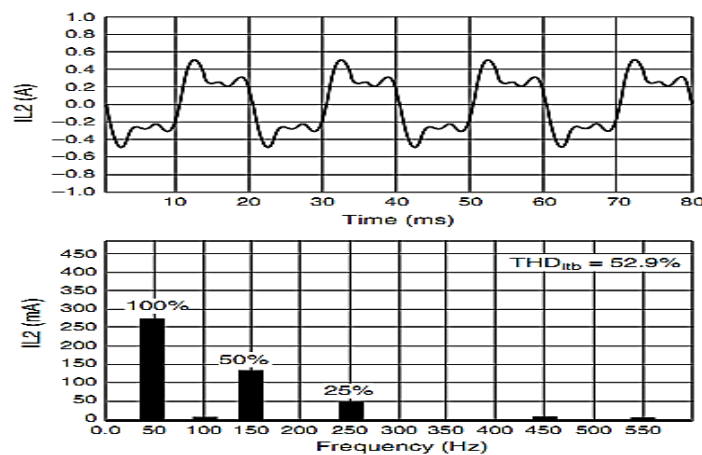


Figure.II.2 Un exemple d'un courant déformé avec un transformateur avec son spectre

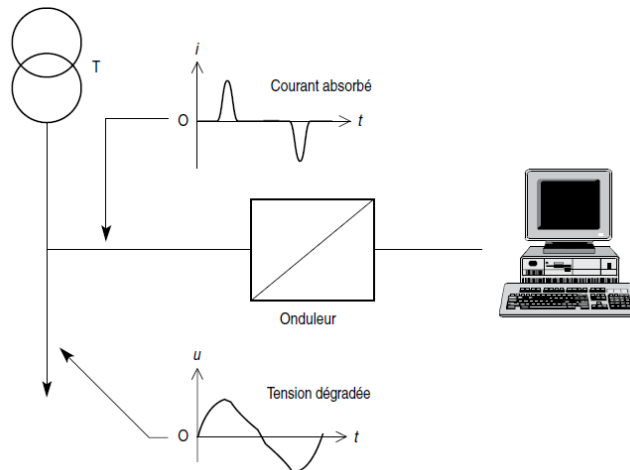


Figure.II.3 Onduleur de tension pour micro-ordinateur

II.3.4 Effets des harmoniques

La circulation des courants harmoniques le long des réseaux électriques est à l'origine de plusieurs phénomènes [131], [132], parmi ces phénomènes :

- Déformation de l'onde de tension. En effet, les courants harmoniques associés aux impédances du réseau, aux fréquences correspondantes, créent selon la loi d'Ohm des tensions harmoniques, lesquelles s'ajoutent ou se retranchent à la tension fondamentale.
- Augmentation des pertes joules et diminution du facteur de puissance dans le réseau.
- Détérioration du rendement, échauffements excessifs et vibrations mécaniques dans les machines tournantes à cause des flux harmoniques créés par la distorsion de la tension.
- Surcharge du fil neutre due aux courants harmoniques de rangs impairs multiples de trois, engendrés par des récepteurs non linéaires monophasés.
- Effets néfastes sur les bancs de condensateurs incluant l'échauffement, la diminution de la durée de vie et la fusion des fusibles de protection.
- disfonctionnement des équipements électroniques sensibles.
- Imprécision sur les résultats des instruments de mesure.
- Interférence électromagnétique sur les lignes téléphoniques entraînant du bruit considérable aux audiofréquences pouvant même détruire l'information transmise.

II.4 . LES NORMES DE REFERENCE SUR LES HARMONIQUES

Les distributeurs ainsi que les consommateurs de l'énergie électrique sont conscients de l'importance d'une réglementation standard unique pour les problèmes de la pollution harmonique. Des organismes comme IEC (Commission Électrotechnique Internationale) en Europe et IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) en Amérique élaborent des

normes efficaces et donnent des recommandations qui peuvent être regroupées en trois catégories :

- Niveaux de compatibilité harmonique en amont du point commun de raccordement :
 - IEEE 519-1992
 - IEC 61000-2-2
 - IEC 61000-3-6
- Limites sur l'émission harmonique des équipements :
 - IEC 61000-3-2 (appareils de moins de 16 A par phase)
 - IEC 61000-3-4 (appareils de plus de 16 A par phase)
- Guide pour la mesure des harmoniques :
 - IEC 61000-4-7

La norme IEEE-519 définit les limites pour les tensions et courants harmoniques au point commun de raccordement (*PCC*) pour assurer le bon fonctionnement des récepteurs dans d'autres sites. À titre d'exemple, les taux individuels τ_n maximaux des tensions harmoniques ainsi que le *THD* à ne pas dépasser sont donnés dans le TABLEAU II.1.

Tableau II.1 : Limites des tensions harmoniques selon IEEE-519

Tension au jeu de barres	Composante harmonique individuelle maximale (%)	THD maximal (%)
69 KV et moins	3.0	5.0
115 KV à 161 KV	1.5	2.5
En dessus de 161 KV	1.0	1.5

II.5 SOLUTION DE REDUCTION DES PERTURBATIONS

Diverses méthodes sont employées afin de réduire la pollution harmonique sur les réseaux de distribution. Parmi ces méthodes, on cite : le surdimensionnement des éléments composant le réseau, l'utilisation de transformateurs spéciaux, le filtrage passif et le filtrage actif. Les deux derniers moyens de réduction mentionnés sont les plus répandus

II.5.1 Filtrage passif

Les filtres passifs constituent un moyen conventionnel pour réduire les harmoniques et augmenter le facteur de puissance [133].

a) Principe de fonctionnement

Le principe du filtrage passif est de modifier localement l'impédance du réseau afin de faire dévier les courants harmoniques et, du même coup, éliminer les tensions harmoniques résultantes. Ces filtres sont composés d'éléments capacitifs et inductifs qui sont disposés de manière à obtenir une résonance série sur une fréquence déterminée.

Afin de concevoir ce type de filtre, une connaissance précise des caractéristiques et du comportement du réseau sous l'effet des harmoniques est nécessaire. Les types de filtre passif utilisés sont choisis en fonction de l'atténuation harmonique recherchée

b) Phénomènes de résonance

L'apparition de phénomènes de résonance est due à la présence sur les réseaux d'éléments capacitifs et inductifs. Le danger de ce phénomène est qu'il peut engendrer de grandes valeurs d'impédance Z_n , de tension V_n et de courant harmonique I_n aux bornes des différents éléments composant le réseau. Lorsque ces valeurs de tension et de courant harmoniques sont trop élevées, ils peuvent endommager et même détruire les équipements qui y sont soumis. On distingue deux types de résonance selon la configuration des éléments capacitifs et inductifs :

b.1) Résonance parallèle :

L'inductance et la capacité en parallèle donnent l'impédance suivante :

$$Z_n = \frac{jLn\omega}{1 - LCn^2\omega^2} \tag{II.8}$$

Il y a résonance lorsque $X_L = X_C$, c'est-à-dire, lorsque le dénominateur $1 - LCn^2\omega^2$ est nul. Dans ce cas, l'impédance est infinie. La fréquence de résonance est donnée par :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{II.9}$$

b.2) Résonance série :

L'inductance en série avec une capacité donne l'impédance suivante :

$$Z_n = \frac{1 - L_c n^2 \omega^2}{jCn\omega} \tag{II.10}$$

Il y a résonance lorsque $X_L = X_C$, c'est-à-dire, lorsque le numérateur $1 - L_c n^2 \omega^2$ est égal à zéro. Dans ce cas, l'impédance est nulle. La fréquence de résonance est donnée par :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{II.11}$$

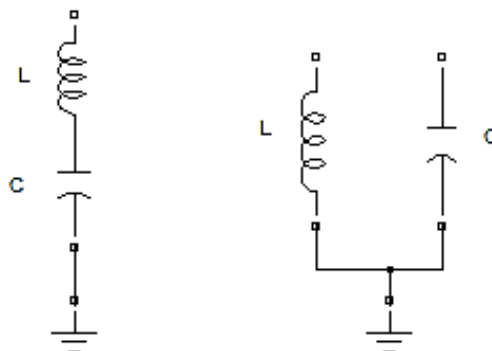


Figure.II.4 Résonance parallèle et résonance série

c) Classification des filtres passifs

Il est possible de classer les filtres passifs selon leur emplacement sur le réseau, leur mode de connexion, leur degré d'amortissement de même que leur fréquence de résonance.

Les filtres passifs peuvent se diviser en deux familles, soit les filtres parallèles et les filtres séries. Selon le type choisi, les harmoniques peuvent être (a) littéralement bloqués par une impédance série élevée entre le convertisseur et le réseau, (b) déviés par une faible impédance en parallèle ou une combinaison des deux.

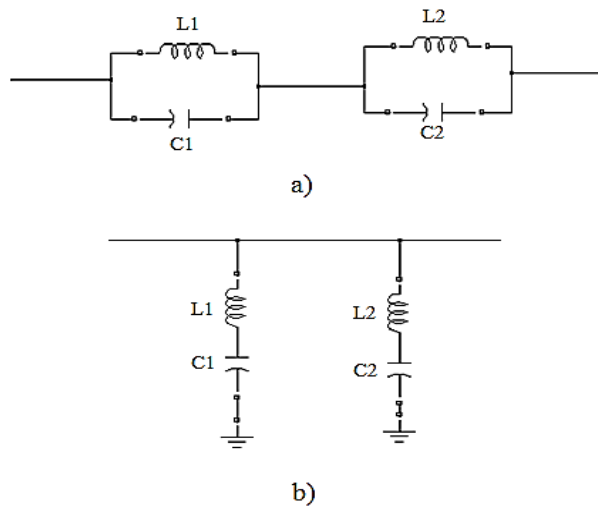


Figure.II.5 a) Filtre passif série et b) Filtre passif parallèle

Le filtre parallèle est utilisé exclusivement du côté alternatif pour deux raisons :

- Il porte uniquement le courant harmonique et il est lié à la terre.
- À la fréquence fondamentale, il possède l'avantage de fournir de la puissance réactive.

Pour une efficacité équivalente au filtre série, le filtre parallèle est beaucoup moins cher. Le filtre parallèle est surtout utilisé dans le cas des charges génératrices de courants harmoniques alors que le filtre série l'est pour les charges génératrices de tensions harmoniques

Cependant les filtres passifs posent certains problèmes :

La conception du filtre nécessite une connaissance approfondie de la configuration du réseau électrique.

- Le dimensionnement dépend du spectre harmonique de la charge et de l'impédance de la source.
- Aux fréquences spécifiques, il existe des anti-résonances entre l'impédance de source et les filtres passifs
- Toute modification du réseau (restructuration, nouveaux clients, ...), en changeant la fréquence d'accord, peut rendre le filtre passif inadapté et perturbateur (phénomène de résonance). Donc, si le réseau se modifie, il faut modifier les paramètres du filtre.
- Pour le fondamental, ces circuits ont un comportement capacitif et sont une source de puissance réactive.

- Ces problèmes rendent la conception des filtres passifs difficiles, étant donné que le spectre généré est variable, leurs combinaisons pour des rangs d'harmoniques fixes ne suffisent plus pour dépolluer les réseaux soumis à des perturbations dont le caractère est de plus en plus dynamique.

II.5.2 Compensation actif

Les compensateurs actifs de puissance ou bien les filtre actifs ont été étudiés pour la compensation d'harmoniques dans les réseaux de puissance industriels depuis le principe de compensation proposé par H. Sasaki et T. Machida en 1971 afin de traiter les inconvénients inhérents aux filtres passifs .Le rôle des filtres actif est de compenser en temps réel les perturbations, en tout ou en partie, présentes dans les réseaux électriques. Ils peuvent faire la compensation d'harmoniques, de puissance réactive et/ou de courant de neutre. Ils ont évolué récemment par rapport à la variété de leur configuration, de leur stratégie de commande et de leurs semi-conducteurs de puissance.

Nous nous intéressons aux principales structures, proposées dans la littérature, à savoir les filtres actifs parallèle, série, combiné parallèle-série et les structures hybrides actif-passif.

.a) Principe de fonctionnement du filtre actif

Les filtres actifs sont composés d'onduleurs qui sont des convertisseurs statiques de puissance. Alimenté par une source de courant ou de tension continue, l'onduleur peut délivrer un courant ou une tension dont le contenu harmonique dépend uniquement de la loi de commande de la commutation des interrupteurs. Les filtres actifs agissent donc comme des sources de tension ou de courant harmoniques en opposition de phase avec ceux du réseau afin de rétablir un courant de source quasi sinusoïdal. Le filtre actif peut être connecté au réseau en série ou en parallèle, suivant qu'il est conçu pour compenser les tensions ou les courants harmoniques [134][135].

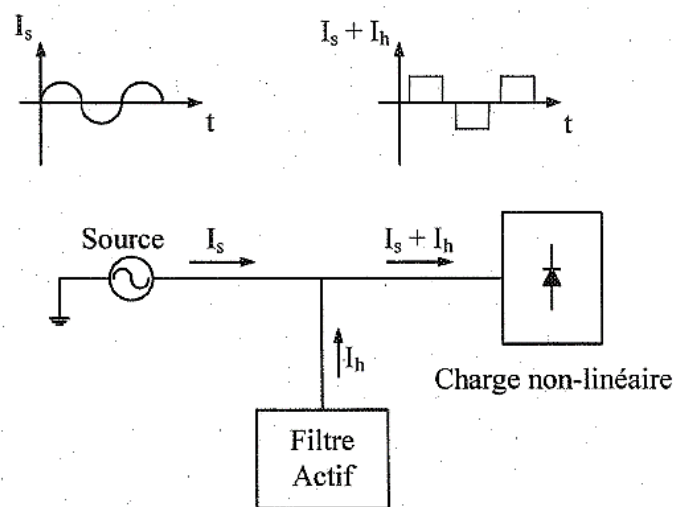


Figure.II.6 Principe de fonctionnement du filtre actif parallèle

Ou : I_s : Courant de source sinusoïdale (fondamental).. I_h :Courants harmoniques.

b.) Classification des filtres actifs

Les filtres actifs sont classés en se basant sur, la structure du convertisseur qui le constitue, sa topologie, et son nombre de phases. Le type de convertisseur peut être un onduleur à structure de courant ou à structure de tension. La topologie peut être shunt, séries, ou une combinaison des deux. La troisième qui est basée sur le nombre de phase, telles que les systèmes à trois ou à quatre fils (triphasés) et les systèmes à deux fils (monophasé).

b.1) Classification Basée sur la structure du convertisseur

Les filtres actifs sont composés d'un onduleur à structure de tension ou d'un onduleur à structure de courant.

b.2) L'onduleur à structure tension

Pour la structure de tension (figure II.7), la source de tension continue est un condensateur C_{dc} , la tension V_{dc} aux bornes de C_{dc} doit être maintenue constante afin d'éviter tout risque de détérioration des interrupteurs de puissance. Ils sont formés à partir de composants semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture (transistors bipolaires, MOS, IGBT, GTO), en antiparallèle avec une diode. L'inductance L_f qui constitue un filtre du premier ordre, placée à la sortie du filtre actif, sert à limiter les variations des courants harmoniques dues aux commutations des bras. On note que c'est la structure utilisé dans notre cas.

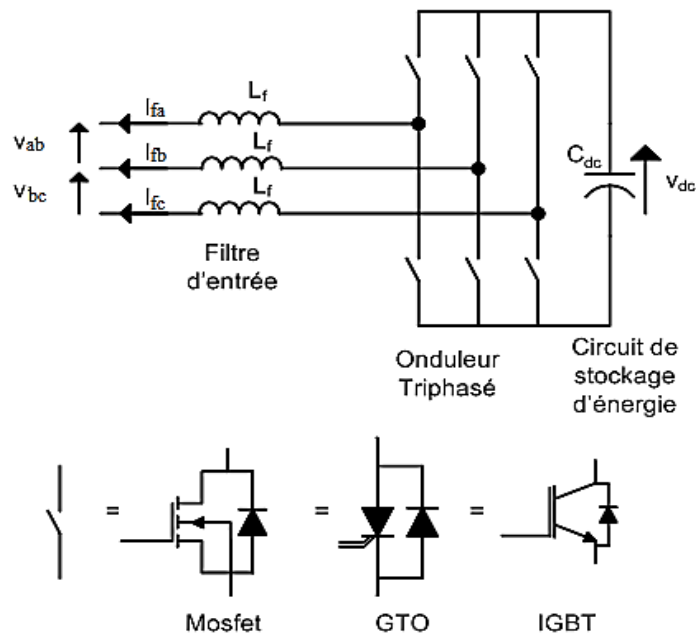


Figure.II.7 Onduleur à structure tension

b.3) L'onduleur à structure de courant

La figure 1.8 illustre la structure d'onduleur de courant avec du côté continu une inductance L_{dc} de réserve d'énergie et du côté alternatif un condensateur en parallèle pour respecter

la règle fondamentale qui consiste à ne connecter une source de tension qu'à une source de courant. Les interrupteurs sont unidirectionnels, ils ne peuvent pas tenir une tension inverse et

nécessitent une diode en série. Le filtre haut fréquence $L_f C_f$ absorbe les harmoniques hautes fréquences de découpage.

c) Classification Basée sur la topologie

Il existe plusieurs topologies de filtres actifs selon les critères de performance recherchés. Les filtres actifs peuvent être en série, en parallèle, ou hybride, c'est-à-dire, l'association d'un filtre actif et d'un filtre passif, Il existe également l'association d'un filtre actif série et d'un filtre actif parallèle qui se nomme conditionneur universel de la qualité d'onde.

c1) Filtre actif série

Le filtre actif série « FAS » est placé en série entre la source et la charge non linéaire pour forcer le courant de la source à être sinusoïdal. Cette approche est basée sur le principe d'imposer une tension harmonique de même amplitude et en opposition de phase avec la composante harmonique dans les tensions de la charge. De cette façon, il se comporte comme une impédance très élevée à la fréquence des harmoniques en série avec la ligne pour empêcher les courants harmoniques de se propager vers la source.

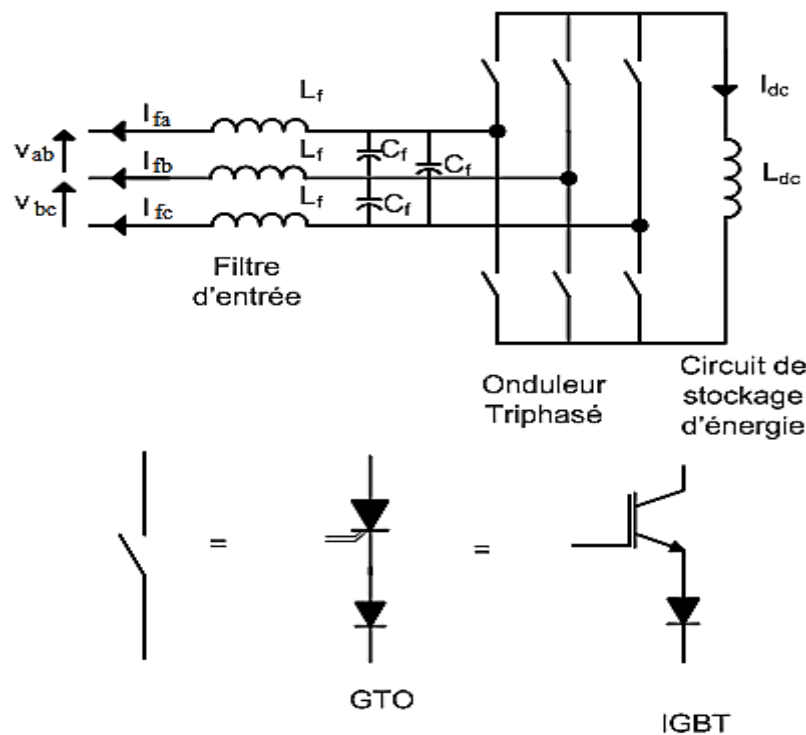


Figure.II.8 Onduleur à structure courant

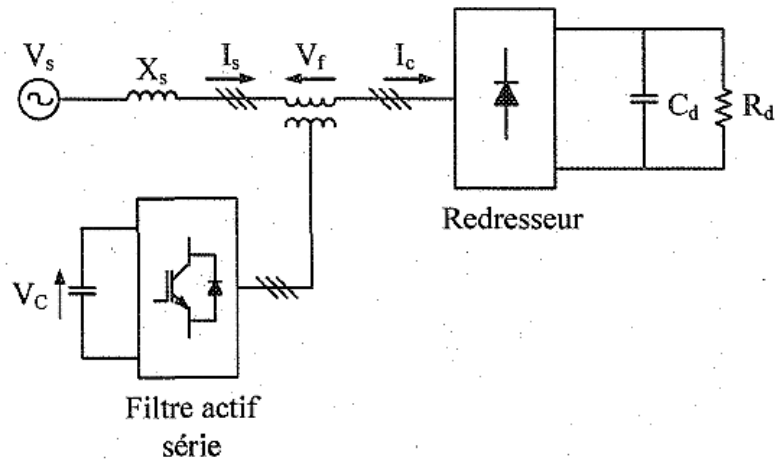


Figure.II.9 Filtre actif série

c.2) Conditionneur universel de la qualité d'onde

La combinaison d'un filtre actif série et d'un filtre actif parallèle se nomme : conditionneur universel de la qualité d'onde (*UPQC*), de son origine anglaise, « Unified Power Quality Conditionner ». Cette structure permet d'aller chercher plusieurs fonctions simultanément servant à améliorer la qualité de la tension (compensation d'harmoniques, de puissance réactive, régulation et stabilisation de tension, etc.). Le *FAS* a pour principales fonctions d'isoler les harmoniques entre la source et la charge polluante, de compenser la puissance réactive et les tensions déséquilibrées. Le rôle du *FAP* est d'absorber les courants harmoniques, de compenser la puissance réactive, de compenser les courants de séquence négative et de faire la régulation de la capacité du côté continue entre les deux filtres actifs.

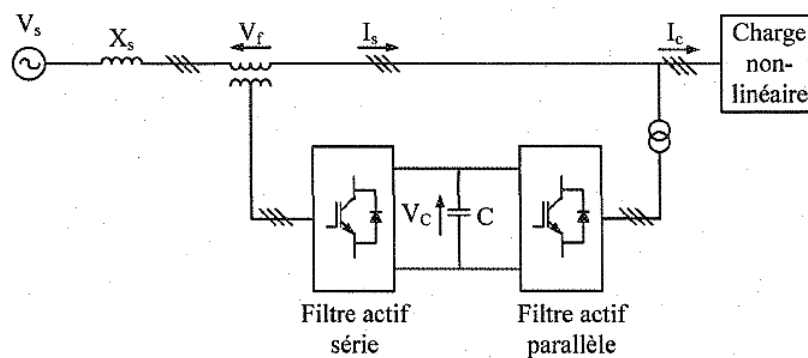


Figure.II.10 Conditionneur universel de la qualité d'onde

c.3) Filtre actif hybride

Également, il y a l'association d'un filtre actif avec un filtre passif que l'on appelle filtre hybride. Le rôle du filtre actif est de maintenir et d'améliorer les performances de filtrage en fonction de l'évolution de la charge et du réseau, tandis que le filtre passif s'occupe de la compensation d'une bonne partie des harmoniques

Plusieurs combinaisons de filtres hybrides sont possibles comme le Filtre hybride parallèle et Filtre hybride série

Le Filtre hybride parallèle est composé d'un filtre passif parallèle et un filtre actif parallèle. Le filtre passif parallèle « FPP » est davantage approprié pour la compensation d'harmoniques de faible rang (5^{ème} et 7^{ème} rangs par exemple). Pour ce qui est du FAP, il est davantage approprié pour la compensation des harmoniques de rang élevé.

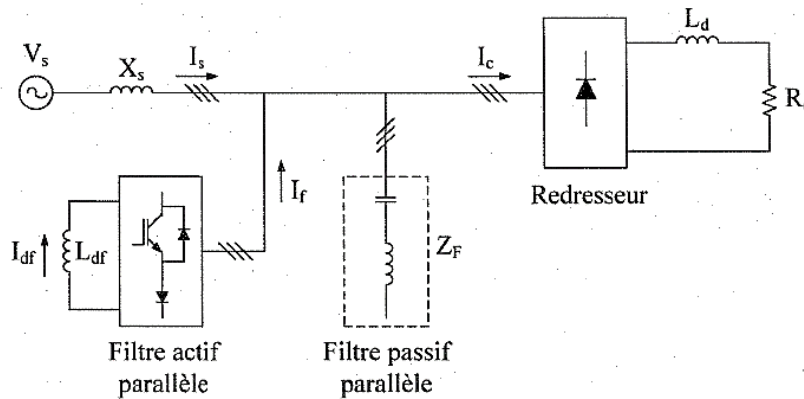


Figure.II.11 : Filtre hybride parallèle

Le filtre hybride série « FHS » est composé d'un filtre actif série et d'un filtre passif parallèle. Le FAS est utilisé pour éliminer les problèmes (comme la résonance et l'influence de l'impédance de source) engendrés par le FPP et améliorer les performances de compensation. Le FPP a pour rôle de dévier les courants harmoniques par sa capacité de modifier localement l'impédance du réseau.

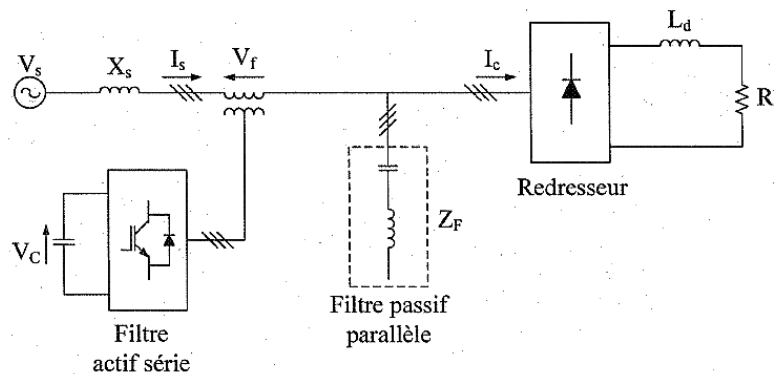


Figure.II.12 Filtre hybride série

II.5.3 Comparaison générale entre le filtre passif et le filtre actif

Le tableau ci-dessous illustre les différents avantages et inconvénients majeurs des deux types de dispositif de filtrage :

Tableau II.1 : Comparaisons entre le filtre passif et le filtre actif

Caractéristique	Filtre passif	Filtre actif
Adaptation l'évolution de la charge et du réseau	Non	Oui, se fait automatiquement
Limite de compensation de rang harmonique	Compense les harmoniques de faible rang (5 ^{ème} et 7 ^{ème} rangs par exemple)	Compense dans la limite de sa bande passante qui est déterminée par la fréquence de commutation maximale

		des semi-conducteurs de son onduleur.
Risque de résonance entre le filtre et le réseau	Oui	Non
Compensation de puissance réactive	Oui	Oui, mais à coût plus élevé que pour le filtre passif
Possibilité de surcharge lorsque le courant harmonique dépasse le dimensionnement du filtre	Oui	Non
Compensation dans les réseaux hauts puissance	Oui	Oui, mais à coût très élevé

II.6 CONCLUSION

Dans cette partie nous avons traité les effets des harmoniques dans les réseaux électriques et leurs mitigations. Nous avons vu leurs origines, leurs effets ainsi que les normes et les standards qui s'appliquent au phénomène. Nous avons passé en revue les différents moyens de mitigation contre la pollution harmonique classique par un filtre passif et moderne par un filtre actif.

De par ses avantages sur le filtre passif, le filtre actif constitue un alternatif intéressant pour non seulement compenser les harmoniques, mais pour améliorer la qualité de l'énergie du réseau électrique. Son installation est permanente et ne nécessite pas son remplacement lors du changement de topologie du réseau ou son extension comme c'est le cas du filtre passif.

Les dommages causés par la présence des harmoniques peuvent être plus ou moins importants selon la configuration du réseau et les équipements présents. Différentes normes existent afin d'établir les limites permises d'harmoniques sur les réseaux. Dans notre projet, la norme IEEE Standard 519-2014 sera utilisée.

Dans la suite de notre travail nous aborderons l'étude de la structure de filtre actif et sa commande.

Chapitre III

SYNCHRONISATION DU FAP :
APPLICATION DES TECHNIQUES NEURO

III.1 INTRODUCTION

Dans Ces dernières années, la pénétration accrue des sources d'énergie renouvelables dans le réseau électrique et la prolifération des charges non linéaires domestiques et industrielles ont causé de graves problèmes de qualité de l'énergie. Afin d'améliorer la qualité d'énergie, le FAP a besoin d'une étape appelée identification pour séparer efficacement la composante fondamentale et estimer les harmoniques générés par la connexion de la charge non linéaire sur le réseau. Existe-t-il plusieurs méthodes d'identification dans la littérature ? En effet, la méthode des puissances instantanées, directe, indirecte. Dû au fait que ces algorithmes d'identification exigent la connaissance des composantes fondamentales et la phase instantanée de la tension, une synchronisation robuste est requise. Dans ce chapitre nous proposons quatre techniques de synchronisation avancées, une technique originale appelée M-STF ADALINE, une PLL avec une approche neuronale, PLL hybride, une technique appelée DSOGI-FLL.

Ce chapitre est organisé de la manière suivante : une classification des différentes techniques de synchronisation est exposée, éclairer leurs avantages et leurs inconvénients puis une étude consciencieuse de ces techniques est faite qui consiste à présenter, comparer et choisir la technique idéale pour l'injection des courants de source du FAP. Finalement une évaluation par simulation.

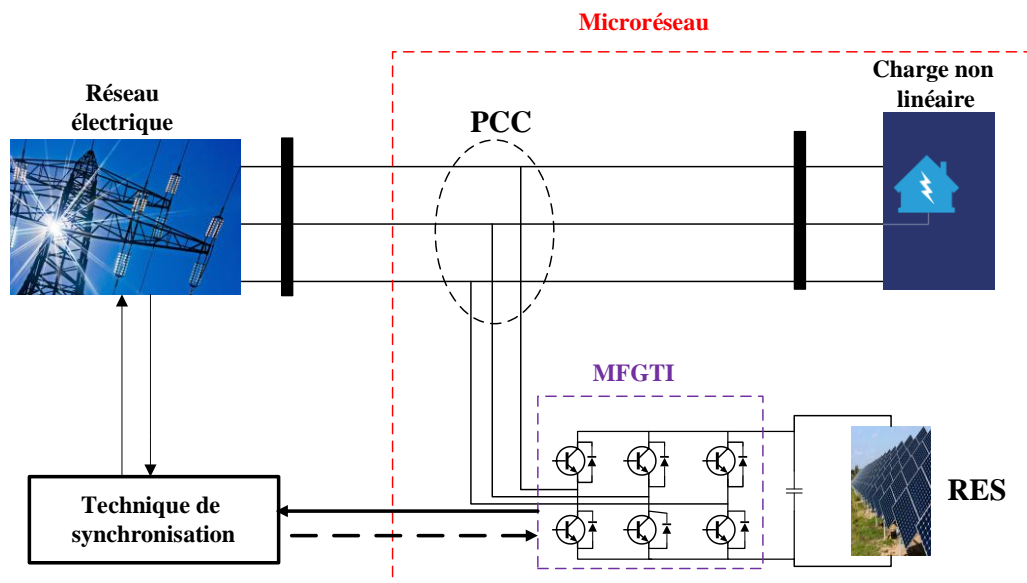


Figure.III.1 : Schéma global du système étudié.

III.2 CLASSIFICATION DES TECHNIQUES DE SYNCHRONISATION

Les techniques de synchronisation dans les convertisseurs de puissance peuvent être globalement classées en approches en boucle ouverte et en boucle fermée. Les méthodes de synchronisation en boucle fermée (CLS) sont les approches dont la mise en œuvre implique de renvoyer un ou plusieurs signaux. Les boucles à verrouillage de fréquence (FLL) et les boucles à verrouillage de phase (PLL) sont deux catégories principales des techniques CLS, où la mise en œuvre du premier consiste à renvoyer l'angle de phase, tandis que le dernier est utilisé pour verrouiller la fréquence dans le cadre de référence stationnaire et la phase est estimée en dehors

de la boucle de commande. Les FLL et PLL sont pratiquement les mêmes systèmes de contrôle que ceux qui ne sont implémentés que dans des cadres de référence différents. Les méthodes de synchronisation en boucle ouverte (OLS) sont néanmoins exemptes de tout signal de retour dans leurs structures. Le diagramme illustré à la Fig. III.1 illustre cette classification [1]-[35].

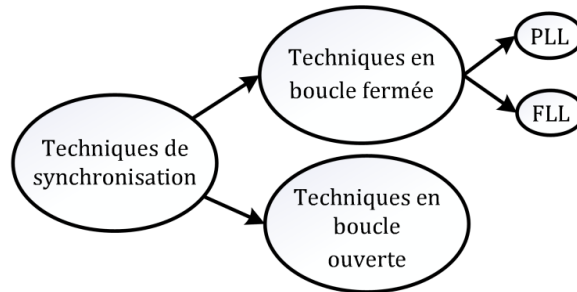


Figure.III.2 : Classification des techniques de synchronisation

III.2.1 Boucle à verrouillage de phase

Par définition une PLL est un système de commande à rétroaction de nature non linéaire qui est implémenté dans le référentiel synchrone et synchronise son signal de sortie avec la composante fondamentale de la tension du réseau, qui est son signal d'entrée. Notre travail concernera seulement les applications de puissance et d'énergie alors que leur utilisations sont largement présentes dans les différentes applications telles que la détection de défauts, l'extraction d'harmoniques, calcul des facteurs de qualité de l'énergie, etc. Quelle que soit l'application utilisée, trois parties se retrouvent dans presque toutes les PLL. Ces éléments sont le détecteur de phase (PD), qui est principalement responsable de la génération d'un signal contenant l'information d'erreur de phase, le filtre de boucle (LF), également appelé contrôleur de boucle, qui entraîne le signal d'erreur de phase à zéro et l'oscillateur de tension contrôlé (VCO), qui produit un vecteur unitaire synchronisé dans sa sortie[9].

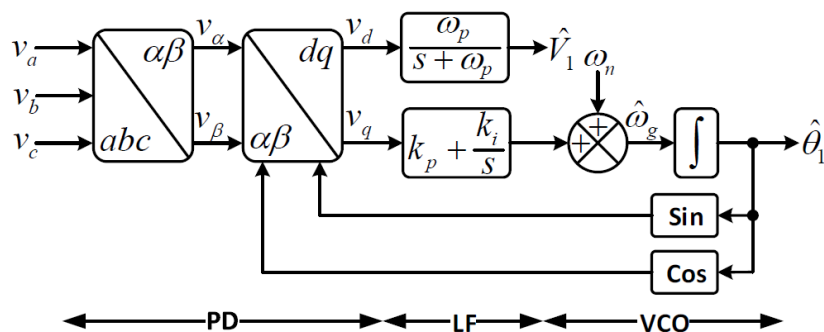


Figure.III.3 : SRF-PLL conventionnelle

La Fig. III.3 illustre une PLL standard triphasée, appelée SRF-PLL (le cadre de référence synchrone) conventionnelle. Le SRF-PLL conventionnel étant la structure de base pour la mise en œuvre de presque tous les PLL avancés, une brève description de son principe de

fonctionnement et de ses propriétés est tout d'abord présentée. Dans la SRF-PLL conventionnelle, les transformations de Clarke et de Park sont appliquées aux signaux de tension du réseau pour les transférer vers le cadre de référence synchrone (dq). Les signaux d'axe dq résultants contiennent les informations d'erreur de phase et d'amplitude. Le signal contenant l'erreur de phase, ici v_q , passe par le LF, qui est un régulateur proportionnel intégral (PI). La coopération de ce régulateur et du VCO garantit une erreur de suivi de phase moyenne nulle aux fréquences nominales et non nominales en régime établi. Notez que le vecteur unitaire généré par le VCO [c.-à-d. \sin et \cos] est utilisé par le PD (transformation du park) pour générer les informations d'erreur de phase et d'amplitude. Notez également que la sortie du contrôleur PI et les signaux de l'axe d sont des estimations de la fréquence et de l'amplitude de la tension du réseau, respectivement. Le signal de l'axe d est transmis à un filtre passe-bas afin de rejeter / atténuer les perturbations possibles et d'estimer avec précision l'amplitude de la tension du réseau.

