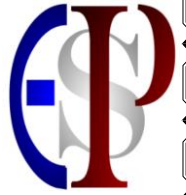


République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES
Faculté de Génie Electrique
Département d'Electrotechnique



Thèse présentée par :

KADEM Mohammed

Pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat 3^{ème} Cycle en électrotechnique
Option : Commande électrique

Intitulé de la thèse :

***POLLUTION ET DEPOLLUTION DES SYSTEMES DECENTRALISES
D'ALIMENTATION ELECTRIQUE. ANALYSE, DIAGNOSTIC ET
COMPENSATION ACTIVE DES HARMONIQUES***

Présentée devant le jury composé de :

M. MASSOUM Ahmed	Professeur (U.D.L. de Sidi Bel-Abbès)	Président
M. SEMMAH Abdelhafid	Professeur (U.D.L. de Sidi Bel-Abbès)	Directeur de thèse
M. WIRA Patrice	Professeur (U.H.A. de Mulhouse - France)	Co-Directeur de thèse
M. BENTAALLAH Abderrahim	Professeur (U.D.L. de Sidi Bel-Abbès)	Examineur
M. TALEB Rachid	Professeur (Univ. Hassiba Ben Bouali - Chlef)	Examineur

Soutenue le : .../.../2021

REMERCIEMENTS

*Je tiens à remercier vivement Monsieur **Abdelhafid SEMMAH**, Professeur à l'université Djilali Liabes de Sidi Bel-Abbès, pour la confiance qu'il m'a témoigné en acceptant de diriger de ce travail. Je lui suis reconnaissant de m'avoir fait bénéficier tout au long de ce travail de sa compétence, de sa rigueur intellectuelle, de son dynamisme. Soyez assuré de mon éternelle et profonde gratitude.*

*Mes sincères remerciements sont adressés à Monsieur **Patrice WIRA**, Professeur et directeur de l'IUT de Mulhouse, qui a accepté de diriger ce travail et contribué à sa réussite grâce à ses compétences scientifiques ainsi que ses précieux conseils.*

Je rends un grand hommage aux membres du jury pour leur présence, pour leur lecture attentive de ma thèse ainsi que pour les remarques qu'ils m'adresseront :

*Monsieur **MASSOUM Ahmed**, Professeur à l'université Djilali Liabes de Sidi bel Abbes, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury. Je tiens à lui assurer toute ma profonde reconnaissance pour l'intérêt qu'il porte à ce travail.*

*Monsieur **BENTAALLAH Abderrahim**, Professeur à l'université Djilali Liabes de Sidi Bel Abbes, pour sa participation en tant que jury de thèse et pour toutes les remarques et conseils.*

*Je remercie énormément Monsieur **TALEB Rachid**, Professeur à l'université Hassiba Ben Bouali de Chlef, d'avoir accepté d'examiner cette thèse, et de l'intérêt porté à ce travail.*

*Je tiens également à exprimer ma reconnaissance aux Docteurs **NEHARI Larbi** et **DAHMANE Sid Ahmed** ainsi qu'au Dr. **SLIMANE Abdelkader** pour leur collaboration et leur soutien permanent aussi bien pour mes travaux de recherche que sur le plan humain. Je tiens aussi à remercier le Professeur **BRAHAMI Mustapha**, directeur du laboratoire ICEPS, qui nous a assuré l'accessibilité aux ressources du laboratoire.*

*Je remercie le Dr **DIFI Mustapha**, chef département des sciences technique pour cette opportunité d'enseignement au sein de son département, qui m'ont permis d'acquérir énormément d'expérience pédagogique.*

Sur un plan personnel, Je voudrais remercier de tout mon cœur mes parents, ma femme, ma fille pour leur patience infinie, leur soutien inconditionnel, leurs encouragements tout au long de ces années et leur confiance dans ce projet.

Je remercie aussi toute personne ayant contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Mohammed KADEM

TABLE DES MATIERES

Introduction Générale.....	1
Chapitre I : Architecture Générale d'un Filtre Actif de Puissance	
I.1. Introduction.....	5
I.2. Perturbations de la qualité de l'énergie.....	5
I.2.1. Creux de tension	6
I.2.2. Coupures brèves	6
I.2.3. Coupures longue	7
I.2.4. Surtensions transitoires.....	7
I.2.5. Surtensions (Voltage swell).....	7
I.2.6. Distorsion Harmonique.....	8
I.2.7. Fluctuation de tension.....	8
I.2.8. Bruit	8
I.2.9. Déséquilibre des tensions	9
I.3. Filtrage Actif de puissance.....	9
I.3.1. Etat de l'art	9
I.3.2. Définition.....	12
I.3.3. Types	13
I.3.3.1. Filtre actif shunt.....	13
I.3.3.2. Filtre actif série	14
I.3.3.3. UPQC.....	14
I.3.3.4. Filtre Hybride	15
I.4. Filtre Actif De Puissance Shunt.....	18
I.4.1. Architecture Générale.....	18
I.4.2. Principe de fonction.....	19
I.4.3. Paramétrage	24
I.4.3.1. La dynamique de commutation	24
I.4.3.2. Fréquence de commutation.....	26
I.4.3.3. Inductance d'interface	27

I.4.3.4. La bande d'hystérésis	28
I.4.3.5. Reference de la tension continue	28
I.4.3.6. Capacité de l'élément de stockage.....	29
I.4.3.7. Identification des harmoniques.....	29
I.5. Banc D'essai Expérimental.....	30
I.5.1. Le Prototypage Rapide	30
I.5.2. OPAL-RT Hardware.....	33
I.5.3. Simulateur OP5600.....	34
I.5.4. Banc d'essai expérimental.....	35
I.6. Conclusion	36
Chapitre II : APF de 1^{ere} Génération : L'approche Conventionnelle	
II.1. Introduction.....	38
II.2. Généralités sur les méthodes d'identification	38
II.2.1. Etat de l'art.....	38
II.2.2. Types	39
II.2.2.1. Domaine fréquentiel.....	39
II.2.2.2. Domaine temporel.....	39
II.3. Théorie des puissances instantanées	40
II.3.1. Historique	40
II.3.2. Algorithme	41
II.3.3. Expérimental	43
Cas de déséquilibre des phases	45
II.4. Contrôle Direct De Puissance	47
II.4.1. Historique.....	47
II.4.2. Algorithme	48
II.4.3. Expérimental	51
II.5. Conclusion	53
Chapitre III : APF de 2^{eme} Génération : L'application de l'intelligence artificielle	
III.1. Introduction	54
III.2. L'intelligence Artificielle.....	54
III.2.1. Etat de l'art.....	55

III.2.2. Domaines d'application	56
III.3. Logique Floue	56
III.3.1. Principe	57
III.3.2. Les bases	57
III.3.2.1. Univers de discours.....	57
III.3.2.2. Variables et valeurs linguistiques	58
III.3.2.3. Fonction d'appartenance.....	59
III.3.3. Les étapes d'un processus flou	59
III.3.3.1. La Fuzzification	59
III.3.3.2. L'inférence floue.....	60
III.3.3.3. La Defuzzification	61
III.3.4. Application dans le filtrage actif.....	61
III.3.5. DPC à base de logique floue pour un SAPF	62
III.3.5.1. Problématique	62
III.3.5.2. Approche proposée	63
III.3.6. Expérimental	65
III.4. Les Réseaux Neurones Artificiels	67
III.4.1. Introduction.....	67
III.4.2. Historique.....	68
III.4.3. Application dans les APF.....	69
III.4.4. SAPF à base d'ADALINE	69
III.4.4.1. Structure.....	69
III.4.4.2. Application dans l'estimation du contenu harmonique	70
III.4.5. Expérimental	72
III.5. Conclusion.....	75
Chapitre IV : Production Décentralisée Et Qualité d'Energie	
IV.1. Introduction	76
IV.2. Génération distribuée	77
IV.2.1. Motivation.....	77
IV.2.2. Définition.....	77
IV.2.3. Technologie DG.....	78

IV.2.3.1. Génération d'énergie	78
IV.2.3.2. Stockage d'énergie.....	83
IV.2.4. Types of DG	84
IV.2.5. Avantages et inconvénients	85
IV.2.5.1. Avantages	85
IV.2.5.2. Inconvénients.....	85
IV.2.6. Les Interfaces de connexion des DG	86
IV.2.6.1. Photovoltaïque	86
IV.2.6.2. Éoliennes.....	87
IV.2.6.3. Pile à combustible.....	89
IV.2.6.4. Micro-Cogénération.....	89
IV.2.6.5. Batteries	91
IV.2.6.6. Flywheel	91
IV.3. Normes appliquées aux DG et leurs interfaces de connexion.....	92
IV.3.1.1. La Protection.....	93
IV.3.1.2. Les Interrupteurs (Switchgear)	93
IV.3.1.3. La Métrologie	94
IV.3.1.4. Les Tests et archivage des données	94
IV.4. Impact de la DG sur la qualité d'énergie.....	94
IV.4.1. Stabilité de la tension.....	95
IV.4.2. Fluctuations de fréquence	96
IV.4.3. Déséquilibre de la tension.....	97
IV.4.4. Harmoniques.....	97
IV.5. Etude d'un cas pratique	98
IV.5.1. Influence de la DG sur le réseau.....	100
IV.5.1.1. Analyse de la régulation du facteur de puissance	100
IV.5.1.2. Analyse de la fluctuation de fréquence.....	101
IV.5.1.3. Analyse des variations de tension.....	102
IV.5.1.4. Analyse de l'asymétrie de la tension	103
IV.5.1.5. Analyse des harmoniques de courant	104
IV.5.1.6. Analyse des harmoniques de tension.....	106

IV.6. Conclusion.....	106
-----------------------	-----

Chapitre V : APF de 3eme Génération : Immunité en environnement DG

V.1. Introduction.....	108
V.2. Problématique	109
V.3. Estimation de fréquence.....	111
V.3.1. Technique à base de dérivée	111
V.3.2. Technique de détection par passage de zéro	112
V.3.3. Technique d'intégration préliminaire.....	112
V.3.4. Les techniques à base de DFT.....	113
V.3.5. Technique de Kalman	113
V.3.6. Technique de filtrage adaptative	114
V.4. L'estimateur de fréquence NLS	115
V.4.1. Formulation mathématique	115
V.4.2. Algorithme	116
V.5. NLS-ADALINE SAPF	118
V.6. Expérimental	119
V.6.1. Estimation de la fréquence	121
V.6.2. Compensation harmonique	122
V.7. Conclusion	125

Chapitre VI : APF de 4eme Génération : Solution à base de DG

VI.1. Introduction	126
VI.2. Les convertisseurs multifonctionnels.....	126
VI.2.1. Définition.....	127
VI.2.2. Configuration.....	127
VI.2.3. Etat de l'art	129
VI.3. Modélisation du GPV.....	134
VI.3.1. Caractéristiques I-V et P-V d'un module PV	136
VI.3.2. Modélisation du Convertisseur DC-DC (boost)	136
VI.3.3. Méthodes MPPT	138
VI.3.3.1. Perturber & Observer.....	139

VI.4.	MPPT basé sur la logique floue	140
VI.5.	Association d'un GPV au SAPF avec l'application de la FL	143
VI.5.1.	La Balance des puissances	144
VI.5.2.	Contrôleur du PV-SAPF	146
VI.6.	Expérimental	147
VI.6.1.	Performances du PV	149
VI.6.2.	Performances de l'APF	150
VI.6.3.	Courant du PV-SAPF	155
VI.7.	Conclusion.....	157
	Conclusion générale	159

Introduction générale

L'électricité est un facteur essentiel au développement économique, dans tous les pays du monde. Son importance relative s'accroît avec les progrès techniques, l'industrialisation et le besoin de confort moderne. L'augmentation de sa production est synonyme d'amélioration de la qualité de vie et de création de richesse.

La qualité de l'énergie électrique concerne tous les acteurs du domaine énergétique, qu'ils soient gestionnaires de réseaux, fournisseurs, producteurs, ou consommateurs d'électricité. Ce qui a fait d'elle un sujet d'actualité durant les dernières années, et cela dû aux raisons suivantes :

- Un impact économique couteux aux industriels qui subissent des arrêts de production, perte de matières premières, vieillissement prématuré des équipements, etc.
- Un impact technique chez les propriétaires d'équipement exigeant en terme de qualité d'énergie et sensible aux perturbations (instituts de développement et de recherche, établissement médical et laboratoire d'analyse, entreprise de métrologie, etc.)
- Un impact technico-économique. En effet, l'ouverture du marché de l'énergie au public à pousser la qualité de l'énergie fournie à devenir un critère de concurrence entre les fournisseurs, et une exigence chez les clients.

Le domaine de la qualité d'énergie se divise en deux axes principaux. Le premier étant l'analyse et l'observation des perturbations afin de comprendre leurs origines et leurs dynamiques, et donc pouvoir les anticiper. Le deuxième axe englobe l'ensemble des méthodes curatives existantes afin d'y remédier à ces perturbations et améliorer à nouveau la qualité d'énergie dans le réseau. Ce travail de recherche se focalise sur le deuxième axe.

Les techniques d'amélioration de la qualité de l'énergie et précisément l'élimination du contenu harmonique ont été intensivement développées à un niveau très mature à travers la recherche et l'industrie. Le stade initial de ce développement inclue en premier lieu les filtres passifs. Ces derniers représentent la contre mesure la plus simple et économique contre les problèmes liés aux harmoniques. Ils se composent de différents composants inductifs et capacitifs, et utilisent le phénomène de résonance pour piéger des fréquences harmoniques spécifique en créant le chemin le plus résistant. Cette famille de filtre est reconnue pour son coût minimal, sa réalisation simple et sa facilité de calibrage. Néanmoins, elle souffre de limitations au niveau du volume, de l'entretien, un risque de résonance avec l'impédance du réseau ainsi que son incapacité

à s'adapter aux variations de charge. Une étude détaillée de cette famille de filtres, concernant leurs avantages et limitations, a été faite par Das et al dans [1].

De nombreuses solutions de filtres actifs pour la dépollution des réseaux électriques ont été déjà proposées à travers la littérature. Celles qui répondent le mieux aux contraintes industrielles d'aujourd'hui sont les filtres actifs parallèle ou, série et les combinaisons parallèle-série actifs (appelés aussi Unified Power Quality Conditioner (UPQC)). Dans le cas où les courants de source sont non linéaires, le filtre actif parallèle de puissance (SAPF) est considéré comme la meilleure solution pour la réduction des courants harmoniques dans les applications de faible à moyenne puissance. Le filtrage actif est plus avantageux où une réponse rapide est nécessaire en présence de charges dynamiques. En outre, l'APF représente un outil puissant pour un conditionnement polyvalent car il est en mesure de compenser aussi la puissance réactive et le déséquilibre de la charge.

D'autre part, les réseaux de distribution sont la dernière phase dans la procédure d'acheminement de l'énergie électrique à partir des centrales de productions aux consommateurs. Ils constituent conventionnellement des circuits électriques passifs dans lesquels les flux de puissance active et réactive s'écoulent des hautes vers les basses tensions. De ce fait, les systèmes de filtrages actifs et d'amélioration de la qualité d'énergie, spécialement les APF ont été conventionnellement conçu pour opérer dans un système à échange d'énergie unidirectionnel [2]. Cependant, les incitations réglementaires en faveur des énergies renouvelables conjuguées à l'ouverture du marché de l'électricité ont eu un premier impact direct sur le réseau de distribution. Ce sont des raccordements de productions décentralisées (DG) sur ce réseau. Ceci a eu des conséquences notables dans la mesure où les réseaux de distribution n'ont pas été conçus pour inclure des unités DG. Stimulée par des conditions favorables, la DG notamment à base d'énergie renouvelable pénètre de plus en plus dans le réseau électrique, dans la mesure où leur puissance est limitée et leur installation se situe majoritairement dans le réseau de distribution.

De nombreuses préoccupations se posent en raison de ce changement de paradigme et énormément de notions, normes et systèmes ont été réétudiés afin d'obtenir un minimum de conformité dans des environnements caractérisés par une haute pénétration de la DG, les APF inclus. En effet, ces derniers apparus au début des années 1970, ont été conçus pour opérer dans des environnements de production centralisée. Tandis qu'avec l'apparition de la DG, ces dispositifs font face à de nouveaux challenges.

Depuis leur création, les APF ont connu une évolution vaste et continue, que ce soit du côté architecture, commande, topologie, hardware, etc. Cependant, une étude chronologique des publications et travaux de recherche traitant cette thématique montre que le domaine du filtrage actif a connu 4 tournants historiques, chacun nécessitant la création d'une nouvelle génération d'APF. En effet de la 1^{ère} génération jusqu'à la 4^{ème}, ce travail détaillera chaque génération d'APF depuis leur création jusqu'à leur adoption de la DG, et cela à travers 6 chapitres organisés comme suit :

Le **premier chapitre** commence par définir les APF et le principe de la compensation active pour ensuite citer les différents types, et détaillera l'APF Shunt (SAPF), considéré comme le plus populaire. Ensuite, sera décrit le banc d'essai du SAPF conçu à base du simulateur en temps réel OP5600 d'Opal-RT.

Le **deuxième chapitre** s'intéresse aux APF de 1^{ère} génération, apparus au début du domaine du filtrage actif, et caractérisés par des méthodes de commande et d'identification harmonique conventionnelles. Deux exemples sont détaillés utilisant la méthode des puissances instantanées et celle de la commande directe des puissances.

Le **troisième chapitre** s'intéresse aux APF de 2^{ème} génération, des APF à base d'intelligence artificielle. En effet, l'introduction de l'AI dans le domaine du génie électrique a révolutionné la technologie des APF avec l'introduction de deux exemples : l'un utilisant les réseaux neurones artificiels et l'autre la logique floue.

Le **quatrième chapitre** détaille le concept de la DG, ces différentes sources, ces technologies ainsi que les interfaces de connexion au réseau. L'impact des DG sur la qualité de l'énergie sera discuté, en utilisant un cas d'étude pratique d'une unité DG au Canada.

Tandis que les 1^{ère} et 2^{ème} génération d'APF datent de l'avant-DG, le **cinquième chapitre** s'intéresse aux APF de 3^{ème} génération qui sont considérés comme les pionniers d'après-DG. En effet, et dû aux conditions hostiles causées par la haute pénétration de la DG dans le réseau, la préoccupation principale des chercheurs à l'époque était de concevoir des APF dotés d'immunité dans des conditions pareilles. Ce chapitre étudie ce cas de figure et inclut un exemple de SAPF de 3^{ème} génération basé sur l'algorithme NLS.

Le **sixième chapitre** détaille le nouveau concept de filtrage actif introduit par la DG, où les interfaces d'interconnexion des unités DG contenant des convertisseurs statiques sont contrôlées

de façon à garantir non seulement leur fonctionnalité principale qui est l'injection d'énergie dans le réseau, mais aussi des fonctionnalités auxiliaires d'APF, UPQC et UPS. Ces convertisseurs dits « multifonctionnels » sont considérés comme les APF de 4^{ème} génération et sont devenus la tendance actuelle dans le domaine du filtrage. Dans ce chapitre un exemple d'un SAPF de 4^{ème} génération sera présenté détaillant le flux de puissance entre le réseau et l'unité DG et la charge non-linéaire.

Enfin, ce travail sera clôturé par une **conclusion** et quelques perspectives concernant la dépollution harmonique dans les systèmes DG.

I. Chapitre 1

Architecture Générale d'un Filtre Actif de Puissance

I.1. Introduction

La sensibilisation à la qualité de l'énergie électrique est devenue incontournable aujourd'hui depuis les évolutions réglementaires qui ont eu lieu ces dernières années. Les distributeurs ainsi que les divisions de transport d'énergie électrique s'efforcent afin de garantir la qualité de l'électricité fournie. Dans ce nouveau contexte, les exploitants du système devront assumer une certaine responsabilité pour la livraison de l'électricité en conformité au niveau de qualité énoncée soit par les clients, dans les contrats, ou par le régulateur, dans la législation. Cette responsabilité implique que la surveillance systématique de la qualité de l'énergie deviendra de plus en plus une pratique courante, qu'ils soient gestionnaires de réseaux, fournisseurs, producteurs, ou consommateurs d'électricité. Ce qui a donné naissance au domaine de la qualité d'énergie électrique, ce dernier prend en charge la mesure et l'analyse des perturbations électrique ainsi que les solutions préventives et curatives.

I.2. Perturbations de la qualité de l'énergie

La forme conventionnelle d'une tension alternative dans le réseau est représentée par une fonction sinusoïdale à amplitude fixe et une fréquence de 50Hz ou 60Hz (selon la région). Le courant y associé doit avoir la même allure, et en complète synchronisation avec le signal de la tension (déphasage nul). Dans un système triphasé l'amplitude des 3 phases doit être égale, que ça soit en tension ou en courant, avec un déphasage de $2\pi/3$. Tout dysfonctionnement dans un ou plusieurs de ces paramètres représente une atteinte à la qualité de l'énergie, et peut être considéré comme une perturbation. Ces perturbations sont souvent liées aux incidents inhérents à la nature physique et aux sujétions liées à l'exploitation du réseau, et peuvent être catégorisé en 4 familles [3]:

- Attente à la fréquence
- Attente à l'amplitude
- Attente à la forme d'onde
- Attente à la symétrie triphasée

Ces perturbations peuvent éventuellement être classifiées selon l'entité affectée : perturbation de courant ou perturbation de tension. Ou bien selon leurs durées : courte durée (transitoire) ou longue durée (permanente) [3].

I.2.1. Creux de tension

▪ Description

Un creux de tension est défini comme une baisse soudaine de 10 % ou plus de la tension nominale, touchant une ou plusieurs phases, d'une durée comprise entre un demi-cycle et une minute. Généralement, les creux de tension sont des perturbations (et non des pannes ou des interruptions) de moins d'une seconde présentant une baisse de tension de 60 % ou moins.

▪ Causes

Démarrage de moteur, variation de charge soudaine, défaut électrique (bris de câble, accident). Compris d'une installation (végétation, animal, collision automobile, conditions climatiques). Bris d'équipement (isolateur, transformateur, joint de câble).

▪ Conséquence

Tout creux de tension peut causer l'arrêt imprévu d'équipements, voir même, entraîner des dysfonctionnements selon le type d'équipement et de procédé utilisés. L'impact financier est aussi fonction du secteur d'activité en cause et du niveau de protection déjà en place.

I.2.2. Coupures brèves

▪ Description

Une coupure brève représente une chute de tension supérieure à 90% de la valeur nominale et d'une durée de 10ms à 1min. Les coupures brèves sont définies comme étant des disparitions de la tension d'alimentation pendant un temps qui n'excède pas une minute

▪ Causes

Principalement causé par l'ouverture et la fermeture automatique des dispositifs de protection pour mettre hors service une section défectueuse du réseau.

▪ Conséquence

Déclenchement des dispositifs de protection, perte d'informations et dysfonctionnement des équipements informatiques. Arrêt des équipements sensibles, tels que les ASD, les PC, les automates, s'ils ne sont pas prêts à faire face à cette situation.

I.2.3. Coupures longue

- **Description**

Interruption totale de l'alimentation électrique pour une durée supérieure à 1 ou 2 secondes.

- **Causes**

Panne d'équipement dans le réseau électrique, intempéries climatiques ou objets (arbres, voitures, etc.) frappant des lignes ou des poteaux. Incendie. Erreur humaine. Mauvaise coordination ou panne des dispositifs de protection.

- **Conséquence**

Arrêt des équipements.

I.2.4. Surtensions transitoires

- **Description**

Des dépassements d'amplitude du niveau normal de la tension fondamentale pendant une durée inférieure à une seconde, et de façon aléatoire.

- **Causes**

Foudre. Différentes manœuvres opérées sur le réseau (coupure de courant de court-circuit, enclenchement de ligne à vide). Fonctionnements anormaux du réseau (variation brusque de la charge, résonances).

- **Conséquence**

Destruction de composants (en particulier de composants électroniques) et de matériaux isolants, erreurs de traitement ou perte de données, interférences électromagnétiques.

I.2.5. Surtensions (Voltage swell)

- **Description**

Augmentation momentanée de la tension, à la fréquence du réseau, en dehors des tolérances normales, avec une durée de plus d'un cycle et généralement inférieure à quelques secondes.

- **Causes**

Démarrage / arrêt de charges lourdes, sources d'énergie mal dimensionnées, transformateurs mal régulés (principalement en heures creuses).

- **Conséquence**

Perte de données, scintillement de l'éclairage et des écrans, arrêt ou endommagement des équipements sensibles, si les valeurs de tension sont trop élevées.

I.2.6. Distorsion Harmonique

▪ Description

Les formes d'onde de tension ou de courant prennent une forme non sinusoïdale. La forme d'onde correspond à la somme de différentes ondes sinusoïdales de magnitude et de phase différentes, ayant des fréquences qui sont des multiples de la fréquence du réseau électrique.

▪ Causes

Sources classiques: fours à arc, machines à souder, redresseurs et moteurs à balais CC. Sources modernes: Toutes les charges non linéaires, telles que les équipements électroniques de puissance, y compris les ASD, les alimentations à découpage, les équipements de traitement de données, l'éclairage à haute efficacité.

▪ Conséquence

Apparition de résonance, surcharge du neutre dans les systèmes triphasés, surchauffe de tous les câbles et équipements, perte d'efficacité dans les machines électriques, interférences électromagnétiques avec les systèmes de communication, erreurs de mesures lors de l'utilisation de compteurs de lecture moyens, déclenchement intempestif des protections thermiques.

I.2.7. Fluctuation de tension

▪ Description

Oscillation de la tension, amplitude modulée par un signal avec une fréquence de 0 à 30 Hz

▪ Causes

Fours à arc, démarrages / arrêts fréquents de moteurs électriques (par exemple ascenseurs), charges oscillantes.

▪ Conséquence

La plupart des conséquences sont communes à la sous-tension. La conséquence la plus perceptible est le scintillement de l'éclairage et des écrans, donnant l'impression d'une instabilité de la perception visuelle.

I.2.8. Bruit

▪ Description

Description: Superposition de signaux haute fréquence sur la forme d'onde de la fréquence du système d'alimentation.

- **Causes**

Interférences électromagnétiques provoquées par les ondes hertziennes telles que les micro-ondes, la diffusion télévisée et les rayonnements dus aux machines à souder, aux fours à arc et aux équipements électroniques. Une mise à la terre incorrecte peut également en être la cause.

- **Conséquence**

Perturbations sur les équipements électroniques sensibles, généralement non destructives. Peut entraîner une perte de données et des erreurs de traitement des données. Oscillation de la valeur de tension, amplitude modulée par un signal avec une fréquence de 0 à 30 Hz.

I.2.9. Déséquilibre des tensions

- **Description**

Une variation de tension dans un système triphasé dans lequel les trois amplitudes de tension ou les différences d'angle de phase entre elles ne sont pas égales.

- **Causes**

Grandes charges monophasées (fours à induction, charges de traction), répartition incorrecte de toutes les charges monophasées par les trois phases du système (cela peut également être en raison d'un défaut).

- **Conséquence**

Les systèmes déséquilibrés impliquent l'existence d'une séquence négative qui nuit aux trois charges de phase. Les charges les plus touchées sont les machines à induction triphasées.

I.3. Filtrage Actif de puissance

I.3.1. Etat de l'art

Le terme « Filtre Actif de Puissance » en anglais « Active Power Filter : APF » est unique en son genre et s'applique à un groupe de circuits électroniques de puissance incorporant des convertisseurs de puissance à base de commutation et des éléments de circuit de stockage d'énergie passifs, tels que des inductances et des condensateurs [4]. Les fonctions de ces derniers varient en fonction des applications, Ils sont utilisés principalement pour compenser les harmoniques dans les réseaux d'alimentation aux niveaux distribution BT et MT ; ou pour le contrôle de la puissance réactive et/ou la régulation de tension au niveau HT [5].

C'est en 1976, que Gyugyi and E. C. Strycula [6] ont présenté pour la première fois la proposition de la famille « Filtre actif » série et shunt, et ont établi le concept de compensation active à l'aide

d'un convertisseur de puissance à base de semi-conducteur, des semi-conducteurs à performances inexistantes à l'époque. Cela dit leurs travaux sont considérés comme les fondations des APF d'aujourd'hui. A l'époque, leurs dispositifs ne traitaient que le filtrage harmonique durant les régimes permanents, car, durant les transitoires causés par des charges fluctuantes, la génération de courant de référence exigé plus de calcul [7].

En 1984, H. AKAGI et al ont proposé dans [8] un concept qui va révolutionner le domaine du filtrage actif. Il était basé sur la théorie des puissances instantanées, et traite les tensions et courants dans un système 3-phasé en tenant compte de leurs distorsions et déphasages. A l'aide d'une représentation à base de vecteurs spatiaux instantanés sur un système à 3 variables, ces vecteurs sont ensuite transformés le long du système de coordonnées orthogonales alpha-bêta (transformé de Concordia), pour ensuite calculer la puissance active et réactive, après les composantes alternatives des deux puissances sont extraites à l'aide d'un filtre passif approprié, et c'est à partir de ces composantes que les courants de compensation sont reconstruit, cette méthode sera détaillée plus tard dans ce travail. Car elle est considérée comme le point tournant dans l'histoire des APF ; Plus tard, elle fut améliorée par F. Z. Peng and J. S. Lai [9] pour inclure les systèmes sinusoïdaux et non-sinusoïdaux, équilibrés et déséquilibrés [4].

Malgré tous les avantages que les APF avait à offrir; à l'époque, certaines contraintes se présentées encore, comme la difficulté de réaliser un convertisseur capable d'opérer à un tel niveau de puissance, avec une réponse aussi rapide mais à faibles pertes, tout ça à un coût raisonnable capable de séduire les industriels de l'époque et les convaincre d'abandonner l'utilisation des filtres passifs. C'est qu'avec les progrès remarquables dans la vitesse et la capacité des dispositifs de commutation à semi-conducteurs (ex : thyristors, GTO et IGBT), que les premiers APF ont pénétré le marché et montrer leurs capacités à être les solutions optimales dans l'amélioration de la qualité d'énergie électrique [10].

En effet, chaque année, de nouveaux modèles de commutateurs statiques à base de semi-conducteurs pénétraient le marché, toujours plus efficace, plus rapide, capable de gérer plus d'énergie avec moins de perte, mais surtout à coût plus réduit, et ils trouvaient application dans la conception des APF: en premier temps les thyristors, les transistors à jonction bipolaires (BJT) et les MOSFET de puissance, pour ensuite utiliser les thyristors à induction statique (SIT) et des thyristors à déclenchement de porte (GTO). Cela dit, l'introduction des transistors bipolaires à

porte isolée (IGBT) est reconnu comme le tournant et jusqu'à aujourd'hui ce dernier est considéré comme le semi-conducteur idéal pour ces applications [10].

Néanmoins, même avec l'émergence des APF, les filtres passifs n'ont pas disparu. Au contraire, ces derniers ont trouvé application en coexistence avec les APF. En effet, en 1984, Z.F.Peng et al [11] ont proposé pour la première fois l'idée de combiner un APF avec un filtre passif, afin de bénéficier des avantages des deux [1], cette architecture deviendra très populaire et ce type de filtre sera appelé : Filtre Hybride [4].

Hormis le côté hardware et architecture, l'évolution de la commande des convertisseurs a été influencée par les performances des APF. En effet, la quasi-totalité de ces techniques de commandes ont été appliquées dans les commandes des convertisseurs de filtre, pour citer des exemples : Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI ou PWM en anglais) [12], Commande à hystérésis [8], [13], Deadbeat [14], mode glissant [15] et autres, tel qu'il a été détaillé dans l'étude [16].

Un autre axe de recherche qui a influencé l'évolution des APF, reste le domaine de la mesure et de l'instrumentation. En effet, dut l'importance de la précision et rapidité de la mesure afin de générer les signaux de référence et effectuer un contrôle en boucle fermée plus robuste la mesure des signaux reste un facteur primordiale. De ce fait, l'évolution des capteurs, spécialement ceux à effet hall et leurs coûts raisonnables a permis de réduire le coût des APF [10].

Cependant, le facteur le plus influent dans l'évolution des APF reste l'évolution des calculateurs, car les pionniers du domaine du filtrage utilisés des contrôleurs à base de logique analogique, ce qui représente une énorme limitation en terme de complexité lors de l'implémentation des algorithmes. Cependant, l'introduction de la numérisation et des contrôleurs numériques était un grand tournant dans le domaine [17], en commençant par les Microcontrôleurs et ASIC. Les processeurs spécialisés dans le traitement de signal tel que (Digital Signal Processeur) et récemment les FPGA [18].

Pour finir, l'axe le plus actif et sans doute le plus influent d'après la littérature reste les méthodes d'extraction/identification harmonique, cet axe sera l'objectif principal de ce travail de recherche et sera détaillé à plusieurs reprises dans les prochains chapitres.

Aujourd'hui, la technologie du filtrage actif est considérée comme une technologie mature, avec énormément de sources à travers la littérature. Grâce à tous ces travaux, les APF sont passés de

simple compensateurs d'harmonique a des dispositifs d'amélioration de la qualité d'énergie électrique qui fournissent la compensation des harmoniques de courant et/ou de tension, de la puissance réactive et / ou du courant neutre dans les réseaux alternatifs, régulation de la tension, suppression du scintillement de tension et le rééquilibrage des phases dans les systèmes triphasés[4].

I.3.2. Définition

Le terme « filtre actif de puissance » en anglais « Active Power Filter : APF » est unique en son genre et s'applique à un groupe de circuits électroniques de puissance incorporant des convertisseurs de puissance à base de commutation et des éléments de circuit de stockage d'énergie passifs, tels que des inductances et des condensateurs [4]. Les fonctions de ces derniers varient en fonction des applications, Ils sont utilisés principalement pour compenser les harmoniques dans les réseaux d'alimentation aux niveaux distribution BT et MT ; ou pour le contrôle de la puissance réactive et/ou la régulation de tension au niveau HT[5].

Les filtres actifs d'aujourd'hui sont multitâches, capable d'effectuer plusieurs opérations d'amélioration, ceci est devenu possible grâce aux fonctionnalités embarquées à travers les années, cette évolution cause des nuances dans les définitions et schéma de principe des APF. Afin de mieux éclaircir les notions aux lecteurs, nous allons nous restreindre à la définition de base le long de ce chapitre.

Le Filtre Actif de Puissance ou comme ils sont souvent référencés à travers la littérature anglaise APF (pour Active Power Filter, ainsi que d'autre dénomination cité dans [19]) est un dispositif originellement conçu pour restituer la forme sinusoïdale du courant et/ou tension quand ils sont sujet a des déformations harmoniques causées par la présence de charge non-linéaire, ce principe est appelé « compensation active », il a été introduit pour la première fois en 1969 [20]. L'idée générale est d'utiliser un convertisseur AC/DC connecté au PCC du coté AC et a un système de stockage d'énergie du coté DC, ce convertisseur est contrôlé de façon à générer la même composante harmonique à éliminer en amplitude mais de phase inverse. Ce signal de compensation est fournir par un algorithme capable de séparer en temps réel la composante fondamentale de celle harmonique. Cette configuration est assez générique et elle change en termes de type de convertisseur et topologie selon le type d'APF.

I.3.3. Types

Les APF représentent un hub de recherche très actif, et énormément d'améliorations et d'architectures ont été proposées à travers les années, de ce fait, il est possible de les catégoriser selon plusieurs aspects [21]:

- Topologie de connexion au PCC (Série ou Shunt)
- Puissance nominale (faible, moyenne et haute puissance)
- Type de convertisseur utilisé (Onduleur de tension : VSI, Onduleur de courant : CSI)
- Caractéristique du système d'alimentation (deux fils monophasé, triphasé à 3 ou 4 fils)
- Les problèmes de PQ visés (Harmonique tension et/ou courant, puissance réactive, facteur de puissance, équilibre des phases...)

Le critère de catégorisation le plus populaire est celui de la topologie de connexion au réseau :

I.3.3.1. Filtre actif shunt

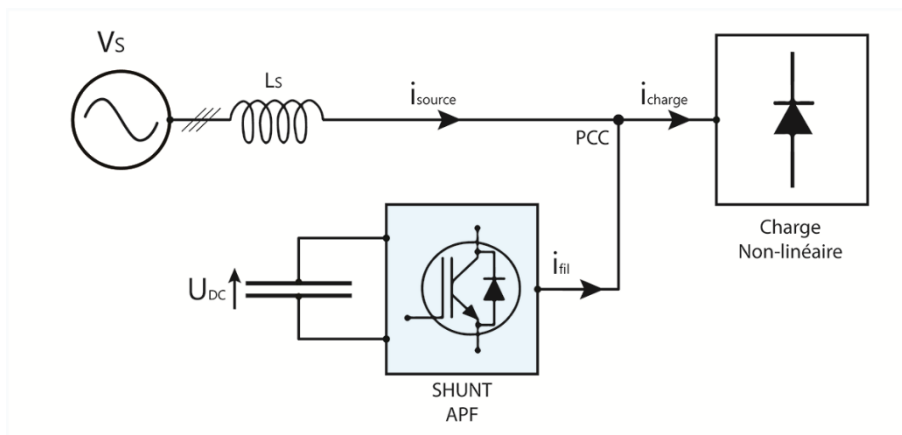


Fig. I.1 - Filtre actif de puissance type Shunt (SAPF)

En anglais (Shunt APF : SAPF), Ce filtre actif de puissance est destiné à la compensation d'harmoniques de courant en se connectant en parallèle (shunt) au PCC afin d'injecter un courant de compensation destiné à éliminer le courant harmonique. Il reste à ce jour le type de compensateur actif le plus utilisé en industrie [22]. Il utilise un onduleur de tension (VSI) à l'intérieur, sa topologie de connexion est affichée dans la figure par la Fig. I.1.

I.3.3.2. Filtre actif série

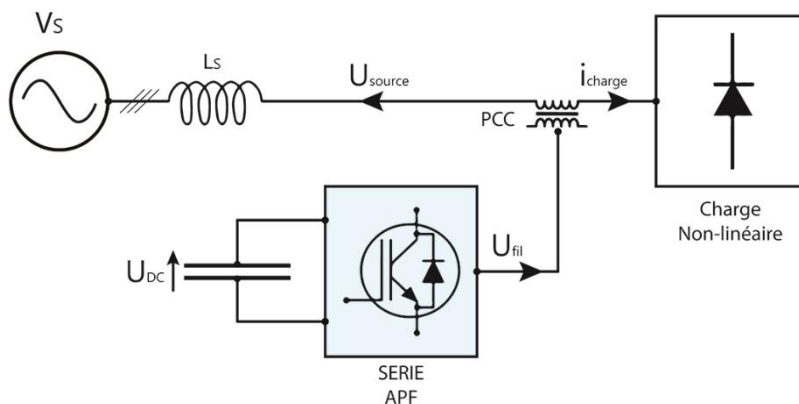


Fig. I.2 - Filtre actif de puissance type Serie (SrAPF)

Utilisé pour éliminer les harmoniques de tension, Ce type de filtre se connecte en série au PCC afin d'injecter une tension de compensation. Il se comporte comme une source de tension qui s'oppose aux tensions perturbatrices (harmoniques, creux, déséquilibre, etc...) venant de la source et également à celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Ainsi la tension aux bornes de la charge (sensible) à protéger est purement sinusoïdale. Sa topologie de connexion est donnée par la Fig. I.2.

I.3.3.3. UPQC

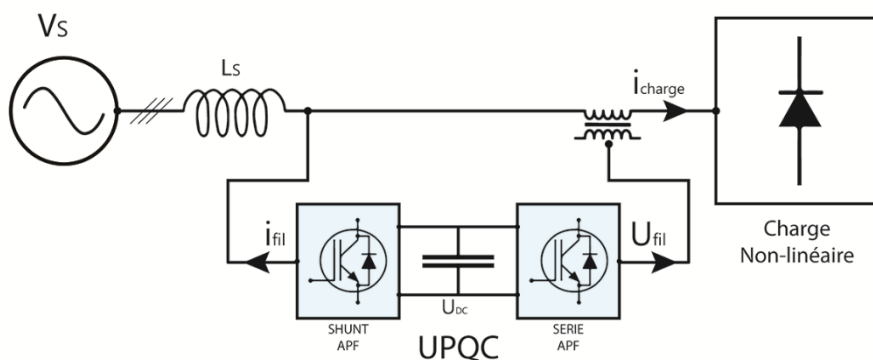


Fig. I.3 - UPQC

Aucun des deux dispositifs précédemment mentionnés n'arrive à compenser les harmoniques de tension et de courant instantanément. Cela dit, un "conditionneur de qualité de puissance unifié" (UPQC) vise à unifier deux filtres actifs shunt et série dos-à-dos avec une unité de stockage d'énergie partagée. Le but principal d'un UPQC est de compenser le déséquilibre de tension, la

puissance réactive, le courant de séquence négatif et les harmoniques. En d'autres termes, l'UPQC regroupe les avantages des deux types de filtre simultanément, mais avec un coût plus élevé. Il a été proposé pour la première fois par Akagi et Fujita [23], son architecture est affichée dans la Fig. I.3.

I.3.3.4. Filtre Hybride

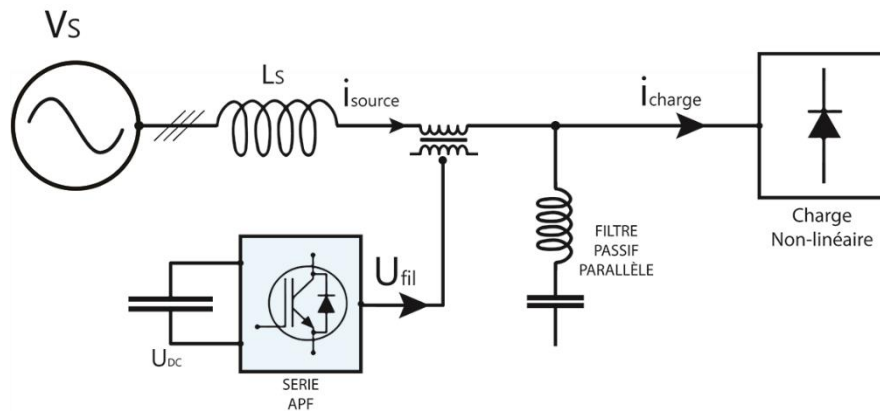


Fig. I.4 - APF série avec FP en parallèle

Comme précédemment mentionné, la combinaison de filtre actif et passif est possible, soit pour contourner certaines limitations des filtres passifs (résonance série ou parallèle avec la source et/ou la charge, détérioration des performances du filtre lors des variations de l'impédance du réseau), ou afin de compenser simultanément les harmoniques de tension et de courant sans faire appel à un UPQC.

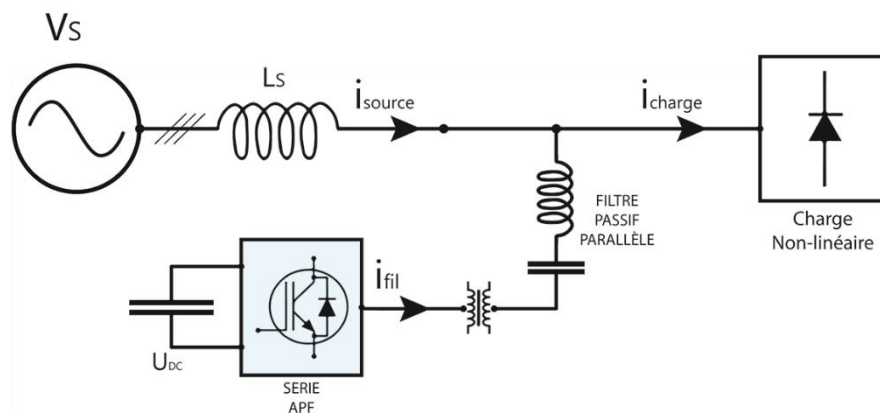


Fig. I.5 – APF série avec FP parallèle

Parmi ces configurations on note :

- Filtre actif série en parallèle avec un Filtre passif parallèle
- Filtre actif série en série avec un Filtre passif parallèle
- Filtre actif parallèle avec un Filtre passif en parallèle

Leurs schémas de principe sont affichés respectueusement dans les Fig. I.4, Fig. I.5 et Fig. I.6.

D'avantage de détails sur ces configurations peuvent être trouvés dans [10], [19].

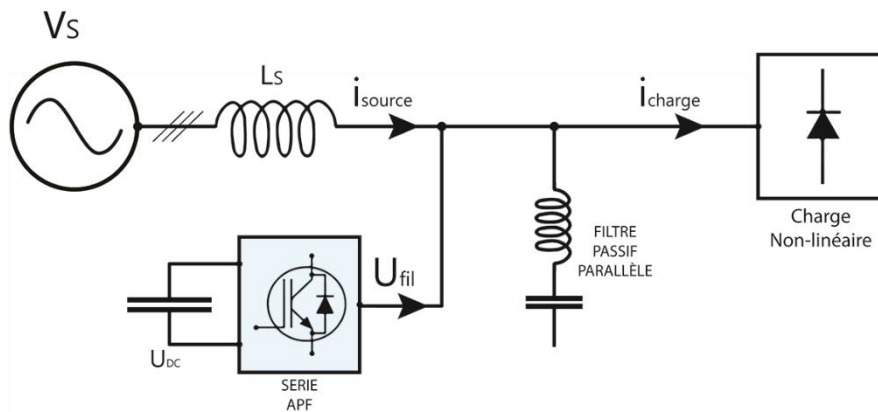


Fig. I.6 – APF Shunt avec PF en parallèle

Deux facteurs importants ont fait de l'APF Shunt le type le plus populaire :

- Les SAPF sont capable de résoudre plus de problème de PQ que les autres types et a un coût plus réduit, tel qu'il est montré dans le tableau I.1
- Le premier facteur de pollution de l'énergie reste la propagation des charges non linéaires à travers les réseaux électriques, Celles-ci causent plus de pollution harmonique de courant que de tension, donc les SAPF sont les plus utiles.

Cela est la motivation dernière le choix de ce type de filtre durant ce travail.