III.2.2 Boucle ouverte OLS

La caractéristique clé d'une technique OLS, comme mentionné précédemment, est de n'utiliser aucun signal de rétroaction dans sa structure, ce qui se traduit par une stabilité inconditionnelle. C'est probablement le principal avantage d'une technique OLS par rapport aux PLL et FLL.

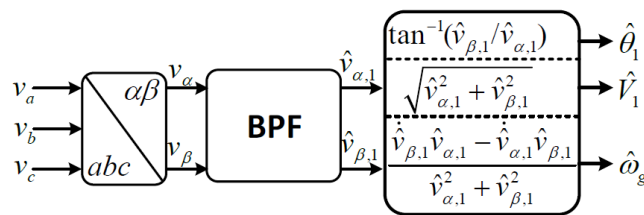


Figure.III.4 : Synchronisation boucle ouverte standard

La figure III.4 illustre une technique OLS triphasée standard. L'élément clé de cette structure est un filtre passe-bande qui extrait la composante FFPS de tension du réseau. La fréquence, la phase et l'amplitude sont ensuite calculées. Les principales caractéristiques avantageuses de cette structure sont : la simplicité, une faible charge de calcul, une stabilité inconditionnelle, et une réponse dynamique rapide. Cependant, elle présente un inconvénient majeur : elle ne peut pas fonctionner efficacement à des fréquences non nominales car la fréquence centrale du BPF n'est pas adaptative (elle est fixée à la fréquence nominale) [89]. Pour être plus précis, un changement de fréquence entraîne des erreurs de phase et d'amplitude de la composante FFPS extraite et, par conséquent, la phase et l'amplitude estimées. La résolution de ce problème a été la principale motivation derrière le développement de techniques OLS avancées. Une approche, parfois utilisée par les chercheurs pour résoudre les erreurs mentionnées ci-dessus, consiste à renvoyer la fréquence estimée pour adapter le BPF aux changements de fréquence du réseau [90]. Dans un tel cas, cependant, la technique de synchronisation peut ne plus être considérée comme une boucle ouverte.

III.3 . PROBLEMATIQUE

En gros, toutes les techniques de synchronisation, quelles que soient leurs différences structurelles, fonctionnent de manière satisfaisante dans des conditions idéales, dans lesquelles la tension du réseau est exempte de tout bruit. Cependant, cette situation ne se produit presque jamais dans la pratique en raison de problèmes de qualité de l'énergie de plus en plus importants (présence d'harmoniques, inter harmoniques, décalage en continu, chutes de tension asymétriques, etc.) dans les systèmes d'alimentation qui va altérer leurs degré d'efficacité [9]. Ces problèmes de qualité d'alimentation peuvent être causés par différents facteurs. On note par exemple, la composante continue peut apparaître dans le signal de tension du réseau en raison de défaillances du système électrique, de phénomènes géomagnétiques, du redressement de demi-onde, de cyclo convertisseurs et de l'injection de courant continu par des systèmes de production décentralisée, en particulier des onduleurs photovoltaïques [9]. Et les harmoniques et inter harmoniques de la tension du réseau sont principalement imputables aux charges non linéaires, en particulier aux équipements basés sur l'électronique de puissance, dont la pénétration dans le système d'alimentation est en augmentation constante. Les problèmes de qualité de l'alimentation ont une incidence négative sur les performances des techniques de synchronisation. Ils provoquent des erreurs d'oscillation et de décalage dans les quantités estimées (phase, fréquence et amplitude) par les unités de synchronisation.

III.3.1 Analyse du SRF-PLL conventionnel

Supposons que les tensions d'entrée triphasées du SRF-PLL soient les suivantes :

$$V_a(t) = V_1 \cos(\theta) + \sum_{h=-\infty}^{+\infty} V_h \cos(\theta_h) \quad (\text{III.1})$$

$$V_b(t) = V_1 \cos(\theta) + \sum_{h=-\infty}^{+\infty} V_h \cos(\theta_h - \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{III.2})$$

$$V_c(t) = V_1 \cos(\theta) + \sum_{h=-\infty}^{+\infty} V_h \cos(\theta_h + \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{III.3})$$

Avec $h \neq 1$

Où V_h est l'amplitude de la composante harmonique d'ordre h dans l'entrée PLL et θ_h est son angle de phase. Dans ce cas, les signaux d'axe dq peuvent être exprimés en

$$V_d(t) = V_1 \cos(\theta - \hat{\theta}) + \sum_{h=-\infty}^{+\infty} V_h \cos(\theta_h - \hat{\theta}_1) \approx V_1 + D_d(t) \quad (\text{III.4})$$

$$V_q(t) = V_1 \sin(\theta - \hat{\theta}) + \sum_{h=-\infty}^{+\infty} V_h \sin(\theta_h - \hat{\theta}_1) \approx V_1 + D_q(t)$$

Avec

$$\sum_{h=-\infty}^{+\infty} V_h \cos(\theta_h - \hat{\theta}_1) = D_d(t), V_1 \cos(\theta - \hat{\theta}) = 1, V_1 \sin(\theta - \hat{\theta}) = 1, \sum_{h=-\infty}^{+\infty} V_h \sin(\theta_h - \hat{\theta}_1) = D_q(t)$$

En utilisant (III.4) et le schéma de principe du SRF-PLL (voir Fig.IV.3) et en définissant :

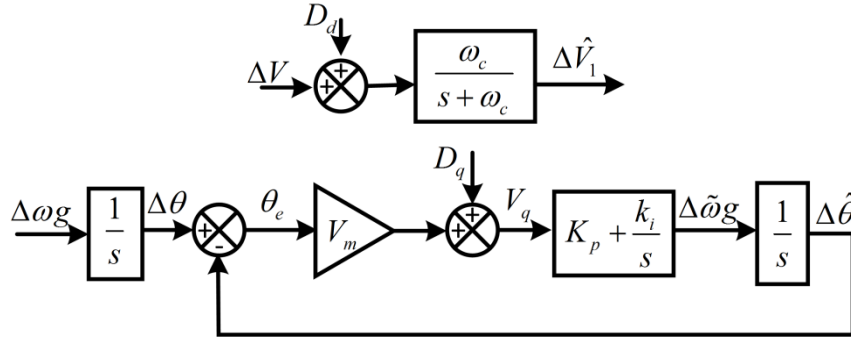


Figure.III.5 : Modèle linéarisé du SRF-PLL conventionnelle

$\hat{\theta} = \theta_n + \Delta\hat{\theta}$, $\theta = \theta_n + \Delta\theta$, $\omega_g = \omega_n + \Delta\omega_g$, $\hat{\omega}_g = \hat{\omega}_n + \Delta\hat{\omega}_g$, $V_1 = V_n + \Delta V_1$, $\hat{V}_1 = \hat{V}_n + \Delta\hat{V}_1$, $\theta_n = \int \omega_n dt$
 ω_n, V_n Sont la fréquence angulaire nominale et l'amplitude, respectivement, et Δ fait référence à une petite perturbation), le modèle linéarisé SRF-PLL peut être développé comme illustré à la FigIII.3. Selon ce modèle, les fonctions de transfert en boucle ouverte et en boucle fermée de SRF-PLL peuvent être déterminées comme suit:

$$\hat{\theta}(s) = \frac{V_n (K_p s + K_i)}{s^2} \theta_e \quad (\text{III.5})$$

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(s) &= \frac{V_n (K_p s + K_i)}{s^2 + V_n K_p s + K_i} \Delta\theta(s) \\ &+ \frac{(K_p s + K_i)}{s^2 + V_n K_p s + K_i} D_q(s) \end{aligned} \quad (\text{III.6})$$

$$\begin{aligned} \Delta\hat{\omega}_g(s) &= \frac{V_n (K_p s + K_i)}{s^2 + V_n K_p s + K_i} \Delta\omega_g(s) \\ &+ \frac{s(K_p s + K_i)}{s^2 + V_n K_p s + K_i} D_q(s) \end{aligned} \quad (\text{III.7})$$

$$\begin{aligned} \Delta\hat{V}_1(s) &= \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \Delta V_1(s) \\ &+ \frac{\omega_c}{s + \omega_c} D_d(s) \end{aligned} \quad (\text{III.8})$$

Notez qu'en déterminant la fonction de transfert en boucle ouverte (III.5) la présence de l'entrée de perturbation a été négligée. Les fonctions de transfert (III.5)-(III.8) fournissent des informations précieuses sur les caractéristiques de la fonction SRF-PLL, qui sont résumées comme suit.

- Selon (III.5), la fonction de transfert en boucle ouverte, qui relie le signal d'erreur de phase à l'angle de phase estimé, a deux pôles à l'origine. Cela signifie que, du point de vue de l'estimation de l'angle de phase, le SRF-PLL est un système de commande de type II. En conséquence, il peut suivre un saut de phase et une rampe de phase (qui correspond à un saut de fréquence) avec une erreur nulle en régime établi. Néanmoins, il peut ne pas être en mesure de suivre une entrée de phase parabolique

(qui correspond à un changement de rampe de fréquence) avec une erreur nulle. L'erreur de phase pendant le changement de rampe de fréquence peut être réduit en augmentant la largeur de bande de la PLL. Néanmoins, il dégrade l'immunité au bruit SRF-PLL.

- Selon (III.5), le gain de la boucle SRF-PLL dépend de la tension du réseau amplitude. Par conséquent, toute modification de l'amplitude de la tension du réseau (due à un défaut, par exemple) modifie le gain de la boucle SRF-PLL et, par conséquent, ses caractéristiques de dynamique et de stabilité.
- Selon (III.6) - (III.8), l'angle de phase, la fréquence et l'amplitude estimés par le SRF-PLL souffrent des entrées de perturbations et. Ces signaux, exprimés en (III.4), résultent des perturbations de la tension du réseau. Notez que la tension continue du réseau et la séquence négative de fréquence fondamentale (FFNS) apparaissent respectivement en tant que composantes de fréquence fondamentale et de fréquence double, et qu'un harmonique d'ordre h apparaît en tant qu'harmonique d'ordre $h-1$. Par conséquent, la présence du décalage continu, de la composante FFNS et d'une composante harmonique d'ordre h dans l'entrée SRF-PLL, respectivement, provoque les ondulations de fréquence fondamentale, de fréquence double et $h h-1$. sur la phase estimée, la fréquence et l'amplitude.
- Le SRF-PLL a une capacité très limitée d'atténuer les perturbations de la tension du réseau. C'est particulièrement vrai lorsque la composante Continue et le FFNS existe dans l'entrée SRF-PLL car, comme indiqué précédemment, elles apparaissent sous forme de perturbations à fréquence fondamentale et à double fréquence à l'intérieur de la boucle de commande SRF-PLL. Notez qu'il s'agit de perturbations d'ordre faible et que même une SRF-PLL à bande passante étroite ne peut pas les atténuer efficacement. Notez également que le fait de réduire la bande passante SRF-PLL dégrade considérablement sa réponse dynamique.

III.3.2 PLL avec capacité de filtrage améliorée

Pour faire face à ce problème, de nombreuses PLL avancées avec une capacité améliorée de rejet des perturbations ont été conçues par différents chercheurs. Presque toutes ces PLL peuvent être comprises comme une SRF-PLL conventionnelle avec des filtres d'addition, qui peuvent être incluses à l'intérieur de la boucle de contrôle SRF-PLL ou avant son entrée. Cette section donne un aperçu de ces PLL.

- ***MovingAverageFilter***

(MAF) est un filtre à phase linéaire qui peut être décrit dans le domaine de Laplace comme suit :

$$G_{MAF}(s) = \frac{1 - e^{-T_w s}}{T_w s} \quad (III.9)$$

Où T_w est la longueur de la fenêtre MAF. Le MAF passe le Composant DC et bloque complètement les composants de fréquence de multiples entiers de $1/T_w$ en hertz. C'est la raison pourquoi le MAF est parfois appelé «LPF quasi idéal». La Fig. (III.6) Montre le schéma de principe du MAF-PLL standard, qui est le PLL du cadre de référence synchrone conventionnel avec le MAF en boucle.

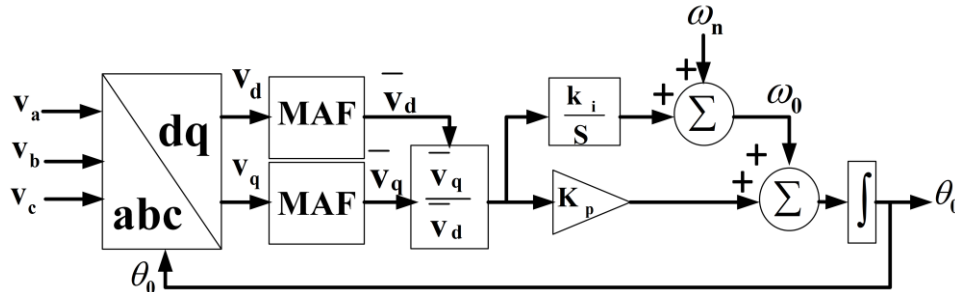


Figure.III.6 : Schéma fonctionnel d'une PLL avec MAF.

L'inclusion du MAF dans la boucle de régulation SRF-PLL améliore considérablement sa capacité de filtrage, mais ralentit considérablement sa réponse dynamique. La raison en est que le MAF en boucle provoque un retard de phase important dans la boucle de régulation. Ceci est particulièrement vrai lorsque la longueur de la fenêtre de MAF est définie sur $T_w = T$, où T est la période nominale des signaux d'entrée MAF-PLL. Cette sélection de la longueur de la fenêtre du MAF, à savoir $T_w = T$, est recommandée lorsque le motif harmonique du réseau est inconnu et que, par conséquent, toutes les composantes harmoniques et le décalage DC peuvent être présents dans l'entrée PLL. Les autres choix pour la longueur de la fenêtre du MAF sont $T_w = T/2$ et $T_w = T/6$ qui, respectivement, conviennent aux applications où des harmoniques d'ordre impair et des harmoniques non triples sont présentes dans l'entrée PLL.

Pour améliorer les performances dynamiques du MAF-PLL tout en conservant une bonne capacité de filtrage, plusieurs des approches ont été suggérées dans la littérature. Dans [6] et [11], en utilisant un régulateur proportionnel-intégral-dérivé (PID) au lieu du régulateur PI conventionnel comme le LF du MAF-PLL est suggéré. L'action dérivée du PID le contrôleur offre un degré de liberté supplémentaire et, par conséquent, permet au concepteur de compenser efficacement le retard de phase provoqué par le MAF en organisant un pôle zéro annulation [6].

Dans [12], il est proposé d'inclure un compensateur de plomb spécial avant le contrôleur PI dans la structure MAF-PLL. La fonction de transfert de ce compensateur de dérivation est presque l'inverse de celle du MAF et, par conséquent, il est capable de réduire considérablement le retard de phase dans la boucle de commande MAF-PLL. Dans [13], il est suggéré de réduire la longueur de la fenêtre des MAF à $T_w = T/6$ et de les utiliser uniquement pour annuler les harmoniques impaires non triples de l'entrée PLL. Notez que ces harmoniques sont détectées comme un multiple de six harmoniques dans la boucle de contrôle MAF-PLL. En conséquence, le MAF-PLL peut obtenir une réponse dynamique plus rapide par rapport aux cas où la longueur de fenêtre des MAF est $T_w = T/2$ ou $T_w = T$. Dans cette condition, cependant, le MAF-PLL ne peut pas rejeter le décalage DC et la composante de séquence négative de fréquence fondamentale

(FFNS) et, par conséquent, nécessite des filtres supplémentaires pour les bloquer. Pour traiter ce problème, il est suggéré dans [13] de placer trois filtres passe-haut basés sur MAF dans l'entrée MAF-PLL pour filtrer le composant CC et d'utiliser un filtre basé sur la différenciation à l'intérieur de la boucle de contrôle MAF-PLL pour annuler les ondulations à double fréquence causées par le composant FFNS. Ce filtre basé sur la différenciation a été développé à l'origine dans [14]. L'utilisation d'une structure PLL quasi-type-1 (QT1-PLL) peut également être une approche intéressante pour améliorer le comportement dynamique MAF-PLL tout en conservant une capacité de filtrage élevée.

Dans [7] et [16], il est suggéré de supprimer les MAF en boucle et de les placer dans un cadre de référence synchrone séparé avant l'entrée SRF-PLL. Les MAF dans le cadre de référence synchrone, qui agissent comme un filtre de prétraitement, bloquent efficacement les composants de perturbation sans dégrader (de manière significative) le comportement dynamique de la PLL. L'utilisation de cette étape de pré-filtrage implique cependant un détecteur de fréquence supplémentaire. Ce détecteur de fréquence supplémentaire, bien sûr, peut être évité en corrigeant le déphasage et la mise à l'échelle d'amplitude provoqués par l'étage de pré-filtrage à base de MAF non adaptatif dans le SRF-PLL comme expliqué dans [17].

- ***Delayed Signal Cancellation (DSC)***

DSC) est un filtre très populaire pour améliorer la capacité de filtrage du SRF-PLL principalement parce qu'il peut être facilement adapté à différents scénarios de réseau [36] - [48]. Cet opérateur peut être utilisé comme filtre en boucle dans la boucle de contrôle SRF-PLL ou comme outil de prétraitement avant l'entrée SRF-PLL. Ce dernier cas a reçu plus d'attention principalement parce que l'opérateur DSC en boucle augmente le retard de phase dans la boucle de commande SRF-PLL et, par conséquent, ralentit la réponse dynamique du PLL. Indépendamment de l'utilisation des opérateurs DSC comme un filtre en boucle ou un outil de prétraitement, souvent une chaîne d'entre eux est utilisée pour améliorer la capacité de filtrage du SRF-PLL [40] - [47]. La sélection du nombre d'opérateurs DSC dans la chaîne dépend des composantes harmoniques anticipées dans l'entrée PLL. Lorsque le ou les opérateurs ASN sont utilisés comme étage de pré-filtrage du SRF-PLL, la fréquence estimée par le SRFPLL est souvent renvoyée pour les adapter aux variations de fréquence [40] - [42]. L'adaptation des opérateurs DSC augmente cependant la complexité de la mise en œuvre et l'effort de calcul, en particulier lorsque des techniques d'interpolation sont employées à cet effet [48]. De plus, la boucle de rétroaction en fréquence rend le système très non linéaire et, par conséquent, difficile à analyser du point de vue de la stabilité [45]. Une autre approche consiste à utiliser un détecteur de fréquence secondaire pour adapter le ou les opérateurs ASN aux variations de fréquence [44] - [47]. Cette méthode se traduit par de meilleures propriétés de stabilité, mais elle exige plus d'effort de calcul. La troisième méthode corrige les erreurs de phase et d'amplitude à la sortie SRF-PLL, comme suggéré dans [48]. Cette technique demande un effort de calcul très faible et compense efficacement les erreurs de phase et d'amplitude. De plus, comme la longueur des retards des opérateurs DSC restent fixe dans cette méthode, la modélisation des petits signaux et, par conséquent, l'analyse de stabilité peuvent être facilement réalisées. L'inconvénient de cette

stratégie est qu'elle ne corrige pas la capacité de rejet de perturbation imparfaite de l'opérateur DSC non adaptatif lorsque la fréquence s'écarte de sa valeur nominale. Ce problème n'est pas sérieux lorsque la fréquence est proche de sa valeur nominale, mais il peut devenir gênant en présence de fortes dérives de fréquence, notamment en cas de fortes baisses ou défauts de tension asymétriques.

- **Structure hybride**

Inspiré de l'idée de PLL de quasi-type 1 (QT1-PLL). La structure de PLL suggérée est appelée PLL hybride (HPLL), car elle est basée sur une méthode de filtrage hybride synchrone / stationnaire. La figure montre le schéma de principe de la PLL QT1. Le contrôleur PI peut être remplacé par un simple gain. Cependant, la suppression de l'action intégrale du contrôleur PI rend la PLL incapable de suivre les dérives de fréquence. Pour résoudre ce problème, le signal de sortie de la MAF peut être ajouté à la phase estimée par la PLL. Cette addition force la MAF à agir comme un intégrateur et, par conséquent, permet à la PLL d'atteindre une erreur de phase moyenne nulle en présence des dérives de fréquence. Le QT1-PLL offre un comportement dynamique rapide (un temps de stabilisation d'environ 1,5 cycle de la fréquence nominale) et une bonne capacité de rejet des perturbations, lorsque seul le blocage des composantes harmoniques d'ordre impair de l'entrée PLL est nécessaire. Cependant, lorsque le blocage de toutes les harmoniques et du décalage cc est prévu, comme c'est le cas ici, sa réponse transitoire peut ne pas être assez rapide pour les applications connectées au réseau.

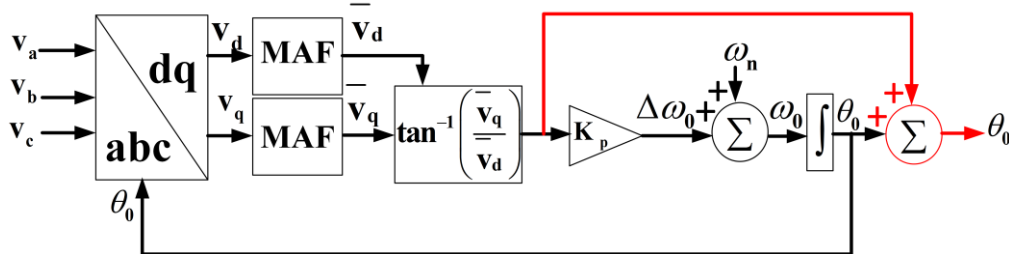


Figure.III.7 : Schéma fonctionnel QT.1 PLL

Pour résoudre ce problème, nous utilisons l'opérateur ($\alpha\beta$ -DSC) dans l'entrée PLL [16]. DSC est un filtre à réponse impulsionnelle finie qui peut être défini dans le domaine de Laplace comme

$$\alpha\beta DSC_n(s) = \frac{1 + e^{j\frac{2\pi}{n}} e^{-\frac{T}{n}}}{2} \tag{III.10}$$

Où n est le facteur de retard, et il devrait être déterminé en fonction de ces composants qui doivent être supprimés. La figure III.8 illustre l'incorporation de l'opérateur DSC2 dans la structure QT1-PLL, ce qui donne la structure PLL proposée. Nous appelons cette structure «PLL hybride» (HPLL), car elle utilise une technique de filtrage hybride stationnaire / synchrone.

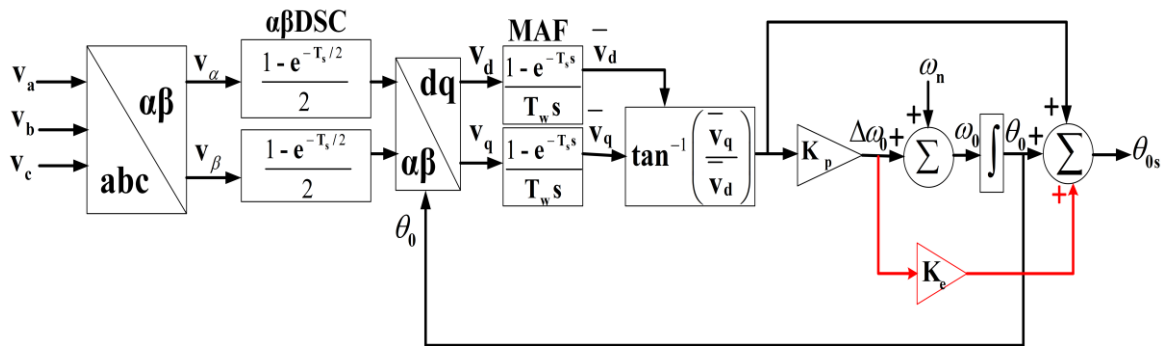


Figure.III.8 : Schéma fonctionnel H-PLL

• **PLL basées sur le filtre Notch**

(NF) est un filtre de rejet de bande qui atténue considérablement les signaux dans une bande étroite de fréquences et laisse passer toutes les autres composantes de fréquence avec une atténuation négligeable. Cette caractéristique rend le NF très intéressant pour l'annulation sélective des composantes harmoniques désirées dans la boucle de contrôle PLL [8], [18] - [23]. Les NF peuvent être adaptatifs ou non adaptatifs. Le premier est souvent préféré par les concepteurs, car il leur permet de sélectionner une bande passante étroite pour les NF et, par conséquent, de minimiser le retard de phase dans la boucle de commande PLL. Cet avantage, bien entendu, se fait au prix d'une augmentation assez considérable de l'effort de calcul PLL [18]. La structure des PLL à base de NF (NF-PLL) est la même que celle du MAF standard. Le premier est souvent préféré par les concepteurs, car il leur permet de sélectionner une bande passante étroite pour les NF et par conséquent de minimiser le retard de phase dans la boucle de commande PLL. Cet avantage, bien entendu, se fait au prix d'une augmentation assez considérable de l'effort de calcul PLL [18]. La structure des PLL à base de NF (NF-PLL) est la même que celle du MAF standard, sauf que le MAF est remplacé par un ou plus de NF. Lorsqu'il est prévu d'inclure plus d'un NF dans la boucle de contrôle PLL, deux topologies peuvent être envisagées. Le premier est la topologie en cascade [18], [19] et le second est la topologie parallèle [20] - [22]. La principale différence entre ces topologies réside dans leur partie d'estimation de fréquence: la topologie parallèle utilise le même estimateur de fréquence pour tous les NF, cependant, dans la topologie en cascade, chaque NF a son propre estimateur de fréquence. Le nombre de NF dans les deux topologies implique un compromis entre la capacité de filtrage et la charge de calcul.

• **Autres PLL**

Dans [180], l'utilisation de la transformée de Fourier à vecteur spatial (SVFT) comme étape de pré-filtrage SRF-PLL est suggérée. Le SVFT, qui peut rejeter efficacement tous les composants harmoniques, demande un faible effort de calcul lorsqu'il est implémenté sous forme récursive. Cependant, l'implémentation récursive du filtre basé sur SVFT pose quelques

problèmes de stabilité. Ce problème de stabilité peut également être évité en implémentant le SVFT sous forme non récursive, mais au prix d'une augmentation considérable du coût de calcul. Dans [60], il est suggéré d'inclure des compensateurs de plomb du second ordre (SOLC) dans la boucle de commande SRF-PLL. Ces compensateurs ont des paires de zéros et de pôles purement imaginaires, ce qui signifie qu'ils peuvent fournir une annulation harmonique sélective comme les NFs sans provoquer de retard de phase dans la boucle de contrôle SRF-PLL. En conséquence, l'utilisation de ces compensateurs améliore la capacité de filtrage du SRF-PLL sans limiter sa bande passante. Cette amélioration, cependant, se fait au prix d'une faible immunité au bruit pour la PLL à base de SOLC.

III.4 PLL AVEC UNE APPROCHE NEURONALE

Cette section présente une technique de synchronisation en utilisant un RN de type ADALINE. Premièrement, la formulation du problème ADALINE en utilisant une représentation monophasée est présentée comme suit :

Une tension arbitraire peut être représentée par:

$$V_{sa}(t) = V_1 \sin(\omega t + \psi_1) + \sum_{n=2}^N V_n \sin(n\omega t + \psi_N) \quad (\text{III.11})$$

Où ψ_1 et ψ_N sont respectivement l'angle de phase initial de la composante harmonique fondamentale et du nième ordre. L'angle de phase de la tension du composant fondamental peut être exprimé comme suit:

$$\psi_1 = \Delta\theta_1 + \theta_1 \quad (\text{III.12})$$

$$\begin{aligned} n\omega t + \psi_n &= n(\omega t + \theta_1) + \psi_n - n\theta_1 \\ &= n(\omega t + \theta_1) + \psi_n + n\Delta\theta_1 \\ &\quad + (\psi_n - n\psi_1) \end{aligned} \quad (\text{III.13})$$

Où ψ_N est l'angle de phase initial de la composante harmonique d'ordre n. Remplacer Eq. (III.11) de retour dans Eq. (III.13), En réorganisant les termes, on obtient:

$$\begin{aligned} V_{sa}(t) &= V_1 \cos(\Delta\theta_1) \sin(\omega t + \theta_1) + V_1 \sin(\Delta\theta_1) \cos(\omega t + \theta_1) \\ &\quad + \sum_{n=2}^N V_n \cos(n\Delta\theta_1 + (\psi_n - n\psi_1)) \sin[n(\omega t + \theta_1)] + \\ &\quad \sum_{n=2}^N V_n \sin(n\Delta\theta_1 + (\psi_n - n\psi_1)) \cos[n(\omega t + \theta_1)] \end{aligned} \quad (\text{III.14})$$

De l'Eq. (III.14), On peut en déduire que le signal d'origine désigné par Eq. (III.11) peut être régénéré en ajustant les coefficients, même si l'angle de phase du signal d'origine est inconnu. L'objectif de l'ADALINE – PLL proposé est de reconstruire les informations de phase de la tension fondamentale du réseau en utilisant l'algorithme des moindres carrés (LMS). Par conséquent, la tension du réseau notée Eq. (III.11) peut être exprimé par le produit interne de deux vecteurs, à savoir, le vecteur des fonctions trigonométriques et le vecteur des poids dans l'algorithme de mise à jour des poids basé sur le LMS. Le vecteur poids W est désigné par les

coefficients des fonctions trigonométriques correspondantes. Suivi par cette idée, Eq. (III.15) Peut être exprimé comme:

$$Y = \omega^T X \quad (\text{III.15})$$

Où Y est la sortie estimée de la tension du réseau $V_{sa}(t)$ en utilisant la méthodologie de filtrage optimal linéaire basée sur le LMS. Les vecteurs W et X correspondant respectivement au vecteur de poids et au vecteur d'entrée sont représentés par:

$$w = \begin{bmatrix} V_1 \cos(\Delta\theta_1), V_1 \sin(\Delta\theta_1), \dots \\ V_n \cos(n\Delta\theta_1 + (\psi_n - n\psi_1)) \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

$$X = \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \theta_1), \cos(\omega t + \theta_1), \\ \dots \cos(n\omega t + \theta_1), \sin(n\omega t + \theta_1) \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

III.5 PLL MSTF-ADALINE

Cette section présente une technique de synchronisation efficace en quasi boucle ouverte (Q-OLS) et qui est organisée en deux blocs différents. Le premier bloc est une nouvelle technique flexible pour extraire la tension de séquence positive et négative dans des conditions déséquilibrées et déformées. Il s'agit d'un double filtre auto-accord découplé (DD-STF) ou de plusieurs filtres auto-accordants (M-STF) selon les conditions. Les principaux avantages de cette technique sont sa structure simple et le fait de pouvoir travailler dans des conditions très déformées. Chaque harmonique est traitée séparément et cela permet une compensation sélective dans les applications de filtre actif. Le deuxième bloc est le détecteur de fréquence; nous proposons une approche neuronale basée sur un ADALINE pour l'adaptation en ligne de la fréquence de coupure du DD-STF et du M-STF en considérant une possible variation de la fréquence. Le principal avantage de cette méthode est son immunité à l'amplitude et à la phase du signal de tension.

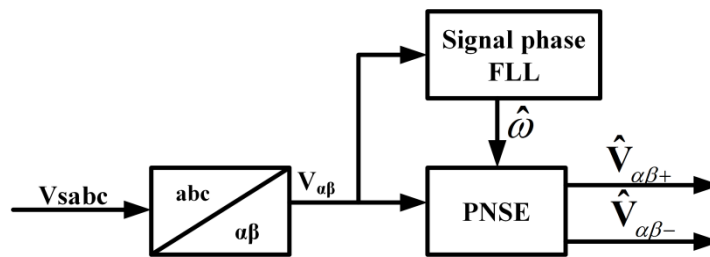


Figure.III.9 : Schéma fonctionnel MSTF-ADALINE

III.5.1 DDSTF algorithme

Le STF est un concept mathématique issu de l'intégration dans un référentiel synchrone défini par [47]

$$\hat{V}_{\alpha\beta}^+(t) = e^{j\omega t} \int e^{j\omega t} V_{\alpha\beta}(t) dt \quad (\text{III.18})$$

Où $\hat{V}_{\alpha\beta}^+(s)$ et $V_{\alpha\beta}(s)$ sont les signaux instantanés, respectivement avant et après intégration dans le repère synchrone. L'équation précédente peut être exprimée par la fonction de transfert suivante avec la transformation de Laplace:

$$H(s) = \frac{\hat{V}_{\alpha\beta}^+(s)}{V_{\alpha\beta}(s)} = \frac{s + j\omega}{s^2 + \omega^2} \tag{III.19}$$

Dans les auteurs [44][49][50][51], introduit une constante k dans la fonction de transfert H (s) pour obtenir STF avec une fréquence de coupure de sorte que la fonction de transfert précédente H (s) devienne

$$H(s) = k \frac{(s+k) + j\omega_c}{(s+k)^2 + \omega_c^2} \tag{III.20}$$

Le schéma synoptique de la fonction STF accordée à la pulsation ω_c est illustré à la Fig. (III.10).