Tableau I.1 – Les différents types d'APF et leurs applications spécifiques

Problème de PQ		Filtre Actifs			
		Active Série	Active Shunt	Hybride	UPQC
A	Harmonique de courant		xx	xxx	x
B	Puissance Réactive		xxx	xx	x
C	Déséquilibre (charge)		x		
D	Courant Neutre		xx	x	
E	Harmonique de tension	xxx		xx	x
F	Régulation de tension	xxx	x	xx	x
G	Déséquilibre (Tension)	xxx		xx	x
H	Flicker	xx	xxx		x
I	Sag & Dips	xxx	x	xx	x
J	(A + B)		xxx	xx	x
K	(A + B + C)		xx		x
L	(A + B + C + D)		x		
M	(E + F)	xx			x
N	(E + F + H + I)	xx			x
O	(A + E)			xx	x
P	(A + B + E + F)			x	xx
Q	(F + G)	xx		x	
R	(B + C)		x		
S	(B + C + D)		x		
T	(A + B + G)		xx	x	
U	(A + C)		x		
V	(A + D + G)		x	xx	

I.4. Filtre Actif De Puissance Shunt

L'importance de l'amélioration de la PQ et l'efficacité du filtre actif de puissance parallèle (SAPF) à réaliser cette opération a fait de ce dispositif le centre d'attention des chercheurs depuis son introduction au début des années 1970 [6], en résultat, des milliers d'articles existent à travers la littérature. La majorité de ces travaux de recherche ont pour objectif d'améliorer un seul aspect du SAPF. En effet, son architecture distribuée en sous-block au niveau hardware & software (Capteurs et Instrumentation, Identification/extraction d'harmonique, Architecture du VSI et sa commande, Architecture de l'unité de stockage DC et sa régulation de la tension) présente énormément de possibilités d'amélioration, ce qui rend impossible d'englober tous les avancements qui concerne les SAPF dans un seul travail. De ce fait, le scope de travail de recherche se focaliser uniquement sur l'aspect le plus influent sur les performances de compensation : La méthode d'identification harmonique. Les autres constituants du SAPF (Hardware & Software) seront sélectionnés par critère de popularité dans le domaine commercial et brièvement détaillé à travers ce chapitre.

I.4.1. Architecture Générale

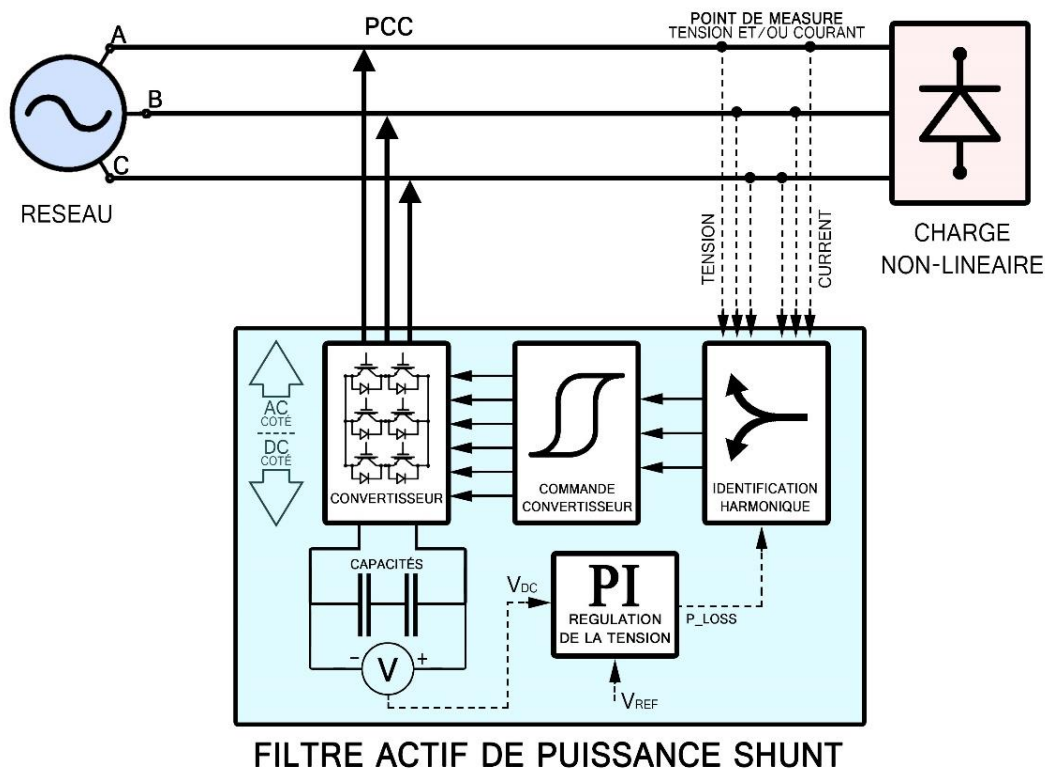


Fig. I.7 - Structure générale d'un filtre actif de puissance de type Shunt

Comme tout autre APF, le SAPF est constitué principalement d'un convertisseur DC/AC connecté du côté AC au réseau à travers une inductance d'interface et du côté DC à un bloc de stockage d'énergie (souvent une capacité), le convertisseur est contrôlé de façon à injecter dans le réseau un courant de compensation égale au courant harmonique présent au PCC, l'architecture générale d'un SAPF est montré dans Fig. I.7.

Comme il est indiqué dans la Fig. I.7, la partie puissance contient un convertisseur DC/AC commandable et une capacité, tandis que la partie commande se constitue de 3 procédures qui s'exécutent en parallèle. La première étant l'estimation (aussi appelé identification ou extraction) de la composante harmonique à partir du courant et la générer sous forme de signaux de référence. La deuxième procédure consiste à contrôler le convertisseur afin de générer les courants de compensation suivant les signaux de références provenant de la première procédure, et cela en convertissant ces derniers en signaux de commutation destinés au commutateurs du VSI. Pour finir, la dernière procédure consiste à maintenir la tension aux bornes de la capacité égale à une valeur de référence afin que le SAPF récupère la puissance perdue durant les opérations de commutations.

Occasionnellement, Un transformateur est utilisé dans la topologie VSI à pont en H pour la compensation de charge [24] afin d'assurer l'isolation entre les sorties de l'onduleur et pour la protection contre les courts-circuits du condensateur. De plus, un autre condensateur est parfois utilisé comme filtre passif pour minimiser l'effet d'entraînement dû aux signaux de commutation, la valeur de ce condensateur dépend de l'ordre des harmoniques à éliminer [25].

I.4.2. Principe de fonction

Fig. I.8 (a) montre un système d'alimentation triphasé simple à 3 fils qui alimente une charge non-linéaire, ce système est connecté à un SAPF pour but de compenser les harmoniques et l'énergie réactive causé par la charge, et ainsi, réduire la valeur du THD de chaque courant de phase et éliminer le déphasage entre le courant et la tension, ceci est obtenu lorsque $\theta_{pcc} = \theta_{pccv} = 0$ tel qu'il est montré dans la Fig. I.8 (b).

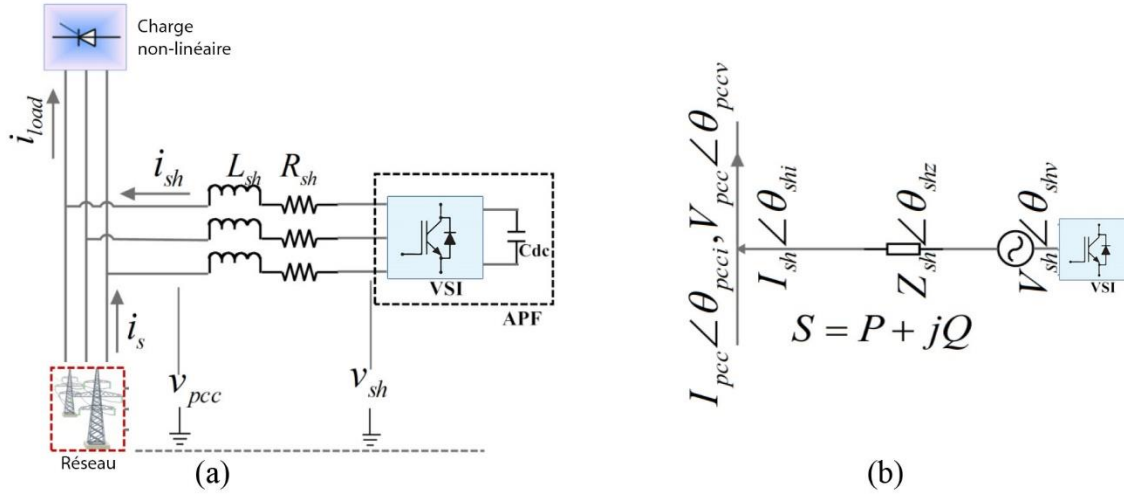


Fig. 1.8 – System triphasé doté d'un SAPF (a):Architecture / (b):transfert de puissance PCC/SAPF

Le courant de compensation injecté par le SAPF peut être écrit comme suite :

$$\overline{I_{sh}} = \frac{V_{sh} \angle \theta_{shv} - V_{pcc}}{Z_{sh} \angle \theta_{shz}} \quad (I.1)$$

Et la tension de la forme suivante :

$$\overline{V_{sh}} = V_{pcc} + Z_{sh} I_{sh} \angle (\theta_{shz} + \theta_{shi}) \quad (I.2)$$

La puissance injectée est donc égale à:

$$\begin{aligned} S_{sh} &= V_{pcc} \overline{I_{sh}^*} = \frac{V_{pcc} (V_{sh} \angle -\theta_{shv} - V_{pcc})}{Z_{sh} \angle -\theta_{shz}} = \frac{V_{pcc} V_{sh}}{Z_{sh}} \angle (\theta_{shz} - \theta_{shv}) - \frac{V_{pcc}^2}{Z_{sh}} (\angle \theta_{shz}) \\ &= \left\{ \left(\frac{V_{pcc} V_{sh}}{Z_{sh}} \cos(\theta_{shz} - \theta_{shv}) \right) - \frac{V_{pcc}^2}{Z_{sh}} \cos(\theta_{shz}) \right\} + j \left\{ \left(\frac{V_{pcc} V_{sh}}{Z_{sh}} \sin(\theta_{shz} - \theta_{shv}) \right) - \frac{V_{pcc}^2}{Z_{sh}} \sin(\theta_{shz}) \right\} \\ &= \left\{ \left(\frac{V_{pcc} V_{sh}}{Z_{sh}} \cos \theta_{shz} - \frac{V_{pcc}^2}{Z_{sh}} \right) \cos(\theta_{shz}) + \frac{V_{pcc} V_{sh}}{Z_{sh}} \sin(\theta_{shv}) \sin(\theta_{shz}) \right\} \\ &\quad + j \left\{ \left(\frac{V_{pcc} V_{sh}}{Z_{sh}} \cos(\theta_{shv}) - \frac{V_{pcc}^2}{Z_{sh}} \right) \sin(\theta_{shz}) - \frac{V_{pcc} V_{sh}}{Z_{sh}} \sin(\theta_{shv}) \cos(\theta_{shz}) \right\} \\ S_{sh} &= \{A \cos \theta_{shz} + B \sin \theta_{shz}\} + j \{A \sin \theta_{shz} - B \cos \theta_{shz}\} \quad (I.3) \end{aligned}$$

$$\text{Ou : } \frac{V_{pcc} V_{sh}}{Z_{sh}} \cos(\theta_{shv}) - \frac{V_{pcc}^2}{Z_{sh}} = A \text{ et } \frac{V_{pcc} V_{sh}}{Z_{sh}} \sin \theta_{shv} = B$$

Par la suite, cette puissance transférée peut être divisée en composantes fondamentale et harmonique, Les composants peuvent être donnés comme suite :

$$S_{sh} = P_{sh} + jQ_{sh} = (S_{shF} + S_{shH}) + j(Q_{shF} + Q_{shH}) = \sqrt{P_{shF}^2 + Q_{shF}^2 + H_{shF}^2} \quad (I.4)$$

$$\text{Ou : } H_{sh} = \sqrt{P_{shH}^2 + Q_{shH}^2}$$

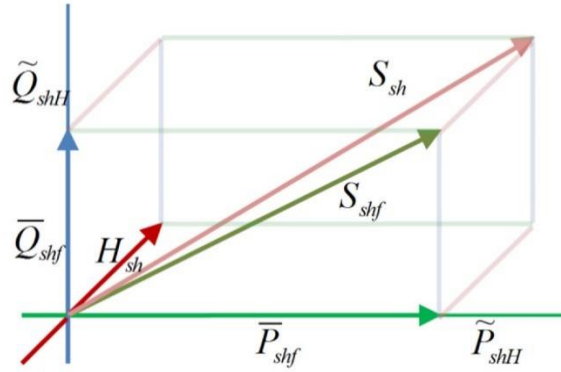


Fig. I.9 – Diagramme des puissances

Cela peut être reflété dans le diagramme de puissance [26], comme le montre la Fig. I.9. Donc, à partir des équations I.3 et I.4, en mettant les valeurs de A et B, on peut écrire ainsi :

$$\begin{cases} P_{shF} = \left(\frac{V_{pcc} V_{sh}}{Z_{sh}} \cos(\theta_{shv}) - \frac{V_{pcc}^2}{Z_{sh}} \right) \cos(\theta_{shz}) \\ Q_{shF} = \left(\frac{V_{pcc} V_{sh}}{Z_{sh}} \cos(\theta_{shv}) - \frac{V_{pcc}^2}{Z_{sh}} \right) \sin(\theta_{shz}) \\ H_{sh} = \frac{V_{pcc} V_{sh}}{Z_{sh}} \sin(\theta_{shv}) \end{cases} \quad (I.5)$$

Vu que $\angle \theta_{shv}$ est négligeable ($\sin(\theta_{shv}) = \theta_{shv}$ et $\cos(\theta_{shv}) = 1$), alors $\angle \theta_{shi}$ dépend approximativement de $\angle \theta_{shz}$. En effet, le courant de compensation dépend du type d'impédance, si Z_{sh} est inductive, alors $\angle \theta_{shz} = 90^\circ$, de cela :

$$\begin{cases} P_{shF} = 0 \\ Q_{shF} = \left(\frac{V_{pcc} V_{sh}}{Z_{sh}} - \frac{V_{pcc}^2}{Z_{sh}} \right) = V_{pcc} I_{sh} \\ H_{sh} = \frac{V_{pcc} V_{sh}}{Z_{sh}} \theta_{shv} = V_{pcc} I_{sh} \end{cases} \quad (I.6)$$

Cela indique que le transfert de puissance fondamentale active (P_{shF}) du SAPF au PCC est nul. La puissance réactive et harmonique de compensation peut être contrôlée en faisant varier l'amplitude de V_{sh} et θ_{shv} (Le déphasage entre la tension du VSI et le PCC). À partir de l'équation I.6, on constate également que le SAPF ne peut compenser la puissance réactive que lorsque $V_{sh} > V_{pcc}$. La capacité de compensation maximale du filtre peut également être trouvée en résolvant l'équation $\frac{\partial Q_{shF}}{\partial V_{pcc}} = 0$. Par conséquent, la capacité maximale de compensation de puissance réactive de le SAPF triphasé sera :

$$Q_{shF(Max)} = 3 \frac{V_{pcc(Max)}^2}{Z_{sh}} \quad (I.7)$$

Et cela se produit lorsque $V_{sh} = 2V_{pcc} \cdot 5$

De même, la capacité de compensation harmonique maximale d'un SAPF triphasé peut être obtenue de la façon suivante :

$$H_{sh(Max)} = 3 \frac{V_{pcc(Max)} V_{sh(Max)}}{Z_{sh}} \text{ avec : } \sin(\theta_{shv}) = 1. \quad (I.8)$$

Par conséquent, (I.7 ou I.9) peuvent être utilisés pour calculer la capacité de compensation réactive ou harmonique maximale d'un SAPF à triphasé.

La valeur dite « VSI-Rating » pour la compensation de puissance réactive et harmonique du SAPF peut s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} VSI_{rat(q)} = S_{vsi-q} = \sqrt{Q_{shF}^2 + P_{loss}^2} \\ VSI_{rat(h)} = S_{vsi-h} = \sqrt{H_{sh}^2 + P_{loss}^2} \end{cases} \quad (I.9)$$

Où P_{loss} est la perte en puissance active totale du SAPF pendant le procédé de compensation (ceci inclut les pertes de conduction et l'inductance d'interface), le transformateur (s'il existe), et les pertes de commutation des éléments semi-conducteurs au niveau du VSI. Ces dernières dépendent principalement de la source de tension continue des commutateurs, du flux de courant et du transfert d'énergie pendant la condition de marche-arrêt ainsi que la fréquence de commutation de ces interrupteurs. Si l'impédance globale du SAPF est considérée comme : $(j\omega L_{sh} + R_{sh})$ alors $P_{loss} = 3I_{sh}^2 R_{sh}$, où I_{sh} est la valeur efficace du courant compensateur, R_{sh} représente les pertes

de conduction et de commutation par phase du VSI et du transformateur d'isolement (Si il existe), En simplifiant le circuit afin de mieux décrire le mécanisme d'échange de puissance dans le procédé de compensation entre le SAPF et le PCC. Un diagramme de fonctionnement de la phase A est représenté sur la Fig. I.10, où S_w représente l'interrupteur des dispositifs de commutation.

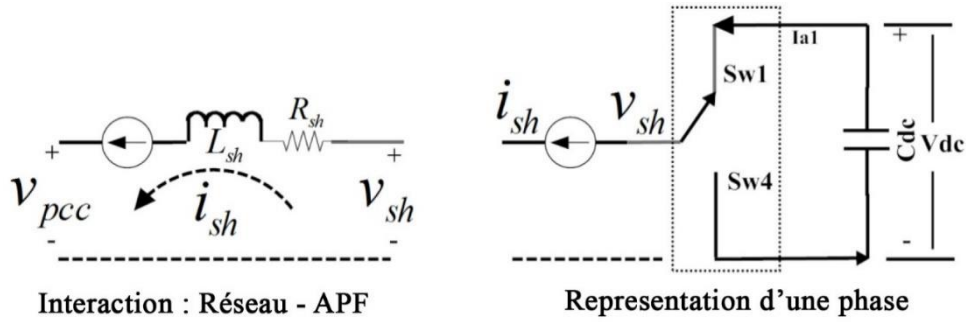


Fig. I.10 – L'échange de puissance entre le réseau et filtre

Quand $V_{sh} > V_{pcc}$ le commutateur $S1$ conduit et un courant principal passe de l'APF au PCC. Dans ce cas, le SAPF fonctionne en mode capacitif et la puissance réactive Q est générée par le SAPF. De même, il en résulte un courant de retard dans l'interrupteur conducteur $S4$. Dans ce cas, le SAPF fonctionne en mode inductif et par conséquent la puissance réactive est absorbée. Les deux conditions peuvent être représentées comme un mode de fonctionnement de l'onduleur et du redresseur respectivement, si le VSI du SAPF traite l'échange de la puissance active [27]. Quand $V_{sh} = V_{pcc}$, la puissance réactive devient nulle. Les diagrammes vectoriels de la Fig. I.11 clarifient également le principe de fonctionnement de base et l'échange de puissance entre le SAPF de PCC, Selon la loi de tension de Kirchhoff, les équations de base pour le mode capacitif peuvent être dérivées comme suite :

$$\begin{cases} V_{sh} - V_{pcc} - L_{sh} \frac{\partial i_{sh}}{\partial t} - R_{sh} i_{sh} = 0 & \text{For capacitive} \\ V_{sh} - V_{pcc} - L_{sh} \frac{\partial i_{sh}}{\partial t} - R_{sh} i_{sh} = 0 & \text{For inductive} \end{cases} \quad (I.10)$$

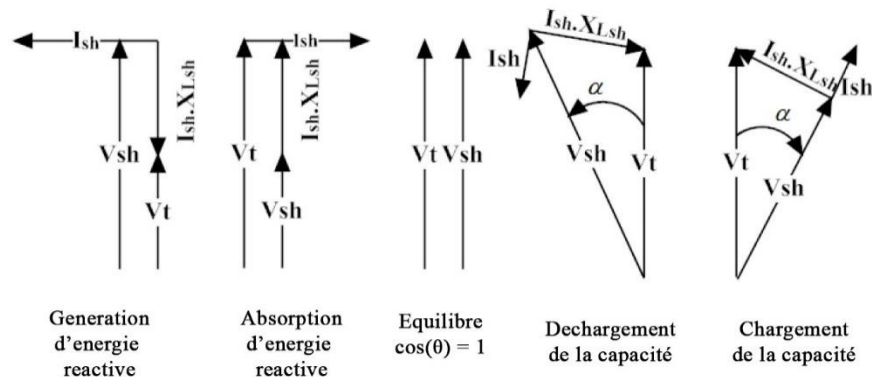


Fig. I.11 – Diagramme vectorielle détaillant les différents mode d'opération de l'APF

I.4.3. Paramétrage

Durant cette section nous allons considérer le paramétrage du SAPF pour la compensation des harmoniques uniquement, Une procédure similaire peut être appliquée pour inclure la compensation de l'énergie réactive.

Comme la valeur de $VSI_{rating-h}$ du SAPF est calculée à partir de H_{sh} et P_{loss} , et que ces deux derniers dépendent à leur tour de V_{sh} , I_{sh} , L_{sh} et f_{sw} pour compenser les harmoniques spécifiques ; ainsi, les valeurs maximales de ces paramètres doivent être prise en considération afin d'évaluer les valeurs maximales de P_{loss} ainsi que $VSI_{rating-h}$.

L'étude de la dynamique de commutation a montré, que la fréquence de commutation dépendant énormément des paramètres V_{pcc} , V_{sh} et I_{sh} ; L_{sh} et h . Par conséquent, La procédure de sélection de ces paramètres est primordiale pour que le SAPF soit en mesure d'effectuer ses tâches. Les étapes suivantes décrivent la procédure et les critères de sélection des paramètres de conception :

I.4.3.1. La dynamique de commutation

La dynamique de commutation dépend de la stratégie utilisée pour contrôler le VSI du SAPF, nous avons précédemment mentionné plusieurs technique, tel que : Hystérésis [28], SMC (Mode glissant) [15], Deadbeat Control [29], MPC (Commande prédictive) [30], Space-Vector PWM [31], Delta Modulation Control (DMC) [12], Contrôle répétitive [32], OCC (One-cycle Control) [33] et d'autre méthode a base d'intelligence artificielle [34]. Un aperçu plus global sur ces différentes techniques de commande et leurs applications dans les APF est détaillé dans la littérature[16]. Cela dit, le contrôle à hystérésis reste le type le plus répondu dans les applications

commerciales, car il est le plus rapide avec une grande stabilité et robustesse comparé au hardware requis pour son implémentation [28], de ce fait, il a été choisis pour ce travail.

Le contrôleur de courant à hystérésis sera responsable de la génération du courant de compensation (i_{sh}) en suivant le courant de référence souhaité. La Fig. I.12 représente la dynamique de commutation pour une phase du SAPF. Elle montre également comment le courant de compensation (i_{sh}) suit le courant de référence (i_{shRef}) dans la limite de la bande d'hystérésis (h). Pour le système monophasé à pont en H, la dynamique de commutation détaillée a été étudiée dans[35]. Une approche similaire peut être implémentée ici pour un système monophasé / triphasé et peut être généralisée par rapport à V_{sh} .

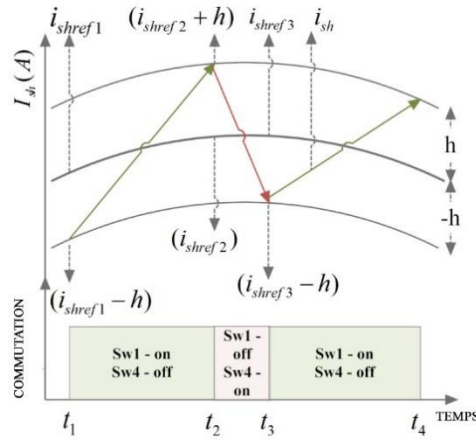


Fig. I.12 – Dynamique de commutation d'un régulateur à hystérésis

Le temps d'activation et de désactivation des interrupteurs $SW1$ ou $SW4$ peut être calculé comme suite [35];

$$\begin{cases} SW1_{ON} = \frac{(2h + h_{ON})L_{sh}}{V_{sh} - V_{pcc} - i_{sh}R_{sh}} \\ SW1_{OFF} = \frac{(2h - h_{OFF})L_{sh}}{V_{sh} - V_{pcc} - i_{sh}R_{sh}} \end{cases} \quad (I.11)$$

Ou, $h_{ON} = i_{shRef2} - i_{shRef2}$ et $h_{OFF} = i_{shRef3} - i_{shRef2}$.

Ces valeurs (h_{ON} , h_{OFF}) sont négligeables pour une variation douce du courant de référence [35], et se produisent lorsque la fréquence de commutation est élevée ou proche de son maximum. Durant les fréquences de commutation basses / minimales, la variation du courant de référence peut être élevée et il peut être nécessaire de prendre en compte le calcul de la fréquence de

commutation minimale. L'équation générale pour la fréquence de commutation peut être écrite de la façon suivante :

$$f_{sw} = \frac{1}{S1_{ON} + S1_{OFF}} = \frac{1}{\left[\frac{(2h + h_{ON})L_{sh}}{V_{sh} - V_{pcc} - i_{sh}R_{sh}} \right] + \left[\frac{(2h + h_{ON})L_{sh}}{V_{sh} - V_{pcc} - i_{sh}R_{sh}} \right]} \quad (I.12)$$

I.4.3.2. Fréquence de commutation

On considérant que h_{ON} et h_{OFF} sont négligeables pour des signaux de référence a variation minimale et pour les très hautes fréquences, la fréquence de commutation f_{sw} décrite dans l'équation I.12 peut être simplifiée comme suite :

$$f_{sw} = \frac{V_{sh}^2 - (V_{pcc} + i_{sh}R_{sh})^2}{4hL_{sh} \cdot V_{sh}} = \frac{V_{sh}}{4hL_{sh}} \left[1 - \left\{ \frac{V_{pccMax}}{V_{sh}} \left(\sin \omega t + \frac{i_{sh}R_{sh}}{V_{pccMax}} \right) \right\}^2 \right] \quad (I.13)$$

Ou, $V_{pcc} = V_{pccMax} \sin \omega t$, La solution de cette équation pour la dérivation des fréquences de commutation maximale (f_{swMax}), minimale (f_{swMin}) et nulle (f_{swZero}) est détaillée dans [35]. Et peut être trouvée grâce aux équations suivantes :

$$f_{swMax} = \frac{V_{sh}}{4hL_{sh}} \quad (I.14)$$

$$f_{swZero} = f_{swMax} \left[1 - \left(\frac{i_{sh}R_{sh}}{V_{sh}} \right)^2 \right] \quad (I.15)$$

$$f_{swMin1} = f_{swMax} \left[1 - \left\{ \frac{V_{pccMax}}{V_{sh}} \left(1 + \frac{i_{sh}R_{sh}}{V_{pccMax}} \right) \right\}^2 \right] \quad (I.16)$$

$$f_{swMin2} = f_{swMax} \left[1 - \left\{ \frac{V_{pccMax}}{V_{sh}} \left(1 - \frac{i_{sh}R_{sh}}{V_{pccMax}} \right) \right\}^2 \right] \quad (I.17)$$

Durant un cycle complet, la fréquence de commutation f_{sw} et le courant de compensation (i_{sh}) varient. Le courant de compensation maximal peut être trouvé où $(V_{sh} - V_{pcc})$ est maximal et ceci peut être expliqué à partir de l'équation I.1 et la Fig. I.10. C'est-à-dire, Quand V_{pcc} est proche de 0 (zéro), i_{sh} devrait être maximum. Par conséquent, il est clair que la fréquence de commutation maximale f_{swMax} devrait être atteinte près de la zone de passage de zéro. De plus, à ce stade, h_{ON} et h_{OFF} sont tous deux négligeables comparés à $2h$. L'équation I.14 deviendrait ;

$$f_{swMax} = \frac{V_{sh}(0)}{4hL_{sh}} \quad (I.18)$$

Où $V_{sh}(0)$ représente la valeur de V_{sh} à ou à proximité de zéro. Similairement, i_{sh} doit être minimum où $(V_{sh} - V_{pcc})$ est minimum. Ici, la fréquence de commutation sera également minimale. Dans ce cas de figure, les valeurs h_{ON} et h_{OFF} devraient être comparables à $2h$ et auront un effet sur le calcul de la fréquence de commutation minimale : f_{swMin} , par conséquent, les équations I.16 et I.17 peuvent ne pas donner le résultat exact et donc l'équation générale I.13 devrait être utilisée pour calculer les autres fréquences de commutation. Le calcul des fréquences de commutation pour d'autre type d'onduleur peuvent être trouvé dans [36].

Il est important de noter, que malgré tous les avantages fournis par la commande hystérésis, cette dernière génère un signal à fréquence de commutation variable qui peut causer des harmoniques de commutation difficile à filtrer, avec un risque de résonance, ainsi que le surchauffage des semi-conducteurs de l'onduleur qui peut causer la détérioration, et la création de fluctuation dans les niveaux de puissances.

I.4.3.3. Inductance d'interface

Les méthodes dérivées de [37], [38] pour calculer la valeur de L_{sh} sont principalement adapté à des convertisseurs PWM à fréquence fixe (en supposant que l'atténuation du courant d'ondulation ou le courant de compensation de crête et la tension harmonique maximale sont également connus). La valeur de V_{DC} peut également être calculée à partir de I.6 où la valeur de H_{sh} , V_{sh} et I_{sh} doit être prédéterminée.

$$L_{sh} = 3 \frac{V_{pcc}}{\omega H_{sh}} V_{sh} \quad (I.19)$$

Dans le cas d'un contrôleur de courant à hystérésis, la valeur de L_{sh} peut être calculée à partir de I.18, une fois les valeurs de f_{swMax} et de la bande d'hystérésis h sont définies. La valeur de L_{sh} doit également avoir une valeur minimale acceptable pour les dispositifs de compensation. Donc, La valeur minimale devrait être égale à :

$$L_{shMin} = \frac{V_{sh}(0)}{4hf_{swMax}} V_{sh} \quad (I.20)$$

Une fois que les valeurs de V_{sh} et f_{swMax} sont fixes, la limite de L_{shMax} pour un SAPF spécifié peut être déterminée en abaissant la valeur de h dans sa plage acceptable.

I.4.3.4. La bande d'hystérésis

De I.14, il est clair que la sélection de la bande d'hystérésis est très importante afin de déterminer la fréquence de commutation et qu'il devrait y avoir une plage dans la quel se range la valeur h pour maintenir les THD_{is} à moins de 5% tel que l'exigent les recommandations IEEE [39]. Cela peut être trouvé à l'aide de l'équation suivante :

$$h = k \cdot I_{shMax} \quad (I.21)$$

Ou $k = 0.05 \sim 0.15$.

I.4.3.5. Reference de la tension continue

Le condensateur de liaison DC (C_{DC}) sert à :

- Maintenir les ondulations du V_{DC} minimale durant le régime permanent.
- servir d'élément de stockage d'énergie pour fournir la puissance réactive de la charge.
- fournir la puissance réelle différentielle entre la charge et la source pendant la période transitoire.

Par conséquent, la taille de la capacité C_{DC} doit être sélectionnée, et le contrôleur doit être conçu de telle sorte a ce que le SAPF puisse compenser la différence de puissance réelle pendant une courte période transitoire (en quel ms), après quoi le contrôleur doit être capable d'ajuster le courant de référence. Ainsi, le V_{DC} peut être maintenu à une valeur de référence.

Selon la topologie, différentes méthodes ou approches ont été présentées pour développer la relation entre V_{pcc} , V_{sh} et V_{DC} . Pour un système triphasé à 3 bras, compte tenu du facteur de modulation, $m_a = 1$, la valeur minimale de V_{DC} doit être au moins égale à $2V_{pccMax}$ [37], ou $2\sqrt{2}V_{sh}$ [40], ou supérieure à $\sqrt{3}V_{shMax}$ [41]. Donc la valeur minimale de V_{DC} peut-être dérivée comme suite :

$$V_{DC} > \sqrt{3}V_{pccMax} \quad (I.22)$$

I.4.3.6. Capacité de l'élément de stockage

En tant qu'élément de stockage d'énergie, le condensateur de liaison DC doit être capable de remplir toutes les fonctions décrites dans le paragraphe précédent. En général, la capacité de traitement de l'énergie détermine la taille du condensateur. L'équation de base peut être écrite comme :

$$C_{DC} = \frac{2 \cdot S \cdot n \cdot T}{V_{DCMax}^2 - V_{DCMin}^2} = \frac{2 \cdot S \cdot n \cdot T}{\{(1 - z)V_{DC}\}^2 - \{(1 + z)V_{DC}\}^2} = \frac{S \cdot n \cdot T}{z \cdot V_{DC}^2} \quad (I.23)$$

Où S est la puissance requise pour être :

- Compensée pendant la condition en régime permanent [42].
- Fournie à la charge pendant la condition transitoire [43].
- Absorbée en raison du changement de charge pendant la condition transitoire [35].
- Compensés en mode DVR pendant les conditions de creux / creux de tension [8].

T Représente la période de temps requise pour un cycle complet, n est le nombre de cycles pour le transfert d'énergie et z est le pourcentage de V_{DC} pour remplacer V_{DCMax} et V_{DCMin} , respectivement V_{DC} maximum et minimum autorisé pour effectuer la tâche spécifique. Pour un système quelconque, Il est préférable de considérer la valeur la plus élevée de C_{DC} pour pouvoir gérer toutes les conditions ci-dessus. Cela aide également à obtenir une meilleure réponse transitoire et à réduire l'ondulation à l'état d'équilibre.

I.4.3.7. Identification des harmoniques

Les travaux y contribuant aux méthodes d'identification des harmoniques dans les dispositifs de filtrage restent l'axe le plus actif dans cette thématique, car la méthode d'identification des harmoniques est l'opération la plus critique et influente sur les performances du filtre [44].

Les méthodes d'extraction d'harmonique sont des méthodes de traitement de signal qui prennent application dans l'un des deux domaines : temporelle ou fréquentielle. Les approches utilisées lors de l'analyse sont soit conventionnelles ou à base d'intelligence artificielle. A travers les années et avec l'intégration des DG qui ne cesse de croître, ces méthodes sont le sujet de adaptations afin de mieux fonctionner dans la présence de smart-grid et DER [45].

Ce travail se focalise sur les méthodes d'identification harmonique et contrôle et leur évolution à travers les différentes générations de SAPF, en commençant par les méthodes traditionnelles, en

passant par les améliorations faite à l'aide de l'intelligence artificielle et pour finir les méthodes adaptées au système DG. L'objectif de ce travail, est de proposer des améliorations à ces méthodes plus performantes, Cependant il est nécessaire de procéder à des études comparatives des améliorations afin de juger leur efficacité, Du coup, la nature comparative de ce travail, exigeant que l'ensemble des expériences doivent être effectués dans le même environnement expérimental, afin que la comparaison de résultats soit cohérente. De ce fait, un banc d'essai expérimental unique sera utilisé à travers ce travail.

I.5. Banc d'essai Expérimental

I.5.1. Le Prototypage Rapide

Historiquement, les étapes de conception, d'implantation et de validation matérielles et logicielles se déroulaient séquentiellement. Aujourd'hui, la spécification du système, la conception matérielle, le développement logiciel et la synthèse des interfaces, sont réalisés simultanément grâce aux procédures de prototypage rapide des systèmes de contrôle (appelé en anglais Rapid Control Prototyping : RCP) cette méthodes vise à réduire le temps de développement des systèmes de contrôle complexes [46]. Le RCP est largement utilisé dans de nombreux domaines industriels, il a aussi révolutionné le domaine de recherche en réduisant le coût de conception grâce à la possibilité de réutilisation de ressources matérielles [47].

Le RCP est une technique appartenant au Hardware-In-Loop (HIL), elle permet de concevoir, tester et itérer rapidement les stratégies de contrôle. Les algorithmes sont souvent conçus dans un environnement de simulation tel que Matlab/SIMULINK, LabView, pour ensuite, être compilés, déployé dans un simulateur en temps réel (Real-Time Digital Simulator : RTDS), connecté à un système dans le monde réel (réseau électrique, charge, véhicule) ou le flux de donnée d'entrées (ex : signaux de mesure provenant des capteurs) sont introduites vers le RTDS et les signaux de sortie (ex : signaux de commande) sont générés, et tout ceci en temps réel. La figure I.13 montre l'architecture d'un banc expérimental RPC de type HIL. Le RPC peut être implémenté à l'aide de plateforme tel que Speedgoat GmbH, dSPACE, National Instruments, OPAL-RT, Pi Innovo, New Eagle's Raptor et autre [47].

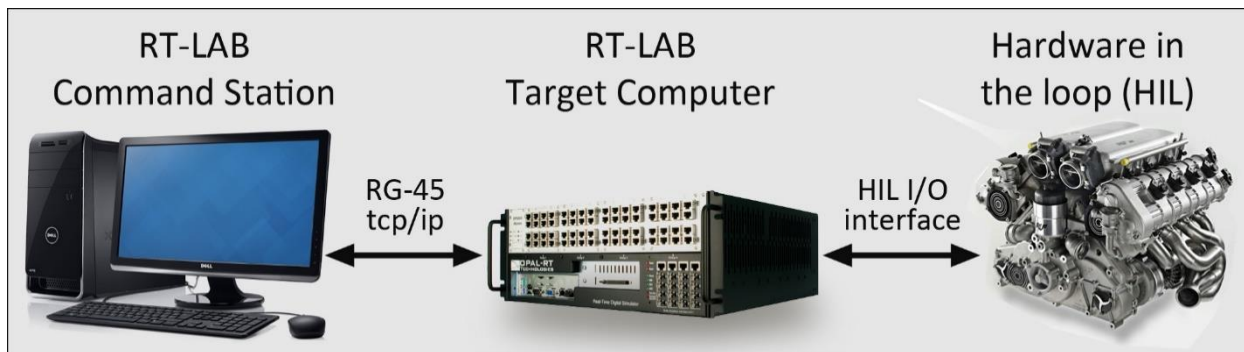


Fig. I.13 – Simulation en HIL

Le choix de la plateforme a utilisé est primordial, il dépend de plusieurs facteurs (taille et complexité du modèle, contraintes du système, nombre et plage des ports d'E/S, rapidité ... etc.), Cela dit, le choix le plus important reste le type de contrôleur embarqué dans le RTDS. Les principaux types de contrôleur disponible dans le marché de nos jours sont : MCU, CPU, DSP, ASIC et enfin FPGA.

Les Microcontrôleurs (Micro-Contrôleur Unit : MCU) sont des circuits intégrés qui contiennent tous les composants d'un mini-calculateur (processeur, mémoires (morte et vive), unités périphériques et interfaces d'entrées-sorties). Ils sont idéals pour des applications de système relativement simple et peut exigeants, leur avantage majeur reste leur coût réduit [48]. Les ASIC sont des circuits hautement personnalisable et peuvent attendre des performances très élevées avec un coût très réduit, Cependant, ils sont destinés à un usage public et commercial, et le fait qu'ils sont statiques et non-reconfigurables les rend difficilement exploitable dans les travaux de recherche, développement et prototypage. D'autre part, les CPU sont des calculateurs relativement puissant, mais assez encombrés de ressources car ils sont plus destinés à un usage générique (PC de bureau) et orientés IHM (interface humain-machine), donc ils sont plus utilisé comme IHM d'RTDS. Les GPU quand eux sont une famille spéciale des CPU, conçu avec une architecture distribuée (multithreading et multicore) appelé CUDA, ces derniers sont adaptés au calcul intensif d'opération de virgule flottante, les GPU excèdent dans des applications tel que le Graphic Rendering, cryptographie et Apprentissage des réseaux neurones, car ces application se base sur un calcul répétitive d'opération très simple mais à une cadence très élevée. Enfin, Les DSP ont la même architecture et avantages que les GPU mais avec des blocs de conditionnement de signal largement supérieur en terme de plage et temps d'échantillonnage, ils excèdent largement dans les applications de traitement de signal avec des algorithmes lourds, ce qui a fait d'eux pendant des

décennies les meilleurs candidats pour les travaux de recherche, conception de système de commandes et de control, jusqu'à l'apparition des FPGA [49].

Les FPGA sont fondamentalement différentes de toute architecture déjà existante au paravent, tandis que toutes les architectures de calculateur précédemment décrites opèrent sur le principe de programmation séquentielle, c.-à-d. Les instructions du programme à exécuter par le calculateur sont converties en code machine et exécutées dans un ordre séquentiel (une instruction après l'autre) par des blocs embarqués dans le calculateur ou chaque bloc prend en charge un type d'opération spécifique (ex : block d'addition, soustraction, multiplication, racine...), l'inconvénient de cette architecture réside dans le fait que lorsque un block est en train d'exécuter une opération le reste des blocs sont mobilisés mais non exploités, ce qui réduit le taux d'exploitation du calculateur, augmente sa consommation énergétique, et n'offre aucune possibilité de parallélisme d'exécution (exécuter plusieurs instructions à la fois), à moins que une architecture distribuée à base de multicore ou le multithreading est envisageable, chose qui complique l'architecture et augmente le coût.

Les FPGA, quant à eux, contiennent un nombre important de composants logiques hautement condensés et facilement reconfigurable, donc leur programmation est purement hardware. Le principe de programmation d'une FPGA consiste à convertir le programme (Matlab, C++, Python...) en circuit logique équivalent grâce à un langage appelé VHDL, pour ensuite déclencher une procédure de configuration des composants logiques pour former le circuit électronique équivalent au programme, cette technique de programmation est révolutionnaire, car elle réduit le nombre de composants actifs au minimal utilisé, donc économise énormément sur la consommation de puissance du calculateur et augmente le taux d'efficacité énergétique, le deuxième aspect et le plus important, est dans la possibilité de repartitionner une FPGA en plusieurs sections, où chaque section implémente une partie d'un programme, permettant ainsi d'avoir une programmation parallèle au niveau hardware et donc une isolation physique entre les processus qui s'exécutent, ce qui facilite la gestion des ressources ainsi que la synchronisation hardware et l'exécution en temps réel.

La structure interne d'une FPGA contient des éléments très performants pour les traitements bas niveau, ils sont principalement :

- Les CLBs (Configurable logic block) sont les blocs logique configurable, ils sont le cœur de l'FPGA, ce sont en effet les blocs logiques constituer de multiplexeurs, porte logique et LUTs (look up table),
- Les SM (Switch Matrix) Matrice de commutation, sont les interconnecteurs de cellule qui permanent la combinaison de plusieurs CLB afin de former un circuit complexe.
- Les IOBs (Input Output Blocks) Block Entrées/Sortie, permettent à la FPGA d'interagir avec l'environnement extérieur.

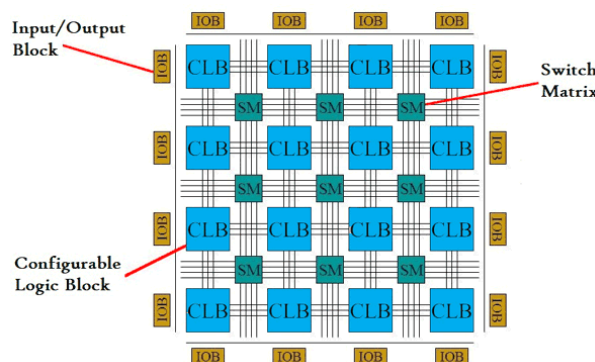


Fig. I.14 – Architecture interne d'une FPGA

A travers les années, les fabricants d'FPGA continue à rajouter des ressources tel que les blocs mémoires, les multiplieurs, les blocs processeurs, des IHM...etc. L'architecture d'une FPGA conventionnelle ainsi que son application dans les systèmes de commande est détaillé dans [50], et elle est montrée dans la Fig. I.14.

Comme il a été précédemment détaillé, la nature parallèle d'un APF, ou plusieurs procédures s'exécutent en parallèle, avec les entrées de l'un étant les sorties de l'autre. Un RTDS à base d'FPGA reste la meilleure alternative, car il garantit des performances d'exécution élevées, un découplage au niveau hardware de l'exécution des sous-blocs, ce qui assure un parallélisme d'exécution, tel qu'il est le cas des APF en générale, ceci était la motivation principale du choix de l'architecture utilisé dans les travaux expérimentaux.

I.5.2. OPAL-RT Hardware

Opal-RT [51] est une compagnie canadienne qui se spécialise dans la conception d'équipement de recherche pour les laboratoires et les entreprises. elle se spécialise dans la conception d'RTDS à base de FPGA avec une particularité qui a fait d'eux un leader de ce domaine, en effet, les FPGA se programment avec un langage appelé VHDL, et un élément clé des produits d'Opal-RT reste

l'intégration de leurs RTDS avec l'outil RT-LAB, ce dernier est un environnement qui permet non seulement de gérer les RTDS, mais il contient un interpréteur capable de convertir des modèles entiers conçus avec Matlab/SIMULINK en code VHDL avec un minimum d'intervention, ce qui permet de profiter de tous les avantages qu'offre Matlab grâce à ses ToolBoxes et les implémenter dans une plateforme FPGA sans même avoir à écrire une ligne de VHDL [51].

Un autre avantage majeur, reste l'architecture de programmation recommandée par Opal-RT, en effet, il recommande que les modèles SIMULINK doivent être divisés en deux sous-modèles, le premier appelé « Computational Station » qui doit contenir la couche logique du programme (le traitement de signal et les opérations de calcul), tandis que l'autre bloc appelé « Console Station » doit contenir les blocs d'affichage tel que les scopes, les displays et les fichiers Log. Cette séparation permet la distribution des ressources de l'RTDS et du PC entre les deux sous-modèles selon la priorité et la tolérance de retard dans l'exécution (le sous-modèle « Computational Station » qui contient la logique et qui nécessite l'aspect « temps réel » durant son exécution va migrer et s'exécuter dans le RTDS, tandis que le sous-modèle « Console Station » qui contient des blocs d'affiche et qui est relativement plus tolérant envers le retard reste sur le PC afin de libérer un maximum de ressources dans le RTDS. Toute la logique derrière cette programmation (compilation et migration des sous-modèles, protocole de transfert de données, synchronisation) sont gérés par l'environnement RT-LAB.

I.5.3. Simulateur OP5600

Le laboratoire ICEPS dispose d'un simulateur Opal-RT de type OP5600 [52], Ce dernier se compose d'une section supérieure qui contient des modules de conditionnement de signaux d'E/S analogiques (16 canaux par carte) et numériques (32 canaux par carte) et d'une section inférieure qui contient un ordinateur doté d'un processeur Intel Xeon E5 avec 32 cœurs de 3,2 GHz, et d'une carte FPGA de type Xilinx Spartan-3 qui exécute la plate-forme logicielle de simulation en temps réel RT-LAB. L'OP5600 peut être utilisé comme système de bureau ou monté en rack dans le cadre d'un réseau de simulateurs OPAL-RT communiquant via des liaisons PCI-e haute vitesse. Il est également livré avec 6 emplacements d'extension PCI pour ajouter des E/S et des dispositifs de communication d'autres modules d'E/S tiers (CAN, LIN, FlexRay, ARINC, MIL-STD-1553, RS-232, GPIB, Profibus, mémoire réfléchissante et plus), offrant ainsi plus de flexibilité.