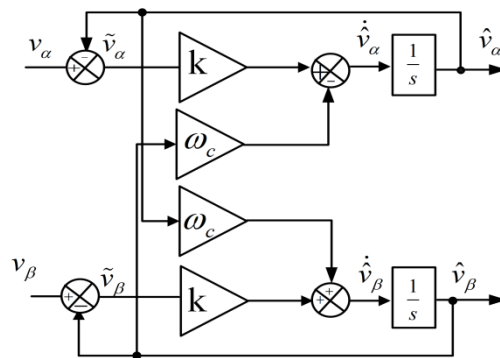


Figure.III.10 : Schéma fonctionnel du STF

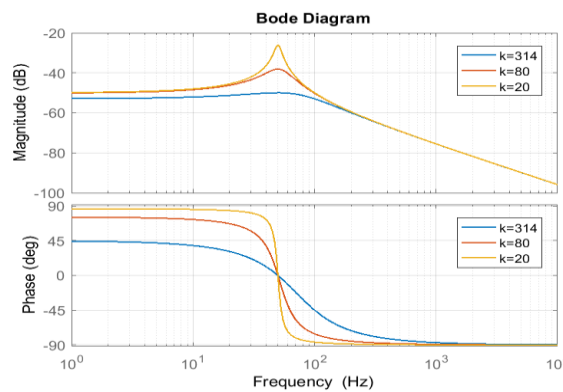


Figure.III.11 : Diagramme de Bode du STF

La forme analytique de l'équation (III.20) est donnée par l'expression suivante:

$$\hat{V}_{\alpha} = \frac{\sqrt{3}}{2} \sum_{h=-\infty}^{+\infty} \frac{V_h}{1 + \left(\frac{(1-h)\omega}{k}\right)^2} \left(\sin(h\omega t + \varphi_h + \tan^{-1}\left(\frac{(1-h)\omega}{k}\right)) - e^{-kt} \sin\left(h\omega t + \varphi_h + \tan^{-1}\left(\frac{(1-h)\omega}{k}\right)\right) \right) \hat{V}_{\beta} \tag{III.21}$$

$$\hat{V}_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2} \sum_{h=-\infty}^{+\infty} \frac{V_h}{1 + \left(\frac{(1-h)\omega}{k}\right)^2} \left(\cos(h\omega t + \varphi_h + \tan^{-1}\left(\frac{(1-h)\omega}{k}\right)) - e^{-kt} \sin(h\omega t + \varphi_h + \tan^{-1}\left(\frac{(1-h)\omega}{k}\right)) \right) \hat{V}_\alpha \quad (\text{III.22})$$

D'après les équations (III.21) et (III.22), la distorsion harmonique totale de la composante fondamentale est la suivante:

$$THD\% = \frac{\sqrt{\left(\sum_{h=2}^n \frac{V_h}{\sqrt{1 + \left(\frac{(1-h)\omega}{k}\right)^2}}\right)^2}}{V_1} \quad (\text{III.23})$$

Et à partir de (III.23), il est clair qu'en prenant k petit, l'annulation harmonique devient meilleure, mais selon la partie exponentielle de (III.21) et (III.22), le temps transitoire devient trop grand. La performance STF résulte d'un compromis entre une excellente annulation d'harmoniques et une bonne réponse transitoire. En choisissant k (STF) = 80, le temps transitoire est de 0,02 s et l'équation (III.21), (III.22) devient:

$$\hat{V}_\alpha = \frac{\sqrt{3}}{2} (1 - e^{-kt}) \sin(\omega t + \varphi) \quad (\text{III.24})$$

$$\hat{V}_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2} (1 - e^{-kt}) \cos(\omega t + \varphi) \quad (\text{III.25})$$

La Figure (III.10) montre la réponse en fréquence de (III.20) pour $\omega_c = 314$ rad / s et trois valeurs de k. La réponse en fréquence est asymétrique autour de zéro et le gain en est un avec un déphasage de zéro au fondamental de la séquence positive, tout en offrant un certain niveau d'atténuation à la même fréquence dans la séquence négative. La réponse dynamique dépend du paramètre k. Le Filtre STF souffre de deux inconvénients principaux. Premièrement, le STF ne peut qu'atténuer mais pas éliminer l'effet des composantes de séquence négatives fondamentales des tensions du réseau. Deuxièmement, les perturbations liées à la variation de fréquence d'utilité ne sont pas prises en compte. Pour surmonter le premier problème, une nouvelle technique pour extraire la séquence fondamentale positive et négative. Comme le montre la figure III.11, la réponse en fréquence est asymétrique autour de zéro, ce qui permet de distinguer les polarités négatives des polarités positives pour la même fréquence. La fonction de transfert pour obtenir la séquence positive est donnée par (III.20) et la séquence négative est donnée par:

$$\frac{\hat{V}_{\alpha\beta}^-}{V_{\alpha\beta}} = \frac{k}{(s + j\omega_c) + k} \quad (\text{III.26})$$

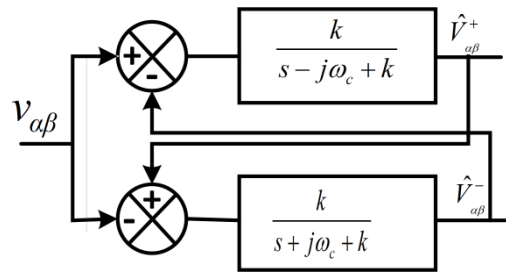


Figure.III.12 : DDSTF algorithme(PNSE)

Par souci de simplicité, les M-STF sont considérés comme composés de seulement deux STF accordés à la séquence positive et négative de la tension de fréquence fondamentale. Les deux STF peuvent fournir une détection précise de la séquence positive de fréquence fondamentale (FFPS) et de la séquence négative de fréquence fondamentale (FFNS) dans des conditions de grille déséquilibrées mais non déformées (ou légèrement déformées). Cette méthode s'appelle le Double STF découplé (DDSTF) et son schéma de principe de mise en œuvre est illustré sur la figure III.12.

La structure DDSTF peut être exprimée avec un ensemble d'équations dans le domaine fréquentiel

$$\left\{ \begin{aligned} \hat{V}_\alpha^+(s) &= \frac{k}{s - jn\omega_c + k} [V_\alpha(s) - \hat{V}_\alpha^-(s)] \\ \hat{V}_\beta^+(s) &= \frac{k}{s - jn\omega_c + k} [V_\beta(s) - \hat{V}_\beta^-(s)] \\ \hat{V}_\alpha^-(s) &= \frac{k}{s + jn\omega_c + k} [V_\alpha(s) - \hat{V}_\alpha^+(s)] \\ \hat{V}_\beta^-(s) &= \frac{k}{s + jn\omega_c + k} [V_\beta(s) - \hat{V}_\beta^+(s)] \end{aligned} \right. \quad (III.27)$$

Où, $\hat{V}_\alpha^+(s)$ $\hat{V}_\beta^+(s)$ et $\hat{V}_\alpha^-(s)$ $\hat{V}_\beta^-(s)$ sont les séquences positives et négatives estimées de $V_\alpha(s)$ et $V_\beta(s)$, ω_c est la fréquence de coupure du DDSTF. La suppression du décalage continu dans l'entrée DDSTF est représentée sur la figure III.12. A partir de cette figure, pour obtenir une estimation de la composante continue; le FFPS extrait est soustrait du signal de tension du réseau et passé à travers le LPF.

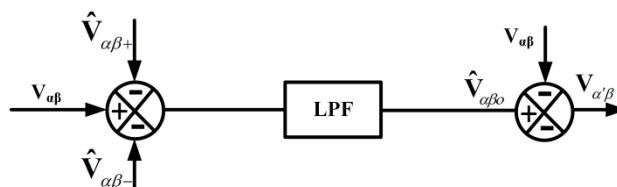


Figure.III.13 : Estimation de la composante continue

$$\left\{ \begin{array}{l}
\hat{V}_{\alpha 0}(s) = \frac{\omega_0}{s + \omega_0} [V_{\alpha}(s) - \hat{V}_{\alpha}^{+}(s) - \hat{V}_{\alpha}^{-}(s)] \\
\hat{V}_{\beta 0}(s) = \frac{\omega_0}{s + \omega_0} [V_{\beta}(s) - \hat{V}_{\beta}^{+}(s) - \hat{V}_{\beta}^{-}(s)] \\
\hat{V}_{\alpha}^{+}(s) = \frac{k}{s - jn\omega_c + k} [V_{\alpha}(s) - \hat{V}_{\alpha}^{-}(s) - \hat{V}_{\alpha 0}(s)] \\
\hat{V}_{\beta}^{+}(s) = \frac{k}{s - jn\omega_c + k} [V_{\beta}(s) - \hat{V}_{\beta 0}(s) - \hat{V}_{\beta}^{-}(s)] \\
\hat{V}_{\alpha}^{-}(s) = \frac{k}{s + jn\omega_c + k} [V_{\alpha}(s) - \hat{V}_{\alpha}^{+}(s) - \hat{V}_{\alpha 0}(s)] \\
\hat{V}_{\beta}^{-}(s) = \frac{k}{s + jn\omega_c + k} [V_{\beta}(s) - \hat{V}_{\beta}^{+}(s) - \hat{V}_{\beta 0}(s)]
\end{array} \right. \quad (III.28)$$

Où : $V_{\alpha 0}(s), V_{\beta 0}(s)$ sont les composants DC de et dans le cadre de référence stationnaire. Sous une tension source très déformée, les performances du DDSTF peuvent être améliorées en ajoutant des STF supplémentaires accordés à des fréquences harmoniques. Par exemple, $n = +1, -1, -5, 7$. Cette technique est appelée M-STF. La structure M-STF peut être exprimée avec un ensemble de domaine fréquentiel comme suit

- **Réglage des paramètres du filtre DDSTF**

Cette sous-section montre dans quelles conditions le DDSTF présente les performances dynamiques souhaitées en fonction des paramètres sélectionnés. Le PNSE avec suppression de l'offset DC peut être obtenu comme :

$$\left\{ \begin{array}{l}
\hat{V}_{\alpha\beta 0}(s) = \frac{\omega_0}{s + \omega_0} [V_{\alpha\beta}(s) - \hat{V}_{\alpha\beta}^{+}(s) - \hat{V}_{\alpha\beta}^{-}(s)] \\
\hat{V}_{\alpha\beta}^{+}(s) = \frac{k}{s - j\omega_c + k} [V_{\alpha\beta}(s) - \hat{V}_{\alpha\beta}^{-}(s) - \hat{V}_{\alpha\beta 0}(s)] \\
\hat{V}_{\alpha\beta}^{-}(s) = \frac{k}{s + j\omega_c + k} [V_{\alpha\beta}(s) - \hat{V}_{\alpha\beta}^{+}(s) - \hat{V}_{\alpha\beta 0}(s)]
\end{array} \right. \quad (III.29)$$

Où est la fréquence de coupure du LPF, sont les composants DC de. À partir de H1 (s), H2 (s) et (24), les observations suivantes sont faites:

1) H1 (s), H2 (s) se présentent sous la forme d'une fonction de transfert standard du second ordre. Compte tenu du compromis entre la réponse transitoire du système et les performances de filtrage, le paramètre k est choisi 314.

2) A partir de (24), et en effectuant quelques manipulations mathématiques simples, la fonction de transfert entre les composantes en courant continu et la tension du réseau est donnée par

$$\frac{\hat{v}_{\alpha\beta 0}}{v_{\alpha\beta}} = \frac{LPF(s) [1 - LPF(s - j\omega_c)]}{1 - LPF(s) LPF(s - j\omega_c)} \quad (III.30)$$

La sélection de la valeur de ζ implique un compromis entre la réponse dynamique rapide et l'amortissement puisque la dynamique de (ζ) est similaire à un LPF de premier ordre. Une petite valeur de ζ indique que la dynamique du PNSE est lente et bien amortie. Au contraire, une valeur élevée de ζ implique une dynamique rapide et oscillatoire. Pour parvenir à un compromis satisfaisant, la valeur de ζ est fixée à 40 rad / s et cela peut être vu sur la figure (ζ) . Par ailleurs, pour évaluer la stabilité du système et la réponse transitoire, l'analyse des valeurs propres est un outil efficace: si toutes les valeurs propres ont des parties réelles négatives le système est stable et la réponse transitoire dépend des parties imaginaires du conjugué complexe dominant valeurs propres. De plus, les valeurs propres du demi-plan gauche sont éloignées de l'axe imaginaire, plus la réponse transitoire n'est rapide et cela est visible sur la figure (ζ) . Les descriptions de l'espace d'états du filtre DDSTF peuvent être obtenues comme

$$\begin{cases} \dot{x} = A(t)x(t) + Bu(t) \\ y = Cx(t) \end{cases} \quad (III.31)$$

Où

$$x(t) = \begin{bmatrix} \hat{V}_{\alpha\beta 0} \\ \hat{V}_{\alpha\beta}^+ \\ \hat{V}_{\alpha\beta}^- \end{bmatrix}; u(t) = \begin{bmatrix} V_{\alpha\beta} \\ V_{\alpha\beta} \\ V_{\alpha\beta} \end{bmatrix}$$

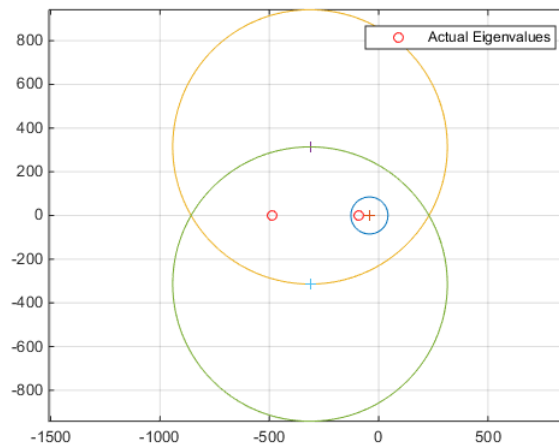


Figure.III.14 : Diagramme des valeurs propres

$$A(t) = \begin{bmatrix} -\omega_0 & -\omega_0 & -\omega_0 \\ -k & -k - j\omega_c & -k \\ -k & -k & -k - j\omega_c \end{bmatrix}, B(t) = \begin{bmatrix} -\omega_0 & 0 & 0 \\ 0 & k & 0 \\ 0 & 0 & k \end{bmatrix}$$

En utilisant les paramètres de sélection, les valeurs propres obtenues sont: $\lambda_1 = -484,71$, $\lambda_2 = -91,81$, $\lambda_3 = -93,83$. À partir de la figure (ζ) , les paramètres sélectionnés confirment la stabilité du DDSTF et permettent une réponse dynamique rapide.

• **Estimation de la fréquence**

Un réseau neuronal ADALINE pour l'estimation de la fréquence a été introduit dans [39]. Contrairement aux estimateurs de fréquence existants, cette approche est motivée par sa simplicité et l'immunité à l'amplitude du signal de tension et à la variation de phase ou à la perturbation, ce qui est un grand avantage, cependant, cette technique n'est pas adéquate pour la présence d'harmoniques. Pour résoudre ce problème, nous introduisons un STF comme étage de pré-filtrage et il est amélioré par un autre à chaque fréquence d'harmoniques d'ordre supérieur dans des conditions fortement déformées.

Dans le domaine du temps discret, (III.24) peut être réécrit comme :

$$\hat{V}_\alpha^+(k) = \hat{V} \sin(\omega T_e + \varphi) \tag{III.32}$$

Où \hat{V} et φ sont respectivement l'amplitude, la pulsation et la phase de la tension filtrée. Ensuite, nous en déduisons l'expression récursive de $\hat{V}_\alpha^+(k)$ comme suit:

$$\hat{V}_\alpha^+(k) = 2 \cos(\omega_1 T_e) \hat{V}_\alpha^+(k-1) - \hat{V}_\alpha^+(k-2) \tag{III.33}$$

En notation vectorielle:

$$\hat{V}_\alpha^+(k) = [2 \cos(\sigma_0 T_e) - 1] \begin{bmatrix} \hat{V}_\alpha^+(k-1) \\ \hat{V}_\alpha^+(k-2) \end{bmatrix} \tag{III.34}$$

La figure illustre cette technique, l'ADALINE possède $\hat{V}_\alpha^+(k-1)$ et $\hat{V}_\alpha^+(k-2)$ en tant qu'entrées et σ_0, σ_1 comme les poids, ces poids seront adaptés et convergeront vers les valeurs $2 \cos(\omega T)$ and -1 respectivement

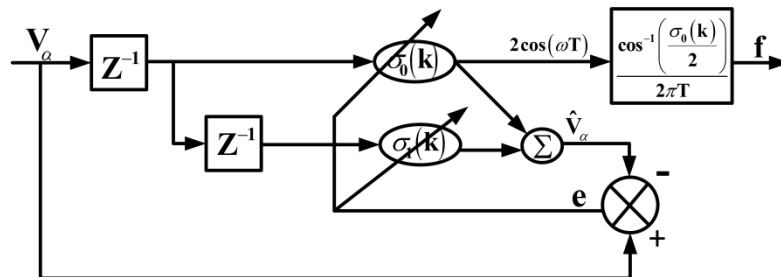


Figure.III.15 : Estimateur de fréquence de type ADALINE

La fréquence du signal de tension est reconstruite en ligne à partir du poids:

$$f = \frac{1}{2\pi T_e} \cos^{-1}\left(\frac{\sigma_0}{2}\right) \tag{III.35}$$

Pour analyser la stabilité de l'estimateur proposé, la fonction lyapunov est sélectionnée comme

$$V(k) = \tilde{\sigma}^T(k) \tilde{\sigma}(k) \tag{III.36}$$

$\tilde{\sigma}(k)$, désigne l'erreur d'estimation et est définie comme

$$\tilde{\sigma}(k) = Z(k) - \sigma(k) \quad (\text{III.37})$$

L'inégalité suivante doit être satisfaite

$$V(k)\Delta V(k) < 0 \quad (\text{III.38})$$

Où $\Delta V(k)$ désigne le changement de la fonction lyapunov et est donné par

$$\Delta V(k) = V(\tilde{\sigma}(k+1)) - V(\tilde{\sigma}(k)) < 0 \quad (\text{III.39})$$

En utilisant l'erreur dynamique de l'estimateur de fréquence, $\Delta V(k)$ peut être évalué comme

$$\begin{aligned} \Delta V(k) &= \left\| \tilde{\sigma}(k) - \frac{\mu \alpha^T(k) \alpha(k) \tilde{\sigma}(k)}{\varepsilon + \alpha^T(k) \alpha(k)} \right\| - \tilde{\sigma}^T(k) \tilde{\sigma}(k) \\ &= \frac{\mu [\tilde{\sigma}^T(k) \alpha(k)]^2}{\varepsilon + \alpha^T(k) \alpha(k)} \left[-2 + \frac{\mu \alpha^T(k) \alpha(k)}{\varepsilon + \alpha^T(k) \alpha(k)} \right] \end{aligned} \quad (\text{III.40})$$

En prenant $\varepsilon > 0$ et $0 < \mu < 2$, le terme entre parenthèses dans (20) est négatif. Par conséquent, la condition de stabilité de (20) est satisfaite, ainsi que les propriétés de convergence suivantes:

$$\|Z(k) - Z_0\| \leq \|Z(k-1) - Z_0\| \leq \|Z(0) - Z_0\| \quad (\text{III.41})$$

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \frac{\alpha(k) \tilde{\sigma}^T(k)}{\sqrt{\varepsilon + \alpha^T(k) \alpha(k)}} = 0 \quad (\text{III.42})$$

Z_0 désigne le vecteur obtenu à la convergence parfaite.

III.6 SYNCHRONISATION AVEC (DSOGI-FLL)

Le concept d'intégrateur généralisé (GI) pour les signaux sinusoïdaux a été formellement présenté dans. Cet intégrateur découle du principe selon lequel le produit de la convolution dans le domaine temporel d'une fonction sinusoïdale donne naissance à la fonction originale. Dans cette synchronisation, les signaux en quadrature (90 décalés) pour V_{ab} sont calculés par deux intégrateurs généralisés de second ordre avec un signal en quadrature (SOGI-QSG) l'une d'elles étant illustrée à la Figure III.16

Le schéma fonctionnel du SOGI qui se comporte comme un intégrateur à gain infini est représenté en rouge et sa fonction de transfert est décrite par Eq (III.43).

$$SOGI(s) = \frac{V'}{K\varepsilon_v} = \frac{\omega s}{S^2 + \omega^2} \quad (\text{III.43})$$

Tandis que les fonctions de transfert des signaux en quadrature DQ sont décrites par les équations (III.44) et (III.45).

$$D(s) = \frac{V'}{V}(s) = \frac{K\omega s}{S^2 + K\omega s + \omega^2} \quad (\text{III.44})$$

$$Q(s) = \frac{qV'}{V}(s) = \frac{K\omega^2}{S^2 + K\omega s + \omega^2} \quad (\text{III.45})$$

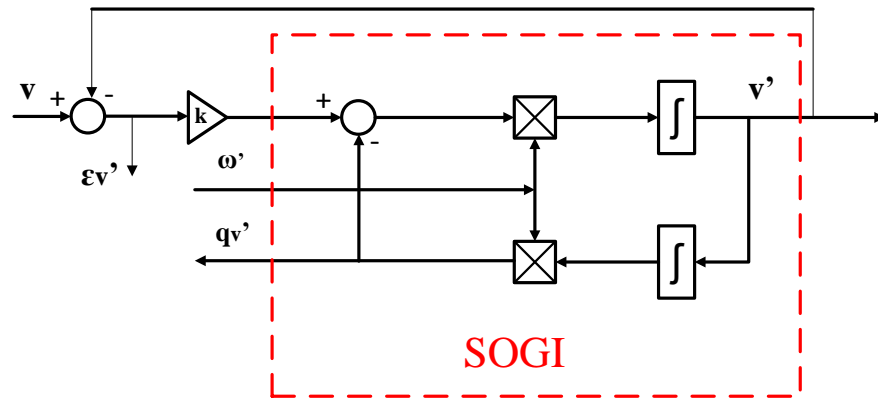


Figure.III.16 : Schéma fonctionnel du SOGI-QSG

ω' est la fréquence angulaire centrale du filtre adaptatif, et k est le gain du bloc SOGI. Les fonctions de transfert décrites par les équations (III.44) et (III.45) suggèrent respectivement un comportement de filtre passe-bande et passe-bas, et l'équation (III.45) implique un décalage constant de 90 entre qv' et v qui ne sera pas fonction de la variation de ω' et k , donnant également lieu à un système insensible aux variations de fréquence au signal d'entrée lorsque $\omega = \omega'$ (ω étant la fréquence angulaire de v)

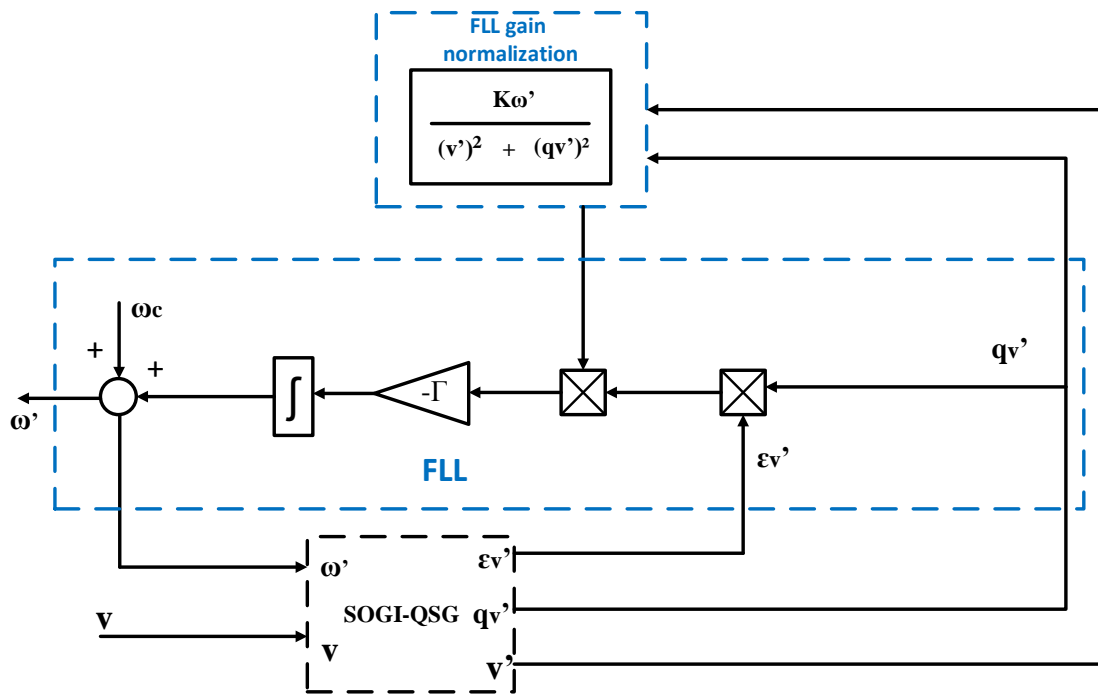


Figure.III.17 : Schéma fonctionnel d'une boucle à verrouillage de fréquence (FLL) avec normalisation du gain.

Les équations (III.44) et (III.45) sont des fonctions de transfert de second ordre, et sa réponse dynamique dépendra de la localisation des pôles dans le plan complexe. De plus, le comportement des filtres passe-bande et passe-bas décrit ci-dessus suggère la capacité de rejet harmonique de ces filtres. Ainsi, un compromis entre la largeur de bande appropriée pour la réjection harmonique et le temps de stabilisation approprié avec le dépassement correspondant pour la réponse dynamique doit être imposé pour le calcul de k pour un signal spécifique.

L'algorithme de synchronisation SOGI-QSG est réglé sur la fréquence angulaire centrale, qui est un signal d'entrée de ce bloc (voir Fig.III.16) et peut se comporter comme un schéma de filtrage adaptatif si un circuit ou algorithme externe est capable de mesurer ou détecter cette fréquence. La structure de la boucle verrouillée en fréquence (FLL), illustrée à la Fig.III.18 permet de mesurer la fréquence angulaire du signal d'entrée v (dans ce cas, est la fréquence angulaire de sortie ou estimée du signal d'entrée) sans utiliser les fonctions trigonométriques, et facilite son utilisation dans les microcontrôleurs traditionnels. La fréquence angulaire nominale est avancée vers ce bloc afin d'améliorer la réponse dynamique de l'algorithme. Une normalisation de gain FLL s'exerce de manière à rendre celle-ci indépendante du gain k du bloc SOGI-QSG et de l'amplitude de la tension du réseau électrique. Dans ce cas, l'algorithme FLL peut être approximé par un système de premier ordre avec un intégrateur en régime permanent et linéarisé autour des variables de sortie nominales du bloc SOGI-QSG. Ainsi, le temps de stabilisation_s (FLL) peuvent être réglés d'environ 5τ .

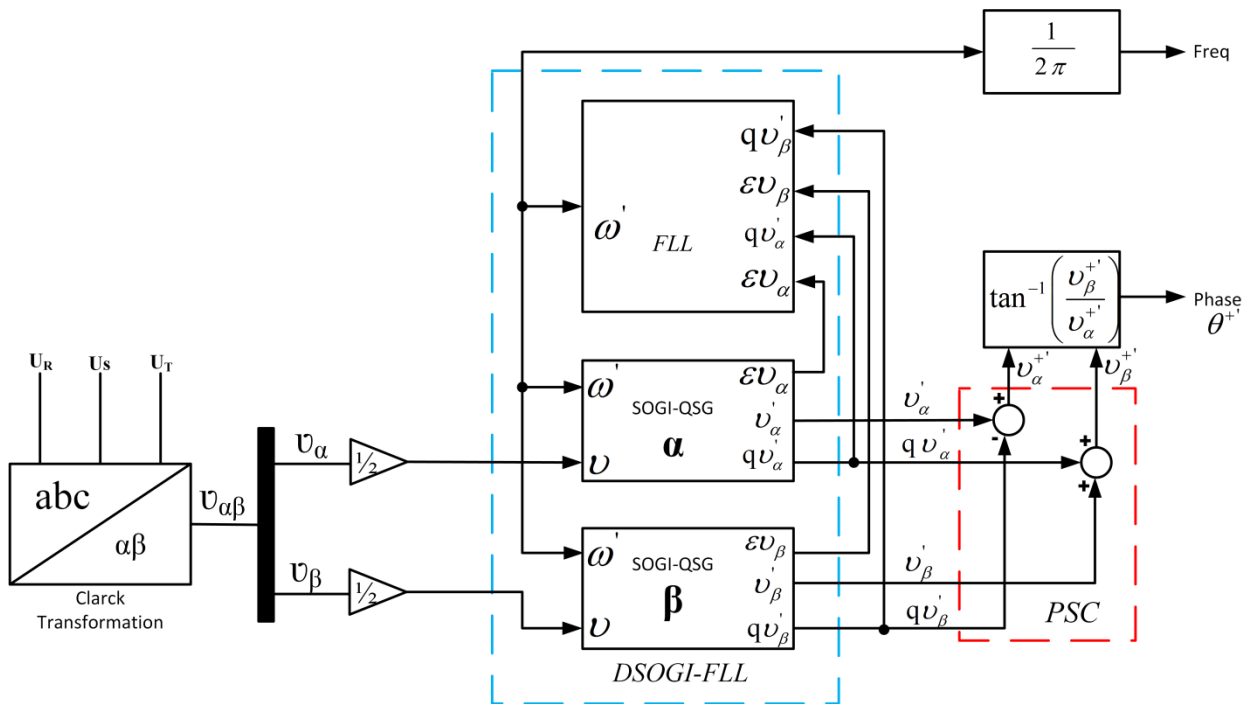


Figure.III.18 : Schéma fonctionnel d'un algorithme de synchronisation DSOGI-FLL.

Enfin, la mesure ω' implique la rétroaction du signal qv' du bloc SOGI-QSG. Ce signal aura une petite quantité de contamination harmonique due à l'atténuation imposée par la nature du filtre passe-bas de la fonction de transfert $Q(s)$ décrite par l'équation (III.45).

L'analyse préliminaire peut être étendue aux systèmes triphasés, et la Fig. (III.18) montre la structure DSOGI-FLL proposée dans. La transformation de Clarke est appliquée aux tensions triphasées d'entrée afin d'obtenir ses composantes de tension V_{ab} , et deux blocs SOGI-QSG sont

utilisés pour obtenir ses signaux en quadrature. Sachant que la composante de séquence positive instantanée (III.46) d'un vecteur de tension décrit par V_{ab} est donnée par :

$$V_{\alpha\beta}^+ = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{III.46})$$

Où $q = e^{-j\pi/2}$ est un opérateur de déphasage pour obtenir la version en quadrature d'une forme d'onde originale, un calculateur de séquence positive (PSC) doit être conçu et appliqué aux signaux de sortie en quadrature afin de calculer la séquence positive des tensions déséquilibrées triphasées d'entrée. Enfin, l'angle de phase pour la séquence positive des tensions triphasées du réseau électrique peut être calculé comme suit :

$$\theta^+ = \tan \left(\frac{V_{\beta}^+}{V_{\alpha}^+} \right) \quad (\text{III.47})$$

III.7 Résultat de simulation

Le but de cette section est d'évaluer les performances de la technique MSTF-ADALINE à travers sa simulation numérique dans l'environnement Matlab / Simulink. Tout au long des études de simulation, une fréquence d'échantillonnage de 10 kHz et une fréquence nominale de 50 Hz sont prises en considération. A titre de comparaison, les techniques: PLL-ADALINE, H-PLL, DSOGI-FLL sont également implémentées, et leurs performances sont comparées à celles du MSTF-ADALINE proposé. Les paramètres de contrôle de toutes les PLL sont résumés dans le tableau III.1.

- Changement de Fréquence en condition déséquilibrée

Un déséquilibre de 40% est introduit dans la phase a. Dans ce scénario, le système commence à fonctionner sous une fréquence de 50 Hz et après 0,2 s du système de démarrage, la fréquence passe à 45 Hz. La Figure III.19 montre les résultats obtenus dans le scénario mentionné précédemment. Sur la base de ces résultats, Il est clair que la technique Q-OLS proposée rejette totalement le déséquilibre avec une réponse dynamique très rapide par rapport aux ADALINE-PLL et DSOGI-FLL. Les techniques Q-OLS, ADALINE-PLL, DSOGI-FLL ont un temps de stabilisation de 2% de 1 ; 2,1 ; 3 cycles respectivement. Étant donné que le H-PLL offre un bon filtrage sous et une réponse dynamique rapide, elle a également été comparée à la technique de synchronisation proposée (Q-OLS) comme le montre la Fig III.10. Comme on peut le voir sur cette figure, la technique Q-OLS proposée est bien meilleure que la technique H-PLL.

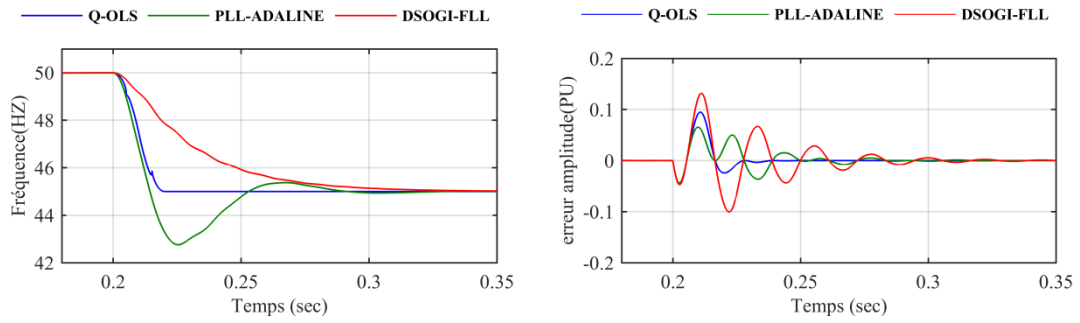


Figure.III.19 : Résultats de la simulation avec un changement de fréquence de -5HZ dans des conditions déséquilibrées: (a) fréquence estimée, (b) erreur d’amplitude(PU).

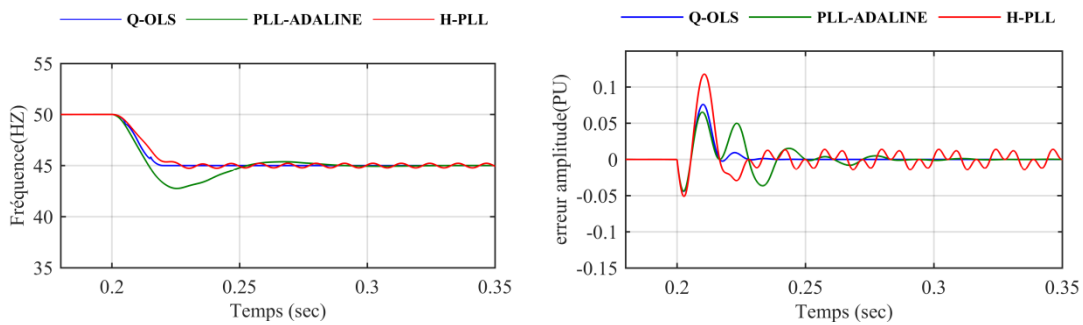


Figure.III.20 : Résultats de la simulation avec un changement de fréquence de -5HZ dans des conditions déséquilibrées: (a) fréquence estimée, (b) erreur d’amplitude(PU).

- Changement de fréquence sous tension très déformée

Dans le cadre de ce test, le système commence à fonctionner sous une tension déformée avec les paramètres répertoriés dans le tableau I et après 0,2 s, la fréquence passe de 50 à 45 Hz. La figure montre les résultats de la simulation. De cette figure, il est clair que la technique Q-OLS proposée est bien meilleure que les techniques DSOGI et ADALINE-PLL en ce qui concerne la réponse dynamique et le rejet des harmoniques.

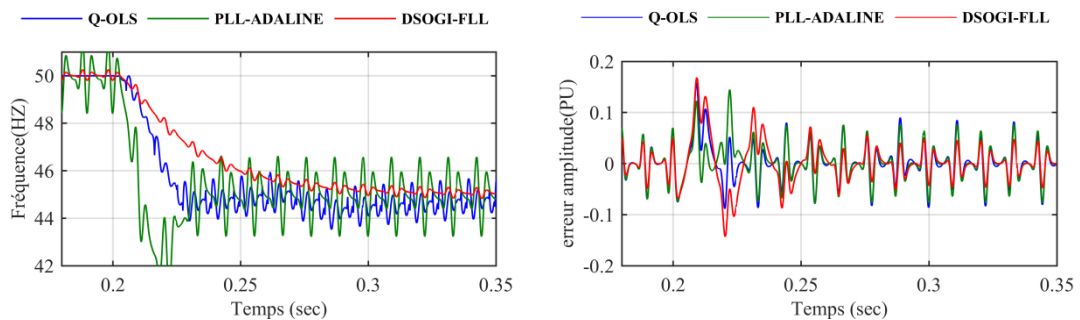


Figure.III.21 : Résultats de la simulation avec un changement de fréquence de -5HZ dans des conditions déformée: (a) fréquence estimée, (b) erreur d’amplitude(PU).

Étant donné que la technique H-PLL offre un bon filtrage dans la condition déformée, elle a également été comparée à la technique de synchronisation proposée comme le montre la figure. A partir de cette figure, on peut voir que le Q-OLS proposé et le H-PLL convergent vers des résultats similaires en termes de rejet harmonique. L’avantage principal de la technique Q-OLS est la réponse dynamique la plus rapide.

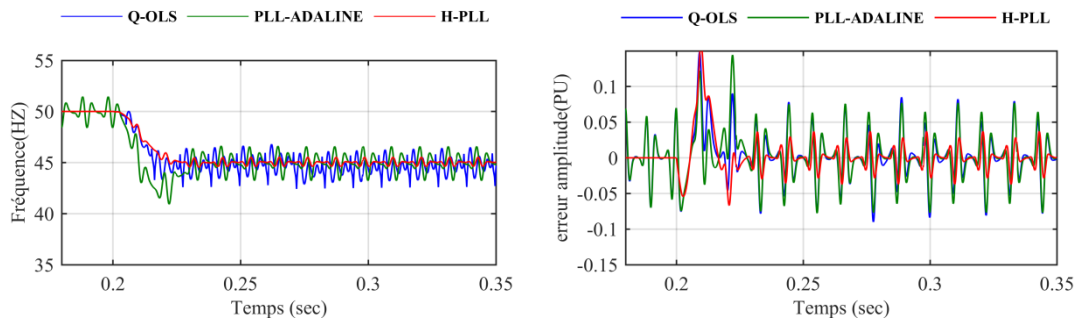


Figure.III.22 : Résultats de la simulation avec un changement de fréquence de -5HZ dans des conditions déformées: (a) fréquence estimée, (b) erreur d’amplitude(PU).