L'OP5600 contient deux modes d'exécutions [53]:

- Software synchronisation : ou l'ensemble du modèle est simulé virtuellement en temps réel sur le simulateur.
- Hardware synchronisation : ce mode permet au modèle de s'exécuter en temps réel tout en interagissant avec l'extérieur grâce aux cartes d'interface I/O, ce mode convient aux méthodes RCP et HIL.

I.5.4. Banc d'essai expérimental

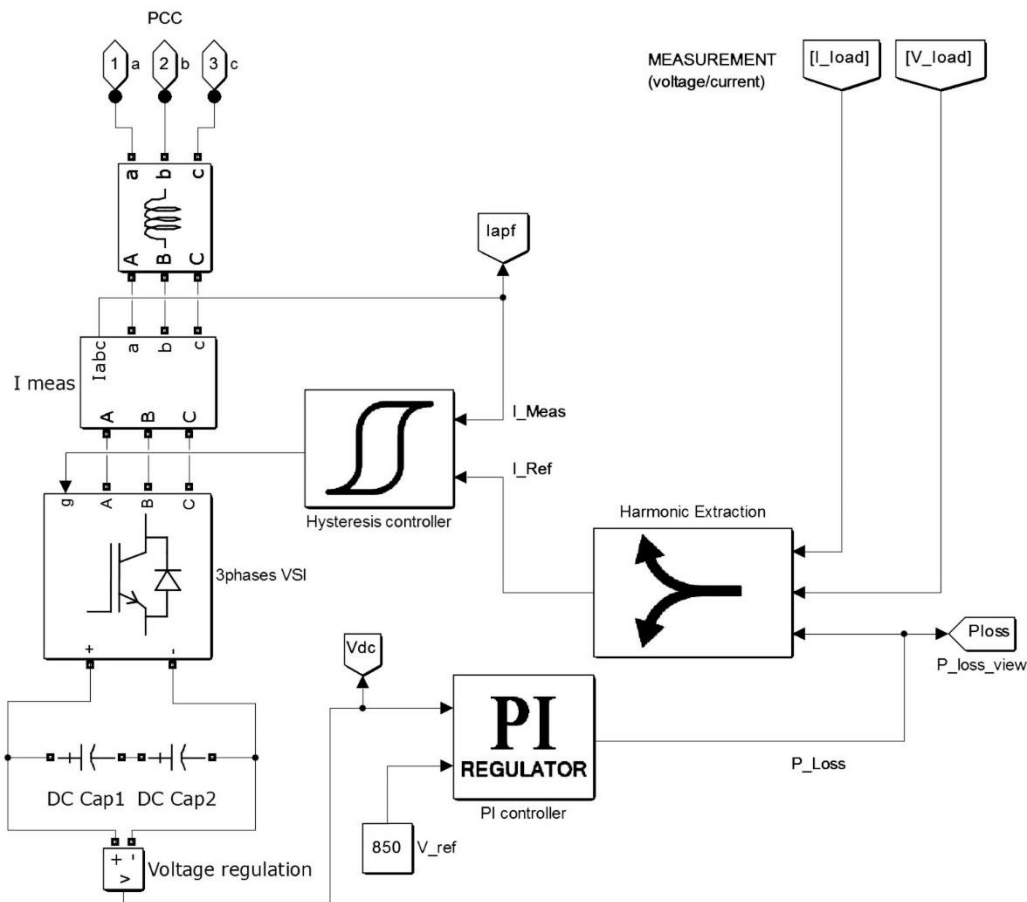


Fig. I.15 - Modèle Simulink exécuté en mode HIL sur l'OP5600

Afin de tester les différentes méthodes d'identification d'harmonique planifier le long de ce travail, et procéder aux différentes études comparatives, un banc d'essai expérimental a été réalisé en utilisant le simulateur en temps réel OP5600 de Opal-RT en mode de synchronisation hardware [53], ou un ensemble de composants ont été connectés au simulateur.

La Fig. I.15 montre le schéma bloc du banc expérimental exécuté en mode synchronisation hardware. On remarque une source de tension triphasée qui alimente une charge non linéaire

constituée d'un redresseur triphasé non commandable à base de diodes connecté à un moteur DC. Les lignes de source passent à travers une carte de mesure qui contient 3 capteurs de courant et 3 de tension, les sorties de cette carte sont connectées comme entrées de l'OP5600 et servant de flux de donnée au modèle du SAPF exécuté dans le RTDS.

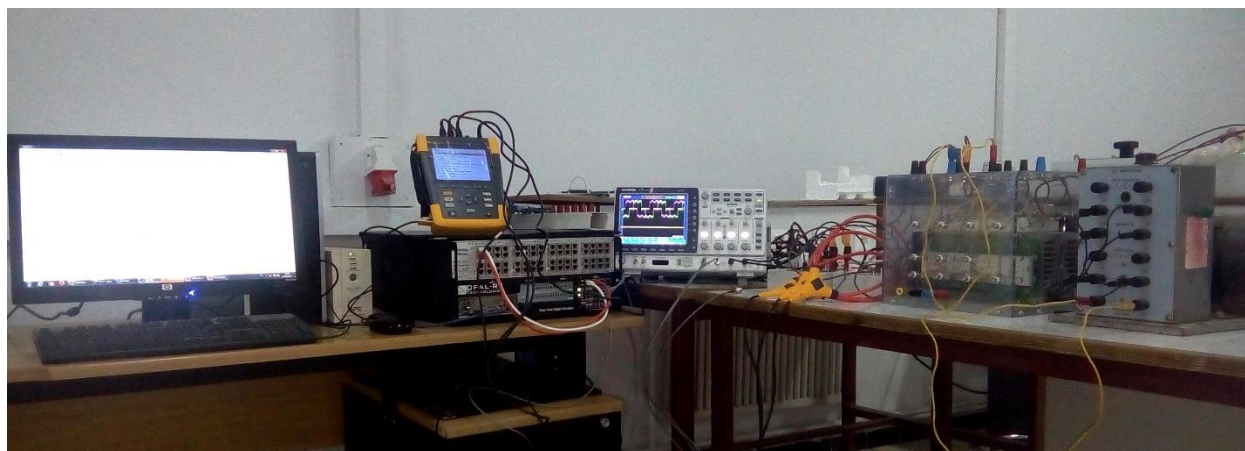


Fig. I.16 – Image du banc expérimental conçu au laboratoire ICEPS

Le modèle exécuté est un SAPF assez générique, il se base sur un VSI triphasé à deux niveaux à base d'IGBT, commandé par des contrôleurs à hystérésis, et connecté à deux capacités de stockage, ou leur tension continue est maintenue à une valeur de référence grâce à un contrôleur PI, le modèle est conçu de façon à faciliter le changement de méthode d'identification et contrôle avec un minimum de modification. Une photo du banc est affichée dans la Fig. I.16, le modèle traite les données provenant du système physique précédemment décrit grâce au block OP5142 EX1 Analog Input/Output [53] qui agissent comme une interface d'entrée. On sortit il génère des images des signaux résultant de l'opération de compensation ainsi que des performances du SAPF, ces derniers sont capturés à l'aide de Scope et analysés à l'aide d'un Power Quality Analyzer de type Fluke F350 [54].

I.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté l'étude des filtres actifs de puissance et leurs rôles dans l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique, nous avons détaillé leurs différents types, ainsi que leurs combinaisons avec les filtres passifs afin de former des filtres hybrides.

En deuxième lieu, nous avons présenté l'étude d'un APF générique de type shunt, où les différentes parties de ce derniers ont été détaillées ainsi que leurs modélisations, pour ensuite, rentrer dans la

conception d'un banc d'essai expérimental conçu à l'aide du simulateur en temps réel OP5600 d'Opal-RT et des composants hardware, ce banc d'essai servira de plateforme de teste des différentes études à venir dans ce travail.

II. Chapitre 2

APF de 1^{ère} Génération : L'approche Conventionnelle

II.1. Introduction

La méthode d'identification harmonique est considérée comme le cœur de l'APF, c'est un algorithme qui s'exécute en temps réel et qui a pour objectif d'extraire les courants ne contribuant pas à la puissance absorbée et donc responsables des pertes supplémentaires par effet Joule, d'une part, et des courants harmoniques également causés par les charges non linéaires, d'autre part. Pour améliorer la qualité de l'énergie transmise, ces courants parasites doivent être compensés : Cela consiste, en un point du réseau (souvent en amont d'une installation), à injecter des courants en opposition de phase, cette opération est appelée « Compensation active ». Comme les courants harmoniques varient en permanence en fonction de la puissance absorbée par l'installation, l'identification des composantes perturbatrices doit se faire continuellement et en temps réel.

Les filtres appelés par les auteurs : « de 1^{ère} génération » sont ceux apparus au début des années 1970, ils sont caractérisés par une architecture assez générique, avec des fonctionnalités de compensation basiques, leurs structures de contrôle sont simples et ne contiennent aucune méthode de commande avancée. Dans ce chapitre, On s'intéresse à cette catégorie d'APF, et précisément à la méthode d'identification la plus populaire : la théorie des puissances instantanées (IPT : Instantaneous Power Theory). Pour ensuite, détailler une autre méthode de contrôle assez particulière, qui ne nécessite ni méthode d'identification, ni boucle interne de régulation, à savoir le contrôle direct des puissances. Ces méthodes sont caractérisées par leur simplicité et rapidité, mais souffrent néanmoins de quelques limitations.

II.2. Généralités sur les méthodes d'identification

II.2.1. Etat de l'art

Les premiers travaux d'estimation de puissance dans des conditions non sinusoïdales ont été introduits par Budeanu en 1927 dans le domaine fréquentiel, et par Fryze en 1932 dans le domaine temporel [55], mais à l'époque la propagation de charge non linéaire dans le réseau était très limitée. Après l'introduction de l'électronique de puissance dans les années 1960, ce problème est devenu

de plus en plus important. De 1968 à 1972, le principe de base de la compensation de puissance réactive a été développé par H.Sasaki et T.Machida [56]. Eventuellement et pour la première fois en 1976. Harashima, Inaba et Tsuboi ont présenté, l'expression de « la puissance réactive instantanée » pour un circuit monophasé [57].

Au cours de cette même année, Gyugyi et Strycula ont utilisé le terme « filtre actif de puissance » pour la première fois [6]. Plus tard, et précisément en 1981, Takahashi, Fujiwara et Nabae ont publiés deux documents donnant une indication de la théorie de puissance instantanée « IPT ». En 1984 [58], H. Akagi, Y. Kanazawa, et A. Nabae, ont introduit le concept de la théorie de la puissance instantanée active et réactive qui considérait un système triphasé arbitraire de tensions et de courants en tenant compte de leurs composantes harmoniques. Ce qui est considéré comme la première méthode d'identification et de génération de référence dans les filtres actifs.

A travers les années, d'autres méthodes ont été proposées [59], à la fois dans le domaine temporel et fréquentiel. En effet, les APF qui datent d'avant les années 1990 utilisaient majoritairement un système de contrôle qui se base sur la transformée de Fourier rapide (FFT). Cette méthode a été vite abandonnée à cause de la puissance de calcul qu'elle nécessite et ainsi les méthodes qui prennent action dans le domaine temporelle ont pris la relève.

II.2.2. Types

Les méthodes d'identification harmonique sont classées selon leur domaine d'analyse en deux :

II.2.2.1. Domaine fréquentiel

Les méthodes d'identification harmonique du domaine fréquentiel reposent sur l'utilisation de la transformée de Fourier ou d'une de ces dérivations, afin de décomposer le signal déformé en sa composante fondamentale et l'ensemble des harmoniques présentes dans le signal. Elles ont l'avantage d'être plus riches en informations (fréquence, amplitude et phase de chaque harmonique) et donc permettent la compensation des harmoniques les plus dominantes, mais ceci exigent plus de puissance de calcul comparé à la deuxième famille. On prend comme exemple : La transformée de Fourier Rapide (FFT) [60], et discrète (DFT) [61] ou les filtres de Kalman [62].

II.2.2.2. Domaine temporel

Cette deuxième famille repose sur le calcul des puissances instantanées active et réactive, ou une de ces dérivations. Certaines de ces méthodes se basent sur le calcul des puissances harmoniques de la charge. D'autres peuvent être utilisées pour compenser à la fois les courants harmoniques et

la puissance réactive, en se basant sur la soustraction de la partie fondamentale active du courant total.

La puissance de calcul élevée des méthodes du domaine fréquentiel favorise l'utilisation des méthodes du domaine temporel dans les applications commerciales. Deux méthodes en particulier sont les plus populaires, la première appelée : La méthode des puissances active et réactive instantanées (IPT) [58].

La deuxième méthode est assez particulière, car elle est considérée comme l'unique méthode de contrôle d'APF qui ne nécessite pas de méthode d'identification harmonique, elle fut inspirée de la commande directe du couple (DTC) des machines asynchrones, et appliqué en analogie aux puissances instantanées active et réactive, d'où son nom : Contrôle direct des puissances (Direct Power Control : DPC) [63].

Ces deux méthodes continuent à être les plus utilisées dans le domaine commercial [22], vu leur simplicité et coût de réalisation relativement bas. Elles nécessitent une puissance de calcul minimale ainsi qu'un nombre de composants très limité. La figure II.1 montre un arbre de classification des différentes familles de méthodes d'extraction harmonique.

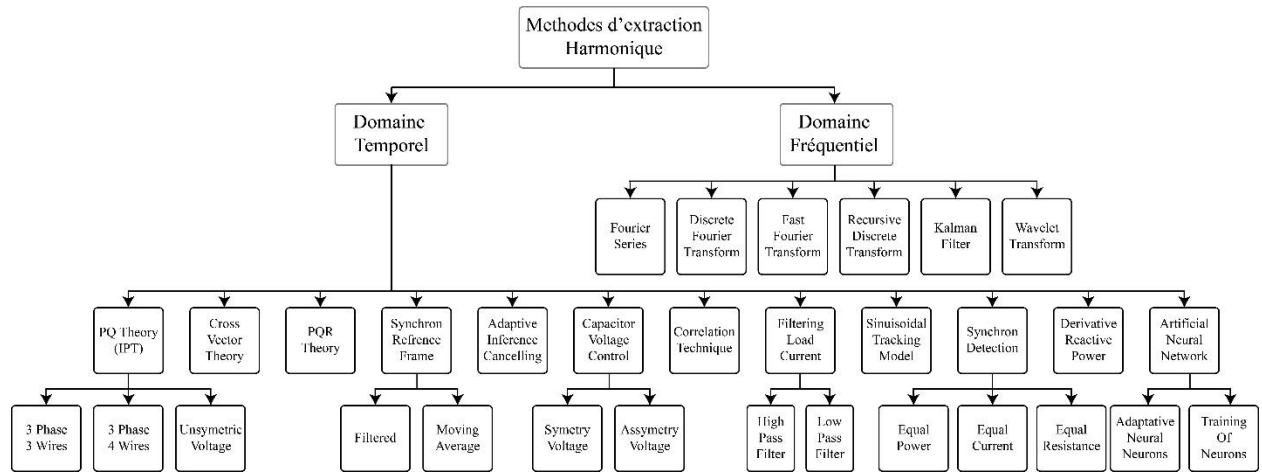


Figure II.1 : Classification des méthodes d'identification harmoniques [62]

II.3. Théorie des puissances instantanées

II.3.1. Historique

En 1976, Harashima, Inaba et Tsuboi ont présenté dans [64], ce qui est considéré comme la première utilisation du terme : “Puissance instantanée” au cours de la conception de leur premier circuit de compensation de puissance réactive. C’est d’ailleurs dans la même année que Gyugyi et

Strycula ont proposé le terme “Filtre actif de puissance”. Quelques années plus tard [6] (en 1981) Takashi, Fujiwara et Nabae ont publié deux papiers qui furent l'inspiration de la théorie des puissances instantanées. L'explication du phénomène physique été manquante. Ce n'est que plus tard et au cours d'une conférence locale au Japon, que le papier original de l'IPT [58] fut présenté pour la première fois (en langue japonaise).

II.3.2. Algorithme

L'IPT est défini pour les systèmes triphasés avec ou sans neutre. Elle commence par mesurer les courants et les tensions des 3 phases, ensuite, projeter ces valeurs dans le domaine (α, β) à l'aide d'une transformée de Clark, comme le montre les équations II.1, II.2 et II.2, afin de réduire la complexité de l'algorithme :

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \quad (II.1)$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = C \times \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \quad (II.2)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C \times \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (II.3)$$

Les puissances active et réactive instantanées sont calculées à l'aide des équations II.4 et II.5 :

$$p = (v_\alpha \times i_\alpha) + (v_\beta \times i_\beta) \quad (II.4)$$

$$q = (v_\alpha \times i_\beta) - (v_\beta \times i_\alpha) \quad (II.5)$$

La théorie suggère que la présence d'harmonique dans le courant impliquera la présence de deux composantes DC et AC dans chacune des puissances instantanées active et réactive :

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases}$$

Avec, \bar{p} : la puissance active fondamentale, \tilde{p} : la puissance active harmonique, \bar{q} : la puissance réactive fondamentale et enfin \tilde{q} la puissance réactive harmonique. Donc, la reconstitution d'un signal de compensation des courants harmoniques est montrée dans l'équation II.6 :

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p - \bar{p} \\ q \end{bmatrix} \quad (II.6)$$

Evidemment, (\bar{q}, \bar{q}) représente la puissance réactive totale obtenue par l'équation II.5, Tandis que, \bar{p} peut-être extraite en utilisant un filtre passe-bas (Butterworth), configuré à la fréquence du réseau (Fig. II.2).

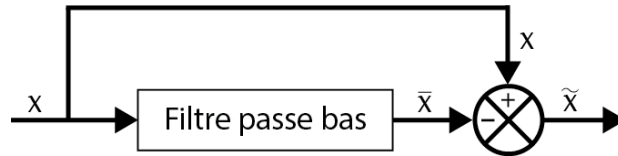


Fig. II.2 : Filtre Passe Bas (Butterworth)

L'ordre de ce filtre passe-bas définit la dynamique et l'efficacité de la méthode d'identification. Dans cette étude, le filtre utilisé sera de deuxième ordre en vue de simplifier l'approche d'implémentation. Son expression générale est donnée par :

$$\frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0s + \omega_0^2} \quad (II.7)$$

Enfin, les signaux de compensations seront retransformés vers le système triphasé à l'aide d'une transformation de Clark inverse, tel qu'il est montré dans l'équation II.8 :

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = [C]^T \begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} \quad (II.8)$$

Les différentes étapes de l'algorithme sont montrées dans la figure II.3

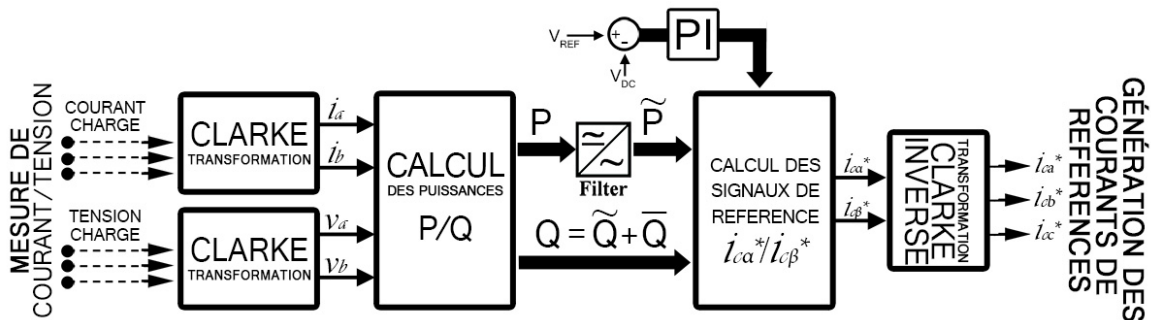


Figure II.3 : Algorithme de la théorie des puissances instantanées

II.3.3. Expérimental

Afin d'analyser le comportement dynamique et les performances et tester la robustesse d'un FAP qui utilise la IPT comme méthode d'identification harmonique, le modèle de simulation a été implémenté dans l'environnement Matlab/SIMULINK tel qu'il est montré dans la figure II.4, puis déployé dans le banc d'essai expérimental détaillé dans le chapitre I.

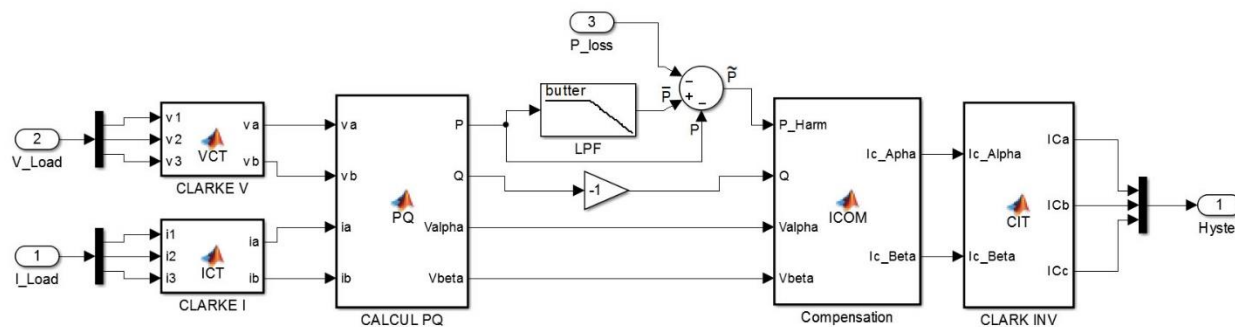


Figure II.4 : Implémentation SIMULINK de la méthode IPT dans un SAPF

Tout d'abord la simulation est lancée sans aucune intervention du SAPF afin de voir l'effet de la charge non linéaire sur la forme d'onde et confirmer la présence d'harmonique. Ensuite, le SAPF est mis en marche et les performances de compensation sont observées.