- Changement de fréquence sous la présence du dc offset dans la tension phase (a)

Ce scénario se produit correspondant à un décalage CC (0.5pu était ajouté dans la tension de la phase(a)) et un saut de fréquence de 50 à 45 Hz.

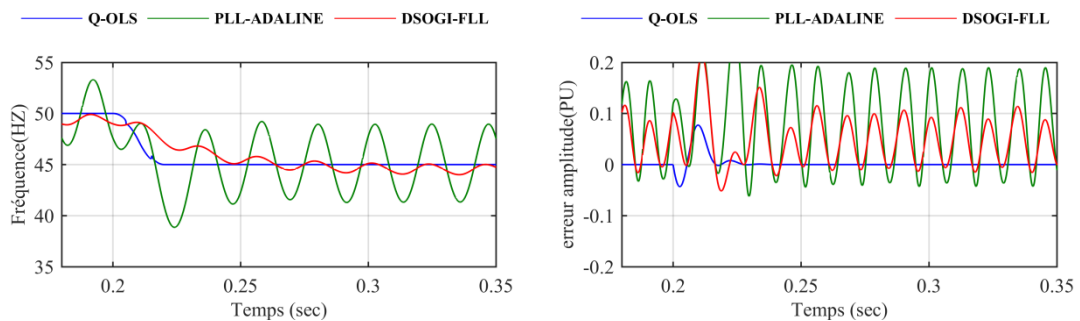


Figure.III.23 : Résultats de la simulation avec un changement de fréquence de -5HZ dans des conditions dc offset: (a) fréquence estimée, (b) erreur d’amplitude(PU).

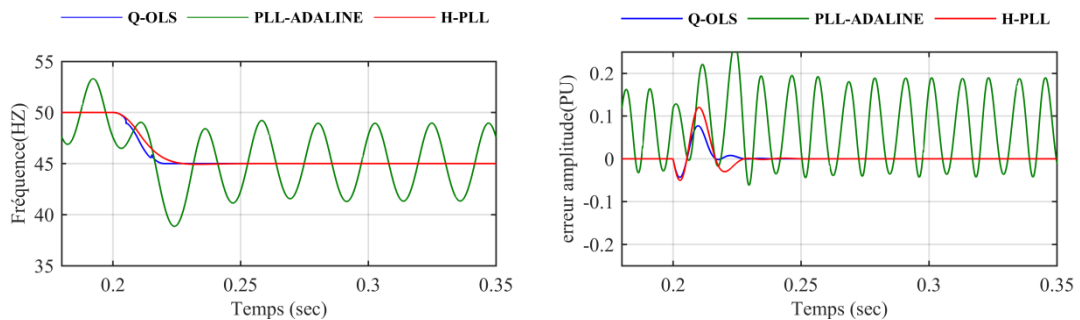


Figure.III.24 : Résultats de la simulation avec un changement de fréquence de -5HZ dans des conditions dc offset: (a) fréquence estimée, (b) erreur d’amplitude(PU).

La figure III.23 montre les résultats de la simulation dans ce scénario. A partir de cette figure, on peut voir que le Q-OLS proposé rejette le décalage en courant continu même sous des fréquences non nominales, alors que ce n'est pas le cas pour ADALINE-PLL et DSOGI-FLL. Étant donné que le H-PLL offre un bon décalage DC de filtrage, il a également été comparé à la technique de synchronisation proposée comme le montre la FigIII.24.A partir de cette figure, on peut voir que le Q-OLS proposé et le H-PLL convergent vers des résultats similaires en termes de rejet harmonique. L’avantage principal de la technique Q-OLS est la réponse dynamique la plus rapide.

III.8 Analyse comparative:

Cette sous-section présente une étude comparative de la méthode Q-OLS avec DSOGI-FLL, ADALINE-PLL et le HPLL. Les méthodes sont comparées selon les points de vue suivants: robustesse du déséquilibre, adaptabilité en fréquence, distorsions, offset DC, simplicité structurelle (facilité de conception, de réglage et de mise en œuvre). Le tableau III.2 présente l'erreur de magnitude dans de telles circonstances :

Tableaux III.2 Erreur d'amplitude [PU] obtenue par les techniques sous différentes conditions

Erreur [PU]	Q-OLS	PLL-ADALINE	DSOGI-FLL	H-PLL
Déséquilibre	0.004	0.005	0.007	0.005
Harmonique	0.05	0.05	0.07	0.03
DC offset	0.004	0.18	0.1	0.005

- Selon le tableau II, les techniques Q-OLS, l'ADALINE-PLL, DSOGI-FLL, HPLL convergent vers des résultats similaires sous déséquilibre et harmonique.
- Selon le tableau II, les techniques Q-OLS, HPLL convergent vers des résultats similaires en condition de décalage en courant continu et sont largement meilleurs par rapport aux PLL-ADALINE et DSOGI-FLL
- selon le tableau III, le Q-OLS proposé à la réponse dynamique la plus rapide.

Tableaux III.3 Temps de réponse de chaque technique

Méthode	Temps de réponse
Q-OLS	1 cycle
PLL-ADALINE	>2cycle
HPLL	<2cycle
DSOGI-FLL	3cycle

III.9 Conclusion

Dans ce chapitre quatre techniques de synchronisations ont été proposées : une technique originale appelée M-STF ADALINE, une PLL avec une approche neuronale, PLL hybride, une technique appelée DSOGI-FLL. L'objectif visé est l'amélioration des performances du FAP sous une tension déséquilibrée, harmoniques, une variation de fréquence et une présence du dc offset. La méthode proposée est basée sur le concept de filtre à réglage automatique, elle est composée de deux blocs fondamentaux. Dans le premier bloc, l'algorithme DDSTF extrait et sépare proprement les séquences positives et négatives dans certaines conditions spécifiées sans avoir besoin des composantes symétriques et / ou du retard du signal. Dans des conditions très déformées, cette structure est renforcée par un STF accordé à chaque fréquence d'harmoniques d'ordre supérieur (M-STF). Dans le deuxième bloc, un réseau ADALINE réalise avec précision l'adaptation de fréquence du réseau en ligne. Les principales caractéristiques de cette méthode sont les suivantes. 1) La méthode proposée est inconditionnellement stable. 2) Elle ne nécessite pas de calcul des fonctions sinus et cosinus ce qui est un grand avantage. 3) Elle a une réponse dynamique rapide. 4) Fonctionnement efficace à des fréquences nominales et non nominales. 5) Capacité de filtrage élevée. Une caractéristique supplémentaire intéressante peut également être remarquée, la méthode proposée démontre de bonnes capacités de rejet de décalage en courant

continu. Des résultats de simulation ont été obtenus et montrent que la méthode proposée est très appropriée dans les applications de filtre de puissance active shunt.

Chapitre IV

IDENTIFICATION DES HARMONIQUES PAR RNA

IV.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous proposons une stratégie efficace et fiable pour estimer et compenser les distorsions harmoniques. Cette stratégie est basée sur des réseaux de neurones ADALINE qui sont organisées en différents blocs indépendants. Le premier bloc du FAP est traditionnellement réalisé avec une (PLL), Nous introduisons notre technique originale présentée dans le chapitre précédent pour récupérer un système de tension équilibré afin de l'appliquer dans trois méthodes différentes pour le filtrage harmonique. Deux de ces méthodes séparent efficacement l'harmonique fondamental des harmoniques de distorsion des courants mesurés : la théorie de la puissance instantanée et la méthode des courants diphasiques, chacune de ces méthodes est basée sur une décomposition spécifique; tandis que la troisième ne nécessite pas de filtre de prétraitement tel qu'un filtre passe-bas ou passe-haut. La décomposition des courants et/ ou des puissances permet alors de définir l'architecture et les entrées des réseaux de neurones ADALINE. Les résultats obtenus par simulation sont présentés pour comparer les méthodes de compensation. Par leurs capacités d'apprentissage, les réseaux de neurones artificiels sont capables de prendre en compte des variations temporelles des paramètres ainsi ils améliorent sensiblement les performances des méthodes traditionnelles de compensation. L'efficacité des algorithmes est démontrée dans leurs applications dans la compensation d'harmoniques dans les réseaux électriques.

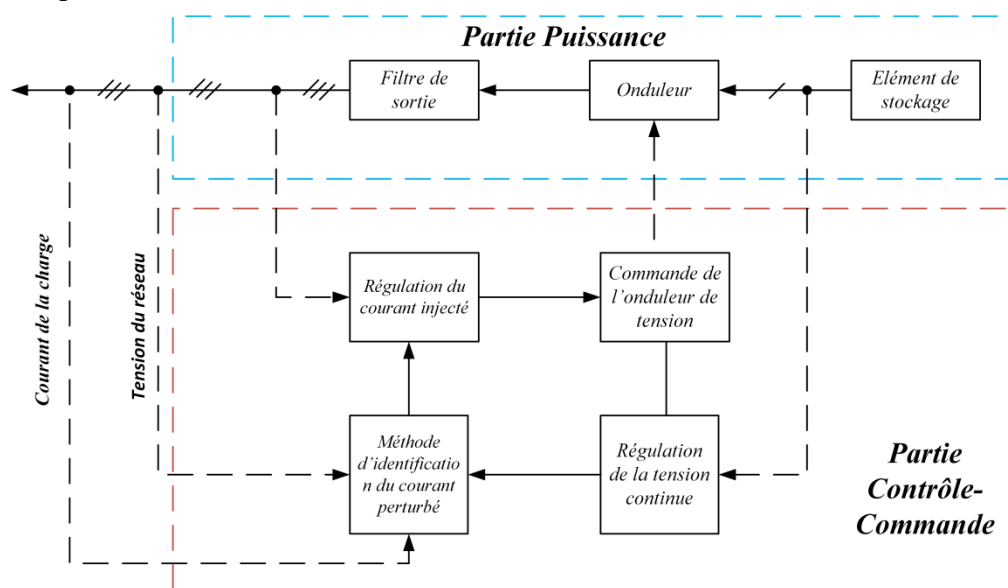


Figure.IV.1 : Schéma global du système étudié.

IV.2 FILTRE ACTIF PARALLELE

La structure des filtres actifs se compose essentiellement de deux parties, une partie puissance et une partie commande (figureIV.1). La partie puissance se compose d'un onduleur, d'un filtre de couplage et d'un élément passif lui servant de source d'énergie. Ces deux derniers éléments déterminent la nature du filtre actif (structure tension ou courant). La partie commande sert au contrôle de la commutation des éléments semi-conducteurs formant l'onduleur. Au moyen de stratégies de contrôle appropriées, il est possible de générer des signaux harmoniques à la

sortie de l'onduleur servant à compenser ceux présents sur le réseau électrique en opposition de phase. Cela passe par une extraction des harmoniques de la source. Nous distinguons donc deux types de filtres actifs parallèles, le filtre actif à structure tension et le filtre actif à structure courant. Dans cette étude, nous nous intéressons uniquement au filtrage actif parallèle à structure tension.

IV.2.1 Etude de la partie puissance

• Onduleur de tension

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

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

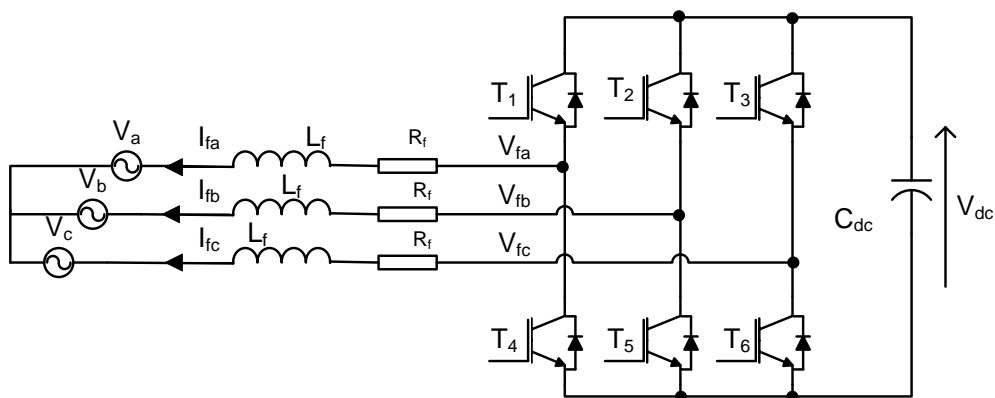


Figure.IV.2 : Filtre actif parallèle à structure de tension

En pratique, Les deux interrupteurs de chaque bras sont commandés d'une façon complémentaire; la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre de plus en veille à introduire un temps mort. En réalité, le mode, où les semi-conducteurs d'un même bras sont tous les deux fermés, n'existe que durant les commutations. Afin d'éviter un court-circuit à cause du délai de blocage des interrupteurs, il faut insérer sur un même bras, un temps d'attente, également appelé temps mort comme on la déjà cité, entre la commande de blocage d'un interrupteur et la commande d'amorçage de l'autre Ainsi, à partir des états des interrupteurs présentés par les

variables S1, S2 et S3, on obtient huit cas possibles pour les 3 tensions de sortie du filtre actif V_{fi} (référéncées par rapport au point de mi tension continue), comme le montre le Tableau IV.1.

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

N°	S ₁	S ₂	S ₃	V _{fa}	V _{fb}	V _{fc}
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	2V _{dc} /3	V _{dc} /3	-V _{dc} /3
2	1	1	0	V _{dc} /3	V _{dc} /3	-2V _{dc} /3
3	0	1	0	-V _{dc} /3	2V _{dc} /3	-V _{dc} /3
4	0	1	1	-2V _{dc} /3	V _{dc} /3	V _{dc} /3
5	0	0	1	-V _{dc} /3	-V _{dc} /3	2V _{dc} /3
6	1	0	1	V _{dc} /3	-2V _{dc} /3	V _{dc} /3
7	1	1	1	0	0	0

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

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

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

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

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

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

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

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

• **Système de stockage d'énergie**

Le stockage de l'énergie du côté continu se fait par un système de stockage capacitif représenté par un condensateur C_{dc} qui joue le rôle d'une source de tension continue V_{dc} , Le choix des paramètres du système de stockage se répercute sur la dynamique et sur la qualité de compensation du filtre actif parallèle. En effet, une tension V_{dc} élevée améliore la dynamique du filtre actif. De plus, les ondulations de la tension continue V_{dc} , causées par les courants engendrés

par le filtre actif peuvent dégrader la qualité de compensation du filtre actif parallèle. Ces fluctuations sont d'autant plus importantes que l'amplitude du courant du filtre est grande et que sa fréquence est faible.

Le condensateur du coté continu a deux fonctionnalités principales :

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

- **Filtre de sortie**

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

- assurer la dynamique du courant.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

IV.2.2 étude de la partie contrôle-commande

Dans un réseau électrique, la forme d'onde de la source de tension (ou de courant) se compose généralement d'une composante fondamentale, certaines composantes harmoniques et le bruit aléatoire. Parmi ces contenus, la composante fondamentale a généralement une proportion significativement dominante. Le FAP consiste à identifier toutes les composantes harmoniques présentes et à séparer la composante fondamentale des autres composantes harmoniques qui sont converties en courants de référence résultants. Une stratégie de contrôle utilise ces courants de référence pour les réinjecter en temps réel dans la source utilitaire avec une phase opposée à travers un circuit de puissance, c'est-à-dire un onduleur et un filtre de sortie. Ce principe est présenté sur la figure IV.1.

L'architecture d'un FAP peut être décomposée dans les blocs suivants:

- le premier bloc permet de récupérer un système de tension équilibré requis par certains algorithmes de détection: PLL, FLL OLS
- un deuxième bloc qui doit identifier et filtrer les harmoniques afin de spécifier les courants de référence requis pour les algorithmes de commande.
- le troisième bloc qui réinjecte les courants via un circuit de puissance de FAP composé d'un onduleur et d'un filtre de sortie.

La classification des méthodes d'identification des harmoniques peut être faite selon les algorithmes mathématiques comportés. Ainsi, deux directions sont décrites : l'identification dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel, les stratégies de contrôle dans le domaine fréquentiel sont en grande partie basées sur l'analyse de Fourier de la tension ou du courant non sinusoïdal. La transformée de Fourier discrète (TFD) est utilisée pour faire l'analyse de ces signaux. La majorité des autres algorithmes de contrôle dans le domaine fréquentiel sont des variantes de l'application de la TFD. Nous parlons ici de la transformée de Fourier rapide (TFR) et de la transformée de Fourier discrète récursive (TFDR) qui sont des méthodes de calcul plus performantes que la TFD. Les inconvénients de l'application directe des méthodes de contrôle dans le domaine fréquentiel est l'augmentation considérable de ressources au niveau informatique, ce qui résulte en des temps de réponse élevés pour la commande et par conséquent du filtre actif. Les méthodes de domaine temporel offrent une vitesse élevée et moins de calculs comparés aux méthodes de domaine fréquentiel. Plusieurs méthodes sont étudiées dans la littérature, tel que la méthode de référentiel harmonique synchrone (dq), la méthode directe, la théorie des puissances instantanées c'est une autre méthode de détection des harmoniques par le calcul des puissances instantané dans le système triphasé qui est la multiplication des valeurs instantanées des courants et des tensions le calcul est fait dans les coordonnées ($\alpha\beta$)

IV.3 .Théorie des puissances instantanées P-Q

La théorie P-Q instantanée définit les puissances réelle et imaginaire par [7] :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{IV.12})$$

Les puissances p, q sont séparées en composantes continues et alternatives comme suit :

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (\text{IV.13})$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (\text{IV.14})$$

Où \bar{p}, \bar{q} sont respectivement les composantes continues des puissances moyennes actives et réactives correspondant au courant de charge fondamentale (50 Hz), alors que \tilde{p}, \tilde{q} correspondent aux composantes alternatives dit harmoniques liées au courant harmonique. Afin de ne garder que la composante harmonique du signal On utilise généralement, soit un filtre passe-haut, soit un filtre passe-bas.

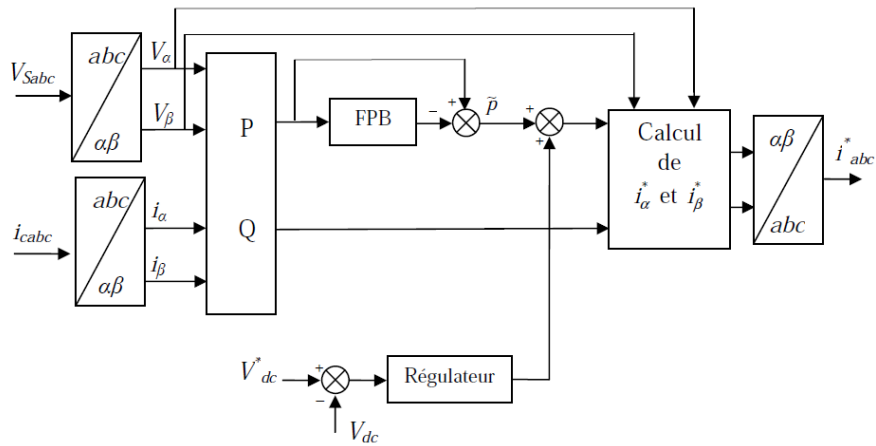


Figure.IV.3 : Détermination des courants de référence du filtre actif par la méthode classique des Puissances active et réactive instantanées.

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

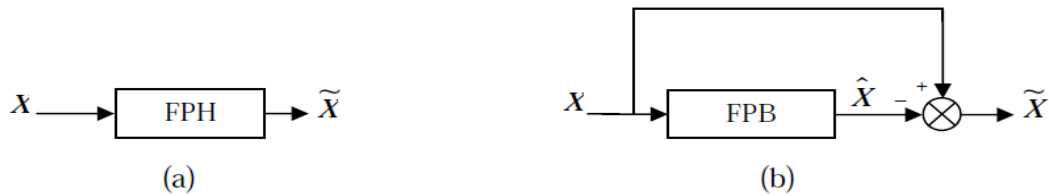


Figure.IV.4 : Deux types classiques de filtres d'extraction de la composante harmonique.

La compensation d'harmoniques par le filtre actif se fait par la génération de ces dernières :

$$p^* = \tilde{p} \tag{IV.15}$$

$$q^* = \tilde{q} \tag{IV.16}$$

Afin de ne garder que la composante harmonique du signal On utilise généralement, soit un filtre passe-haut, soit un filtre passe-bas. Les courants de compensation de référence se calculent par la formule suivante :

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix} \tag{IV.17}$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} \tag{IV.18}$$

IV.3.1 Interprétation physique des composantes de la puissance active

L'objectif des systèmes de distribution est le transfert d'énergie propre de la source aux clients. L'énergie sur l'unité de temps est la puissance active instantanée. Plus cette valeur est

grande et constante, meilleur est le système de distribution. La puissance active instantanée se compose d'une partie continue et d'une partie alternative. La partie continue est utile car elle contribue directement à la consommation d'énergie active. Par contre, la partie alternative n'est pas utile et induit des effets indésirables tels que des échauffements de câbles et de transformateurs, des vibrations, etc.

IV.3.2 Interprétation physique des composantes de la puissance réactive

La puissance réactive est indépendante de la présence des harmoniques ou du déséquilibre elle ne contribue pas au transfert d'énergie entre la source et la charge. Cette puissance représente une quantité d'énergie échangée entre les phases du réseau et n'est pas consommée par la charge. Elle se compose également d'une partie continue et d'une partie alternative. L'apparition de la composante alternative fait baisser le facteur de puissance et la qualité de la distribution d'énergie. Dans des conditions normales d'opération, on souhaite ne consommer que la partie active de la puissance. En utilisant des systèmes industriels particuliers (variateurs de vitesse, four à arc, chauffage inductif, etc.) il est évident que les autres composantes indésirables existent. Nous souhaitons éliminer ces composantes pour améliorer la qualité de distribution en satisfaisant la consommation demandée.

IV.4 METHODE DES COURANTS DIPHASES

La méthode des courants diphasés, comme la méthode des puissances instantanées réelle et imaginaire, travaille dans le repère DQ, mais nécessite moins de calculs que celle-ci et assure une meilleure précision et robustesse. De plus, cette méthode utilise les courants seuls et non des résultats de calculs tels que les puissances réels et imaginaires.

IV.4.1 Principe

Nous considérons l'écriture simplifiée du courant pollué, sur les trois phases, donnée par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} = I_1 \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \alpha_1) \\ \cos(\omega t - \alpha_1 - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t - \alpha_1 + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} + \sum_{n=2, N} I_N \begin{bmatrix} \cos(n\omega t - \alpha_n) \\ \cos(n\omega t - \alpha_n - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(n\omega t - \alpha_n + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.19})$$

Nous considérons l'écriture simplifiée du courant pollué, sur les trois phases, donnée par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} = T_{32} p(\omega t) \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (\text{IV.20})$$

Où $T_{32} p(\omega t)$ sont respectivement les matrices de passage dans les repères $\alpha\beta$ et DQ . i_D et i_Q représente les courants dans le repère DQ .

La première phase de notre transformation consiste à écrire les courants dans le repère $\alpha\beta$:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = T_{32}^T \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} \\ = \sum_{n=1,N} I_N \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(n\omega t - \alpha_n) \\ \sin(n\omega t - \alpha_n) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.21})$$

Nous pouvons écrire séparément les courants fondamentaux et les courants harmoniques comme suit:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = I_1 \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \alpha_1) \\ \sin(\omega t - \alpha_1) \end{bmatrix} + \\ \sum_{n=1,N} I_N \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(n\omega t - \alpha_n) \\ \sin(n\omega t - \alpha_n) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.22})$$

La transformation de Park, avec un angle de rotation de $-\omega t$, est appliquée aux courants de l'équation (IV.22). Les nouveaux courants dans le cadre de Park seront obtenus comme suit:

$$\begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix} = p(-\omega t) \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \\ I_1 \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \alpha_1) \\ \sin(\omega t - \alpha_1) \end{bmatrix} + \sum_{n=1,N} I_N \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(n\omega t - \alpha_n) \\ \sin(n\omega t - \alpha_n) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.23})$$

Ces courants biphasés peuvent être décomposés en une somme de deux termes, à savoir une composante continue et une composante alternative. Nous posons :

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_D \\ \bar{i}_Q \end{bmatrix} = I_1 \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos \alpha_1 \\ -\sin \alpha_1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.24})$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_D \\ \tilde{i}_Q \end{bmatrix} = \sum_{n=1}^N I_n \sqrt{2} \begin{bmatrix} \cos((n-1)\omega t - \alpha_n) \\ \sin((n-1)\omega t - \alpha_n) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.25})$$

Les composantes continues \bar{i}_D et \bar{i}_Q de l'équation (IV.24) représentent les courants fondamentaux dans le cadre biphasé. Les composantes alternatives \tilde{i}_D et \tilde{i}_Q de l'équation (IV.25) représentent les courants harmoniques dans la même référence.

Nous pouvons utiliser deux filtres passe-bas afin de séparer les composants DC des composants AC.

Pour trouver les courants harmoniques dans le référentiel triphasé, on effectue successivement les transformations T_{32} et $P(\omega t)$ sur les courants de l'équation (IV.25):

$$\begin{bmatrix} i_{ref1} \\ i_{ref2} \\ i_{ref3} \end{bmatrix} = T_{32} P(\omega t) \begin{bmatrix} \tilde{i}_D \\ \tilde{i}_Q \end{bmatrix} \quad (\text{IV.26})$$

IV.5 Techniques d'intelligence artificielle pour l'identification en filtrage actif

Les réseaux de neurones artificiels (RNA) est en train de devenir une technique d'estimation et de régression intéressante dans de nombreuses applications de contrôle en raison de sa nature de calcul parallèle et de sa capacité d'apprentissage élevée. Il y a eu beaucoup d'efforts dans l'utilisation des RNA dans les applications de commande de filtre (FAP). L'ADALINE et le plus couramment utilisés pour extraire les composantes fondamentales et / ou harmoniques présentes dans les courants non linéaires. Cette section vise à fournir une compréhension approfondie de la réalisation de l'algorithme de contrôle basé sur ADALINE pour FAP dans les deux méthodes d'identification PQ et DQ .

IV.5.1 Méthode PQ (approche neuronale) :

Après avoir montré dans la section précédente qu'une identification des composantes alternatives des puissances instantanées permettait de filtrer les perturbations, nous introduisons une stratégie de filtrage qui reprend ce principe mais basée cette fois sur l'utilisation des techniques neuro-mimétiques. Notre démarche consiste à remplacer les deux filtres passe bas de la méthode de puissances instantanées par deux réseaux ADALINE. Selon le schéma présent sur la Fig. (IV.5).

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

Le bloc 2 est constitué de deux filtres adaptatifs basés sur des réseaux ADALINE, dont les sorties sont les puissances réelle et imaginaire instantanées estimées \tilde{p} et \tilde{q} . Celles-ci sont ensuite comparées avec les puissances P et q sortant du premier bloc, quand la convergence est

atteinte, les poids de l'ADALINE de ce bloc représentent les coefficients de Fourier de la décomposition fréquentielle dans l'espace des puissances.

Le bloc 3 fournit les courants harmoniques de référence données par les équations (IV.17) et (IV.18). Il utilise quatre entrées qui sont les tensions v_α v_β ainsi que les parties alternatives des puissances réelle et imaginaire \tilde{p} \tilde{q} . Les sorties de ce bloc sont les courants harmoniques de compensation (équation (IV.14) qui seront utilisés comme courants de référence par le module de commande placé au sein du bloc 2, les deux ADALINES estiment les puissances réelle et imaginaire instantanés (Figure IV.5).

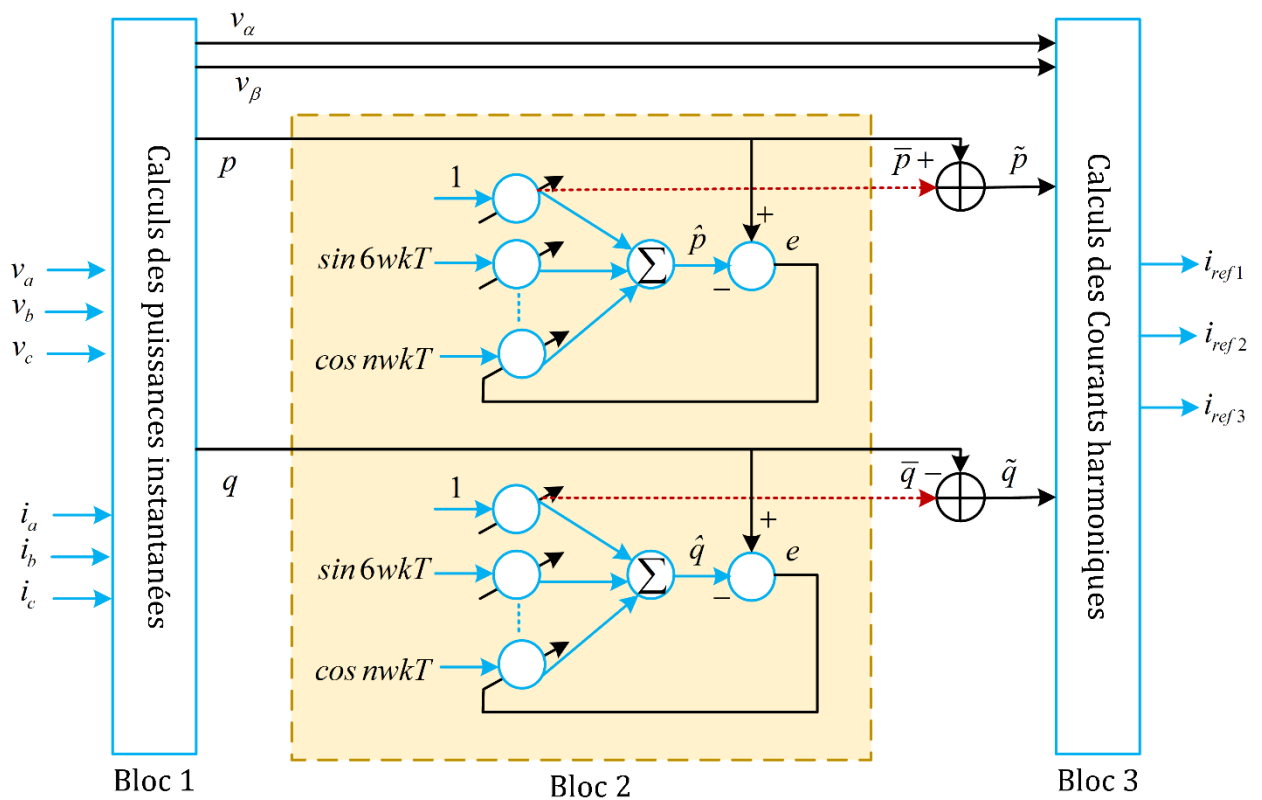


Figure.IV.5 : Structure d'identification des courants de références avec la méthode des Puissances instantanées utilisant des ADALINES

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

$$p(t) = p_1 \cos(\alpha) + p_5 \cos(6\omega t - 5\alpha) - p_7 \cos(6\omega t - 7\alpha) \quad (IV.26)$$

$$q(t) = q_1 \sin(\alpha) + q_5 \sin(6\omega t - 5\alpha) - q_7 \sin(6\omega t - 7\alpha) \quad (IV.27)$$

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

Les puissances réelles et imaginaires instantanées peuvent être exprimées dans le cas général par l'analyse de Fourier comme suit:

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^N A_{n1} \cos(n\omega t - (n-1)\alpha) + A_{n2} \cos(n\omega t - (n+1)\alpha) + B_{n1} \sin(n\omega t - (n-1)\alpha) + B_{n2} \sin(n\omega t - (n+1)\alpha) \quad (IV.28)$$

Avec la notation vectorielle l'équation (IV.28) s'écrit :

$$f(t) = w^T X(t) \quad (IV.29)$$

Avec :

$$w^T = [A_0 A_{11} B_{11} B_{12} \dots A_{N1} A_{N2} B_{N1} B_{N2}]$$

$$X(t) = \begin{bmatrix} 1 \\ \cos(6\omega t - 5\alpha) \\ \sin(6\omega t - 5\alpha) \\ \cos(6\omega t - 7\alpha) \\ \sin(6\omega t - 7\alpha) \\ \cos(n\omega t - (n-1)\alpha) \\ \sin(n\omega t - (n-1)\alpha) \\ \cos(n\omega t - (n+1)\alpha) \\ \sin(n\omega t - (n+1)\alpha) \end{bmatrix}$$

Le produit de l'équation () peut alors être implémenté par un seul neurone, où W est le vecteur de poids du réseau et $X(t)$ son entrée. La figure () montre cette topologie. Pour estimer conjointement les deux puissances, deux réseaux ADALINE sont obligatoire. Le premier prédit la puissance réelle instantanée et utilise comme entrées la décomposition de l'équation () tandis que le second prédit la puissance imaginaire instantanée et utilise comme entrées la décomposition de l'équation ().Le nombre d'entrées correspond à $m = h / 2 - 1$ avec h le nombre d'harmoniques que l'on veut identifier. $f(k)$ est le signal à identifier par ces composants (soit la puissance active soit la puissance réactive du réseau électrique), $f_{est}(k)$ est le signal estimé par le réseau de neurones (la puissance instantanée prédite par le réseau ADALINE). L'erreur $e(k)$ est la différence entre le signal $f(k)$ au temps k et le signal estimé $f_{est}(k)$. Il est utilisé par l'algorithme d'apprentissage pour mettre à jour les poids de réseau. Pour obtenir une bonne

prédiction du signal, l'algorithme cherche soit à annuler l'erreur $e(k)$, soit à atteindre une valeur préalablement fixée. L'algorithme d'apprentissage que nous avons utilisé est également la version modifiée de l'algorithme Widrow-Hoff.

Dans notre application, les amplitudes des composantes continues de la puissance réelle instantanée et de la puissance imaginaire instantanée sont déterminées à chaque fois par le premier poids des deux réseaux ADALINE. La différence entre la puissance réelle (respectivement imaginaire) et sa composante continue estimée permet de déterminer la composante AC. La méthode permet également de récupérer individuellement les puissances alternatives, et ce en considérant la somme de deux poids consécutifs multipliée par les cosinus et sinus équivalents. Ceci permet d'obtenir des perturbations avec une très bonne précision. Il est essentiel que les quantités continues estimées p et q suivent l'évolution des puissances instantanées et ne contiennent que quelques ondulations. Un choix du paramètre d'apprentissage μ évoluant dans le temps permet de satisfaire cette contrainte sans sacrifier la vitesse ni la convergence.

IV.6 Méthode des courants diphasée (approche neuronale)

Notre stratégie d'identification des courants harmoniques avec ADALINE peut être utilisée de la manière suivante:

- Extraire les courants harmoniques dans le repère DQ,

IV.6.1 Extraction de courants harmoniques avec ADALINE (repère DQ)

Deux ADALINE seront nécessaires pour extraire les courants harmoniques dans le repère DQ. La figure montre la topologie de l'identification des courants harmoniques biphasés.

Les deux courants de l'équation (IV.30),(IV.31) peuvent être écrits séparément comme suit:

$$i_D = I_1 \sqrt{\frac{3}{2}} \cos(\alpha_1) + \sum_{n=2,N} I_N \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{pmatrix} \cos(n-1)\omega t - \cos(\alpha_n) + \\ \sin(n-1)\omega t \sin \alpha_n \end{pmatrix} \quad (IV.30)$$

$$i_Q = -I_1 \sqrt{\frac{3}{2}} \sin(\alpha_1) + \sum_{n=2,N} I_N \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{pmatrix} \sin(n-1)\omega t - \cos(\alpha_n) - \\ \cos(n-1)\omega t \sin \alpha_n \end{pmatrix} \quad (IV.31)$$

Les notations vectorielles des équations (IV.32) et (IV.33) seront notées par:

$$i_D = w_D^T X_D(t) \quad (IV.32)$$

$$i_Q = w_Q^T X_Q(t) \quad (IV.33)$$

$$W_D^T = \left[\sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \cos \alpha_1 \quad \sqrt{\frac{3}{2}} I_5 \cos \alpha_5 \dots \sqrt{\frac{3}{2}} I_n \cos \alpha_n \right] \quad (IV.34)$$

$$X_D(t) = [1 \quad \cos 4\omega t \quad \sin(n-1)\omega t] \quad (IV.35)$$

$$W_Q^T = \left[\sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \sin \alpha_1 \quad \sqrt{\frac{3}{2}} I_5 \cos \alpha_5 \dots \sqrt{\frac{3}{2}} I_n \sin \alpha_n \right] \quad (IV.36)$$

$$X_Q(t) = [1 \quad \sin 4\omega t \quad \cos(n-1)\omega t] \quad (IV.37)$$

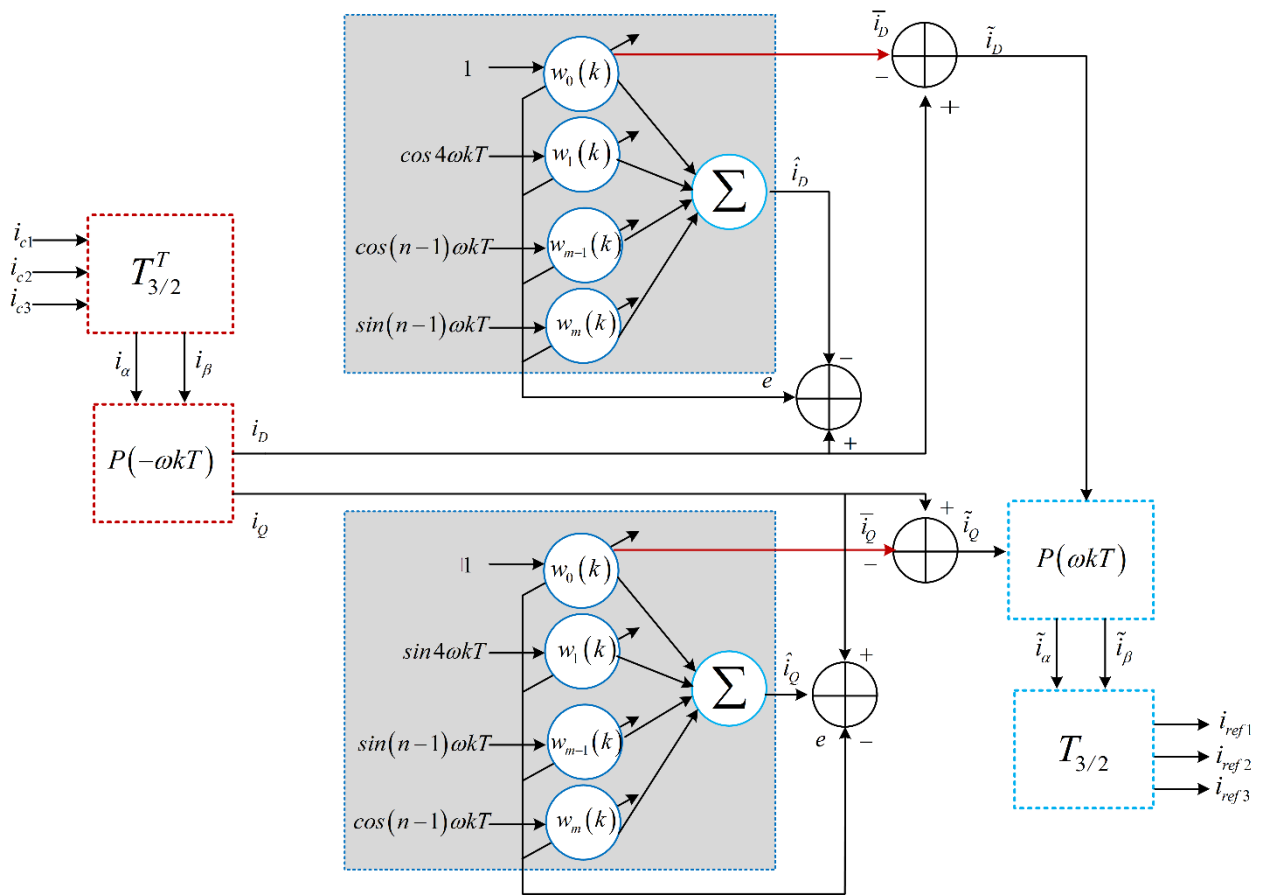


Figure.IV.6 : Méthode des courants diphasée dans le repère DQ.

Les vecteurs $X_D(t)$ et $X_Q(t)$ des équations (IV.35) et (IV.37) constitueront les entrées des deux ADALINE. Les vecteurs W_D^T et W_Q^T des équations (IV.34) et (IV.36) représentent les poids d'ADALINE trouvés après une phase d'adaptation (voir figure IV.6).

Le poids $W_0(k)$ du premier réseau ADALINE représente l'estimation de la composante directe du courant diphasé selon l'axe D. La composante directe du courant biphasé i_Q selon l'axe Q sera reproduite Le poids $W_0(k)$ du deuxième réseau ADALINE. Les composantes alternatives

i_D et i_Q représentant les courants. Les harmoniques le long des axes D et Q respectivement, seront calculées par :

$$\tilde{i}_D = i_D - \bar{i}_D \text{ (IV.38)}$$

$$\tilde{i}_Q = i_Q - \bar{i}_Q \text{ (IV.39)}$$

Avec les transformations T_{32} et $P(\omega t)$ appliquées à ces courants, on retrouve les courants de référence i_{ref1} , i_{ref2} et i_{ref3} dans le référentiel triphasé.

IV.7 MÉTHODE DIRECTE

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

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

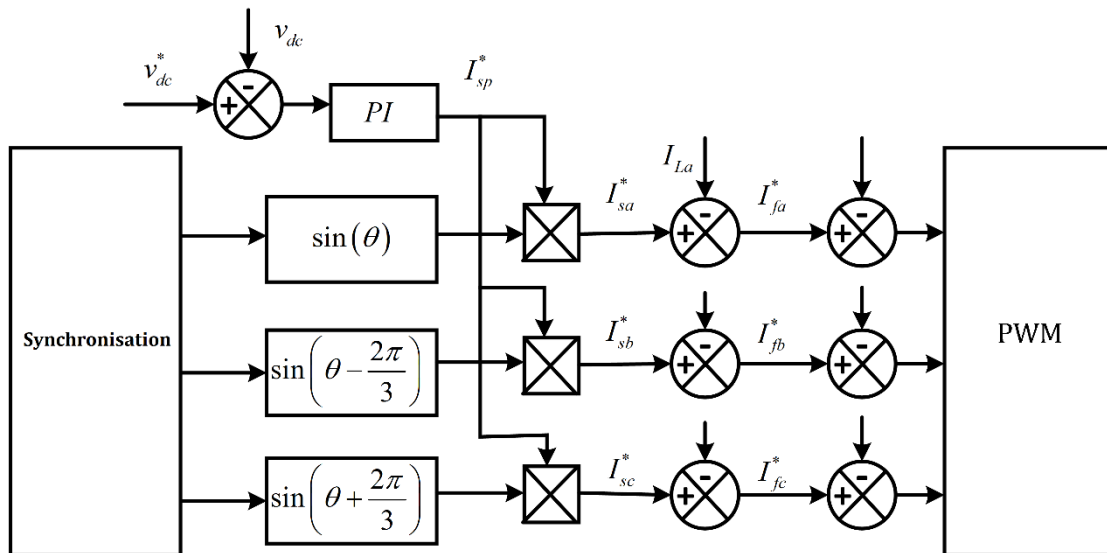


Figure.IV.7 : Méthode directe.

IV.7.1 Réglage de la tension continue avec PI classique

Le courant de source maximum estimé est donné par :

$$I_{sp} = (V_{dc}^* - V_{dc}) \left(\frac{1 + T_{nv}}{ST_{iv}} \right) \quad (\text{IV.40})$$

Le courant de source de référence est donné par :

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

Comme le courant de source instantané est donné par :

$$i_s^* = I_{sp} V_n \quad (\text{IV.41})$$

La puissance instantanée à l'entrée du filtre est :

$$p_f = \frac{3}{V_m} V_s^2 I_{sp} \quad (\text{IV.42})$$

La puissance coté capacité :

$$p_{cap} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) \quad (\text{IV.43})$$

En négligeant les pertes dans le convertisseur :

$$p_{cap} = p_f \quad (\text{IV.44})$$

De plus on a :

$$I_{sp} = (V_{dc}^* - V_{dc}) \left(\frac{1 + T_{nv}}{ST_{iv}} \right) \quad (\text{IV.45})$$

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

$$\frac{1}{V_m} 3V_s^2 I_{sp} = C_{dc} V_{dc}^* \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (\text{IV.46})$$

En appliquant la transformée de Laplace :

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{3V_s^2 (1 + sT_n)}{V_m C_{dc} T_i S^2 V_{dc}^* + 3V_s^2 (1 + sT_n)} \quad (\text{IV.47})$$

Avec :

$$T_{iv} = \frac{3V_s^2}{V_m C W_c^2 V_{dc}} \quad (\text{IV.48})$$

$$T_{nv} = \frac{2^* \xi^* \sqrt{V_m C^* T_{iv}^* V_{dc}^*}}{\sqrt{3}^* V_s} \quad (\text{IV.49})$$

IV.7.2 Réglage de la tension continue avec PI –ADALINE

Les régulateurs PI réalisent généralement un bon compromis entre performances et coût, c'est pourquoi ces types de régulateurs sont utilisés dans 80% des systèmes de régulation industriels. Malgré cela, la détermination des paramètres (P, I) n'est pas évidente et fondamentalement pas

optimale. Pour faire face à ces défis, nous proposons l'utilisation d'une capacité d'apprentissage de réseau neuronal pour déterminer ces paramètres.

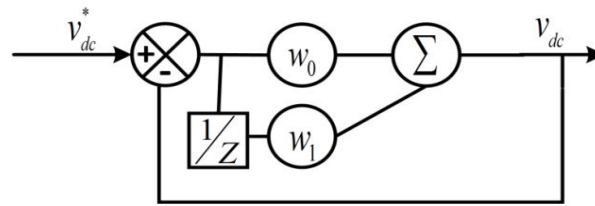


Figure.IV.8 : PI ADALINE.

La figure IV.8 montre le principe de cette technique où un ADALINE avec deux poids est utilisé : ω_0 comme paramètre proportionnel et ω_1 comme paramètre intégral. Ces poids relient l'erreur $e(k)$ et $e(k-1)$ au temps k et $k-1$ à la sortie dans la combinaison linéaire. L'erreur est définie entre le signal de référence délivré au régulateur et la sortie mesurée du système à contrôler.

IV.8 Résultat de simulation

Dans cette partie, nous présentons les résultats de simulation obtenus par la commande MLI à porteuse triangulaire. La structure générale du système étudié est décrite à la figure IV.9 :

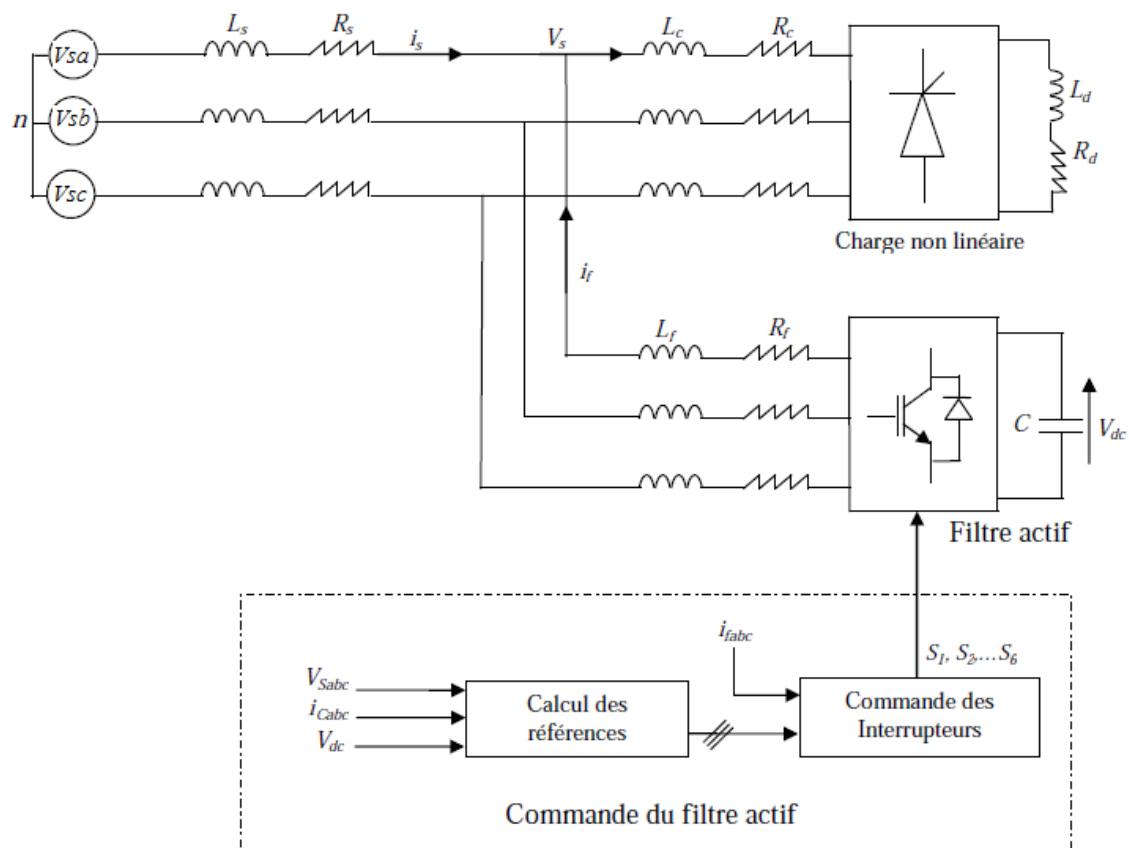


Figure.IV.9 : Schéma global du système étudié.

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

Les paramètres du système sont donnés par le tableau IV.:

TABLEAU IV.2 Paramètres du système

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

IV.8.1 Résultat de simulation du system sans filtre actif

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

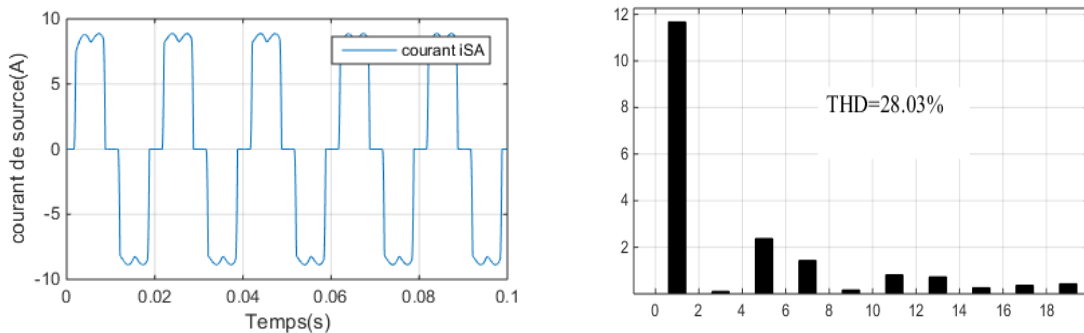


Figure.IV.10 : Courant de source avant filtrage i_{sa} (A) et son spectre harmonique.

Le courant de source i_{sa} de la première phase avant filtrage et son spectre harmonique sont représenté par la figure III.14. On note que le THD en courant est de 28.01%. Le but de notre travail est de ramener ce THD à une valeur inférieure à 5 %, comme l'impose la norme IEEE.

IV.8.2 Résultat de simulation du system avec filtre actif

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

TABLEAU.IV. 4 paramètres du filtre

R_f	L_f	C_{dc}	V_{dc}
5mΩ	3mH	1100uF	600V

- **performance de la méthode des PIRI avec une PLL classique (PLL+LPF) :**

Les résultats de simulation sont illustrés par les figures IV.10, IV.11 et IV.12. Le courant de source i_{sa} , son spectre harmonique et le courant i_{fa} injecté par le filtre sont montrés. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée à 20 KHz

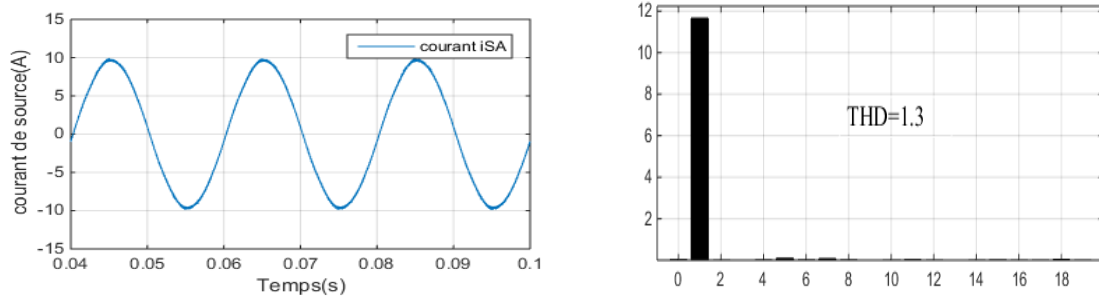


Figure.IV.11 : Courant de source après filtrage isa (A) et son spectre harmonique.

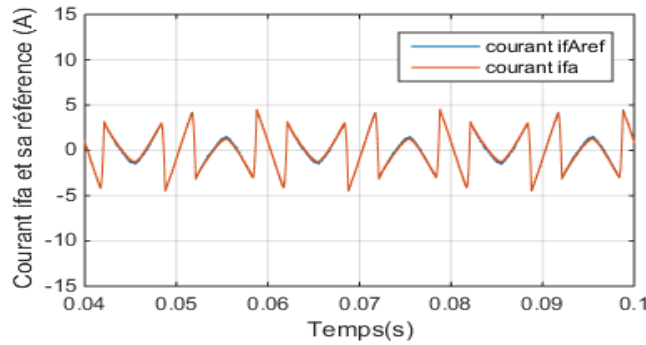


Figure.IV.12 : Courant de source après filtrage isa (A) et son spectre harmonique.

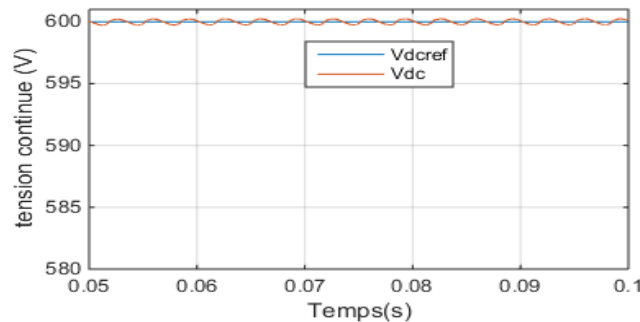


Figure.IV.13 : Courant de source après filtrage isa (A) et son spectre harmonique.

De figure IV.12 On peut dire que le courant du filtre suit parfaitement sa référence, et par conséquent le courant de source devient sinusoïdal comme illustre la figureIII.17 avec un THD de 1.3% de même la tension du bus continue est parfaitement réglée au tour de sa référence (figureIII.15).

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

- **Cas d’une tension (déséquilibré) :**

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

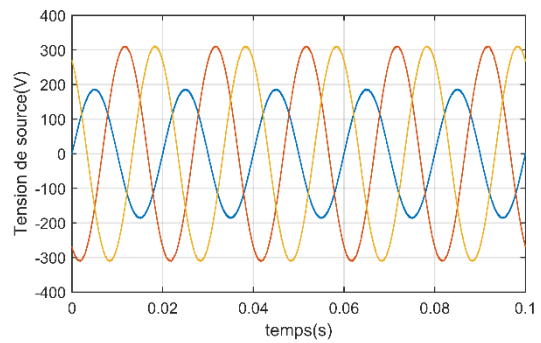


Figure.IV.14 : Courant de source après filtrage isa (A) et son spectre harmonique.

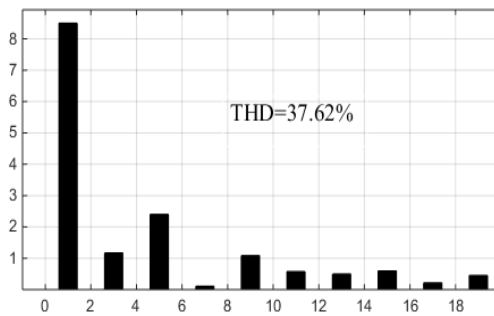
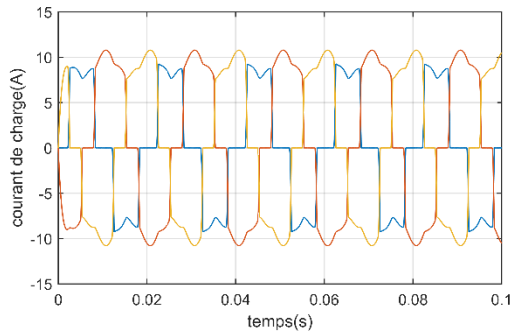


Figure.IV.15 : Courant de source après filtrage isa (A) et son spectre harmonique.

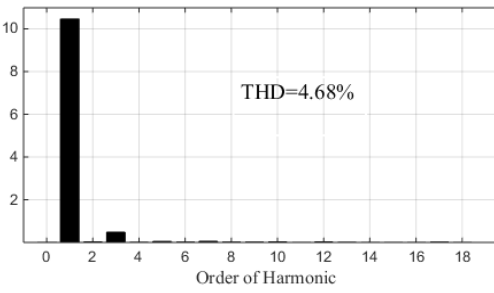
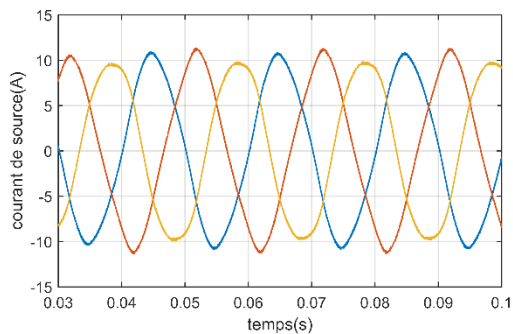


Figure.IV.16 : Courant de source après filtrage isa (A) et son spectre harmonique.

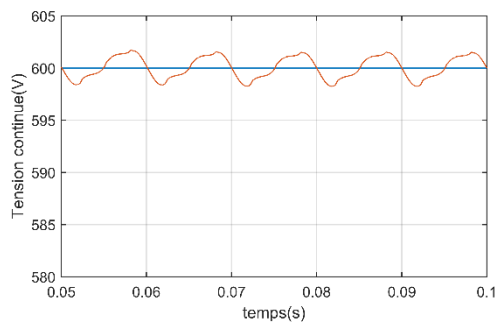


Figure.IV.17 : Courant de source après filtrage isa (A) et son spectre harmonique.

Les figures IV.14-IV.17 montrent les performances du FAP dans des conditions de tension déséquilibrée. L'effet du déséquilibre de la tension de la source peut être observé dans les courants de charge. Le courant de source devient sinusoïdal comme illustre la figureIV.16 avec un THD de 4.68% de même la tension du bus continue est parfaitement régulée au tour de sa référence (figureIV.17).

• **Cas d'un décalage en continue des tensions :**

Dans ce scénario ont introduit un décalage en continue dans les tensions (phase a=-0.5PU), (phase b=0.5PU), (phase c=-0.3PU). D'après la figure IV.18, on peut observer que le THD du courant de source a augmenté jusqu'à 16.65%, mais dans ce cas la norme IEEE 519-2014 n'est plus applicable.

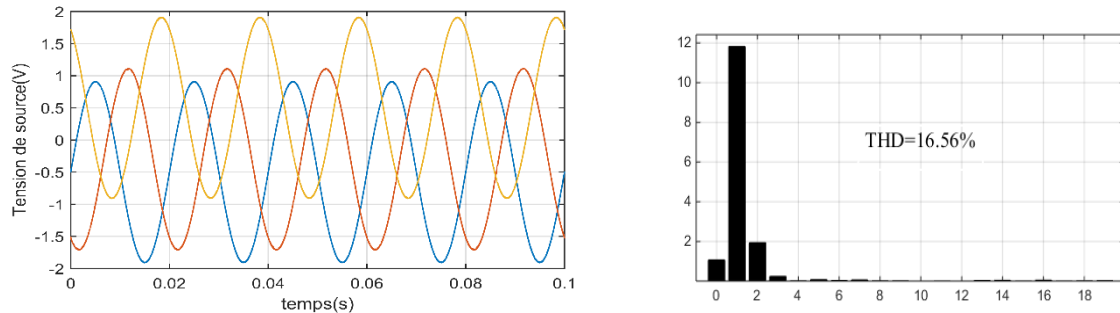


Figure.IV.18 : Courant de source après filtrage isa (A) et son spectre harmonique.

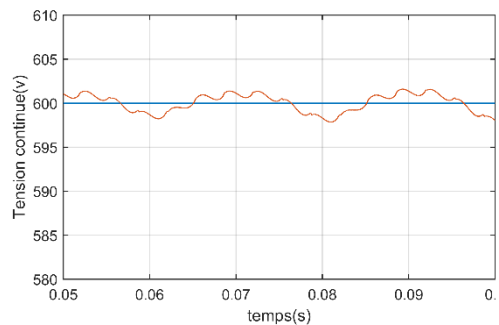


Figure.IV.19 : Courant de source après filtrage isa (A) et son spectre harmonique.

• **Cas d'une tension distordue :**

Dans ce scénario, nous simulons la tension déformée avec le THD de 10,31 %. Les figures III.25-III.26 montrent le comportement du FAP dans des conditions des tensions distordues.

Le courant de source devient sinusoïdal comme illustre la figure IV.20 avec un THD de 1.49%.

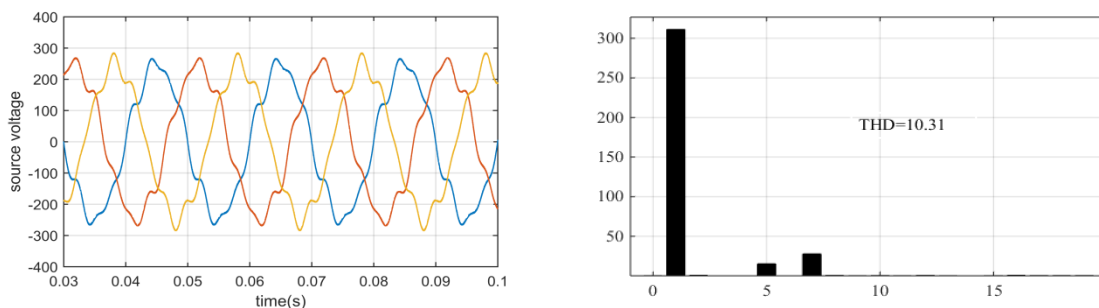


Figure.IV.20 : Tension de source et son spectre harmonique phase (a).

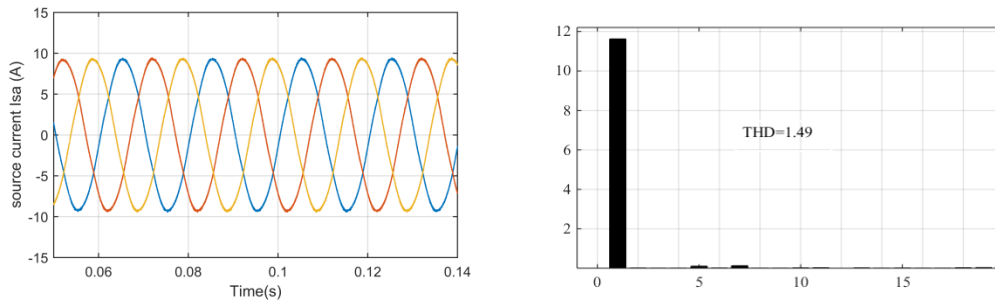


Figure.IV.21 : Courant de source après filtrage isa (A) et son spectre harmonique.

IV.8.2.1.Performance de la méthode directe :

- **Cas d'une tension (déséquilibrée) :**

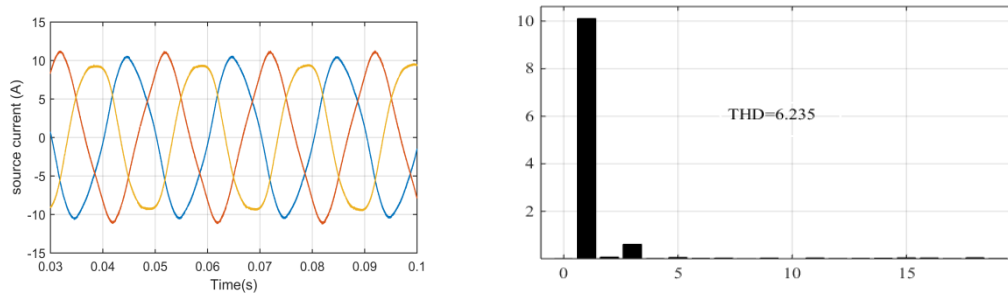


Figure.IV.22 : Courant de source après filtrage isa (A) et son spectre harmonique.

Phase (a)

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

- **Cas d'une tension distordue :**

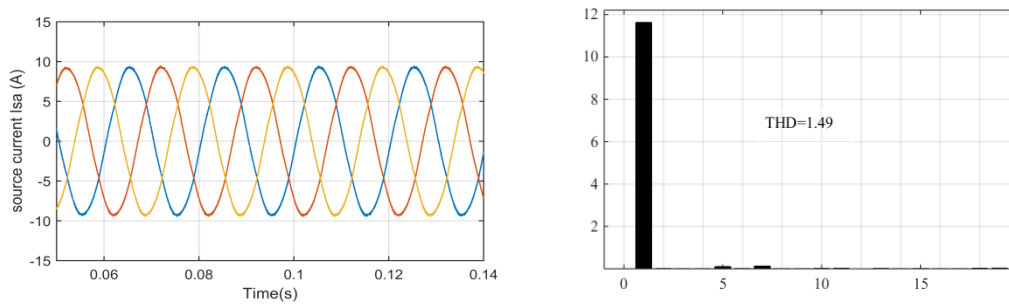


Figure.IV.23 : Courant de source après filtrage isa (A) et son spectre harmonique.

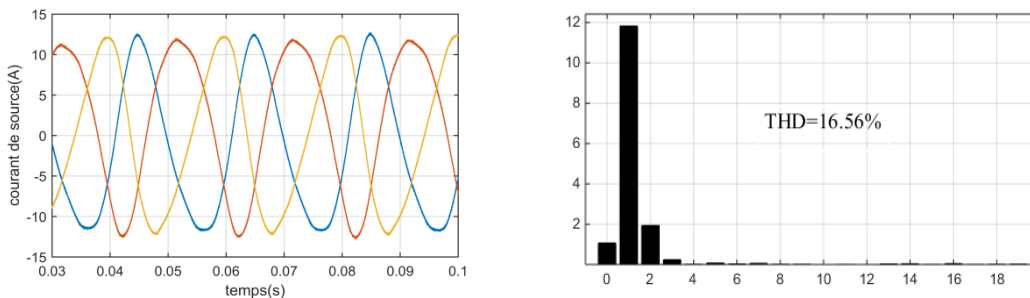


Figure.IV.24 : Courant de source après filtrage isa (A) et son spectre harmonique.

D'après la figure IV.22, on peut observer que le THD du courant de source et le courant devient sinusoïdal avec un *THD* de 1.49%.

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

IV.8.3.Comparaison des performances des méthodes de filtrage

Cette section fournit une étude comparative de la méthode basée sur PIRI avec la méthode directe. Ces méthodes sont comparées selon les points de vue suivants : Robustesse de déséquilibre, distorsions, décalage DC, simplicité structurelle. Le tableau IV.1. Présente le THD dans de telles circonstances.

TABLEAU IV.1. Etude comparative des méthodes de filtrage : Méthode des PIRI et directes sous différentes conditions (déséquilibre, distorsions, décalage en continue des tensions)

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

TABLEAU IV.2. Etude comparative des méthodes de filtrage : simplicité algorithmique

Techniques de filtrage	besoin de PLL	Besoin des transformations	Besoin des Filtres LPF
PIRI	oui	oui	oui
Directe	oui	oui	Non

IV.8.3.1. Comparaison des performances des méthodes de filtrage (déséquilibre, distortion, décalage DC) :

- **Cas d'une tension (déséquilibré)**

Selon le tableau (IV.1), les méthodes neurales PIRI avec (PLL+LPF) et directes convergent vers des résultats similaires. Il est clair que le PIRI surpasse le direct. Le principal avantage de la comparaison directe avec PIRI est que les courants de référence sont obtenus sans utiliser de filtre harmonique spécifique.

- **Cas d'une tension distordue**

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

- Cas d'un décalage en continue des tensions

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

III.8.3.3. Simplicité structurelle :

Selon le tableau (IV.1), le principal avantage de la méthode directe par rapport à PIRI est que les courants de référence sont obtenus sans utiliser de filtre de courant harmonique spécifique.

IV.8.4. Application des techniques de synchronisation dans la commande du FAP

Dans cette section nous proposons trois techniques de synchronisation avancée, une technique en boucle ouverte et deux en boucle fermée. Nous appliquons ces techniques à la commande du FAP, et les comparons à l'approche conventionnelle (PLL + LPF).

IV.5.1. performance de la méthode des PIRI

- Cas d'une tension (déséquilibré)

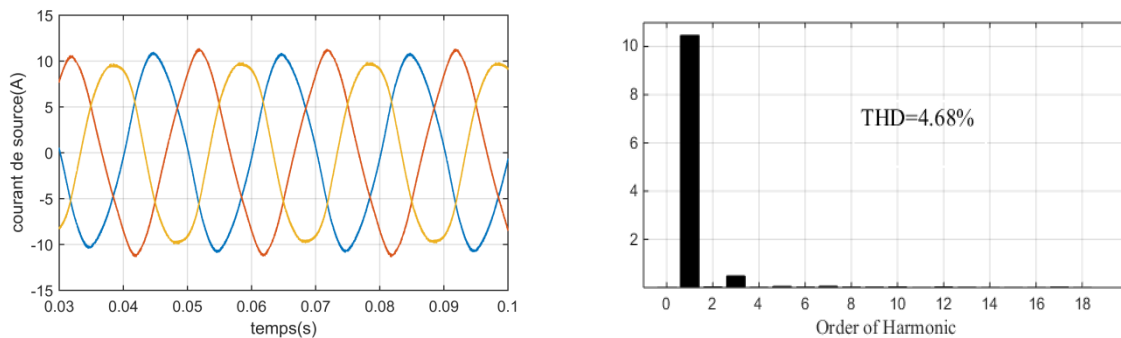


Figure.IV.25 Courant de source et son spectre d'harmonique (phase a) avec STF.

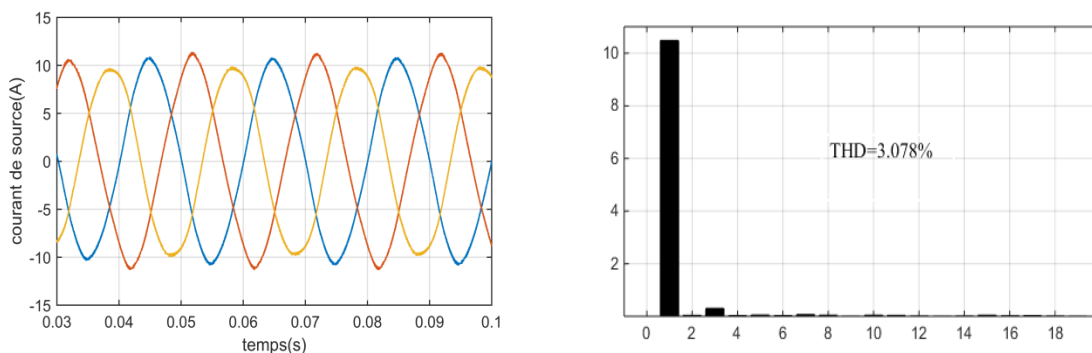


Figure.IV.26 Courant de source et son spectre d'harmonique (phase a) avec DSOGI-FLL

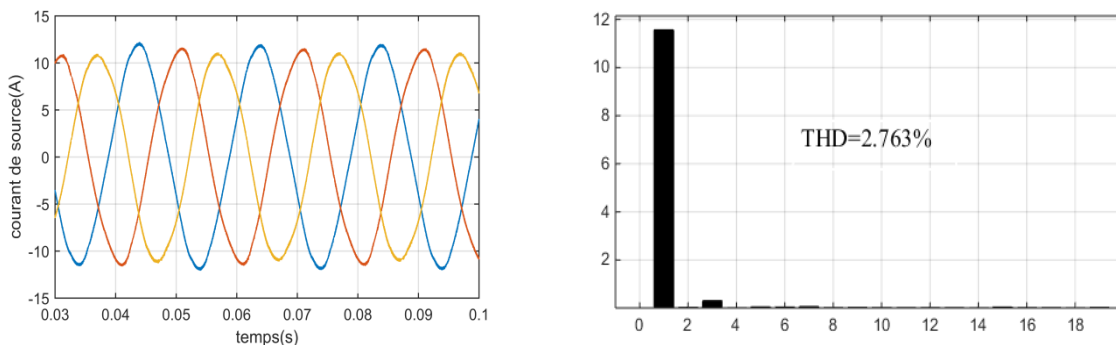


Figure.IV.27 courant de source et son spectre d'harmonique (phase a) avec PLL hybride.