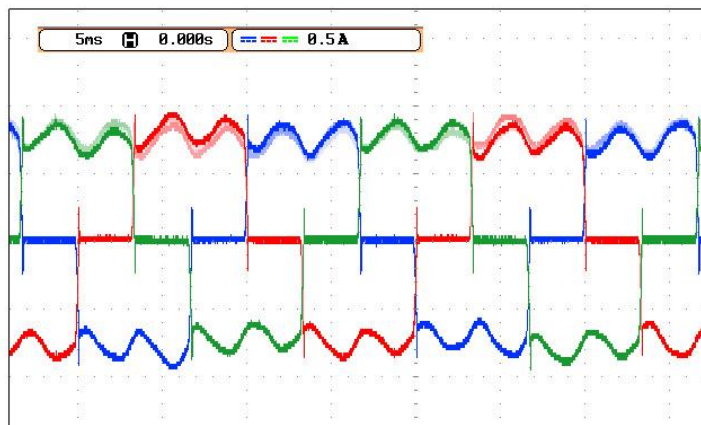


Figure II.5 : Courant de la charge non linéaire (3 phases)

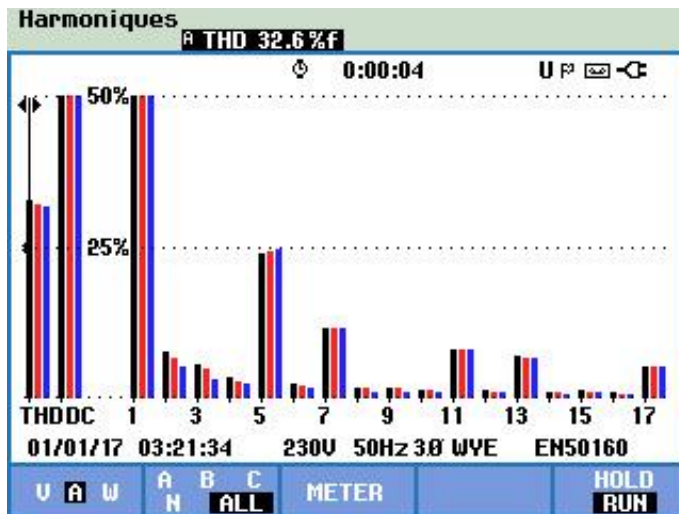


Figure II.6 : Spectre harmonique du courant de charge (3 phases)

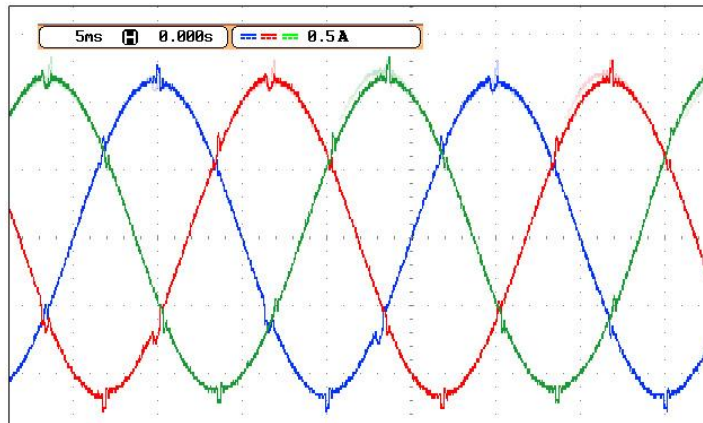


Figure II.7 : Courant de source après compensation avec la méthode IPT

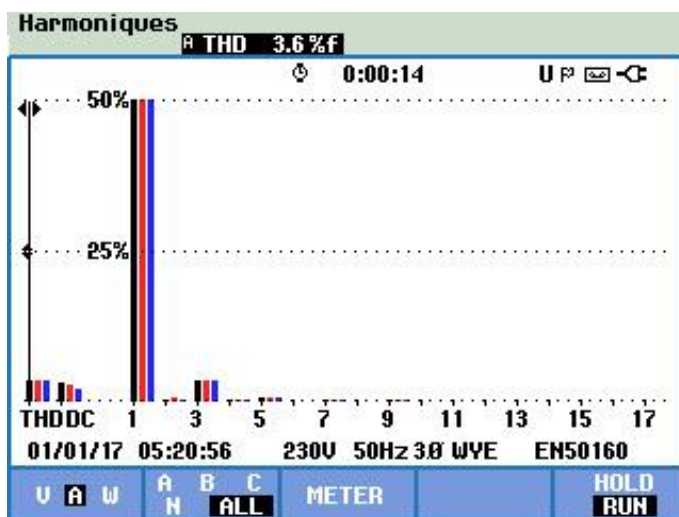


Figure II.8 : Spectre harmonique du courant de source après compensation avec la méthode IPT

La figure II.5 montre la forme d'onde du courant de la charge non linéaire sans l'intervention du SAPF, suivi de la figure II.6 qui montre son spectre harmonique indiquant un THD de 32.6%. La figure II.7 quant à elle montre la forme d'onde du courant de source après l'intervention du SAPF et début de la compensation. La figure II.8 montre le spectre harmonique du courant résultant, et elle indique un THD égale à 3.6%.

On observe dans la figure II.5 une déformation complète de l'onde due à la haute présence d'harmonique causé par la charge non linéaire, ceci est confirmé par le spectre harmonique dans la figure II.6 qui montre que les harmoniques les plus dominants sont 5, 7, 11, 13 et 17, une signature typique du redresseur triphasé à diode [65]. Le THD étant égale à 32.6% représente une valeur qui excède les normes IEEE 509 [39], ce qui impose l'utilisation d'une méthode de compensation harmonique.

L'utilisation du SAPF améliore nettement le courant de source tel qu'il est observé dans la figure II.7, car on remarque que ce dernier a pris une forme sinusoïdale. Ceci est aussi visible dans le spectre harmonique affiché dans la figure II.8, avec une nouvelle valeur THD (3.6%) qui respecte les normes IEEE.

Cas de déséquilibre des phases

Il est clair que les résultats de compensation de la méthode IPT sont satisfaisants dans des conditions de tensions favorables. Certainement, ce n'est pas toujours le cas en pratique, car des problèmes tels que les déséquilibres de phase peuvent survenir. Pour ce cas précis, le SAPF utilisant l'IPT sera testé où un déséquilibre des phases de la tension est simulé comme suit (Fig. II.9) ou $V_a = 250V$, $V_b = 380V$ et $V_c = 380V$.

La figure II.9 montre la tension d'alimentation triphasée déséquilibrée utilisée pour cette simulation. Pour les mêmes conditions de charge que la simulation précédente et la même configuration de SAPF, la forme d'onde du courant de source obtenu après compensation est illustrée par la figure II.10. Le spectre harmonique du courant absorbé par la charge est montré par la figure II.11.

On remarque une nette détérioration dans les performances de compensation du SAPF comparé à ceux obtenus pour une source de tensions équilibrées.

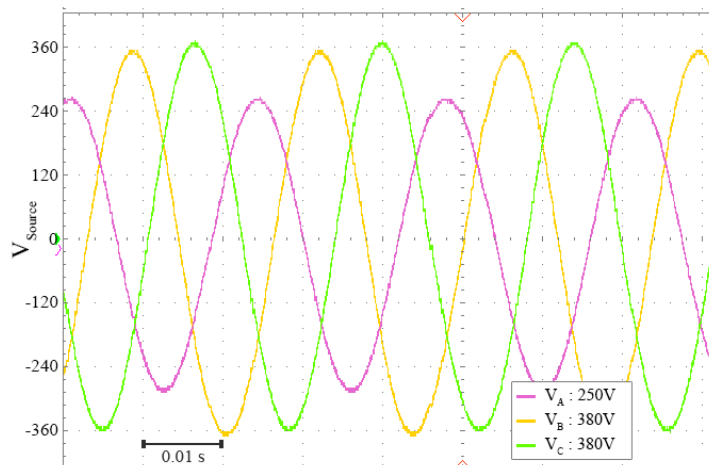


Figure II.9 : Tension triphasé déséquilibrés

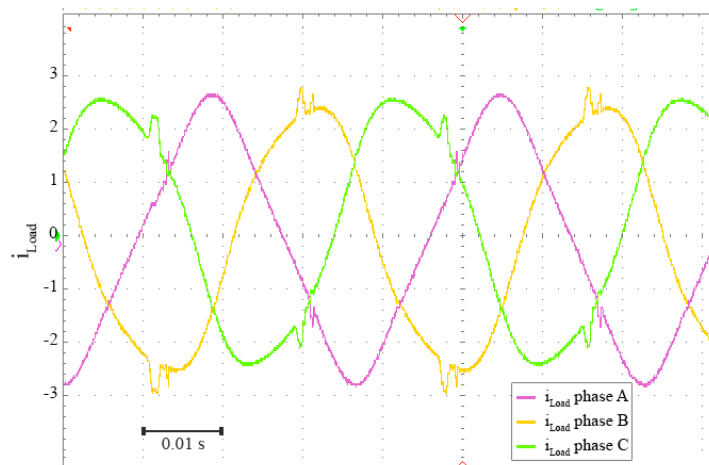


Figure II.10 : Courant de source dans le cas de tension déséquilibrée

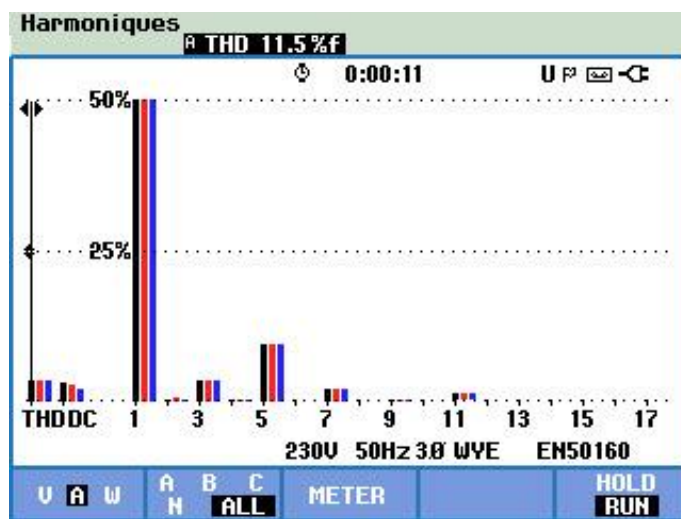


Figure II.11 : Spectre harmonique du courant de source dans le cas de tension déséquilibrée

Dans cette section expérimentale, il a été démontré que la méthode IPT peut être implémentée comme une méthode d'identification dans un SAPF, et qu'elle délivre des performances satisfaisantes du moment où les conditions de tensions sont favorables. Sa simplicité et ces performances font de ce filtre un exemple du filtre de 1^{ère} génération. Dans la présence de perturbations, les performances de ce dernier sont dégradées et une solution alternative est nécessaire. Ceci sera traité dans le prochain chapitre.

II.4. Contrôle Direct De Puissance

II.4.1. Historique

En 1977, Allan.B et Plunkett ont proposé un nouveau système de régulation pour onduleur PWM contrôlant un moteur à induction [66]. L'avantage de cette approche était le contrôle direct du flux et du couple, mais à l'époque la mesure du flux primaire instantané n'était pas de l'ordre du faisable. Il fallait attendre l'introduction de la théorie des vecteurs spatiaux instantanés (Instantaneous Space Vector Theory), qui grâce à laquelle le flux instantané primaire pouvait enfin être calculé et maintenu presque constant. De plus, en 1981, Sakae Yamamura a démontré que si la rotation du flux de l'entrefer est accélérée ou ralentie rapidement, il est possible d'obtenir une commande directe du couple avec une réponse très rapide. Par conséquent, En 1986, un chercheur japonais du nom d'Isao Takahashi a combiné tous ces travaux pour proposer le premier modèle de commande direct du couple (DTC) [67] où le flux et le couple sont traités comme des variables directes du système. Cette technique est devenue une référence dans la commande des convertisseurs.

Par la suite, la grande similarité entre une machine électrique alimentée par un onduleur de tension triphasé, et le redresseur à MLI triphasé connecté au réseau, a permis l'émergence d'une technique de contrôle analogue à la DTC appelée Contrôle Direct de Puissance (en anglais Direct Power Control : DPC) [63]. Proposée par le même auteur 12 ans plus tard, la technique DPC est considérée à ce jour comme un travail de référence pour les applications de convertisseurs connectés au réseau, y compris les APF. Sa particularité réside dans le fait qu'elle élimine la nécessité d'une méthode d'identification, d'une transformation référentielle, d'une technique de modulation ainsi que des boucles de régulation de courant [68].

II.4.2. Algorithme

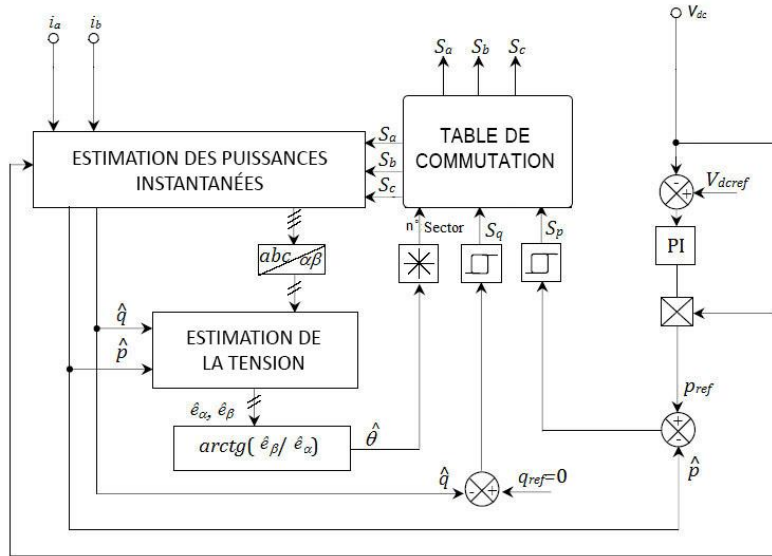


Figure II.12 : Schéma block de DPC appliquée à un SAPF

La DPC consiste à sélectionner un vecteur de commande d'après une table de commutation. Cette dernière est fondée sur les erreurs numérisées S_p , S_q des puissances active et réactive instantanées, fournies par des régulateurs à hystérésis à deux niveaux, aussi bien que sur la position angulaire du vecteur de tension estimée. En fonction de la valeur de cette position, le plan $(\alpha-\beta)$ est divisé en douze secteurs où on doit associer à chaque secteur un état logique du redresseur. La référence de la puissance active est obtenue par régulation de la tension continue, en utilisant un régulateur PI. Tandis que pour assurer un facteur de puissance unitaire un contrôle de la puissance réactive à zéro est effectué [69]. Noguchi et al ont prouvé qu'il est même possible d'estimer la tension au point PCC, et donc réduire le nombre de capteurs utilisés dans la technique DPC [63], son schéma est montré dans la figure II.12.

D'après la matrice de conversion de l'onduleur, la tension est en relation directe avec les états des interrupteurs comme le montre l'équation II.9 :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (II.9)$$

Les puissances instantanées active et réactive sont ensuite estimées à l'aide des produits scalaires et vectoriels des courants et tensions des différentes phases, tel qu'il est montré dans les équations II.10 et II.11 :

$$p = L \left(\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) + V_{dc} (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) \quad (II.10)$$

$$\hat{q} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right) + V_{dc} (S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b)) \quad (II.11)$$

La tension peut être estimée à l'aide de l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{p} \\ \hat{q} \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

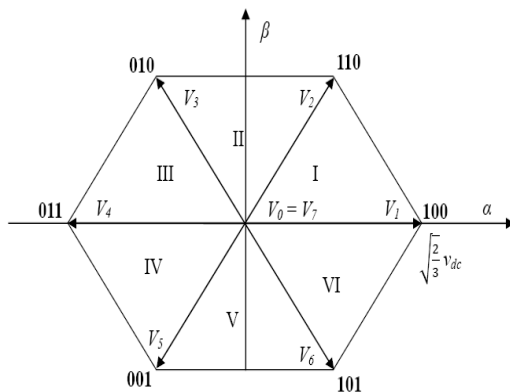
La DPC est appelée ainsi, car elle fixe des valeurs de référence pour chacune des puissances instantanées active et réactive et les force à les suivre. Afin de maintenir un facteur de puissance unitaire, la référence de la puissance réactive sera égale à 0. La régulation est maintenue à l'aide de deux comparateurs à hystérésis qui calculent l'erreur entre les valeurs estimées et leurs références tel qu'il est montré dans l'équation II.13 :

$$\begin{aligned} \Delta p_s &= p_{ref} - p_s \\ \Delta q_s &= q_{ref} - q_s \end{aligned} \quad (II.13)$$

Deux variables booléennes sont générées en comparant les erreurs obtenues aux largeurs des bandes des deux comparateurs, tel qu'il est montré dans les équations suivantes :

$$\begin{cases} \Delta p_s > h_p \Rightarrow S_p = 1 \\ \Delta p_s < -h_p \Rightarrow S_p = 0 \\ \Delta q_s > h_q \Rightarrow S_p = 1 \\ \Delta q_s < -h_q \Rightarrow S_p = 0 \end{cases} \quad (II.14)$$

Ensuite, la position angulaire du vecteur de tension est déterminée dans un plan de travail divisé en 6 secteurs (Le nombre de secteur est arbitraire) comme il est montré dans la figure II.13,



II.13 - Représentation du vecteur de tension dans l'espace

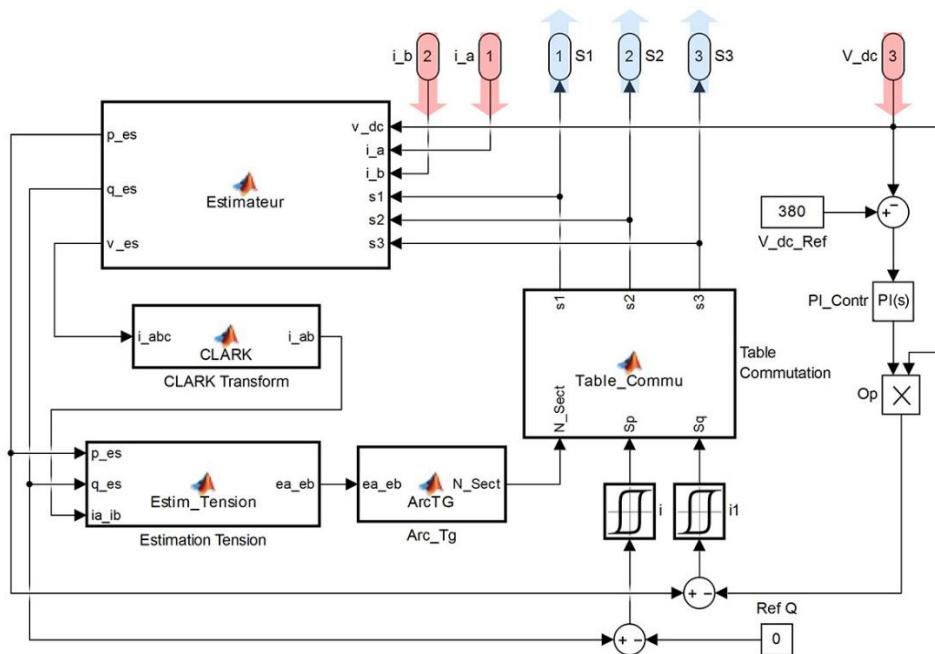
Enfin, les 2 sorties booléennes des deux comparateurs ainsi que la position angulaire du vecteur de tension seront utilisées comme valeurs d'entrée dans la table de commutation affichée dans tableau II.1:

II.1 : Table de commutation de la DPC

Sp	Sq	γ_1	γ_2	γ_3	γ_4	γ_5	γ_6
1	0	V5	V5	V6	V6	V1	V1
1	1	V3	V3	V4	V4	V5	V5
0	0	V6	V1	V1	V2	V2	V3
0	1	V1	V2	V2	V3	V3	V4

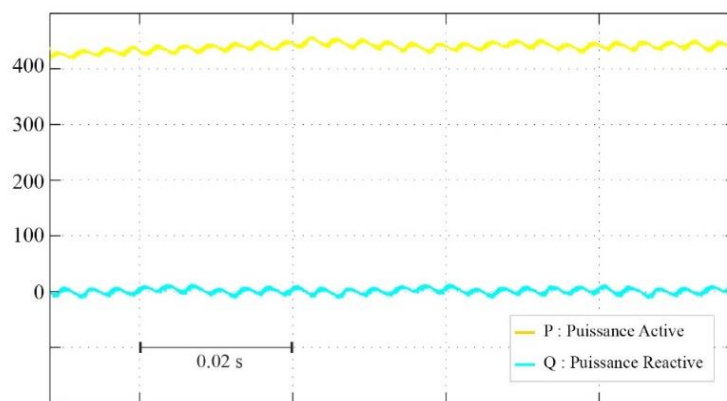
La sortie de la table représente le vecteur de tension qui doit être appliqué dans la prochaine itération de l'algorithme afin de maintenir le contrôle direct des puissances, donc la configuration des commutateurs du convertisseur est traduite à partir de ce vecteur de tension ensuite appliqués en sortie. Plus de détails concernant cette méthode de contrôle sont disponibles dans la littérature[70].

II.4.3. Expérimental



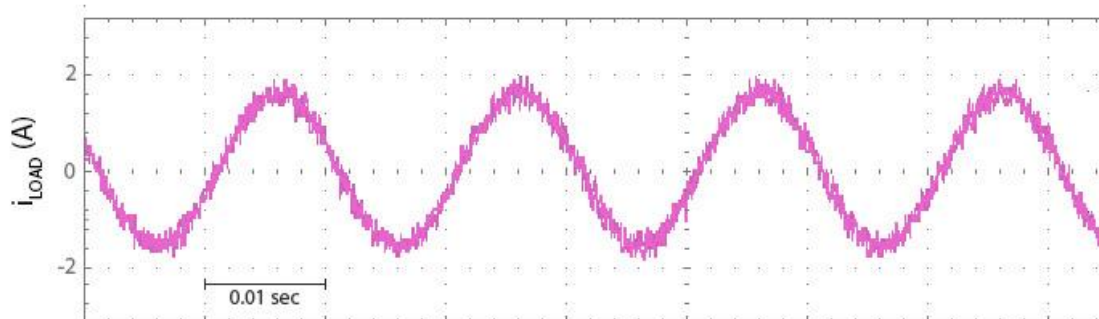
II.14 – Modèle SIMULINK de la DPC d'un SAPF

Afin de tester la DPC dans la commande d'un SAPF, on va procéder à la reconfiguration du banc d'essai présenté dans le chapitre 1 afin de pouvoir implémenter la DPC. Le modèle SIMULINK de la DPC implémentée dans le RTDS OP5600 est montrée dans la figure II.14.

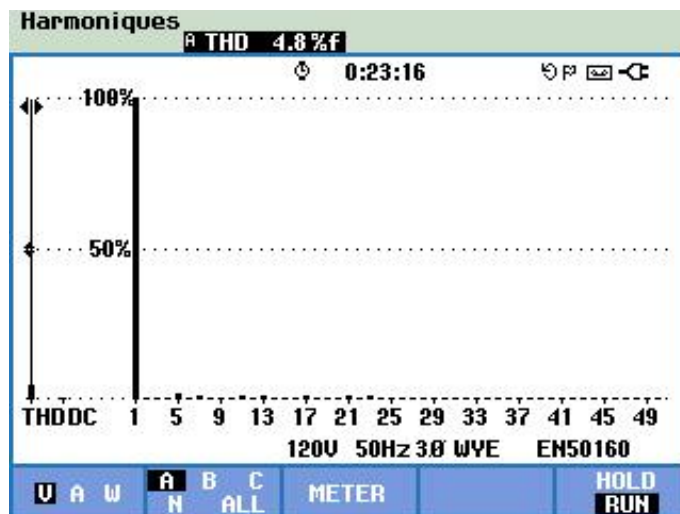


II.15 – Niveaux des puissances active et réactive dans la DPC

La figure II.15 montre les niveaux de puissances active et réactive et leur régulation durant le régime permanent. La figure II.16 montre la forme d'onde du courant de source après compensation, et la figure II .17 montre le niveau THD du courant après compensation.



II.16 – Courant de source après compensation



II.17 – Spectre harmonique du courant de source après compensation

La forme d'onde du courant s'est nettement améliorée en obtenant une forme sinusoïdale (figure II.16). Conformément au niveau de la puissance réactive maintenu aux alentours du 0 (figure II.15), on déduit que l'énergie réactive est consommée par le SAPF et que le facteur de puissance est unitaire. Cette nette amélioration de la qualité de forme du courant est visible dans son spectre harmonique illustrée par la figure II.17, qui montre une réduction du THD de 32.6% vers 4.8%, une valeur acceptable dans la norme IEEE 509.