Les figures IV.9-IV.11 montrent les performances des trois techniques de synchronisation dans des conditions de tension déséquilibrée avec la méthode des PIRI. Il est clair que la technique H-PLL surpasse les autres techniques.

a) Cas d'un décalage en continue des tensions

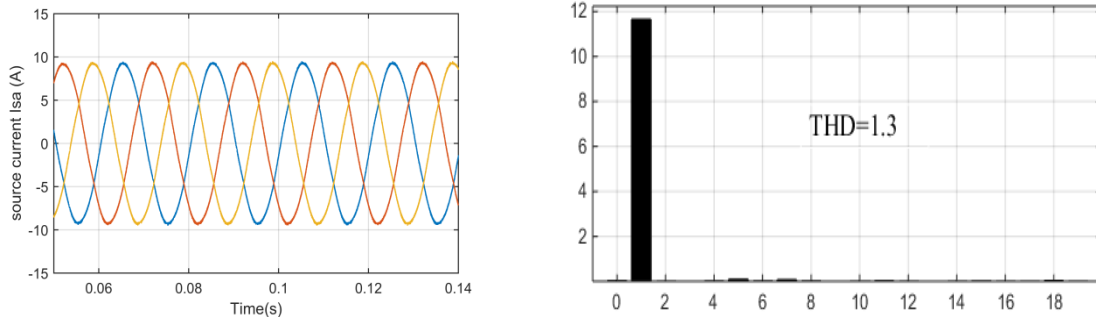


Figure.IV.28 Courant de source et son spectre d'harmonique (phase a) avec PLL hybride.

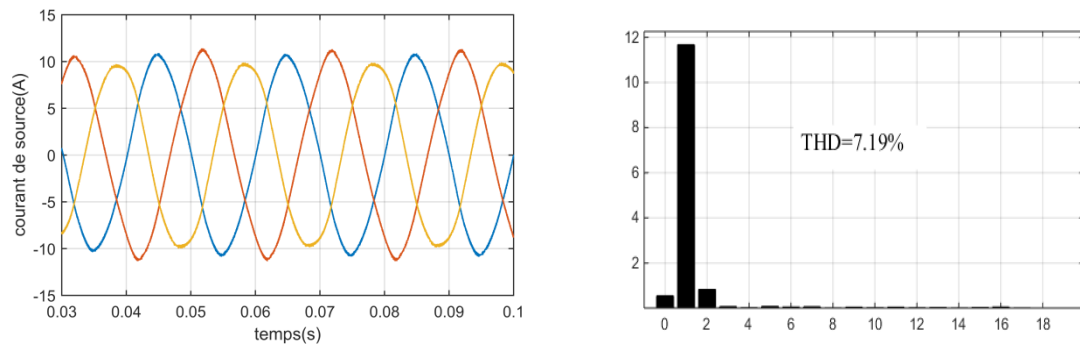


Figure.IV.29 Courant de source et son spectre d'harmonique (phase a) avec DSOGI-FLL.

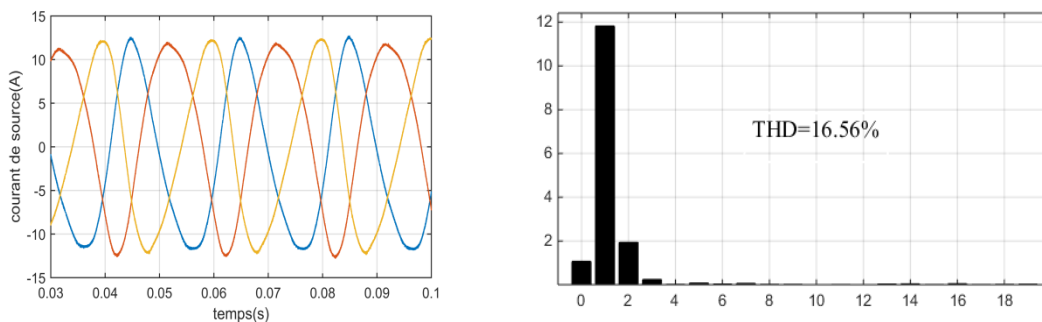


Figure.IV.30 Courant de source et son spectre d'harmonique (phase a) avec STF.

Les figures IV.28-IV.30 montrent les performances des trois techniques de synchronisation dans la condition de décalage en continue des tensions avec la méthode des PIRI. Seul la technique H-PLL a une bonne performance sous ce test

IV.5.2.performance de la méthode directe :

a) Cas d'une tension (déséquilibré)

Les figures IV.31-IV.33 montrent les performances des trois techniques de synchronisation dans la condition de décalage en continue des tensions avec la méthode directe. Les trois techniques convergent vers des résultats similaires. La technique H-PLL est plus efficace par rapport aux autres techniques.

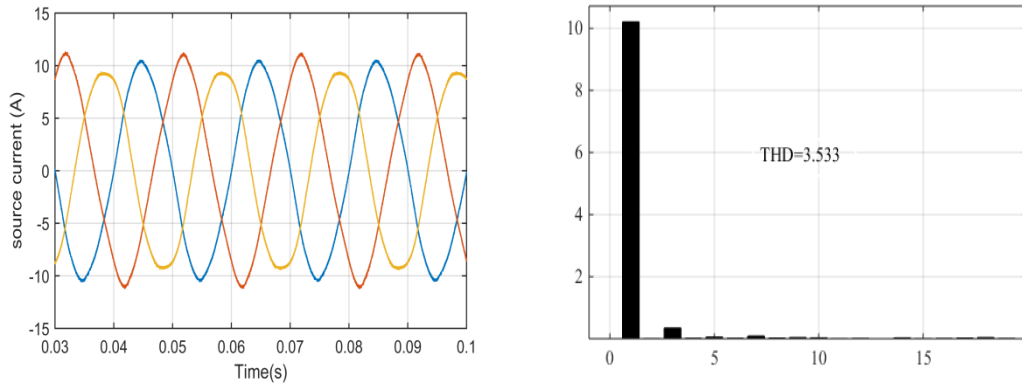


Figure.IV.31 Courant de source et son spectre d'harmonique (phase a) avec DSOGI-FLL

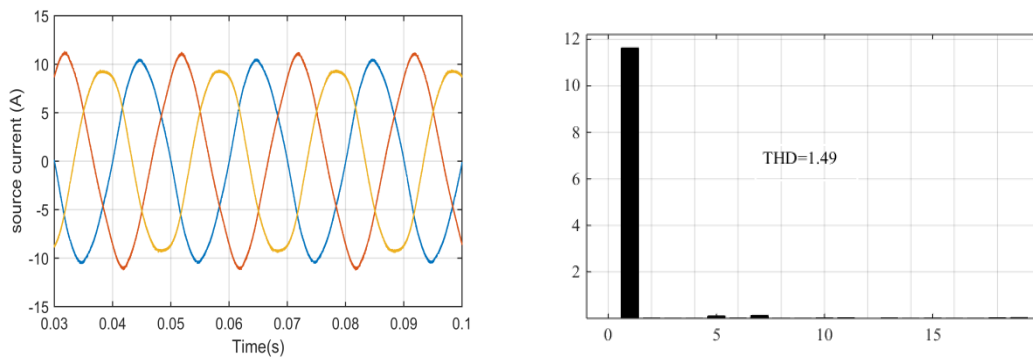


Figure.IV.32 Courant de source et son spectre d'harmonique (phase a) avec H-PLL.

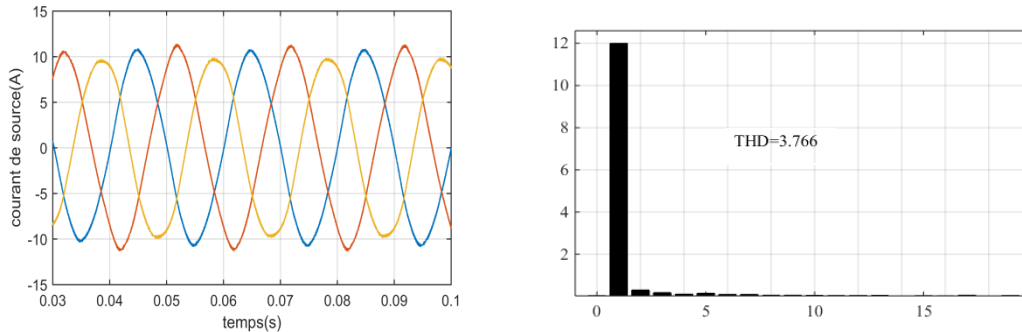


Figure.IV.33 Courant de source et son spectre d'harmonique (phase a) avec STF.

b) Cas d'un décalage en continu des tensions

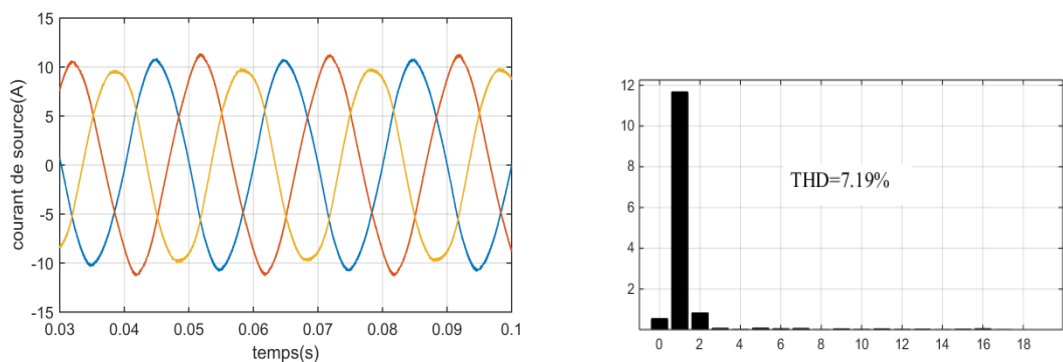


Figure.IV.34 Courant de source et son spectre d'harmonique (phase a) avec DSOGI-FLL

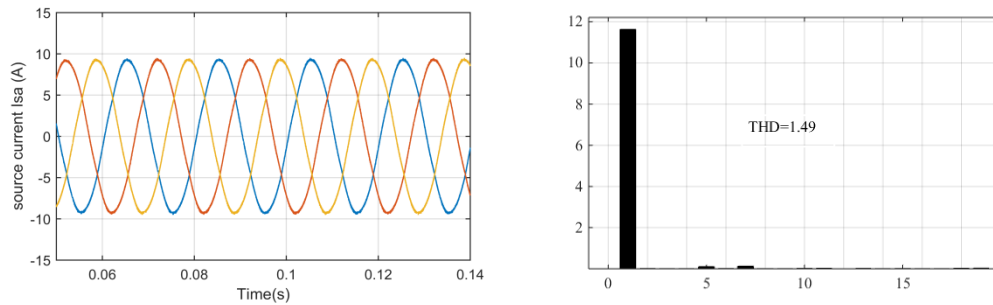


Figure.IV.19 Courant de source et son spectre d’harmonique (phase a) avec H-PLL

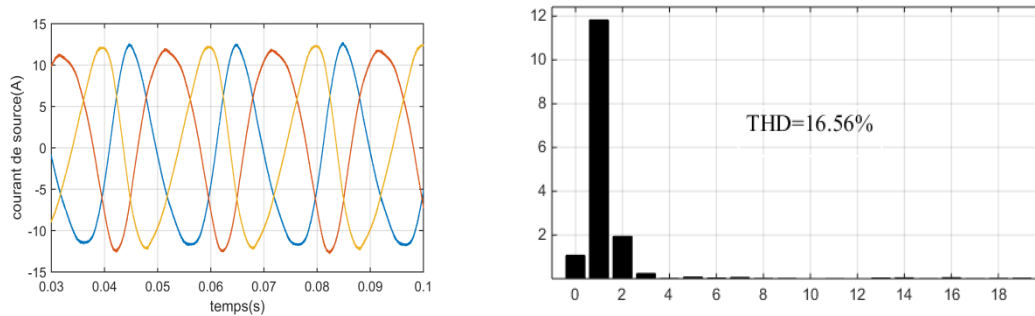


Figure.IV.35 Courant de source et son spectre d’harmonique (phase a) avec STF.

Les figures IV.33-IV.35 montrent les performances des trois techniques de synchronisation dans la condition de décalage en continue des tensions avec la méthode directe. Seul la technique H-PLL a une bonne performance sous ce test

IV.9 Conclusion :

Ce chapitre a traité l’identification et la commande du filtre FAP. Nous avons fait une évaluation comparative de deux techniques de contrôle différentes pour le FAP que nous avons jugé d’actualité. La méthode des PIRI neuronal et la méthode directe. Les performances de ces techniques de contrôle ont été évaluées dans différentes conditions de tension de source (avec PLL+LPF). Dans les conditions de réseau idéales, ces deux techniques de contrôle donnent des résultats similaires. Cependant, dans les conditions de tension de source asymétrique ou non sinusoïdale, la technique PIRI surpasse de loin la technique directe en termes d’atténuation harmonique, de courants de source et de faible THD. Bien que, les deux méthodes ont des performances médiocres dans le cas d’un décalage en tension continue. Afin de remédier aux faiblesses du FAP en présence de PLL et de certains défauts. En utilisons une idée originale avec une certaine subtilité nous avons atteint les objectifs escomptés. Après avoir testé la technique de synchronisation bien connue dans la littérature à savoir le filtre STF nous avons appliqués pour la première fois pour le FAP les techniques DSOGI-FLL et H-PLL réservé au pare avant au système de traitement de signal. Les résultats montrent l’efficacité et la supériorité de la technique H-PLL comparant avec STF et DSOGI-FLL dans le cas d’un décalage en continue des tensions. Les trois techniques convergent vers des résultats similaires dans le cas de déséquilibre des tensions.

Chapitre V

COMMANDE DE MACHINE ASYNCHRONE PAR RNA

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{di_{sd}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{qs} \right. \\ &\quad \left. + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \Phi_{rd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rq} \omega_r + V_{sd} \right) \\ \frac{di_{sq}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \sigma L_s \omega_s i_{sd} - \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{sq} \right. \\ &\quad \left. - \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rd} \omega_r + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \Phi_{rq} + V_{sq} \right) \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} &= \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} &= \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rd} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{rq} \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{p M_{sr}}{L_r J} (i_{sq} \Phi_{rd} - i_{sd} \Phi_{rq}) - \frac{F}{J} \omega_r - \frac{1}{J} C_r \\ C_{em} &= \frac{p M_{sr}}{L_r} (i_{sq} \Phi_{rd} - i_{sd} \Phi_{rq}) \end{aligned} \right. \quad (V.1)$$

Ou $\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$: C_r , : le couple résistant:

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation séparée où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux, le courant d'excitation, et celle liée au couple, le courant d'induit. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

Pour réaliser ce découplage, on oriente le système axes d-q de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux, c'est-à-dire :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (V.2)$$

D'après la transformation dans le domaine de Laplace de l'équation (V.2) En imposant $\phi_{rq} = 0$, les équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant deviennent

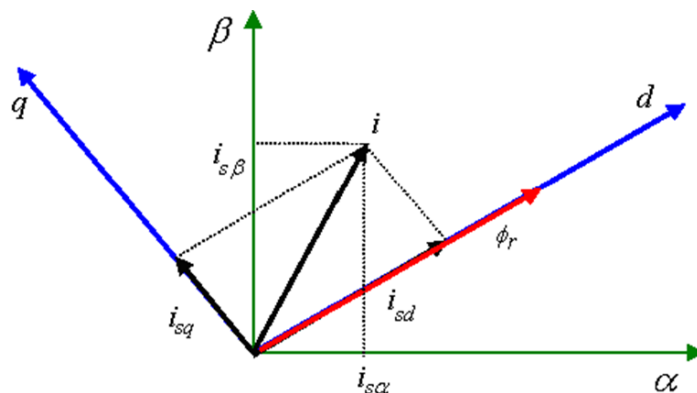


Figure.V.2 : Référentiel lié au flux rotorique..

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{sd} + \right. \\
 \left. \sigma L_s \omega_s i_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \Phi_r + V_{sd} \right) \\
 \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \sigma L_s \omega_s i_{sd} - \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{sq} \right. \\
 \left. - \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_r \omega_r + V_{sq} \right) \\
 \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_r \\
 J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - F \omega_r - C_r \\
 C_{em} = \frac{p M_{sr}}{L_r} i_{sq} \Phi_r
 \end{array} \right. \quad (V.3)$$

Dans la commande indirecte, l'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique. En ce qui concerne la commande directe, l'angle de Park est calculé directement à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées. :

Dans cette commande, le flux est asservi à une référence. Le module et la position du flux sont généralement estimés en utilisant le modèle de la MAS et des grandeurs facilement mesurables comme les courants et les tensions ou la vitesse de rotation utilisée pour le réglage. Plusieurs solutions existent pour réaliser cette commande. La figure (V.5) présente le réglage de vitesse avec la commande directe et contrôle du couple associés au découplage par compensation avec contrôle des courants.

Les principaux constituants dans ce type de commande sont la boucle de régulation externe de vitesse et flux, La boucle interne des courants qui joue un rôle primordial puisque, tout en assurant le contrôle vectoriel, elle garantit la protection nécessaire à l'ensemble convertisseur/machine. Ainsi, l'introduction de limitations sur les références des courants assure la maîtrise des courants même s'il apparaît un problème sur les boucles externes. Le bloc de défluxage est nécessaire car il sert à diminuer le flux et donc le couple lors du fonctionnement en survitesse.

Les équations qui traduisent le bloc de défluxage s'écrivent comme suit :

$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_{rN} & si |\Omega_r| \leq \Omega_{rN} \\ \frac{\Omega_{rN}}{|\Omega_r|} \Phi_{rN} & si |\Omega_r| \geq \Omega_{rN} \end{cases} \quad (V.5)$$

V.2.1 Calcul des régulateurs classiques

• **Bloc de découplage**

Un des problèmes est le découplage entre le flux et le couple qui complique la synthèse d'un correcteur. Afin de simplifier cette étape de synthèse, on réalise un découplage des deux axes en quadrature d et q ce qui permet ainsi d'obtenir un modèle linéaire découplé.

Les équations du modèle du moteur exprimées dans le repère lié au champ tournant en appliquant la transformation de Laplace sont:

$$U_{sd} = \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r + \sigma L_s \cdot S \right) i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{qs} - \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \Phi_r \tag{V.6}$$

$$U_{sq} = \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r + \sigma L_s \cdot S \right) i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \omega_r \Phi_r \tag{V.7}$$

$$\Phi_r = \frac{M_{sr}}{1 + S T_r} i_{sd} \tag{V.8}$$

$$\omega_r = \frac{M_{sr}}{T_r \Phi_r} i_{sq} \tag{V.9}$$

Les termes de découplage sont :

$$\hat{e}_d = \sigma L_s \omega_s I_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \Phi_r \tag{V.10}$$

$$\hat{e}_q = -\sigma L_s \omega_s I_{sd} - \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \omega_r \Phi_r \tag{V.11}$$

Une solution consiste à ajouter des tensions identiques mais de signes opposés à la sortie des régulateurs de courant de manière à séparer les boucles de régulation d'axe d et q comme le montre la figure ()

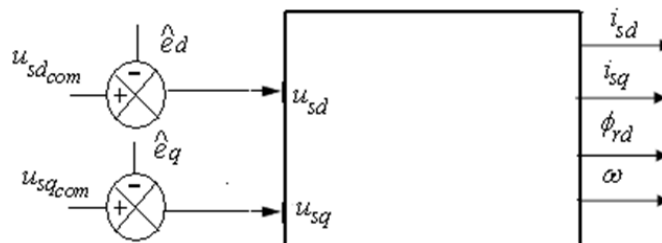


Figure.V.3 : Découplage par addition des termes de compensation.

• **Régulation des courants**

Les fonctions de transfert sont identiques. Nous proposons d’adopter pour chacune des boucles de courant un régulateur de type proportionnel- intégrateur (PI). Les paramètres des correcteurs sont calculés par la méthode de compensation de telle sorte à accélérer le temps de réponse de la boucle fermée par rapport à la boucle ouverte.

La figure () présente le schéma bloc de la boucle de i_{sq} et est identique pour la boucle de i_{sd}

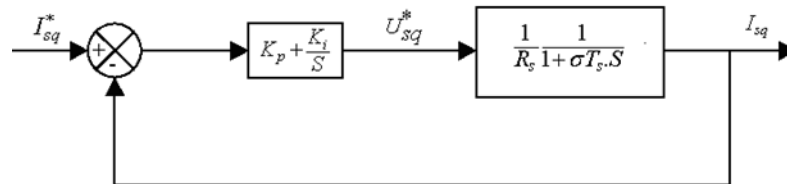


Figure.V.4 : bloc de réglage de i_{sq} après découplage.

Pour déterminer les paramètres, il suffit de calculer la fonction de transfert en boucle ouverte et en boucle fermée en posant la constante de temps de la fonction de transfert en boucle fermée comme suit :

$$\tau_{bf} = \frac{\tau_{bo}}{n} \quad (V.12)$$

Avec $\tau_{bo} = \sigma T_s$ et n permet de fixer la rapidité.

Les paramètres de régulateurs deviennent :

$$\begin{cases} K_p = \frac{\sigma L_s}{\tau_{bf}} \\ K_i = \frac{K_p}{\sigma T_s} \end{cases} \quad (V.13)$$

• **Régulation de la vitesse**

Pour la régulation de la boucle de vitesse on a choisi d’adopter un correcteur de type intégrateur proportionnel (IP). La figure (IV) montre la structure de la boucle externe en utilisant ce régulateur.

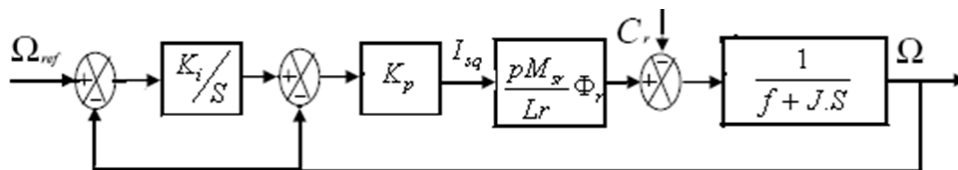


Figure.V.5 : bloc de réglage de la vitesse de rotation.

La fonction de transfert en boucle fermée est équivalente à un système 2eme ordre, et elle est égale à :

$$\frac{\Omega_{ref}}{\Omega} = \frac{K_i K_p K_{cem}}{S^2 + (K_p K_{cem} + \frac{f}{J})S + K_i K_p K_{cem}} \quad (V.14)$$

$$= \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2}$$

Ou $K_{cem} = pM_{sr}^2 i_{sd}^* / L_r$

Par équivalence on obtient :

$$\begin{cases} 2\xi\omega_n = K_p K_{cem} + \frac{f}{J} \\ \omega_n^2 = K_p K_i K_{cem} \end{cases} \quad (V.15)$$

Imposant ξ et ω_n on peut aisément déterminer les paramètres K_p et K_i qui sont de la forme suivante :

$$\begin{cases} K_p = (2\xi\omega_n - \frac{f}{J}) / K_{cem} \\ K_i = \omega_n^2 / (K_p K_{cem}) \end{cases} \quad (V.16)$$

• **Régulation du flux**

Dans le cas de la commande vectorielle direct l'estimation du flux est nécessaire pour son réglage. Deux solutions peuvent être envisagées : soit on utilise un modèle d'estimation en boucle ouverte, soit un observateur. Pour notre cas et pour des raisons pratiques, on va utiliser des observateurs adaptatifs qui seront développés dans le prochain chapitre.

Pour la régulation de la boucle de flux on a choisi d'adopter un correcteur de type proportionnel intégrateur (PI). La figure (V.6) montre la structure de la boucle externe en utilisant ce régulateur

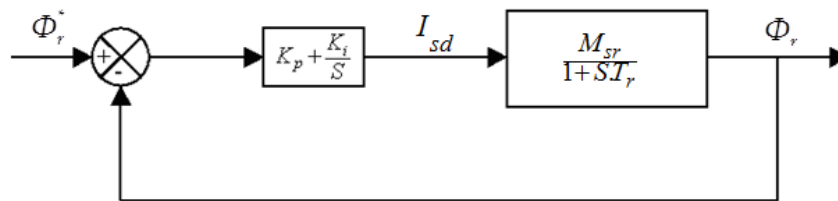


Figure.V.6 : Schéma blocs de réglage de flux.

Appliquant la méthode de compensation pour le calcul des régulateurs, on peut démontrer aisément que les paramètres de ce correcteur sont :

$$\begin{cases} K_p = \frac{T_r}{M_{sr} \tau_{bf}} \\ K_i = \frac{K_p}{T_r} \end{cases} \quad (V.17)$$

Avec $\tau_{bo} = T_r$ et $\tau_{bf} = \frac{\tau_{bf}}{n}$

• **Résultats de la simulation**

Les simulations sont effectuées dans l’environnement Simulink/Matlab. Les paramètres de la machine utilisés dans la simulation sont présentés dans l’annexe. Pour la représentation performances de la commande vectorielle classique avec réglage de vitesse, nous avons effectué un essai par simulation. nous imposons une vitesse de référence de 150 rad/sec à 0s puis la vitesse est inversée à -150 rad/sec à 5s, a t=2s, un couple nominal est appliqué la machine Cr=Cn

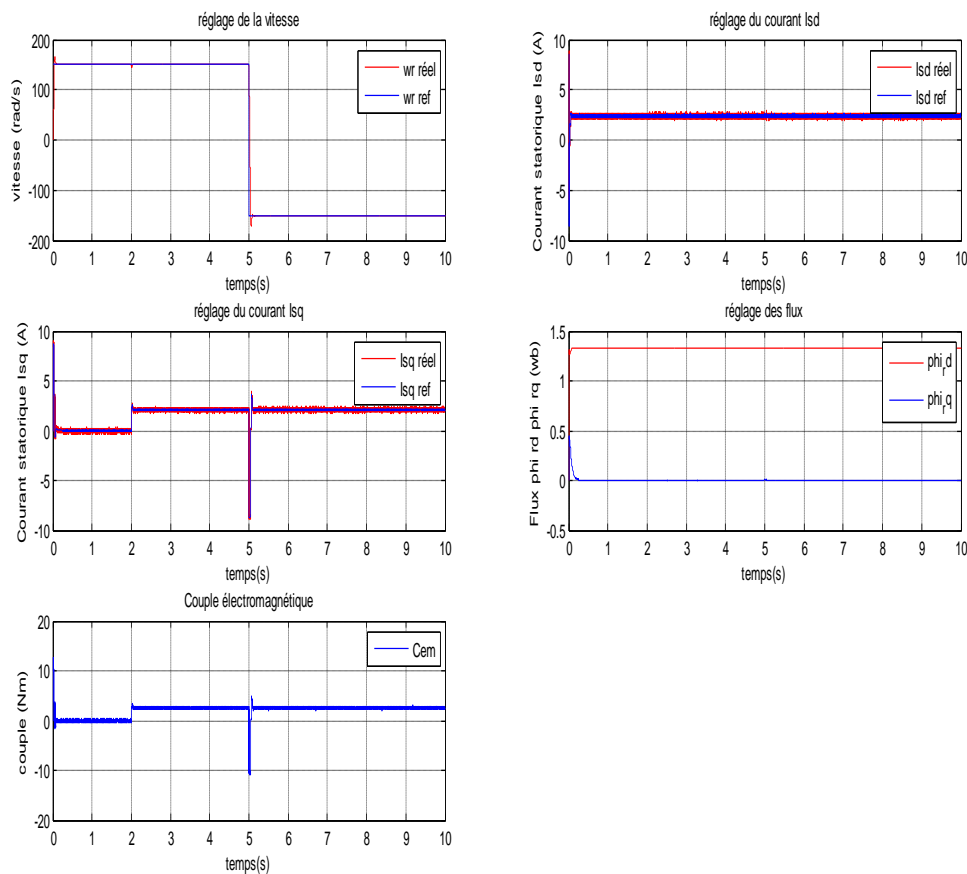


Figure.V.7 : Résultats de Simulation de la Commande vectorielle directe avec réglage classique.

Nous constatons bien que la vitesse de rotation suit parfaitement sa référence avec une bonne dynamique ce qui montre l’efficacité de ce régulateur. Les courants suivent leur référence

avec précision grâce à l'action de leur correcteur PI, Le flux est nul ce qui montre que le découplage est bien réalisé. Dès l'application de la charge, on remarque un régime transitoire puis la vitesse retrouve sa référence ce qui montre que le régulateur de vitesse a une bonne dynamique et donne des résultats acceptables

V.3 Contrôle vectoriel de la machine asynchrone sans capteur de vitesse :

Le développement de la commande vectorielle sans capteur du moteur asynchrone a fait l'objet de nombreux travaux ces dernières années. L'élimination du capteur de position ou de vitesse réduit le coût du variateur et sa maintenance. Ainsi la commande sans capteur est désormais opérationnelle dans le domaine de la moyenne et haute vitesse, même si des problèmes subsistent pour la commande sans capteur à basse vitesse. L'élimination du capteur de position nécessite donc de développer des méthodes d'estimation ou d'observation de la vitesse et/ ou de la position. Dans cette partie de ce chapitre nous essayerons de présenter l'application de deux observateurs dans la commande vectorielle de la machine asynchrone [181] [183]. La figure V.8 montre la structure de l'observateur adaptatif.

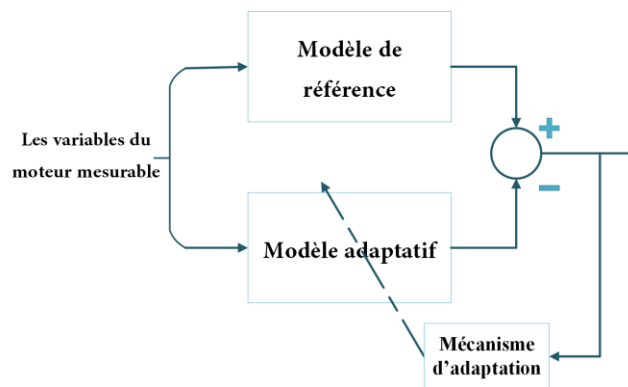


Figure.V.8 : La structure de l'observateur adaptatif

V.3.1 Présentation des observateurs utilisés :

Le choix de l'observateur dépend de la structure des modèles. Pour la machine asynchrone, deux critères se distinguent : la non-linéarité du système et la nécessité d'effectuer l'observation en temps réel. Il s'agit de réduire au maximum les termes de correction tout en prenant en compte les non-linéarités du modèle. On distingue deux approches : soit appliquer les méthodes développées pour le cas linéaire après linéarisation du système autour d'un point de fonctionnement, soit on utilise des observateurs non linéaires. Mais ceci nécessite une connaissance exacte du modèle. Nous allons maintenant présenter les observateurs appliqués à la machine asynchrone pour la commande vectorielle sans capteur de vitesse.

V.3.2 Présentation de l'observateur Luenberger adaptatif :

Le problème majeur de l'observateur de Luenberger classique est que l'estimation de la vitesse à partir de l'équation mécanique ne permet pas de donner de bonnes performances surtout à basse vitesse [181]. Pour remédier à ce problème, on est obligé de synthétiser un autre observateur (Luenberger adaptatif) de telle sorte à éviter d'utiliser l'équation mécanique et on estime la vitesse seulement à partir des grandeurs électriques. Dans cette partie nous essayerons de développer une méthode pour l'estimation de la vitesse, sans avoir recours à l'équation mécanique. Pour cela, nous allons travailler avec un modèle de la machine asynchrone dont les variables d'états sont les deux courants statoriques et les deux flux rotoriques. Le modèle de la machine dans un référentiel lié au stator devient :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_s \\ \phi_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ \phi_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{V.1})$$

Ou sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = A(\omega).x + B.u \\ y = C.x \end{cases} \quad (\text{V.2})$$

Avec :

$$A_{11} = -\{Rs / (\sigma Ls) + (1 - \sigma) / (\sigma \tau_r)\} I \quad (\text{V.3})$$

$$\begin{aligned} A_{12} &= Msr / (\sigma Ls Lr) \{ (1 / \tau_r) I - W_r J \} \\ &= a_{r12} I + a_{i12} J \end{aligned} \quad (\text{V.4})$$

$$A_{21} = (Msr / \tau_r) I = a_{r21} I \quad (\text{V.5})$$

$$A_{22} = -(1 / \tau_r) I + W_r J \quad (\text{V.6})$$

$$B_1 = (1 / \sigma Ls) I = b_1 I \quad (\text{V.7})$$

$$I = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \text{ et } J = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$$

$$x = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \phi_{rd} \quad \phi_{rq}]^T \text{ et } y = [i_{sd} \quad i_{sq}]^T$$

L'avantage de cette modélisation est que la matrice A dépend seulement de la vitesse de rotation :

L'observateur est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = \hat{A}.\hat{x} + B.u + G(C.x - C.\hat{x}) \\ \hat{y} = C.\hat{x} \end{cases} \quad (\text{V.8})$$

G : le gain d'observation

V.3.3 Schéma adaptatif pour l'estimation de la vitesse

Il est basé sur le Système Adaptatif avec Modèle de Référence MRAS. L'estimation de la vitesse seule est applicable ici pour l'observation du flux. Cette méthode consiste à adapter le fonctionnement d'un système ajustable à celui d'un modèle de référence.

L'organe d'adaptation retouche les paramètres du système ajustable (observateur) pour obtenir le flux rotorique ainsi que la vitesse en minimisant l'erreur d'estimation des courants statoriques.

Cette méthode a été développée par Schauder [181] sous le nom de MRAS (Model Référence adaptative System). pour l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone. Il propose une comparaison des flux calculés respectivement à partir des équations statoriques et des équations rotoriques. L'idée de base est de trouver le paramètre de vitesse du modèle adaptable qui donne deux estimations du flux identiques. On peut montrer que cette valeur ne peut être que celle de la vitesse réelle, car il y a unicité de la solution. Le bon fonctionnement de ce système est assuré par le choix judicieux du mécanisme d'adaptation qui garantit la convergence du modèle adaptable vers le modèle de référence. Pour concevoir cet observateur on utilise une fonction de Lyapunov appropriée. On définit l'erreur d'estimation et la dérivée de l'erreur est égale :

$$\frac{d}{dt}e = \dot{\hat{x}} - \dot{x} = (A + GC)e - \Delta A \hat{x} \quad (\text{V.9})$$

$$\Delta A = \hat{A} - A = \begin{pmatrix} 0 & -\Delta\omega r J / c \\ 0 & \Delta\omega r J \end{pmatrix} \quad (\text{V.10})$$

$$c = (\sigma L_s L_r) / M_{sr} \quad (\text{V.11})$$

Maintenant on définit la fonction de Lyapunov candidate suivante [KUB 93] :

$$V = e^T e + (\hat{\omega} - \omega)^2 / \lambda \quad (\text{V.12})$$

La dérivée de cette fonction devient:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}V = e^T \left\{ (A + GC)^T + (A + GC) \right\} e - \\ 2\Delta\omega_r (e_{isd} \hat{\phi}_{rq} - e_{isq} \hat{\phi}_{rd}) / c + 2\Delta\omega_r \frac{d}{dt} \hat{\omega}_r / \lambda \end{aligned} \quad (\text{V.13})$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\omega}_r = \lambda (e_{isd} \hat{\phi}_{rq} - e_{isq} \hat{\phi}_{rd}) / c \quad (\text{V.14})$$

Si le gain d'observation G est choisi de telle façon à ce que l'équation soit une fonction semi définie négative, l'observateur sera stable. On peut écrire :

$$\hat{\omega}_r = K_i \int (e_{isd} \hat{\phi}_{rq} - e_{isq} \hat{\phi}_{rd}) \quad (\text{V.15})$$

Pour améliorer l'estimation de la vitesse on ajoute une action proportionnelle à l'équation (IV.16), la vitesse estimée devient égale à [181] :

$$\hat{\omega}_r = K_p (e_{isd} \hat{\phi}_{rq} - e_{isq} \hat{\phi}_{rd}) + K_i \int (e_{isd} \hat{\phi}_{rq} - e_{isq} \hat{\phi}_{rd}) \quad (\text{V.16})$$

Les paramètres K_p, K_i sont des gains positives mais leurs choix est arbitraire [181]

Pour assurer une bonne estimation de la vitesse rotorique , on doit choisir le gain d'observation G de telle sorte que (A-GC) est asymptotiquement stable ,i.e. :les valeurs propres de (A-GC) sont de partie réelle négative . Pour assurer la stabilité à n'importe quelle vitesse, les pôles de l'observateur doivent être proportionnels aux pôles de la machine asynchrone [181] [181] (k le facteur de proportionnalité qui est supérieur ou égal à 1). La matrice G est définie comme :

$$G = - \begin{bmatrix} g_1 I_1 + g_2 J_2 \\ g_3 I_1 + g_4 J_2 \end{bmatrix} \quad (\text{V.17})$$

$$\begin{cases} g_1 = -(k-1)(a_{r11} + a_{r22}) \\ g_2 = (k-1)a_{i22} \\ g_3 = (k^2 - 1)(ca_{r11} + a_{r21}) - c(k-1)(a_{r11} + a_{r21}) \\ g_4 = -c(k-1)a_{i22} \end{cases} \quad (\text{V.18})$$

- **Résultats de simulation :**

On va implémenter l'observateur de Luenberger adaptatif dans l'algorithme de la commande vectorielle. Nous imposons une vitesse de référence de 150 rad/sec à 0 puis la vitesse est inversée à -150 rad/sec à 5s, a $t=2s$, $C_r=C_n$.

Nous constatons bien que la vitesse estimée suit parfaitement la référence avec une bonne dynamique et elle est égale à la vitesse réelle avec une certaine erreur. D'autre part On voit bien sur les deux courants et les deux flux que les valeurs estimées sont égales aux valeurs réelles et suivent leur référence avec précision

Ce qui montre que le gain d'observation est bien synthétisé. On remarque aussi que le couple électromagnétique à l'image du courant I_{sq} ce qui signifie que le découplage est bien réalisé. Dès l'application de la charge on remarque un régime puis la vitesse estimée retrouve sa référence et elle est très proche de la vitesse réelle. Nous remarquons que l'observateur a pu s'adapter lors de l'application de perturbation et il a réagi comme si c'était un capteur réel.

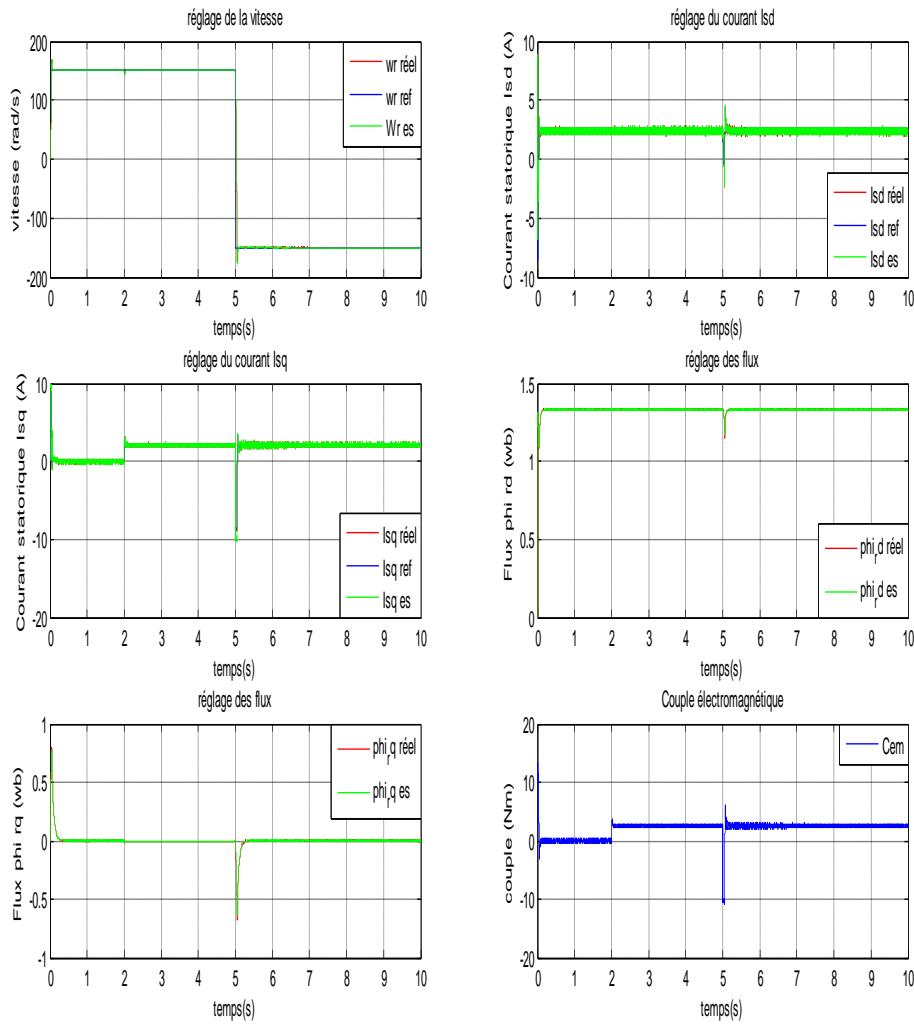


Figure.V.9 :résulta de simulation de la commande vectorielle directe avec association d’observateur de luenberger adaptatif.

V.4 Observateur à mode glissant

Les observateurs par mode glissant sont basés sur la théorie des systèmes à structures variables. Cette approche est bien adaptée aux systèmes dynamiques linéaires incertains. Ils ont également les mêmes caractéristiques de robustesse que les contrôleurs par mode glissant. Pour les deux dernières décennies, beaucoup de chercheurs ont proposé différents algorithmes basés sur les modes glissants, ils sont caractérisés par une commande discontinue agissant sur les dérivés d’ordre supérieur de la variation de glissement, qui est défini comme étant la surface de glissement.

Préservant les principaux avantages de la commande par mode glissant tels que les propriétés de convergence en temps fini ou de robustesse par rapport aux incertitudes, ils garantissent une meilleure précision de convergence par rapport aux imperfections du modèle ou d’organes de commande. [TAdjine] a proposé une commande et un observateur d’un moteur à induction en

utilisant la technique par mode glissant. Le modèle d'observateur est une copie du système original, qui a des gains correcteurs et des limites de commutation.

Pour réaliser ce but, la solution peut être calculée à condition que la quantité \dot{V} est stable. La commande devait être choisie telle que les dynamiques du système se convergent vers les surfaces de glissement en respectant les critères de stabilité de Lyapounov. Le but est de forcer les états du système à poursuivre la surface de glissement définie par l'erreur ($s = \hat{x} - x$). Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive définie par la fonction de Lyapounov ($V = \frac{1}{2} s^T s$). Pour que cette fonction décroisse, on suppose que sa dérivé est défini négative. Cela est assuré si la dérivée est choisie comme suit :

$$\dot{V} = -s^T K s \quad (V.19)$$

Où K est une matrice définie positive pour que le système soit stable.

V.4.1 Observateur par mode glissant adaptatif du flux rotorique

L'observateur par mode glissant a été proposé pour l'observation du flux rotorique et du courant statorique. C'est une copie du modèle de la machine asynchrone, à laquelle on ajoute un terme correcteur, qui assure la convergence de x vers \hat{x} . Les équations de l'observateur sont données les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_{s\alpha}}{dt} = -\gamma i_{s\alpha} + K \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\alpha} + pK\omega_r \hat{\phi}_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} + \Lambda_1 I_s \\ \frac{d\hat{i}_{s\beta}}{dt} = -\gamma i_{s\beta} + K \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\beta} - pK\omega_r \hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} + \Lambda_2 I_s \\ \frac{d\hat{\phi}_{r\alpha}}{dt} = \frac{Msr}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\alpha} - p\omega_r \hat{\phi}_{r\beta} + \Lambda_3 I_s \\ \frac{d\hat{\phi}_{r\beta}}{dt} = \frac{Msr}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\beta} + p\omega_r \hat{\phi}_{r\alpha} + \Lambda_4 I_s \end{cases} \quad (V.20)$$

Où $\Lambda_1, \Lambda_2, \Lambda_3$ et Λ_4 sont des gains d'observateur, avec $\Lambda_j = [\Lambda_{j1} \ \Lambda_{j2}]$.

$$I_s = \begin{pmatrix} \text{sign}(s_3) \\ \text{sign}(s_4) \end{pmatrix} \quad (V.21)$$

$$S_{ob} = \begin{pmatrix} S_3 \\ S_4 \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} i_{s\alpha} & -\hat{i}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} & -\hat{i}_{s\beta} \end{pmatrix} \quad (V.22)$$

$$\Gamma = \frac{1}{\beta} \begin{bmatrix} \frac{K}{T_r} & -p\omega_r K \\ p\omega_r K & \frac{K}{T_r} \end{bmatrix}, \beta = \left[\frac{K}{T_r} \right]^2 + p^2 K^2 \omega^2$$

Le choix de T est fait pour procurer une synthèse simple des gains d'observateur. On site que :

$$\begin{cases} e_1 = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ e_2 = i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \\ e_3 = \phi_{r\alpha} - \hat{\phi}_{r\alpha} \\ e_4 = \phi_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{V.23})$$

les dynamiques des erreurs d'estimation sont données par :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \frac{K}{T_r} e_3 + pK\omega_r e_4 - \Lambda_1 I_s \\ \dot{e}_2 = \frac{K}{T_r} e_4 - pK\omega_r e_3 - \Lambda_2 I_s \\ \dot{e}_3 = -\frac{1}{T_r} e_3 - pK\omega_r e_4 - \Lambda_3 I_s \\ \dot{e}_4 = -\frac{1}{T_r} e_4 + pK\omega_r e_3 - \Lambda_4 I_s \end{cases} \quad (\text{V.24})$$

L'analyse de la stabilité du système d'équation consiste à la détermination de Λ_1 et Λ_2 , pour assurer pour assurer l'accessibilité de la surface de glissement ($S_{ob} = 0$).

Par la suite, Λ_3 et Λ_4 sont déterminées de telle sorte que le système d'ordre réduit obtenu lorsque $S_{ob} = \dot{S}_{ob} = 0$ est localement stable. On a le résultat suivant :

Supposons que $\phi_{r\alpha}$ et $\phi_{r\beta}$ sont bornées. On considère le système d'équation avec les matrices des gains de l'observateur suivantes :

$$\begin{bmatrix} \Lambda_{31} & \Lambda_{32} \\ \Lambda_{41} & \Lambda_{42} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} \left(q_1 - \frac{1}{T_r}\right)\delta_1 & -p\omega_r\delta_2 \\ p\omega_r\delta_1 & \left(q_2 - \frac{1}{T_r}\right)\delta_2 \end{pmatrix} \quad (\text{V.25})$$

Alors que :

$$\begin{cases} \delta_1 > \rho_3 + |\hat{\phi}_{r\alpha}| + a_{\max} |e_1| + b_{\max} |e_2| \\ \delta_2 > \rho_4 + |\hat{\phi}_{r\beta}| + b_{\max} |e_1| + a_{\max} |e_2| \end{cases} \quad (\text{V.26})$$

Avec :

$$\begin{cases} a_{\max} = 2T_r p^2 K \eta_1 \eta_2 \\ b_{\max} = pT_r^2 \eta_2 \left(\frac{1}{K} + 2p^2 \eta_1^2 \right) \end{cases} \quad (\text{V.27})$$

$$\begin{cases} |\phi_{r\alpha}| \leq \rho_3 \\ |\phi_{r\beta}| \leq \rho_4 \\ q_1, q_2 > 0 \end{cases} \quad (\text{V.28})$$

Avec

$$\Delta = \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \quad (\text{V.29})$$

Puis, les résultats suivants se produisent.

1. La surface à deux dimensions $S_{\text{ob}} = 0$ est accessible et $(e_1(t), e_2(t))$ converge vers zéro.
2. La dynamique d'ordre réduit obtenus $S_{\text{ob}} = \dot{S}_{\text{ob}} = 0$ sont données par

$$\sum_1 = \begin{cases} \dot{e}_3 = -q_1 e_3 \\ \dot{e}_4 = -q_2 e_4 \end{cases} \quad (\text{V.30})$$

Lorsque $q_1, q_2 > 0$: Les erreurs d'estimation e_3 et e_4 sont exponentiellement stable.

V.4.2 Estimation adaptative de la vitesse :

Pour concevoir cet observateur on utilise une fonction de Lyapunov appropriée. On définit l'erreur d'estimation [Jingchuan LI]

$e = x - \hat{x}$ et la dérivée de l'erreur est égale :

$$\frac{d}{dt} e = -L A e - L \Delta A \quad (\text{V.31})$$

Maintenant on définit la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V = e^T e + (\hat{\omega} - \omega)^2 / \lambda \quad (\text{V.32})$$

Avec :

λ est une constante positive ,La dérivée de cette fonction devient :

$$\begin{aligned} \frac{dv}{dt} &= -e^T (LA + A^T L^T) e - e^T L \Delta A A^T \\ &\quad - A^T \Delta A L^T e + 2\Delta\omega_r \frac{d\omega_r}{dt} / \lambda \quad (V.33) \\ &= -e^T (LA + A^T L^T) e - \frac{U_{eq2} (A^{-1})^T}{\beta} L \Delta A A^T \\ &\quad - A^T \Delta A L^T \frac{(A^{-1}) U_{eq2}}{\beta} + 2\Delta\omega_r \frac{d\omega_r}{dt} / \lambda \end{aligned}$$

Avec :

$L = \gamma A^T$ et γ constante arbitraire positive

$$\begin{aligned} \frac{dv}{dt} &= -e^T (LA + A^T L^T) e - \frac{\gamma U_{eq}^T \Delta A A^T - \gamma A^T \Delta A U_{eq2}}{\beta} \\ &\quad + 2\Delta\omega_r \frac{d\omega_r}{dt} / \lambda \quad (V.34) \end{aligned}$$

en faisant une égalité entre le deuxième et le troisième terme de l'équation :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{\gamma\lambda}{\beta} (U_{2\beta} \hat{\lambda}_{r\alpha} - U_{2\alpha} \hat{\lambda}_{r\beta}) \quad (V.35)$$

Avec :

$$U_{2eq} = \begin{pmatrix} U_{2\alpha} \\ U_{2\beta} \end{pmatrix}$$

$$U_{2\alpha} = -u_{02} \tanh(s_{2\alpha}) \quad s_{2\alpha} = \hat{i} s \alpha - is \alpha$$

$$U_{2\beta} = -u_{02} \tanh(s_{2\beta}) \quad s_{2\beta} = \hat{i} s \beta - is \beta$$

Avec :

$s_{2\alpha}$ et $s_{2\beta}$ les surfaces de glissement. L'équation de la vitesse devient :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{\gamma\lambda}{\beta} (U_{2\beta} \hat{\lambda}_{r\alpha} - U_{2\alpha} \hat{\lambda}_{r\beta}) \quad (V.36)$$

L'équation de la vitesse devient :

$$\omega_r = K_p (U_{2\beta} \hat{\lambda}_{r\alpha} - U_{2\alpha} \hat{\lambda}_{r\beta}) + K_I \int (U_{2\beta} \hat{\lambda}_{r\alpha} - U_{2\alpha} \hat{\lambda}_{r\beta}) \quad (V.37)$$

- **Analyse de stabilité**

$$\frac{dv}{dt} = -e^T (LA + A^T L^T) e$$

$$= -e^T \begin{pmatrix} 2\gamma(\frac{1}{T^2 r} + w^2 r) & 0 \\ 0 & 2\gamma(\frac{1}{T^2 r} + W r^2)^2 \end{pmatrix} \prec 0$$

L'observateur est asymptotiquement stable d'après le théorème de l'yapunov

V.5 Adaptation neuronale

D'autre solution utilise l'estimateur de vitesse dans un contrôle sans capteur de vitesse basé sur MRAS, qui a de bons résultats et est assez rapide dans la formation en ligne aussi. Un schéma simple pour un tel système est le même dans la figure en remplaçant le bloc Adaptive Model par un estimateur de vitesse basé sur RNA. Il est également possible d'utiliser des réseaux de neurones comme un contrôleur. Dans cette section, on décrit une application complètement nouvelle des réseaux de neurones pour MRAS. Ce nouveau système MRAS utilise un mécanisme d'adaptation de réseaux neuronaux pour améliorer les performances de commande sans capteur. L'algorithme d'ADALINE est sélectionné pour l'apprentissage en ligne de la vitesse. L'algorithme d'ADALINE est utilisé pour mettre à jour les valeurs de poids pour obtenir une estimation précise plus rapidement.

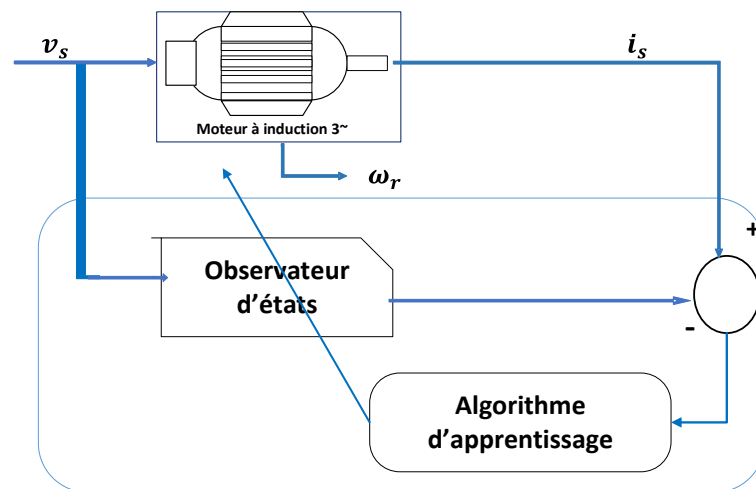


Figure.V.10 : Schéma bloc de MRAS neuronal

La règle d'apprentissage de Widrow-Hoff ou ADALINE est un algorithme qui permet d'ajuster les poids d'un réseau de neurones pour réduire à chaque étape l'erreur (à condition que le facteur d'apprentissage soit bien sélectionné). Un poids est modifié en utilisant la formule suivante

$$y_k = \sum_{i=1}^n x(i)_k w_k = x_i^T w_k \quad (V.38)$$

$$w_{k+1} = w_k + \Delta w \quad (V.39)$$

Où,

$x(k)$: le vecteur d'entrée d'ADALINE

$y(k)$: la sortie de l'ADALINE

$w_l(k)$: le vecteur de poids

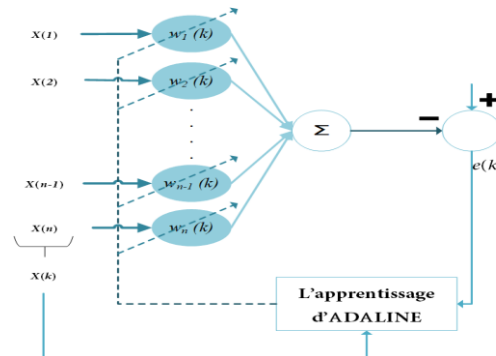


Figure.V.11 : L'algorithme d'apprentissage d'ADALINE.

Les paramètres PI classiques sont généralement des gains fixes. Par conséquent, il permet au système de fonctionner seulement dans certaines conditions, et le dégrade sous les autres. Ils ne sont pas précis pour avoir de hautes performances. Pour résoudre ce problème, nous proposons d'utiliser des réseaux neuronaux artificiels, et l'algorithme d'apprentissage utilisé est celui d'ADALINE pour calculer des gains sophistiqués. Figure V.12

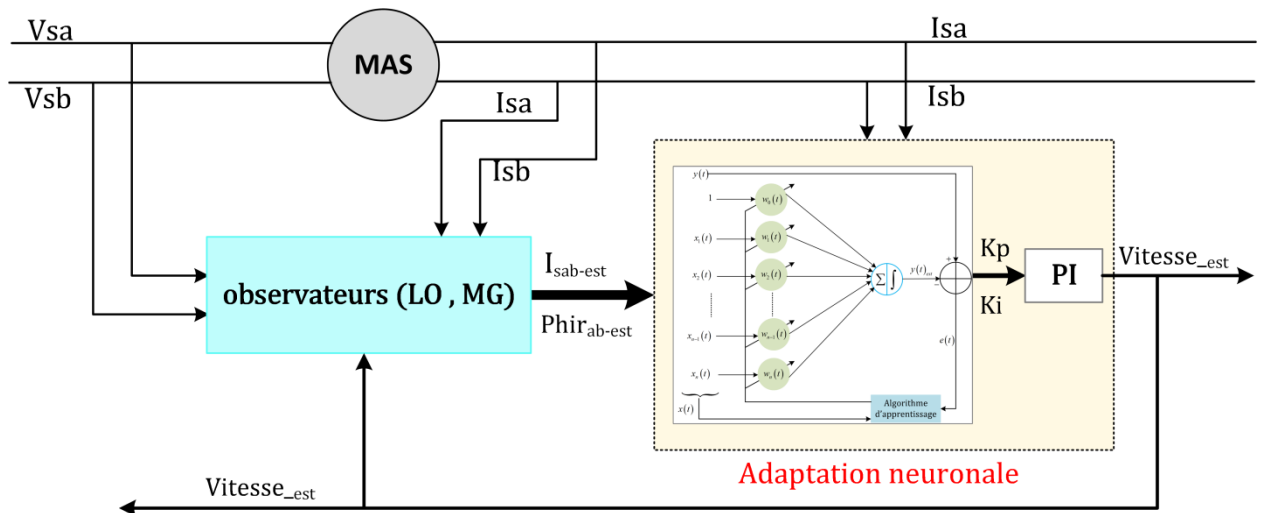


Figure.V.12 : MRAS neuronal

• **Résultats de simulation :**

On va implémenter l'observateur mode glissant dans l'algorithme de la commande vectorielle avec les mêmes teste effectuer précédemment :

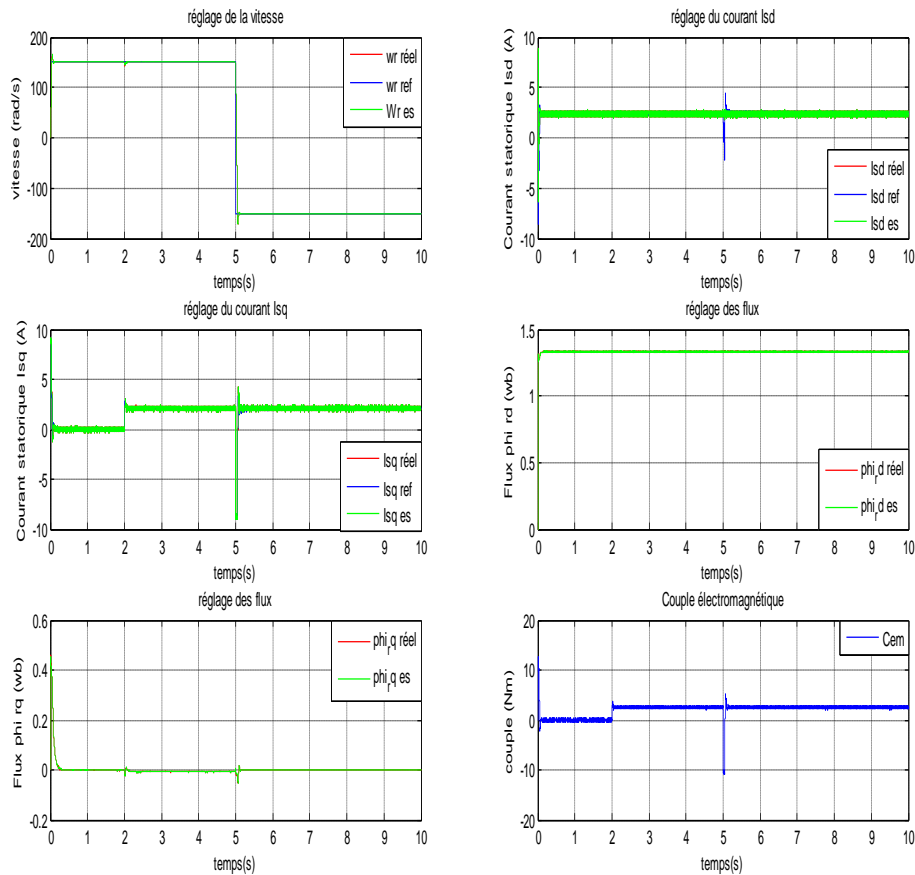


Figure.V.13 : résultat de simulation de la commande vectorielle directe avec association d’observateur de mode glissant adaptatif..

Nous constatons que la vitesse de rotation estimée suit parfaitement sa référence avec une dynamique souhaitable et elle égale à vitesse réelle avec une certaine erreur pendant le régime transitoire. Comme le montre l’erreur entre la vitesse estimée et la vitesse mesurée(ou réelle).

On voit bien sur les courbes des courants statoriques et des flux rotoriques observés qu’ils sont égales aux valeurs réelles (simulées) ce qui montre que l’observateur fait son rôle d’observation de ces grandeurs.

Dès l’application de la charge on remarque un régime puis la vitesse estimée retrouve sa référence et elle est très proche de la vitesse réelle.

Nous remarquons que l’observateur a pu s’adapter lors de l’application de perturbation e

V.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté premièrement le principe de la commande vectorielle de la machine asynchrone reposant sur l’orientation du flux rotorique. Il est intéressant de remarquer que les résultats obtenus par simulation sont satisfaisantes. La commande vectorielle sans capteur de vitesse a fait l’objet de la deuxième partie de ce chapitre, où nous avons présenté les

structures des observateurs utilisés pour mettre en œuvre cette commande. La validité de ces observateurs a été montrée par simulation

Conclusion Générale :

Les systèmes électriques sont destinés à des usages variés. Les bonnes performances et des exigences sont accrues. Les organes de contrôle-commande se doit donc d'être particulièrement performant pour suivre l'évolution des grandeurs soumises à des changements imprévisibles. C'est le cas du réseau électrique où les variations de charge sont souvent aléatoires et on doit maintenir une bonne qualité de l'énergie.

Nos travaux contribuent à l'application des techniques de l'IA à la commande du FAP. Et au Moteur Asynchrone. Pour le filtrage nous avons abordé trois techniques, la première c'est la méthode des PIRI avec ADALINE. La deuxième et la troisième, la méthode des courants diphasée et direct avec l'application de technique de synchronisation MSTF-ADALINE.

Pour cela on a fourni un aperçu global des méthodes récentes de conception des techniques de synchronisations avancées sur les réseaux triphasées. Deux axes ont été évoqués:

- Un axe de recherche sur les méthodes d'amélioration des performances dynamiques des PLL.
- Un deuxième pour améliorer la capacité de filtrage et la capacité de rejet de perturbations des PLL en incluant différents filtres.

L'étude bibliographique entrepris nous a permis de comprendre et de détailler le principe de fonctionnement des PLL, leurs avantages et leurs inconvénients. Les informations fournies dans cette étude sont très utile puisqu'il donne la formulation mathématique qui lui permet de l'inclure dans des boucles de régulation.

Par la suite nous avons traité les effets des harmoniques dans les réseaux électriques et leurs mitigations. Nous avons vu leurs origines, leurs effets ainsi que les normes et les standards qui s'appliquent au phénomène. Nous avons passé en revue les différents moyens de mitigation contre la pollution harmonique classique par un filtre passif et moderne par un filtre actif.

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

CONCLUSION GENERALE

Pour terminer, nous avons introduit une nouvelle méthode originale. L'idée principale était l'application des techniques de synchronisation afin de remédier aux faiblesses du FAP en présence de PLL et de certains défauts. En utilisant une idée originale avec une certaine subtilité nous avons atteint les objectifs escomptés. Après avoir testé les techniques de synchronisations bien connue dans la littérature à savoir PLL-ADALINE, MSTF-ADALINE nous avons appliqués pour la première fois pour le FAP les techniques DSOGI-FLL et H-PLL réservés au pare avant au système de traitement de signal. Les résultats montrent l'efficacité et la supériorité des techniques H-PLL, MSTF-ADALINE comparant avec DSOGI-FLL dans le cas d'un décalage en continue des tensions. Les trois techniques convergent vers des résultats similaires dans le cas de déséquilibre des tensions.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] C. M. Bishop, *Pattern Recognition and Machine Learning*, Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2006.
- [2] I. Goodfellow, Y. Bengio, and A. Courville, *Deep Learning*. Cambridge, MA, USA: MIT Press, 2016.
- [3] T. Wu, Z. Wang, B. Ozpineci, M. Chinthavali, and S. Campbell, "Automated heat sink optimization for air-cooled power semiconductor modules," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 6, pp. 5027–5031, Jun. 2019.
- [4] X. Zhan, W. Wang, and H. Chung, "A neural-network-based color control method for multi-color LED systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 8, pp. 7900–7913, Aug. 2019.
- [5] C. Wei, Z. Zhang, W. Qiao, and L. Qu, "Reinforcement-learning-based intelligent maximum power point tracking control for wind energy conversion systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 10, pp. 6360–6370, Oct. 2015.
- [6] C. Wei, Z. Zhang, W. Qiao, and L. Y. Qu, "An adaptive network-based reinforcement learning method for MPPT control of PMSG wind energy conversion systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 11, pp. 7837–7848, Nov. 2016.
- [7] I. Bandyopadhyay, P. Purkait, and C. Koley, "Performance of a classifier based on time-domain features for incipient fault detection in inverter drives," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 15, no. 1, pp. 3–14, Jan. 2019.
- [8] A. E. Mejdoubi, H. Chaoui, J. Sabor, and H. Gualous, "Remaining useful life prognosis of supercapacitors under temperature and voltage aging conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 5, pp. 4357–4367, May 2018.
- [9] F. Tao, H. Zhan, A. Liu, and A. Y. C. Nee, "Digital twin in industry: State-of-the-art," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 15, no. 4, pp. 2405–2415, Apr. 2019.
- [10] X. He, W. Shi, W. Li, H. Luo, and R. Zhao, "Reliability enhancement of power electronics systems by big data science," in *Proc. Chin. Soc. Elect. Electron. Eng.*, vol. 37, no. 1, pp. 209–221, Jan. 2017.
- [11] K. L. Tsui, Y. Zhao, and D. Wang, "Big data opportunities: System health monitoring and management," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 68853–68867, May 2019.
- [12] S. E. De Leon-Aldaco, H. Calleja, and J. A. Alquicira, "Metaheuristic optimization methods applied to power converters: A review," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 12, pp. 6791–6803, Dec. 2015.
- [13] M. R. G. Meireles, P. E. M. Almeida, and M. G. Simoes, "A comprehensive review for industrial applicability of artificial neural networks," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 3, pp. 585–601, Jun. 2003.

BIBLIOGRAPHIE

- [14] B. K. Bose, "Neural network applications in power electronics and motor drives introduction and perspective," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 1, pp. 14–33, Feb. 2007.
- [15] B. K. Bose, "Artificial intelligence techniques in smart grid and renewable energy systems-some example applications," *Proc. IEEE*, vol. 105, no. 11, pp. 2262–2273, Nov 2017.
- [16] M. Seyedmahmoudian et al., "State of the art artificial intelligence-based MPPT techniques for mitigating partial shading effects on PV systems— A review," *Renewable Sustain. Energy Rev.*, vol. 64, pp. 435–455, Oct. 2016.
- [17] A. Mellit and S. A. Kalogirou, "Artificial intelligence techniques for photovoltaic applications: A review," *Progr. Energy Combustion Sci.*, vol. 34, no. 5, pp. 574–632, Oct. 2008.
- [18] H. S.-H. Chung, H. Wang, F. Blaabjerg, and M. Pecht, *Reliability of Power Electronic Converter Systems*. London, U.K.: Inst. Eng. Technol 2015.
- [19] M. Riera-Guasp, J. A. Antonino-Daviu, and G. Capolino, "Advances in electrical machine, power electronic, and drive condition monitoring and fault detection: State of the art," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 3, pp. 1746–1759, Mar. 2015.
- [20] H. Soliman, H. Wang, and F. Blaabjerg, "A review of the condition monitoring of capacitors in power electronic converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 6, pp. 4976–4989, Nov./Dec. 2016.
- [21] M. Pecht and R. Jaai, "A prognostics and health management roadmap for information and electronics-rich systems," *Microelectron. Rel.*, vol. 50, no. 3, pp. 317–323, Mar. 2010.
- [22] L. Duchesne, E. Karangelos, and L. Wehenkel, "Recent developments in machine learning for energy systems reliability management," *Proc. IEEE*, vol. 108, no. 9, pp. 1656–1676, Sep. 2020.
- [23] R. C. G. J. Pinto and B. Ozpineci, "Tutorial: Artificial intelligence applications to power electronics," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, 2019, pp. 1–139.
- [24] J. Foutz, "Power supply circuit development estimating aid: An expert system application," in *Proc. Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, 1988, pp. 64–71.
- [25] S. M. Chhaya and B. K. Bose, "Expert system aided automated design, simulation and controller tuning of AC drive system," in *Proc. 21st Annu. Conf. IEEE Ind. Electron.*, vol. 1, 1995, pp. 712–718.
- [26] W. Li and J. P. Ying, "Design and analysis artificial intelligence (AI) research for power supply-power electronics expert system (PEES)," in *Proc. Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, vol. 1–4, 2008,

pp. 2009–2015.

- [27] D. Fezzani, H. Piquet, and H. Foch, “Expert system for the CAD in power electronics-application to UPS,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 12, no. 3, pp. 578–586, May 1997.
- [28] A. M. Elsaadawi, A. E. Kalas, and M. Fawzi, “Development of an expert system to fault diagnosis of three phase induction motor drive system,” in *Proc. Int. Middle-East Power Syst. Conf.*, 2008, pp. 497–502.
- [29] Y. Izuno, R. Takeda, and M. Nakaoka, “Newfuzzy reasoning-based highperformance speed/position control schemes for ultrasonic motor driven by two-phase resonant inverter,” in *Proc. IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meeting*, 1990, pp. 325–330.
- [30] M. G. Simoes, B. K. Bose, and R. J. Spiegel, “Design and performance evaluation of a fuzzy-logic-based variable-speed wind generation system,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 4, pp. 956–965, Jul./Aug. 1997.
- [31] R. Osorio et al., “Fuzzy logic control with an improved algorithm for integrated LED drivers,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 9, pp. 6994–7003, Sep. 2018.
- [32] A. Bubshait and M. G. Simoes, “Design of fuzzy logic-based dynamic droop controller of wind turbine system for primary frequency support,” in *Proc. IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meeting*, 2018, pp. 1–7.
- [33] W. Q. Chen and A. M. Bazzi, “Logic-based methods for intelligent fault diagnosis and recovery in power electronics,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 7, pp. 5573–5589, Jul. 2017.
- [34] M. G. Simoes and A. Bubshait, “Frequency support of smart grid using fuzzy logic-based controller for wind energy systems,” *Energies*, vol. 12, no. 8, pp. 1–15, Apr. 2019.
- [35] B. N. Alajmi, K. H. Ahmed, S. J. Finney, and B. W. Williams, “Fuzzy logic-control approach of a modified hill-climbing method for maximum power point in microgrid standalone photovoltaic system,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1022–1030, Apr. 2011.
- [36] C. L. Tseng, S. Y. Wang, S. C. Chien, and C. Y. Chang, “Development of a self-tuning TSK-Fuzzy speed control strategy for switched reluctance motor,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 4, pp. 2141–2152, Apr. 2012.
- [37] R. C. Garcia, W. I. Suemitsu, and J. O. P. Pinto, “Takagi-Sugeno fuzzy model and control of a boost converter using Type-I internal model control,” in *Proc. 39th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, 2013, pp. 3794–3799.
- [38] F. Zidani, D. Diallo, M. E. H. Benbouzid, and R. Nait-Said, “A fuzzy based approach for the diagnosis of fault modes in a voltage-fed PWM inverter induction motor drive,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 586–593, Feb. 2008.
- [39] R. Fullér, *Introduction to Neuro-Fuzzy Systems*. Berlin, Germany: Springer, 2000, vol. 2.