Il est important de signaler la haute présence de fluctuations dans les niveaux de puissance active et réactive montrés par la figure II.15. Ces fluctuations sont transférées vers le courant de compensation et par conséquent affectent le courant de source. En plus, la présence de fluctuations peut provoquer une résonance avec des circuits internes du SAPF ou de la charge. La source de ces fluctuations reste les régulateurs à hystérésis qui génèrent des signaux de commutation à fréquence variable et non contrôlable [68], [71]–[74].

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné un aperçu sur les filtres de 1^{ère} génération. Basique et simple, ces derniers reposent sur l'utilisation de méthodes conventionnelles. Deux exemples de cette catégorie d'APF ont été illustrés : La première étant la méthode des puissances instantanées (IPT), qui a été testé sous des conditions de fonctionnement favorables et défavorables. Les résultats expérimentaux ont montrés que cette méthode d'identification reste fiable tant que certaines conditions sont maintenues.

La deuxième méthode est celle du contrôle direct des puissances (DPC), où les résultats expérimentaux sont très satisfaisants, Le seul inconvénient été la présence de fluctuations dans les niveaux de puissances et dans le courant de compensation ce qui risque de provoquer des résonances au niveau de la charge ou du SAPF.

L'objectif principale de ce chapitre est d'investiguer des exemples de filtres actifs de puissance de 1^{ère} génération, des filtres basés sur des méthodes de contrôle conventionnelles, et de monter leur avantages qui réside dans leur simplicité de réalisation, mais aussi, leurs limitations. Chose qui a motivé les chercheurs à proposer des filtres plus évolués utilisant l'intelligence artificielle.

III. Chapitre 3

APF de 2eme Génération : L'application de l'intelligence artificielle

III.1. Introduction

Le chapitre précédent a fait l'objet des APF de 1^{ère} génération, conçu à base de méthodes conventionnelles. Leurs avantages résident dans leur simplicité et que leurs performances restent acceptables dans des conditions de fonctionnement favorables. Dans le cas où des dysfonctionnements surviennent, les performances se voient dégradées, et donc des solutions sont alors nécessaires.

Avec l'introduction de l'intelligence artificielle dans le domaine du génie électrique, ces algorithmes ont trouvé large application dans le domaine de la compensation active des harmoniques, et ont été considérés comme des solutions aux problèmes précédemment décrits. Deux philosophies d'intégration peuvent-être distinguées : la première est l'intégration partielle d'une technique d'intelligence artificielle dans une commande conventionnelle afin d'y remédier à un problème donné, tel qu'on va le voir dans ce chapitre ou la logique floue est appliquée à la commande DPC afin de résoudre le problème des fluctuations dans les niveaux de puissances et le courant de compensation. La deuxième philosophie reste le remplacement complet de la méthode conventionnelle par une autre à base d'intelligence artificielle capable de résoudre le problème en question, tel qu'il sera détaillé dans la seconde partie de ce chapitre ou un réseau neurone artificiel remplacera la méthode des puissances instantanées dans un SAPF afin d'éliminer le problème du déséquilibre des phases lors de la compensation.

III.2. L'intelligence Artificielle

L'intelligence artificielle (en anglais Artificiel Intelligence : AI) est une technologie émergente qui implique à la fois la science cognitive, la science de la pensée, la science de l'information, la science des systèmes et la bio-science. AI est en fait la simulation du processus d'interaction des données dans la réflexion humaine, à concevoir des méthodes qui peuvent dupliquer ce processus au niveau des machines pour les rendre plus intelligentes [75].

AI a fourni un potentiel considérable dans le domaine du génie électrique en général. Elle apporte des améliorations non seulement sur le plan économique, mais également dans le domaine du contrôle ainsi que la sécurité. Entre systèmes experts qui arrive à reproduire l'expertise humaine dans un domaine donné, afin de renforcer la prise de décision. A l'apprentissage des machines, qui leurs permet de simuler le processus d'apprentissage et structurer la connaissance et assurer son transfert. En passant par la reconnaissance des formes et modèles, qui donne aux contrôleurs la possibilité de classifier les comportements des systèmes afin de choisir l'approche de contrôle la plus appropriée. Sans oublier la capacité des réseaux neurones artificielles de prédire le comportement des systèmes, et enfin, les algorithmes intelligents bio-inspirés qui permettent l'optimisation des paramètres des systèmes. Toutes ces familles d'algorithme appartenant à l'intelligence artificielle ont trouvées application dans le domaine du génie électrique [75].

III.2.1. Etat de l'art

Dès le début des années 1930, des chercheurs en neurologie ont démontré qu'aussi complexes que peuvent être les opérations réalisées par les humains, leurs cerveaux n'étaient qu'un réseau électrique de neurone. La tentation de concevoir un système aussi intelligent pour contrôler les machines a toujours attirée les scientifiques et chercheurs [76].

C'est en 1943 que Walter Pitts et Warren McCulloch ont proposé le modèle du premier neurone artificiel. En 1951, Marvin Minsky a construit le SNARC, qui était peut-être la première machine d'apprentissage basée sur un réseau de neurones [77].

En 1956, et durant une conférence organisée par J. McCarthy et à laquelle ont assisté Minsky, Shannon, Herbert Simon, Allen Newell et autres, l'expression « intelligence artificielle » fut définie tel que nous la connaissons aujourd'hui. Quelque mois plus tard McCarthy en association avec Minsky a fondé le laboratoire AI au MIT, pour se diriger ensuite vers Stanford où il a fondé le laboratoire AI en 1962 [75].

Vers les années 60, différents domaines ont connu des avancements majeurs. Harold Black, Henrik Bode et Harry Nyquist au Bell Labs faisaient des recherches sur la rétroaction négative et la stabilité des réseaux électriques, la théorie de l'information de Claude Shannon décrivait les signaux numériques et Allan Turing explorait les principes fondamentaux du calcul. Ces avancements ont préparé le chemin vers l'application de cette technologie dans le domaine du contrôle et du génie électrique [78].

III.2.2. Domaines d'application

De nombreux domaines d'applications dans le génie électrique ont profité des capacités des systèmes experts comme la prise de décision, la création de connaissances et la résolution de problèmes par raisonnement. Ce type de programmation est appelé : Calcul Souple (Soft Computing : SC), et il est applicable dans différents domaines tel que [34]:

- Planification - Positionnement des éoliennes, optimisation de la puissance réactive, routage des départs réseau et placement des condensateurs.
- Exploitation - Coordination de la centrale hydro-thermique, calendrier de maintenance, minimisation des pertes, gestion de la charge, contrôle des FAITS.
- Analyse - Réduction de la distorsion harmonique, conception du filtre, contrôle de la fréquence de charge, flux de charge.

L'AI englobe plusieurs techniques inspirées de la nature, dont les plus connues sont : Les réseaux neurones artificiels, la logique floue ainsi que d'autres méthodes d'optimisation telles que les colonies d'abeilles, des fourmis, des loups, des papillons, des coyotes, des poissons, et autres tel qu'il est montré dans la littérature [79]. La plupart de ces méthodes ont trouvé application dans le domaine du génie électrique [80]. Dans cette section nous allons nous intéresser à deux méthodes les plus populaires : Il s'agit des réseaux neurones artificielles et de la logique floue.

III.3. Logique Floue

L'approche floue trouve parfaitement sa place dans la régulation et l'asservissement des processus industriels, pour lesquels les informations disponibles sont souvent incomplètes. Les prémices de l'approche floue sont apparues bien avant les années 1940, grâce à des chercheurs américains. Mais, il a fallu attendre 1965 pour que le concept de sous-ensembles flous soit employé par L.A. Zadeh [81], professeur automatique à l'université de Berkeley en Californie. Cet éminent chercheur a participé à la modélisation de phénomènes sous forme floue avec pour objectif de pallier aux inconvénients liés aux limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équations différentielles [82]. En 1974, M. Mamdani expérimentait les énoncés théoriques de Zadeh sur une chaudière à vapeur, introduisant ainsi la commande floue dans la régulation d'un processus industriel. Depuis, de nombreuses applications ont vu le jour en Europe, telles que la

régulation des fours de cimenteries. Citons aussi le chercheur japonais M. Sugeno qui introduisit la logique floue pour la première fois au Japon en 1985 [83].

III.3.1. Principe

À partir d'une observation du système, le contrôleur flou reçoit en entrée des grandeurs calculées par rapport à la consigne, tel que la vitesse, la distance, la température, etc. Afin de faire une description imprécise d'une certaine grandeur, le contrôleur flou doit utiliser des expressions relatives ou floues à savoir : rapide, chaud, petit, très proche, acceptable, etc. Le traitement de l'erreur entre la valeur mesurée et sa valeur de référence ne pouvant se faire en utilisant de telles expressions. Ainsi, une conversion numérique en entrée est donc nécessaire, et c'est la première étape du processus d'un contrôleur flou : « la fuzzification ». Ensuite, dans la deuxième partie : « l'inférence », les variables floues de l'entrée seront comparées à une table de règles de décisions afin d'attribuer la véracité de chaque variable. Puis, le contrôleur calcul la valeur floue de la commande. Enfin, la valeur linguistique (floue) obtenue est reconvertie en une valeur numérique de sortie [84]. Le schéma suivant regroupe les trois étapes du processus utilisé dans un contrôleur flou (Figure III.1).

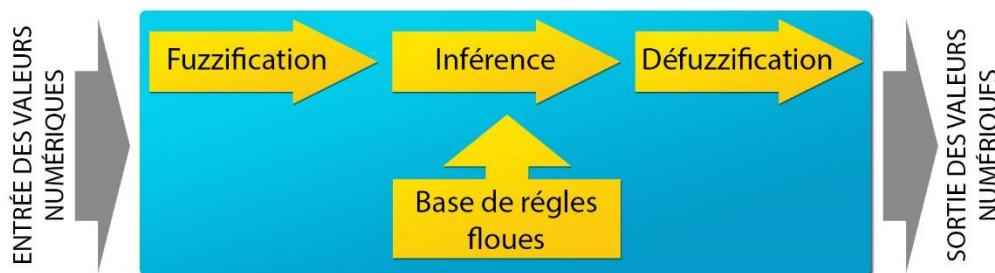


Fig. III.1 - Différentes étapes du contrôle flou

III.3.2. Les bases

III.3.2.1. Univers de discours

L'univers de discours est la plage de valeurs que peut prendre la variable linguistique (Figure III.2), Par exemple :

- La taille en cm comprise entre 140 cm et 180 cm
- Température en degré Celsius entre 10° et 60°.

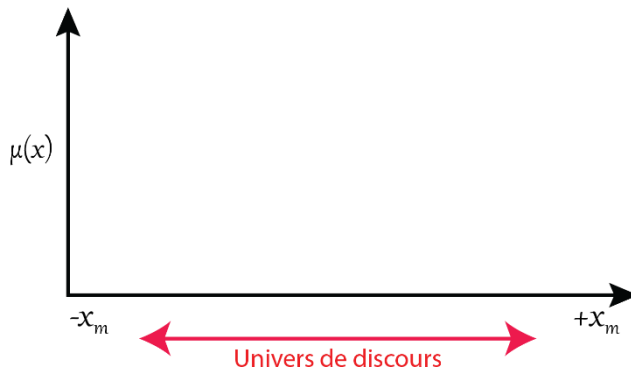


Fig. III.2 - Représentation de l'univers de discours

III.3.2.2. Variables et valeurs linguistiques

Une variable linguistique représente un état dans le système à régler ou une variable de réglage dans un contrôleur flou, c'est la variable d'entrée μ (ex : Température, vitesse, distance, pression...etc.). La valeur mesurée de cette variable est classée suivant des termes appelés valeurs linguistiques.

Les valeurs linguistiques sont les expressions floues utilisées pour la description d'un phénomène et pour le classement de chaque variable mesurée à une classe déterminée. Elles sont définies par des mots ou des phrases du langage usuel (tel que : froid, moyen, chaud, plutôt froid, plutôt chaud). Un raisonnement flou utilise ces expressions lorsqu'il n'est pas possible ou plus significatif de quantifier numériquement un phénomène ou un état. Les valeurs linguistiques sont considérées comme les étiquettes des sous-ensembles flous spécifiés de l'univers du discours. La figure III.3 montre un exemple de valeurs linguistiques représentées sur un univers de discours.

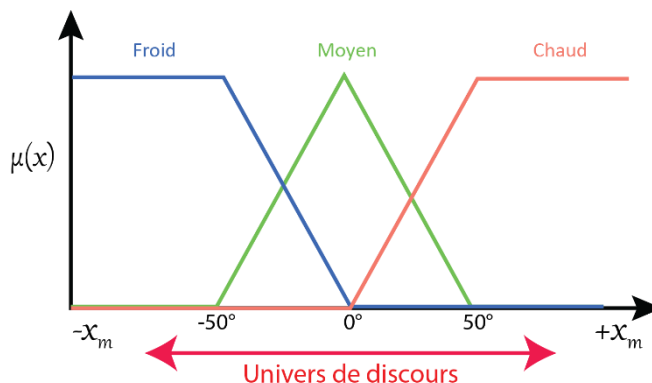


Fig. III.3 - Représentation des valeurs linguistiques

III.3.2.3. Fonction d'appartenance

Les fonctions d'appartenance sont des fonctions mathématiques dont la valeur varie entre 0 et 1. Elles sont utilisées afin de traiter les variables linguistiques numériquement en assignant une valeur (entre 0 et 1) à chaque ensemble flou pour représenter le degré d'appartenance (de véracité) d'une variable à ce dernier, dans le but de traiter des déductions floues par le calculateur.

$$\mu(x) = [0 \ 1]$$

Les fonctions d'appartenance peuvent avoir plusieurs formes différentes, triangulaire, trapézoïdale, gaussienne, sigmoïdale, la forme en cloche, ...etc. Chaque sous-ensemble flou peut être représenté par sa fonction d'appartenance. Il est à noter que la forme de fonctions d'appartenance dépend de l'application. Par exemple les applications qui sont caractérisées par des variations brusques sur une courte durée, une forme triangulaire ou trapézoïdale est la plus convenable, d'ailleurs ces derniers sont les formes les plus utilisées car ils sont faciles à programmer [85].

On trouve dans les figures III.4 quelques formes d'onde des fonctions d'appartenance que peut utiliser un régulateur flou.

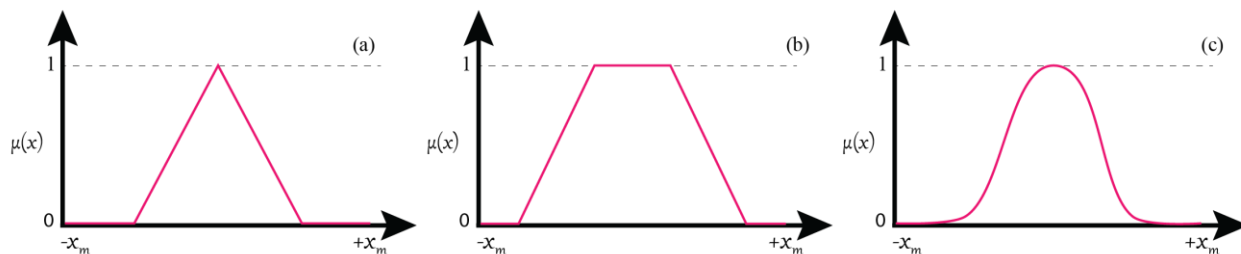


Fig. III.4 - Fonction d'appartenance (a : triangulaire, b : trapézoïdale et c : gaussienne)

III.3.3. Les étapes d'un processus flou

La régulation par un système flou (Fuzzy Logic Controller FLC) se fait suivant trois étapes principales : Fuzzification, Inférence floue, Defuzzification.

III.3.3.1. La Fuzzification

La valeur d'une grandeur mesurée par un capteur, ou l'erreur entre une grandeur et sa consigne, est une valeur numérique. On définit dans un premier temps la plage de variation de cette grandeur, puis le régulateur flou converti cette grandeur en une variable linguistique. Le degré d'appartenance aux différentes valeurs linguistiques est représenté par les fonctions

d'appartenance ayant les formes vues précédemment. Cette étape s'appelle la fuzzification, elle est généralement introduite par un expert ou par apprentissage supervisé. La figure III.5 présente un exemple de fuzzification de la valeur de la pression d'une chaudière mesurée par un capteur.

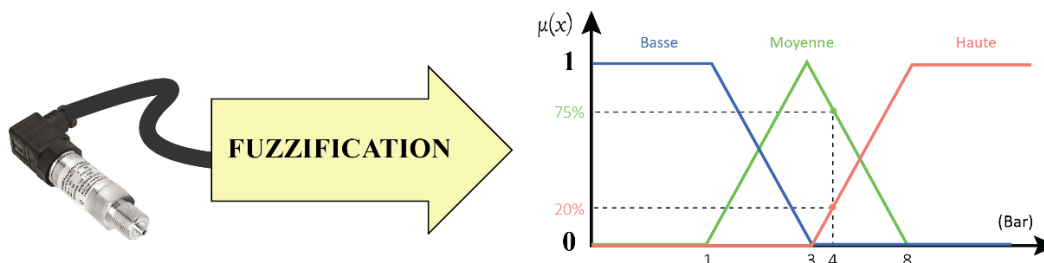


Fig. III.5 - Exemple de fuzzification

La valeur $P = 4$ bars correspond à une pression qui est considérée à 20% comme « haute » et à 75% comme étant « moyenne », et c'est ainsi que la valeur numérique est donc a été transformée en une variable linguistique.

III.3.3.2. L'inférence floue

Après l'étape de fuzzification vient l'étape où les variables linguistiques vont être soumises à des règles de décision. Cette étape est considérée comme le noyau d'un contrôleur flou (appelée également moteur d'inférence). Ce moteur est capable de simuler le raisonnement de l'être humain en se basant sur les règles d'inférence. Ces dernières peuvent être déduites par l'expertise de la personne, du savoir-faire de l'ingénieur en régulation et contrôle, ou par des résultats préalablement acquis avec les régulateurs classiques tel que le PI et le PID. Ils peuvent être également déduits par l'apprentissage [86].

Une règle est composée d'une prémisse (qui contient un ou plusieurs opérateurs flous), une implication floue et une conclusion (figure III.6).

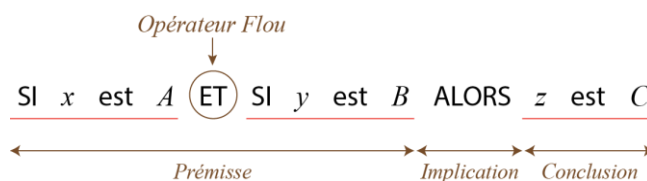


Fig. III.6 - Composition d'une règle d'inférence

Les règles sont ensuite groupées dans un tableau, appelé « table de décision » (matrice de décision), où chaque règle se voit attribuer une réponse. Tel a été évoqué précédemment, plus on ajoute de règles plus le résultat sera précis et proche du raisonnement humain.

Les règles activées sont toutes regroupées en utilisant l'opérateur logique OU, qui se traduit par le Max en logique floue (équation III.1), afin d'en déduire une action de commande floue. Cette dernière étape de l'inférence floue s'appelle l'agrégation des règles. Chaque conclusion donne un avis sur la valeur à attribuer au signal de commande, ainsi, le poids de chaque avis dépend du degré de véracité de la conclusion.

$$\mu_A(y) = \max(\mu_{A1}(y), \mu_{A2}(y), \dots, \mu_n(y)) \quad (III.1)$$

III.3.3.3. La Defuzzification

La dernière étape du processus flou est l'étape de defuzzification. Elle consiste à transformer les résultats linguistiques obtenus par l'agrégation des règles obtenus par inférence, en une grandeur de commande réelle.

Cette transformation peut être effectuée par différentes stratégies [86], on cite :

- La moyenne de maximum (MOM),
- La méthode du centre de gravité (COG),
- La moyenne pondérée (WAM),
- Le centre des aires.

La méthode du centre de gravité et la méthode de la moyenne de maximum sont les méthodes les plus utilisées [84].

III.3.4. Application dans le filtrage actif

Les filtres de 2^{ème} génération incorporant la logique floue se divisent en deux catégories. La première catégorie utilise le contrôle flou au niveau du contrôleur du VSI afin d'améliorer une commande conventionnelle (Hystérésis, SPWM, SVPWM...), dû à la souplesse de la logique floue, de tels travaux ont été retrouvés dans [25], [87]–[90].

La deuxième catégorie applique la logique floue dans la régulation de la tension du bus DC afin de minimiser les fluctuations de tension durant les variations brusques de charge ou des conditions du réseau. De tels travaux ont été observés dans [85], [91]–[94]. Ces travaux ont mis en évidence l'apport des techniques intelligentes et en particulier à logique floue dans l'amélioration du temps de réponse, la réduction des pics de tension lors des transitoires sans avoir recours à des modèles

mathématiques. Plus d'informations concernant l'application de la logique floue dans les APF existe dans [95].

III.3.5. DPC à base de logique floue pour un SAPF

III.3.5.1. Problématique

La DPC est considérée comme une commande de SAPF très performante. Elle est conçue à l'aide d'une table de commutation caractérisée par une certaine rigidité car les mécanismes de sélection des états des interrupteurs durant le régime permanent sont les mêmes que ceux du régime transitoire. De ce fait, les régulateurs à hystérésis sont incapables de s'adapter à la dynamique des niveaux de puissances lors de la génération des signaux de commutation, et vu que leur principe de fonctionnement fait en sorte que la fréquence de commutation de sortie dépend de la vitesse de remontée et de descente des niveaux de puissance. Cela provoque des variations brusques de la fréquence de commutation, qui risquent de provoquer une résonance avec d'autres circuits internes du système. En plus, la présence de fluctuations dans les niveaux de puissances active et réactive réduit énormément les performances de compensation du SAPF. Cette problématique était la motivation derrière énormément de travaux de recherche tels que [68], [71], [96]–[102].

Afin d'y remédier à ce problème, plusieurs approches ont été proposées à travers les années. Certaines maintiennent le contrôleur à hystérésis et essaient de fixer la fréquence de commutation en ajustant soit la bande d'hystérésis [96], ou bien la durée du cycle [97]. Ces méthodes sont exigeantes en calcul. Une autre approche qui vise à remplacer le contrôleur à hystérésis par un contrôleur SVM (Space Vector Modulation) afin de fixer la fréquence et éliminer les fluctuations tel qu'il est proposé dans [98], [99]. Cette méthode dépend énormément des deux régulateurs PI, qui sont à leur tour influencés par la variation de la charge. Une autre approche consiste à utiliser des tables de commutation avec un nombre de vecteurs de tension supérieur, afin de garantir plus de degré de liberté et donc plus de précision dans le contrôle tel qu'il est le cas de [99], [100]. La majorité repose sur des assumptions qui ne sont pas toujours validées. Enfin une dernière approche qui utilise la commande prédictive (MP-DPC), qui vise à remplacer la table de commutation par une fonction d'évaluation [71], [72], [101]. Cette technique reste efficace mais exigeante en terme de ressource et calcul. L'ensemble de ces solutions vise à remédier aux problèmes de fluctuations et de la fréquence variable causé par la technique DPC, mais au compromis de sa simplicité.