BIBLIOGRAPHIE

- [40] Matlab, “Manual of neural network toolbox,” 2005. [Online]. Available: <http://matlab.izmiran.ru/help/toolbox/nnet/>
- [41] J. Zhang, H. S. H. Chung, W. L. Lo, S. Y. Hui, and A. K. M. Wu, “Implementation of a decoupled optimization technique for design of switching regulators using genetic algorithms,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 6, pp. 752–763, Nov. 2001.
- [42] L. L. Jiang, D. L. Maskell, and J. C. Patra, “A novel ant colony optimization-based maximum power point tracking for photovoltaic systems under partially shaded conditions,” *Energy Buildings*, vol. 58 pp. 227–236, Mar. 2013.
- [43] Q. Wang and S. Niu, “Design, modeling, and control of a novel hybrid excited Flux-bidirectional-modulated generator-based wind power generation system,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 4, pp. 3086–3096, Apr. 2018.
- [44] S. Lyden and M. E. Haque, “A simulated annealing global maximum power point tracking approach for PV modules under partial shading conditions,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 6, pp. 4171–4181, Jun. 2016.
- [45] J. Zhang, Y. Shi, and Z.-H. Zhan, “Power electronic circuits design: A particle swarm optimization approach,” in *Proc. Asia-Pac. Conf. Simulated Evolution Learn.*, 2008, pp. 605–614.
- [46] Y. C. Hung, F. J. Lin, J. C. Hwang, J. K. Chang, and K. C. Ruan, “Wavelet fuzzy neural network with asymmetric membership function controller for electric power steering system via improved differential evolution,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 4, pp. 2350–2362, Apr. 2015.
- [47] J. Yuan, B. Chen, B. Rao, C. Tian, W. Wang, and X. Xu, “Possible analogy between the optimal digital pulse width modulation technology and the equivalent optimisation problem,” *IET Power Electron.*, vol. 5, no. 7, pp. 1026–1033, Aug. 2012.
- [48] S. Singh and B. Singh, “Optimized passive filter design using modified particle swarm optimization algorithm for a 12-pulse converter-fed LCI-synchronous motor drive,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 4, pp. 2681–2689, Jul./Aug. 2014.
- [49] B. Zhao, X. Zhang, and J. J. Huang, “AI algorithm-based two-stage optimal design methodology of high-efficiency CLL Resonant converters for the hybrid AC-DC microgrid applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 66, no. 12, pp. 9756–9767, Dec. 2019.
- [50] F. J. Lin, L. T. Teng, and M. H. Yu, “Radial basis function network control with improved particle swarm optimization for induction generator system,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 4, pp. 2157–2169, Jul. 2008.

BIBLIOGRAPHIE

- [51] W. Wang et al., "Training neural-network-based controller on distributed machine learning platform for power electronics systems," in Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo., 2017, pp. 3083–3089.
- [52] W. M. Lin and C. M. Hong, "A new Elman neural network-based control algorithm for adjustable-pitch variable-speed wind-energy conversion systems," IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 2, pp. 473–481, Feb. 2011.
- [53] F. J. Lin, L. T. Teng, and H. Chu, "A robust recurrent wavelet neural network controller with improved particle swarm optimization for linear synchronous motor drive," IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 6, pp. 3067–3078, Nov. 2008.
- [54] M. A. Hassan and M. A. Abido, "Optimal design of microgrids in autonomous and grid-connected modes using particle swarm optimization," IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 3, pp. 755–769, Mar. 2011.
- [55] K. Ishaque, Z. Salam, M. Amjad, and S. Mekhilef, "An improved particle swarm optimization (PSO)-based MPPT for PV with reduced steady-state oscillation," IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 8, pp. 3627–3638, Aug. 2012.
- [56] H. Taghizadeh and M. T. Hagh, "Harmonic elimination of cascade multilevel inverters with nonequal DC sources using particle swarm optimization," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 57, no. 11, pp. 3678–3684, Nov. 2010.
- [57] W. Wang, A. C. Liu, H. S. Chung, R. W. Lau, J. Zhang, and A. W. Lo, "Fault diagnosis of photovoltaic panels using dynamic current voltage characteristics," IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, no. 2, pp. 1588–1599, Feb. 2016.
- [58] Z. H. Liu, H. L. Wei, Q. C. Zhong, K. Liu, X. S. Xiao, and L. H. Wu, "Parameter estimation for VSI-fed PMSM based on a dynamic PSO with learning strategies," IEEE Trans. Power Electron., vol. 32, no. 4, pp. 3154–3165, Apr. 2017.
- [59] M. Liserre, A. Dell'Aquila, and F. Blaabjerg, "Genetic algorithm-based design of the active damping for an LCL-filter three-phase active rectifier," IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, no. 1, pp. 76–86, Jan. 2004.
- [60] B. Ji, X. G. Song, E. Sciberras, W. P. Cao, Y. H. Hu, and V. Pickert, "Multiobjective design optimization of IGBT power modules considering power cycling and thermal cycling," IEEE Trans. Power Electron., vol. 30, no. 5, pp. 2493–2504, May 2015.
- [61] F. Wang, G. Chen, D. Boroyevich, S. Ragon, M. Arpilliere, and V. R. Stefanovic, "Analysis and design optimization of diode front-end rectifier passive components for voltage source inverters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 5, pp. 2278–2289, Sep. 2008.

BIBLIOGRAPHIE

- [62] M. D'Antonio, C. Shi, B. Wu, and A. Khaligh, "Design and optimization of a solar power conversion system for space applications," *IEEE Trans Ind. Appl.*, vol. 55, no. 3, pp. 2310–2319, May/Jun. 2019.
- [63] B. Chen, X. Liang, and N. Wan, "Design methodology for inductor-integrated Litz-wired high-power medium-frequency transformer with the nano crystalline core material for isolated DC-link stage of solid state transformer," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 11, pp. 11557–11573, Nov. 2020.
- [64] L. G. Junior, J. O. P. Pinto, J. A. B. Filho, and G. Lambert-Torres, "Recursive least square and genetic algorithm based tool for PID controllers tuning," in *Proc. Int. Conf. Intell. Sys. Appl. Power Syst.*, 2007, pp. 1–6.
- [65] M. J. Schutten and D.A. Torrey, "Genetic algorithms for control of power converters," in *Proc. 26th Annu. IEEE Power Electron. Specialists Conf.*, vol. I–II, 1995, pp. 1321–1326.
- [66] M. S. A. Dahidah and V. G. Agelidis, "Selective harmonic elimination PWM control for cascaded multilevel voltage source converters: A generalized formula," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 4, pp. 1620–1630, Jul. 2008.
- [67] M. J. Neath, A. K. Swain, U. K. Madawala, and D. J. Thrimawithana, "An optimal PID controller for a bidirectional inductive power transfer system using multiobjective genetic algorithm," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 3, pp. 1523–1531, Mar. 2014.
- [68] A. Mehrizi-Sani and S. Filizadeh, "An optimized space vector modulation sequence for improved harmonic performance," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 8, pp. 2894–2903, Aug. 2009.
- [69] M. Garaj, K. Y. Hong, H. S.-H. Chung, J. Zhou, and A. W.-L. Lo, "Photovoltaic panel health diagnostic system for solar power plants," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, 2018, pp. 1–6.
- [70] J. Zhang, H. S. H. Chung, A. W. L. Lo, and T. Huang, "Extended ant colony optimization algorithm for power electronic circuit design," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 1/2, pp. 147–162, Jan. 2009.
- [71] F. J. Lin, P. K. Huang, H. C. Wang, and L. T. Teng, "An induction generator system using fuzzy modeling and recurrent fuzzy neural network," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 1, pp. 260–271, Jan. 2007.
- [72] B. X. Li and K. S. Low, "Low sampling rate online parameters monitoring of DC-DC converters for predictive-maintenance using biogeography based optimization," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 4, pp. 2870–2879, Apr. 2016.
- [73] Q. Sun, Y. Wang, Y. Jiang, and L. Shao, "Non-invasive condition monitoring for boost converter based on crow search algorithm," *J. Intell.*

BIBLIOGRAPHIE

- Fuzzy Syst., vol. 34, no. 6, pp. 3661–3670, Jun. 2018.
- [74] L. Wang, J. Yue, Y. Su, F. Lu, and Q. Sun, “A novel remaining useful life prediction approach for super buck converter circuits based on modified grey wolf optimizer-support vector regression,” *Energies*, vol. 10, no. 4, Apr. 2017, Art. no. 459.
- [75] A. Kavousi, B. Vahidi, R. Salehi, M. K. Bakhshizadeh, N. Farokhnia, and S. H. Fathi, “Application of the bee algorithm for selective harmonic elimination strategy in multilevel inverters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 4, pp. 1689–1696, Apr. 2012.
- [76] M. H. Etesami, N. Farokhnia, and S. H. Fathi, “Colonial competitive algorithm development toward harmonic minimization in multilevel inverters,” *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 11, no. 2, pp. 459–466, Apr. 2015.
- [77] K. Haghdar, “Optimal DC source influence on selective harmonic elimination in multilevel inverters using teaching-learning-based optimization,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, no. 2, pp. 942–949, Feb. 2020.
- [78] J. Zhang et al., “Evolutionary computation meets machine learning: A survey,” *IEEE Comput. Intell. Mag.*, vol. 6, no. 4, pp. 68–75, Nov. 2011.
- [79] D. Chiozzi, M. Bernardoni, N. Delmonte, and P. Cova, “A neural network based approach to simulate electrothermal device interaction in SPICE environment,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 5, pp. 4703–4710, May 2019.
- [80] T. Dragicevic, P. Wheeler, and F. Blaabjerg, “Artificial intelligence aided automated design for reliability of power electronic systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 8, pp. 7161–7171, Aug. 2019.
- [81] M. G. Simoes and B. K. Bose, “Neural-network-based estimation of feedback signals for a vector controlled induction-motor drive,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 3, pp. 620–629, May/Jun. 1995. [82] J. Zhao and B. K. Bose, “Neural-network-based waveform processing and delayless filtering in power electronics and AC drives,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 5, pp. 981–991, Oct. 2004.
- [83] S. K. Mondal, J. O. P. Pinto, and B. K. Bose, “A neural-network-based space-vector PWM controller for a three-level voltage-fed inverter induction motor drive,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 3, pp. 660–669, May/Jun. 2002.
- [84] C. M. Lin, K. N. Hung, and C. F. Hsu, “Adaptive neuro-wavelet control for switching power supplies,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 1, pp. 87–95, Jan. 2007.
- [85] M. Novak and T. Dragicevic, “Supervised imitation learning of finite set model predictive control systems for power electronics,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, to be published, doi: 10.1109/TIE.2020.2969116.

- [85] M. Novak and T. Dragicevic, "Supervised imitation learning of finite set model predictive control systems for power electronics," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, to be published, doi: 10.1109/TIE.2020.2969116.
- [86] H. Soliman, P. Davari, H. Wang, and F. Blaabjerg, "Capacitance estimation algorithm based on DC-link voltage harmonics using artificial neural network in three-phase motor drive systems," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, 2017, pp. 5795–5802.
- [87] H. Soliman, H. Wang, B. Gadalla, and F. Blaabjerg, "Condition monitoring for DC-link capacitors based on artificial neural network algorithm," in *Proc. IEEE 5th Int. Conf. Power Eng., Energy Elect. Drives*, 2015, pp. 587–591.
- [88] H. Soliman, I. Abdelsalam, H. Wang, and F. Blaabjerg, "Artificial neural network based DC-link capacitance estimation in a diode-bridge frontend inverter system," in *Proc. IEEE 3rd Int. Future Energy Electron. Conf. ECCE Asia*, 2017, pp. 196–201.
- [89] Z. J. Huang, Z. S. Wang, and H. G. Zhang, "Multilevel feature moving average ratio method for fault diagnosis of the microgrid inverter switch," *IEEE-CAA J. Autom. Sin.*, vol. 4, no. 2, pp. 177–185, Apr. 2017.
- [90] Z. J. Huang, Z. S. Wang, and H. G. Zhang, "A diagnosis algorithm for multiple open-circuited faults of microgrid inverters based on main fault component analysis," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 33, no. 3, pp. 925–937, Sep. 2018.
- [91] Z. J. Huang, Z. S. Wang, and H. G. Zhang, "Multiple open-circuit fault diagnosis based on multistate data processing and subsection fluctuation analysis for photovoltaic inverter," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 67, no. 3, pp. 516–526, Mar. 2018.
- [92] S. Qiang and Y. Li, "Motor inverter fault diagnosis using wavelets neural networks," in *Proc. IEEE Int. Conf. Syst., Man, Cybern.*, 2013, pp. 3168–3173.
- [93] S. Mohagheghi, R. G. Harley, T. G. Habetler, and D. Divan, "Condition monitoring of power electronic circuits using artificial neural networks," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 10, pp. 2363–2367, Oct. 2009.
- [94] S. Khomfoi and L. M. Tolbert, "Fault diagnostic system for a multilevel inverter using a neural network," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 3, pp. 1062–1069, May 2007.
- [95] Y. Cui, J. Shi, and Z. Wang, "Quantum assimilation-based state-of-health assessment and remaining useful life estimation for electronic systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 4, pp. 2379–2390, Apr. 2016.

BIBLIOGRAPHIE

- [96] P. Tamilselvan, P. F. Wang, and M. Pecht, "A multi-attribute classification fusion system for insulated gate bipolar transistor diagnostics," *Microelectron. Rel.*, vol. 53, no. 8, pp. 1117–1129, Aug. 2013.
- [97] Z. S. Wang, Z. J. Huang, C. H. Song, and H. G. Zhang, "Multiscale adaptive fault diagnosis based on signal symmetry reconstitution preprocessing for microgrid inverter under changing load condition," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 9, no. 2, pp. 797–806, Mar. 2018.
- [98] D. Diallo, M. E.H. Benbouzid, D. Hamad, and X. Pierre, "Fault detection and diagnosis in an induction machine drive: A pattern recognition approach based on Concordia stator mean current vector," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 3, pp. 512–519, Sep. 2005.
- [99] C. S. Chen, "TSK-type self-organizing recurrent-neural-fuzzy control of linear microstepping motor drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 9, pp. 2253–2265, Sep. 2010.
- [100] R. J. Wai and L. C. Shih, "Adaptive fuzzy-neural-network design for voltage tracking control of a DC-DC boost converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 4, pp. 2104–2115, Apr. 2012.
- [101] P. Z. Grabowski, M. P. Kazmierkowski, B. K. Bose, and F. Blaabjerg, "A simple direct-torque neuro-fuzzy control of PWM-inverter-fed induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 4, pp. 863–870, Aug. 2000.
- [102] T. Kamel, Y. Biletskiy, and L. Chang, "Capacitor aging detection for the DC filters in the power electronic converters using ANFIS algorithm," in *Proc. IEEE 28th Can. Conf. Elect. Comput. Eng.*, 2015, pp. 663–668.
- [103] A. Soualhi et al., "Health monitoring of capacitors and super capacitors using the neo-fuzzy neural approach," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 14, no. 1, pp. 24–34, Jan. 2018.
- [104] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction-motors without rotational transducers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1054–1061, Sep./Oct. 1992.
- [105] L. E. B. da Silva, B. K. Bose, and J. O. P. Pinto, "Recurrent-neural network-based implementation of a programmable cascaded low-pass filter used in stator flux synthesis of vector-controlled induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 3, pp. 662–665, Jun. 1999.
- [106] X. G. Fu and S.H. Li, "Control of single-phase grid-connected converters with LCL filters using recurrent neural network and conventional control methods," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 7, pp. 5354–5364, Jul. 2016.

BIBLIOGRAPHIE

- [107] J. O. P. Pinto, B. K. Bose, and L. E. B. da Silva, "A stator-flux-oriented vector-controlled induction motor drive with space-vector PWM flux vector synthesis by neural networks," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 5, pp. 1308–1318, Sep./Oct. 2001.
- [108] P. Xiao, G. K. Venayagamoorthy, K. A. Corzine, and J. Huang, "Recurrent neural networks based impedance measurement technique for power electronic systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 2, pp. 382–390, Feb. 2010.
- [109] Y. Zhang, Z. Wang, H. Wang, and F. Blaabjerg, "Artificial intelligence aided thermal model considering cross-coupling effects," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 10, pp. 9998–10002, Oct. 2020.
- [110] M. R. Habibi, H. R. Baghaee, T. Dragicevic, and F. Blaabjerg, "Detection of false data injection cyber-attacks in DC microgrids based on recurrent neural networks," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, to be published, doi: [10.1109/JESTPE.2020.2968243](https://doi.org/10.1109/JESTPE.2020.2968243).
- [111] Z. Li, Z. Zheng, and R. Outbib, "A prognostic methodology for power MOSFETs under thermal stress using echo state network and particle filter," *Microelectron. Rel.*, vol. 88–90, pp. 350–354, Sep. 2018.
- [112] Z. J. Huang, Z. S. Wang, X. S. Yao, and H. G. Zhang, "Multi-switches fault diagnosis based on small low-frequency data for voltage-source inverters of PMSM drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 7, pp. 6845–6857, Jul. 2019.
- [113] Z. Y. Xue, K. S. Xiahou, M. S. Li, T. Y. Ji, and Q. H. Wu, "Diagnosis of multiple open-circuit switch faults based on long short-term memory network for DFIG-based wind turbine systems," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 8, no. 3, pp. 2600–2610, Sep. 2020.
- [114] A. Alghassi, S. Perinpanayagam, and M. Samie, "Stochastic RUL calculation enhanced with TDNN-based IGBT failure modeling," *IEEE Trans. Rel.*, vol. 65, no. 2, pp. 558–573, Jun. 2016.
- [115] S. Kiranyaz, A. Gastli, L. Ben-Brahim, N. Al-Emadi, and M. Gabbouj, "Real-time fault detection and identification for MMC using 1-D convolutional neural networks," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 66, no. 11, pp. 8760–8771, Nov. 2019.
- [116] C. Y. Yin, H. Lu, M. Musallam, C. Bailey, and C. M. Johnson, "A prognostic assessment method for power electronics modules," in *Proc. 2nd Electron. Syst.-Integr. Technol. Conf.*, 2008, pp. 1353–1358.
- [117] B. Cai, Y. Zhao, H. Liu, and M. Xie, "A data-driven fault diagnosis methodology in three-phase inverters for PMSM drive systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 7, pp. 5590–5600, Jul. 2017.

BIBLIOGRAPHIE

- [118] S. S. Moosavi, A. Kazemi, and H. Akbari, "A comparison of various open circuit fault detection methods in the IGBT-based DC/AC inverter used in electric vehicle," *Eng. Failure Anal.*, vol. 96, pp. 223–235, Feb. 2019.
- [119] S. H. Ali, M. Heydarzadeh, S. Dusmez, X. Li, A. S. Kamath, and B. Akin, "Lifetime estimation of discrete IGBT devices based on Gaussian process," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, no. 1, pp. 395–403, Jan./Feb. 2018.
- [120] J. R. Celaya, A. Saxena, S. Saha, and K. Goebel, "Prognostics of power MOSFETs under thermal stress accelerated aging using data-driven and model-based methodologies," in *Annu. Conf. Prognostics Health Manage. Soc.*, 2011, pp. 1–10.
- [121] A. Lidozzi, L. Solero, F. Crescimbeni, and A. Di Napoli, "SVM PMSM drive with low resolution hall-effect sensors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 1, pp. 282–290, Jan. 2007.
- [122] N. A. Ahmed and A. K. Al-Othman, "Photovoltaic system with voltage based maximum power point tracking using support vector machine," in *Proc. 5th IEEE Conf. Ind. Electron. Appl.*, vol. 4, 2010, pp. 539–544.
- [123] F. Mei, N. Liu, H. Y. Miao, Y. Pan, H. Y. Sha, and J. Y. Zheng, "On-line fault diagnosis model for locomotive traction inverter based on wavelet transform and support vector machine," *Microelectron. Rel.*, vol. 88–90, pp. 1274–1280, Sep. 2018.
- [124] C. Delpha, H. Chen, and D. Diallo, "SVM based diagnosis of inverter fed induction machine drive: A new challenge," in *Proc. 38th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, 2012, pp. 3931–3936.
- [125] X. X. Zheng and P. Peng, "Fault diagnosis of wind power converters based on compressed sensing theory and weight constrained AdaBoost-SVM," *J. Power Electron.*, vol. 19, no. 2, pp. 443–453, Mar. 2019.
- [126] A. G. Abo-Khalil and D. Lee, "DC-link capacitance estimation in AC/DC/AC PWM converters using voltage injection," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 5, pp. 1631–1637, Sep./Oct. 2008.
- [127] T. Z. Wang, H. Xu, J. G. Han, E. Elbouchikhi, and M. E. H. Benbouzid, "Cascaded H-bridge multilevel inverter system fault diagnosis using a PCA and multiclass relevance vector machine approach," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 12, pp. 7006–7018, Dec. 2015.
- [128] M. A. E. Alali, "Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension (automatisation des systèmes de puissance électriques)," Thèse de Doctorat, Université Louis Pasteur, 2002.

BIBLIOGRAPHIE

- [129] A. K. Jindal, A. Ghosh, and A. Joshi, "The protection of sensitive loads from interharmonic currents using shunt/series active filters," *Electric Power Systems Research*, vol. 73, no. 2, pp. 187–196, 2005.
- [130] B. Renders, K. De Gussemé, W. R. Ryckaert, and L. Vandeveldé, "Converter-connected distributed generation units with integrated harmonic voltage damping and harmonic current compensation function," *Electric Power Systems Research*, vol. 79, no. 1, pp. 65–70, 2009.
- [131] É. Félice, « Qualité des réseaux électriques et efficacité énergétique », *Recherche*, vol. 67, p. 02, 2009.
- [132] W. M. Grady et S. Santoso, « Understanding Power System Harmonics », *Power Engineering Review, IEEE*, vol. 21, n° 11, p. 8–11, 2001.
- [133] J. S. Subjak Jr et J. S. McQuilkin, « Harmonics-causes, effects, measurements and analysis-update », in *Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference, 1989, Conference Record.*, 1989, p. 93–100.
- [134] M. Kale and E. Ozdemir, "An adaptive hysteresis band current controller for shunt active power filter," *Electric Power Systems Research*, vol. 73, no. 2, pp. 113–119, 2005.
- [135] M. E. Ortuzar, R. E. Carmi, J. Dixon, and L. Moran, "Voltage-source active power filter based on multilevel converter and ultra-capacitor dc link," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 2, pp. 477–485, 2006.
- [136] D. Shin, K.-J. Lee, J.-P. Lee, D.-W. Yoo, and H.-J. Kim, « Implementation of fault ride-through techniques of grid-connected inverter for distributed energy resources with adaptive low-pass notch PLL », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, n° 5, p. 2859–2871, 2015.
- [137] L. Hadjidemetriou, E. Kyriakides, and F. Blaabjerg, « A robust synchronization to enhance the power quality of renewable energy systems », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, n° 8, p. 4858–4868, 2015.
- [138] S. Golestan, A. Vidal, A. G. Yepes, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, and J. Doval-Gandoy, « A true open-loop synchronization technique », *IEEE Trans. Ind. Inform.*, vol. 12, n° 3, p. 1093–1103, 2016.
- [139] P. Kanjiya, V. Khadkikar, and M. S. El Moursi, « A novel type-1 frequency-locked loop for fast detection of frequency and phase with improved stability margins », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, n° 3, p. 2550–2561, 2016.
- [140] L. Zheng, H. Geng, and G. Yang, « Fast and robust phase estimation algorithm for heavily distorted grid conditions », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, n° 11, p. 6845–6855, 2016.
- [141] S. Golestan, J. M. Guerrero, A. Abusorrah, M. M. Al-Hindawi, and Y. Al-Turki, « An adaptive quadrature signal generation-based single-phase phase-locked loop for grid-connected applications », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, n° 4, p. 2848–2854, 2017.

BIBLIOGRAPHIE

- [142] K.-J. Lee, J.-P. Lee, D. Shin, D.-W. Yoo, and H.-J. Kim, « A novel grid synchronization PLL method based on adaptive low-pass notch filter for grid-connected PCS », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, n° 1, p. 292–301, 2014.
- [143] S. Golestan, J. M. Guerrero, A. M. Abusorrah, and Y. Al-Turki, « Hybrid synchronous/stationary reference-frame-filtering-based PLL », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, n° 8, p. 5018–5022, 2015.
- [144] S. Golestan, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, « Three-phase PLLs: A review of recent advances », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, n° 3, p. 1894–1907, 2017.
- [145] S. Golestan, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, « High-Order Frequency-Locked Loops: A Critical Analysis », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, n° 5, p. 3285–3291, 2017.
- [146] P. Rodríguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, and D. Boroyevich, « Decoupled double synchronous reference frame PLL for power converters control », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, n° 2, p. 584–592, 2007.
- [147] M. K. Ghartemani, S. A. Khajehoddin, P. K. Jain, and A. Bakhshai, « Problems of startup and phase jumps in PLL systems », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, n° 4, p. 1830–1838, 2012.
- [148] M. Karimi-Ghartemani, « Linear and pseudolinear enhanced phased-locked loop (EPLL) structures », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, n° 3, p. 1464–1474, 2014.
- [149] S. Golestan, M. Ramezani, J. M. Guerrero, F. D. Freijedo, and M. Monfared, « Moving average filter based phase-locked loops: Performance analysis and design guidelines », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n° 6, p. 2750–2763, 2014.
- [150] S. Golestan, J. M. Guerrero, and A. M. Abusorrah, « MAF-PLL with phase-lead compensator », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, n° 6, p. 3691–3695, 2015.
- [151] Y. F. Wang and Y. W. Li, « Grid synchronization PLL based on cascaded delayed signal cancellation », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, n° 7, p. 1987–1997, 2011.
- [152] S. Golestan, M. Ramezani, J. M. Guerrero, and M. Monfared, « dq-frame cascaded delayed signal cancellation-based PLL: analysis, design, and comparison with moving average filter-based PLL », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, n° 3, p. 1618–1632, 2015.
- [153] S. Golestan, M. Monfared, and F. D. Freijedo, « Design-oriented study of advanced synchronous reference frame phase-locked loops », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, n° 2, p. 765–778, 2013.
- [154] S. Golestan, M. Monfared, F. D. Freijedo, and J. M. Guerrero, « Performance improvement of a prefiltered synchronous-reference-frame PLL by using a PID-type loop filter », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, n° 7, p. 3469–3479, 2014.

BIBLIOGRAPHIE

- [155] S. Golestan, M. Ramezani, and J. M. Guerrero, « An analysis of the PLLs with secondary control path », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, n° 9, p. 4824–4828, 2014.
- [156] S. Golestan, M. Monfared, F. D. Freijedo, and J. M. Guerrero, « Advantages and challenges of a type-3 PLL », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, n° 11, p. 4985–4997, 2013.
- [157] S. Golestan, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, « DC-offset rejection in phase-locked loops: A novel approach », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, n° 8, p. 4942–4946, 2016.
- [158] S. Golestan, J. M. Guerrero, and G. B. Gharehpetian, « Five approaches to deal with problem of DC offset in phase-locked loop algorithms: Design considerations and performance evaluations », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, n° 1, p. 648–661, 2016.
- [159] P. Rodríguez, A. Luna, I. Candela, R. Mujal, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, « Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, n° 1, p. 127–138, 2011.
- [160] P. Rodriguez, A. Luna, R. S. Munoz-Aguilar, I. Etxeberria-Otadui, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, « A stationary reference frame grid synchronization system for three-phase grid-connected power converters under adverse grid conditions », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, n° 1, p. 99–112, 2012.
- [161] P. Kanjiya, V. Khadkikar, and M. S. El Moursi, « Obtaining Performance of Type-3 Phase-Locked Loop Without Compromising the Benefits of Type-2 Control System », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, n° 2, p. 1788–1796, 2018.
- [162] M. Karimi-Ghartemani, B.-T. Ooi, et A. Bakhshai, « Application of enhanced phase-locked loop system to the computation of synchrophasors », *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 26, n° 1, p. 22–32, 2011.
- [163] G. Escobar, M. F. Martinez-Montejano, A. A. Valdez, P. R. Martinez, and M. Hernandez-Gomez, « Fixed-reference-frame phase-locked loop for grid synchronization under unbalanced operation », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, n° 5, p. 1943–1951, 2011.
- [164] E. Robles, J. Pou, S. Ceballos, J. Zaragoza, J. L. Martín, and P. Ibanez, « Frequency-adaptive stationary-reference-frame grid voltage sequence detector for distributed generation systems », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, n° 9, p. 4275–4287, 2011.
- [165] A. Safa, E. M. Berkouk, Y. Messlem, Z. Chedjara, and A. Gouichiche, « A Pseudo Open Loop Synchronization technique for heavily distorted grid voltage », *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 158, p. 136–146, 2018.
- [166] D. Halbwachs, P. Wira, and J. Mercklé, « Adaline-based approaches for time-varying frequency estimation in power systems », *IFAC Proc. Vol.*, vol. 42, n° 19, p. 31–36, 2009

- [167] P. Dey et S. Mekhilef, : Current harmonics compensation with three-phase four-wire shunt hybrid active power filter based on modified D–Q theory :, *Power Electronics, IET*, vol. 8, no 11, p. 2265–2280, 2015.
- [168] N. K. Nguyen, D. O. Abdeslam, P. Wira, D. Flieller, et J. Merckle, :Artificial neural networks for harmonic currents identification in active power filtering schemes :, in *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2008, p. 2696-2701.
- [169] G. D. Marques, :A comparison of active power filter control methods in unbalanced and non-sinusoidal conditions :, in *Industrial Electronics Society, 1998. IECON'98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE*, 1998, vol. 1, p. 444–449.
- [170] L. Merabet, S. Saad, D. O. Abdeslam, et A. Omeiri, : A comparative study of harmonic currents extraction by simulation and implementation,,: *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 53, p. 507–514, 2013.
- [171] J. Mindykowski, X. Xiaoyan, et T. Tarasiuk, : A new concept of harmonic current detection for shunt active power filters control ,,: *Measurement*, vol. 46, no 10, p. 4334–4341, 2013.
- [172] M. Abdusalam, P. Poure, S. Karimi, et S. Saadate, : New digital reference current generation for shunt active power filter under distorted voltage conditions : *Electric Power Systems Research*, vol. 79, no 5, p. 759–765, 2009.
- [173] N. Zaveri et A. Chudasama, : Control strategies for harmonic mitigation and power factor correction using shunt active filter under various source voltage conditions :, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 42, no 1, p. 661–671, 2012.
- [174] D. O. Abdeslam, P. Wira, J. Mercklé, D. Flieller, et Y.-A. Chapuis, : A unified artificial neural network architecture for active power filters ,,: *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no 1, p. 61–76, 2007.
- [175] H.-S. Song, H. Park, et K. Nam, : An instantaneous phase angle detection algorithm under unbalanced line voltage condition :, in *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE*, 1999, vol. 1, p. 533–537.
- [176] A. Sarkar, S. R. Choudhury, et S. Sengupta, :A self-synchronized ADALINE network for on-line tracking of power system harmonics ,,: *Measurement*, vol. 44, no 4, p. 784–790, 2011.
- [177] A. Boussaid, A. L. Nemmour, L. Louze, et A. Khezzar, A novel strategy for shunt active filter control , :*Electric Power Systems Research*, vol. 123, p. 154–163, 2015.
- [178] S. Biricik, S. Redif, Ö. C. Ozerdem, S. K. Khadem, et M. Basu, Real-time control of shunt active power filter under distorted grid voltage and unbalanced load condition using self-tuning filter ,,: *IET Power Electronics*, vol. 7, no 7, p. 1895–1905, 2014.

BIBLIOGRAPHIE

- [179] N. Mesbahi, A. Ouari, D. O. Abdeslam, T. Djamah, et A. Omeiri, «Direct power control of shunt active filter using high selectivity filter (HSF) under distorted or unbalanced conditions », *Electric Power Systems Research*, vol. 108, p. 113–123, 2014.
- [180] Z. Chedjara, A. Massoum, S. Massoum, P. Wira, A. Safa, and A. Gouichiche, « A novel robust PLL algorithm applied to the control of a shunt active power filter using a self-tuning filter Concept», in *2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2018, p. 1124-1131.
- [181] A. Gouichiche, M. Zabar, Z. Chedjara, A. Safa, and M. Tadjine, “Experimental validation of a fault tolerant control of induction motor using a voting algorithm,” in *2015 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT)*, 2015, vol. 0, no. 1, pp. 1–6.
- [182] Chedjara, Z.; Massoum, A.; Wira, P.; Safa, A.; Gouichiche, A. A fast and robust reference current generation algorithm for three-phase shunt active power filter. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems* 2021, 12, 121.

Résumé

Cette thèse propose des approches neuromimétiques d'identification et de commande avec des applications directes au Filtre Actif Parallèle (FAP) et au Moteur Asynchrone. Une structure neuronale a été développée pour réaliser toutes les fonctionnalités d'un FAP pour compenser des harmoniques de courant. La phase instantanée d'un système triphasé de tensions ou de courants a été estimée avec une technique originale MSTF-ADALINE. L'identification des harmoniques de courant a été réalisée avec des réseaux de neurones de type ADALINE opérant dans les différents repères. Plusieurs schémas de commande ont été développés pour réinjecter les courants de compensation à l'aide d'un onduleur. Ils sont basés sur des techniques neuromimétiques. Une approche neuronale a été développée pour commander une MAS sans capteur mécanique. Il s'agit de remplacer le régulateur PI par un ADALINE pour améliorer l'estimation de la vitesse. Toutes les approches neuromimétiques ont été validées par des tests de simulation. Des comparaisons avec les méthodes de commande classique démontrent des caractéristiques supérieures en termes de performance et de robustesse.

Mots clés : réseaux de neurones artificiels ; identification ; filtre actif parallèle ; compensation des harmoniques ; moteur Asynchrone ; Synchronisation.

Abstracts

This thesis proposes neuromimetic approaches of identification and control with direct applications to the Parallel Active Filter (PAF) and to the Asynchronous Motor. A neural structure has been developed to perform all the functionalities of a FAP to compensate current harmonics. The instantaneous phase of a three-phase voltage or current system has been estimated with an original MSTF-ADALINE technique. The identification of the current harmonics was carried out with ADALINE-type neural networks operating in the different benchmarks. Several control schemes have been developed to reinject compensation currents using an inverter. They are based on neuromimetic techniques. A neural approach has been developed to control an MAS without a mechanical sensor. It involves replacing the PI regulator with an ADALINE to improve the estimation of the speed. All neuromimetic approaches have been validated by simulation tests. Comparisons with conventional control methods demonstrate superior characteristics in terms of performance and robustness.

Key words: artificial neural networks; identification; parallel active filter; harmonic compensation; asynchronous motor; Synchronization.