III.3.5.2. Approche proposée

L'exemple de SAPF de 2^{ème} génération proposé dans cette section, repose sur l'utilisation de la logique floue pour résoudre ce problème des fluctuations dans les niveaux de puissances instantanées active et réactive ainsi que le courant de compensation en utilisant un processus de sélection des signaux de commutation plus souple, cette technique sera appelée F-DPC (Fuzzy DPC).

La commande DPC conventionnelle sélectionne l'état des signaux de commutation à partir des 3 variables digitalisées : S_p , S_q et θ_i , deux provenant des contrôleurs à hystérésis et la dernière étant la position du vecteur de tension. Ces valeurs booléennes basées sur une logique classique provoquent une rigidité au niveau de la table de commutation.

Dans la commande F-DPC proposée, on remplace les variables ainsi que le système de contrôle conventionnel par un autre à base de logique floue. Ces 3 variables ne seront plus délivrées par des contrôleurs hystérésis. Après chaque période d'échantillonnage ces variables discrètes seront converties vers leurs variables floues équivalentes (l'étape de fuzzification). Puis utilisées afin de choisir l'état optimal du prochain vecteur de tension selon des règles logiques floues appropriées. Enfin les convertir en signaux de commutation grâce à l'étape de defuzzification. Cette procédure garantie une limitation des erreurs dans les puissances instantanées active et réactive pour le prochain cycle, tout en réduisant la rigidité de la commande DPC, ce qui garantit une fréquence de commutation plus stable et moins de fluctuation comparé à la commande DPC conventionnelle. Les différentes étapes de conception de cette commande sont détaillées dans ce qui suit.

III.3.5.2.a. Fuzzification :

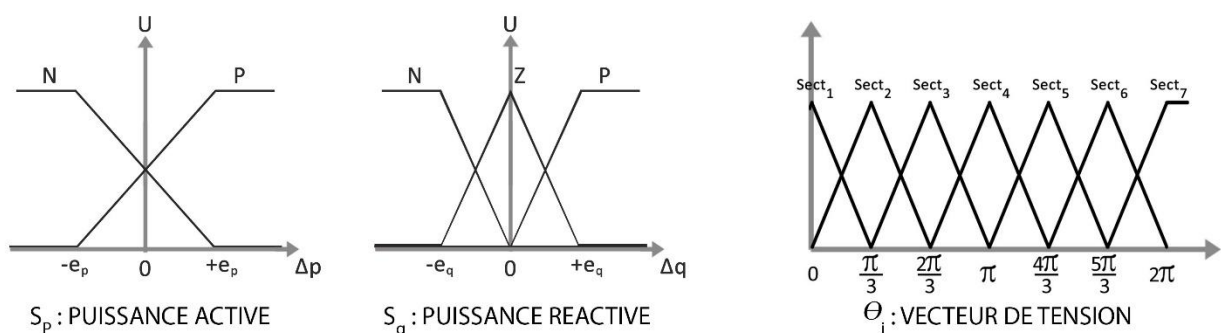


Fig. III.7 - Composition d'une règle d'interférence

L'ensemble des 3 variables d'entrées de la table de commutation passeront par une étape de fuzzification. La première variable (S_p) possède un univers de discours divisé en deux fonctions

d'appartenance, N pour toute erreur négative et P pour toute erreur positive. La seconde variable (S_q) possède un univers de discours divisé en 3 fonctions d'appartenance, N pour toute erreur négative, Z pour une erreur nulle et P pour toute erreur positive. Enfin la troisième variable θ_i qui représente la position du vecteur de tension, possède un univers de discours divisé en 6 parties, une partie pour chaque secteur sur le plan. L'ensemble des fonctions d'appartenance des variables sont affichées dans la figure III.7

III.3.5.2.b. Règles de fuzzification

Les règles de fuzzification sont des projections des règles de la DPC conventionnelle dans un paradigme de logique floue. L'idée générale est de choisir à partir de tous les vecteurs de tension possible celui qui minimise l'erreur entre les valeurs des puissances instantanées active et réactive et leurs valeurs de références pour le prochain échantillon de temps, et de dresser la table selon ce principe. La syntaxe générale des règles est de la forme suivante :

$$\text{if} \left((S_p \text{ is } X_{pi}) \& (S_q \text{ is } X_{qi}) \& (\theta \text{ is } X_{\alpha}) \right) \Rightarrow \text{then} (V \text{ is } X_{vi}) \quad (\text{III.2})$$

Si le nombre de possibilités que peuvent prendre les variables S_p , S_q et θ_i et de 2, 3 et 6, respectivement, cela revient à dire, que le nombre de possibilités des combinaisons (X_{pi} , X_{qi} , X_{θ}) ainsi que des règles d'inférence est de 36. L'ensemble de ces règles sont rassemblées dans le tableau III.1 :

Tableau III.1 - Table de commutation floue

S_p	S_q	N° de Secteur					
		1	2	3	4	5	6
P	P	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	Z	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	N	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4
N	P	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6
	Z	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	N	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5

III.3.5.2.c. Defuzzification

Durant cette phase, les sorties du système d'inférence sont reconverties en signaux de commutation. Notre contrôleur flou a été conçu en utilisant la méthode d'inférence Mamdani qui

est basée sur la méthode *min/max*. Le calcul des poids α_i de chaque élément est effectué en utilisant l'équation III.3

$$\alpha_i = \min(\mu_{X_{pi}}(\Delta p), \mu_{X_{qi}}(\Delta q), \mu_{X_{\theta i}}(\theta)) \quad (III.3)$$

Où chaque élément a un degré de contrôle donné par l'équation III.4

$$\mu'_{X_{vi}}(n) = \min(\alpha_i, \mu_{X_{vi}}(n)) \quad (III.4)$$

Le degré d'appartenance $\mu_{X_{vi}}$ de la sortie n est donné par l'équation III.5

$$\mu_{X_{vi}}(n) = \max_{i=1}^{36}(\alpha_i, \mu'_{X_{vi}}(n)) \quad (III.5)$$

Enfin, la defuzzification est réalisée à l'aide du critère de la distribution maximale.

III.3.6. Expérimental

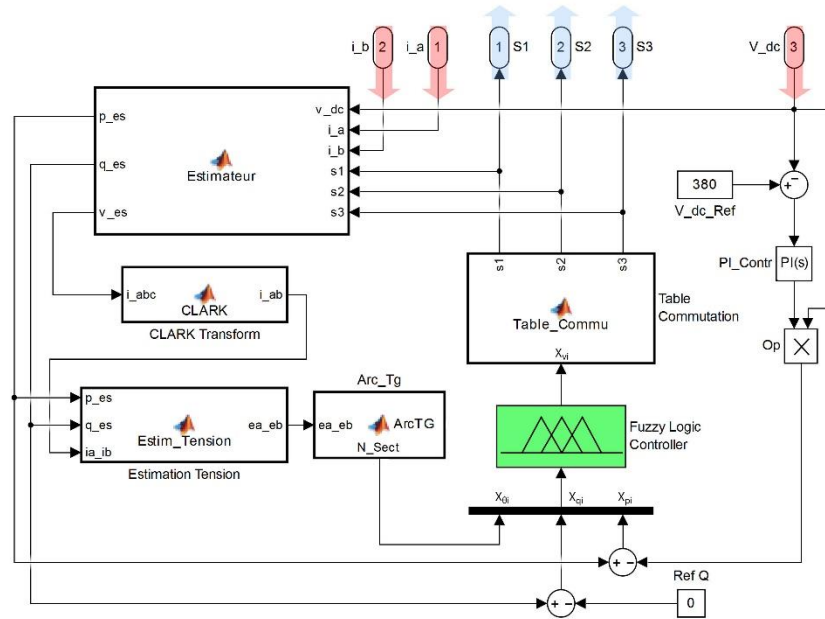


Fig. III.8 - Composition d'une règle d'interférence

Afin de confirmer l'efficacité de la F-DPC dans la commande d'un SAPF, les mêmes conditions de simulation de la section II.4.3 ont été reproduites avec implémentation de la commande F-DPC au lieu de celle conventionnelle. Ceci permettra une étude comparative entre les deux méthodes, spécialement dans la présence de fluctuations dans les niveaux de puissances ainsi que les courants.

La figure III.8 montre l'implémentation de la F-DPC dans Matlab/SIMULINK qui sera incorporée dans le banc expérimental. Il est à rappeler que la forme d'onde du courant de source du banc expérimental dans l'absence de tout dispositif de compensation harmonique est fortement déformée avec un THD égale à 32.6% (figure II.5 et II.6 de la section II.3.3).

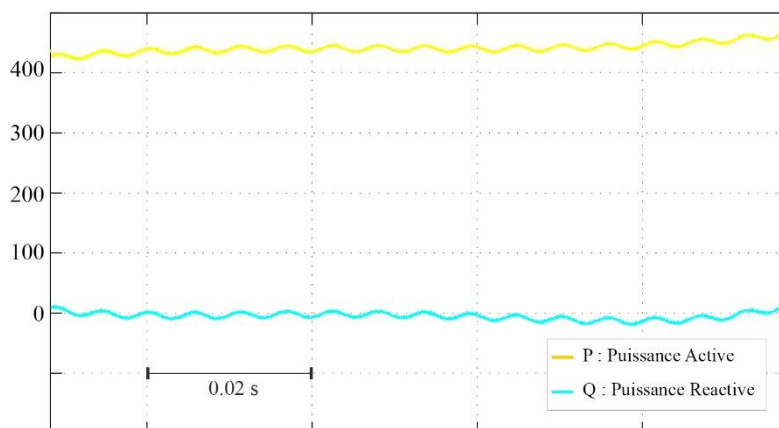


Fig. III.9 - Niveau des puissances instantanées active et réactive dans la F-DPC

Après compensation du SAPF, les régulations des niveaux de puissances instantanées active et réactive sont affichées dans la figure III.9, Le courant de source est affiché dans la figure III.10, et son spectre harmonique dans la figure III.11

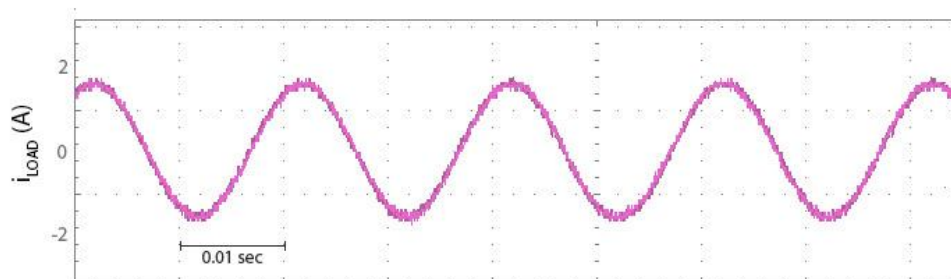


Fig. III.10 - Courant de source pour la F-DPC

On remarque dans la figure III.9 une régulation des puissances instantanées assez stable avec très peu de fluctuations, ajouté à cela, la courbe d'énergie réactive est maintenue aux alentours de zéro, garantissant ainsi un facteur de puissance unitaire. Concernant le courant de source, il s'est nettement amélioré, en prenant une forme sinusoïdale comme le montre la figure III.10. L'amélioration de la forme d'onde du courant de source peut être confirmée par le spectre harmonique de la figure III.11 où le THD est égale à 3.5%.

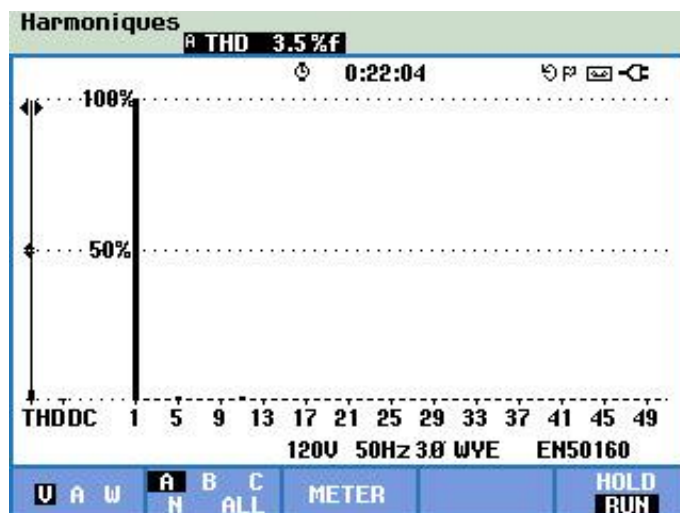


Fig. III.11 - Spectre harmonique du courant de source pour la F-DPC

Les résultats de compensation obtenus pour la méthode F-DPC sont satisfaisants avec une valeur de THD conforme aux normes IEEE 509. Comparé à la DPC conventionnelle, la F-DPC surpasse cette dernière en termes de THD avec une valeur 3.5% comparé à 4.8% pour la conventionnelle (figure III.17). En plus, une comparaison entre la figure III.10 et la figure III.15 montre une nette réduction des fluctuations présentes au niveau des puissances instantanées active et réactive. Ceci peut être observé par les figures III.10 et III.16 où la forme d'onde du courant de source pour la méthode F-DPC apparaît plus lisse et présente moins de fluctuations par rapport à la méthode DPC conventionnelle.

A partir de ces résultats, on en déduit que l'application de la logique floue au niveau de la sélection du vecteur approprié dans la commande DPC augmente les performances de compensation du SAPF, mais sur tout, élimine énormément de fluctuations présentes dans les niveaux de puissance instantanées ainsi que dans le courant de source

III.4. Les Réseaux Neurones Artificiels

III.4.1. Introduction

Les réseaux de neurones artificiels (ANN : Artificial Neural Network) sont des ensembles de neurones formels associés en couches et fonctionnant en parallèle. Chaque (neurone) processeur élémentaire calcul une sortie unique sur la base des informations qu'il reçoit.

Ce modèle de programmation fut inspiré du système cérébral humain, ou son architecture essaye de reproduire l'architecture du cerveau et les neurones qui le constituent. Cette réplification donne

la capacité d'apprentissage automatique à partir d'un certain nombre de données validées sans pour autant transférer la connaissance en elle-même. Leur confirmabilité les rend d'excellents outils de modélisation des systèmes fortement non linéaires avec un nombre réduit de paramètres. Ce qui leur confère une grande utilité à appréhender des systèmes complexe linéaire ou non linéaire, et donc des tâches comme l'identification des paramètres d'un signal est l'ordre du faisable grâce à une telle technologie, et c'est dans ce contexte que se situe cette section [103].

Dans cette partie, un autre exemple d'APF de deuxième génération sera investigué, où une méthode d'intelligence artificielle (à base d'ANN) va entièrement remplacer une méthode conventionnelle d'identification harmonique dans un SAPF. La méthode remplacée est celle basée sur la théorie des puissances instantanées (IPT) précédemment étudiée.

III.4.2. Historique

En 1943, McCulloch et Pitts ont proposé pour la première fois la conceptualisation d'un neurone artificiel, en suivant ces travaux deux approches d'implémentation ont été proposées [76], la première par Rosenblatt et son équipe, qui se sont reposés sur le postulat biologie en cherchant essentiellement à reproduire de la manière la plus fidèle le comportement d'un neurone biologique. Ils sont parvenus à formaliser cette approche 1958 en lui donnant le nom de « Perceptron » [104]. Tandis que l'autre équipe dirigée par Widrow suivait une approche plus directe guidée par une modélisation mathématique et un aspect plus pratique. Cette approche a donné naissance au neurone adaptative linéaire (en anglais : ADAPtive LInear Neuron : ADALINE) en 1960 [105].

Malgré leurs différence, les deux approches avaient le même principe de base inspiré de la cellule biologique cérébrale, avec une structure constituée de 3 partie : les dendrites, le soma et l'axone, Le (dendrites) sert comme support d'entrées des neurones, elle ramène les signaux électriques, pour qu'ensuite le soma réalise une sommation spatio-temporelle. Si le résultat de ce potentiel somatique dépasse un certain seuil, il y a émission d'un potentiel d'action qui est transmis par l'axone [106]. La figure III.12(a) montre le schéma d'un neurone biologique.

Le neurone formel tel qu'il est montré dans la figure III.12(b), reproduit le même principe précédemment décrit, ou par analogie, les entrées représentent les dendrites, les poids et le sommateur représentent le soma, et l'axone représente la fonction d'activation. La matérialisation de la connaissance d'un réseau neurone et tout son intérêt réside dans les poids. Ce sont des

coefficients continuellement mise à jours à l'aide d'un algorithme d'apprentissage, ce processus est appelé "processus d'apprentissage" [107].

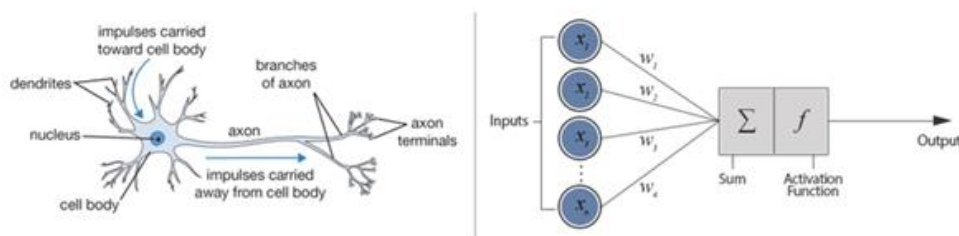


Fig. III.12 – Structure des neurones (a) : biologique / (b) : artificiel

III.4.3. Application dans les APF

Les travaux pionniers utilisant les ANN dans le domaine du filtrage actif ont commencé dans les années 1990, ou Hartana et al [108] ont utilisé un ANN de deux couches pour l'identification harmonique. Cette méthode sera plus tard appliquée comme méthode d'extraction dans les APF tel qu'il est montré dans [109]. Une deuxième approche a été introduite plus tard, et qui consiste à incorporer l'ANN dans la commande du VSI comme alternative au contrôleur PWM et à Hystérésis comme il est détaillé dans [110]. La troisième approche traitée dans la littérature reste l'application des ANN dans la régulation de la tension continue [111].

Plusieurs type d'ANN ont été utilisés dans l'identification des harmoniques, en commençant par les plus simple tel que les ADALINE [44], Feedforward Multi-layer Neural Network (MNN) [112], the Radial-Basis-Function neural network (RBFNN) [113], and the Recurrent neural network (RNN) [114]. Parmi ces méthodes, l'ADALINE reste le plus utilisé [115] sera utilisé, dans ce qui suit, comme méthode d'identification harmonique dans un SAPF.

III.4.4. SAPF à base d'ADALINE

III.4.4.1. Structure

En 1960, Bernard Widrow, un automaticien a développé le modèle ADALINE [116]. Sa structure est une extension du perceptron simple : un perceptron linéaire sans couche cachée donc à un seul neurone. L'idée est de remplacer la fonction seuil sur les cellules de sortie par la fonction identité $f(x) = x$. Cependant, l'apprentissage est supervisé et va être défini comme la minimisation de l'erreur quadratique du système donné.

En théorie l'ADALINE est capable d'estimer un signal en ajustant continuellement ses poids de façon à minimiser l'erreur entre les valeurs du signal estimé et ceux de celui mesuré. Il existe

plusieurs fonctions d'adaptation pour minimiser l'erreur quadratique, la plus populaire : la méthode des moindres carrés moyens (LMS : Least Mean Square). La structure d'un ADALINE est représentée dans la figure III.13 :

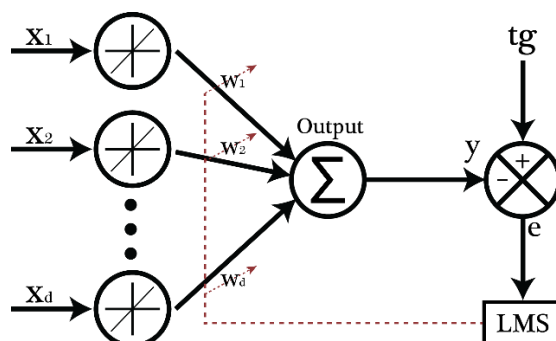


Fig. III.13 – Structure d'un ADALINE

III.4.4.2. Application dans l'estimation du contenu harmonique

La démarche proposée dans cette section est d'utiliser des signaux mesurés à l'aide de capteurs afin d'entraîner un réseau de neurones pour l'identification de l'ensemble des harmoniques présentes dans le signal. La formalisation de cette approche sera détaillée ainsi que l'architecture de l'ADALINE utilisé.

L'ADALINE proposé par Widrow et Hoff utilise une fonction d'activation linéaire, où la sortie est une sommation linéaire de ses entrées pondérées par les poids de synaptique. Cette sortie s'écrit de la façon suivante :

$$y_k = \sum_{i=1}^N x(i)_k W(i)_k = X_k^T W_k \quad (III.6)$$

En exploitant cette similarité entre le modèle mathématique de l'ADALINE et celui de la linéarité d'une transformée de Fourier entre le signal estimé et les composantes harmoniques qui le constitue, il est possible d'utiliser un ADALINE comme outils d'estimation des coefficients de la FFT du signal. A partir de ces coefficients, il est possible de prélever la composante fondamentale, et donc par soustraction d'estimer le contenu harmonique inclut dans le signal. Ce processus peut être utilisé en tant que méthode d'identification harmonique dans un SAPF.

En effet, Le courant est constitué d'une composante fondamentale et d'une autre harmonique comportant toutes les harmoniques en sinus et cosinus. Cette combinaison peut être exprimée à l'aide de la FFT de la façon suivante :

$$i^n = \sum_{k=1,2,3\dots}^H a_k^n \sin(2\pi k f_0 t^n) + b_k^n \cos(2\pi k f_0 t^n) \quad (III.7)$$

Où f_0 est la fréquence fondamentale ; a_k^n et b_k^n sont les amplitudes des composantes \sin et \cos de l'harmonique du rang k ; i^n étant la valeur de l'échantillon n du courant mesuré. Evidemment, la nature symétrique de l'onde ainsi que la configuration triphasée du réseau fait en sorte que les harmoniques paires et multiples de 3 s'annulent entre elles, d'où $k = \{1, 5, 7, \dots H\}$, avec H le rang de l'harmonique le plus élevé pris en considération. Donc on supposant un vecteur d'entrée x^n constitué des deux composantes x_{cos}^n et x_{sin}^n structurés de la façon suivante :

$$\begin{aligned} x_{cos}^n &= \begin{bmatrix} \cos 2\pi f_0 t^1 & \cos 2\pi * 5 * f_0 t^1 & \dots & \dots & \cos 2\pi * H * f_0 t^1 \\ \cos 2\pi f_0 t^2 & \cos 2\pi * 5 * f_0 t^2 & \dots & \dots & \cos 2\pi * H * f_0 t^2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \cos 2\pi f_0 t^M & \cos 2\pi * 5 * f_0 t^M & \dots & \dots & \cos 2\pi * H * f_0 t^M \end{bmatrix} \\ x_{sin}^n &= \begin{bmatrix} \sin 2\pi f_0 t^1 & \sin 2\pi * 5 * f_0 t^1 & \dots & \dots & \sin 2\pi * H * f_0 t^1 \\ \sin 2\pi f_0 t^2 & \sin 2\pi * 5 * f_0 t^2 & \dots & \dots & \sin 2\pi * H * f_0 t^2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \sin 2\pi f_0 t^M & \sin 2\pi * 5 * f_0 t^M & \dots & \dots & \sin 2\pi * H * f_0 t^M \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (III.8)$$

Pour tout échantillon n , la valeur du courant est donnée par l'équation suivante:

$$i_{me}^n = (C_i^n)^T x^n \quad (III.9)$$

Où C_i^n est le vecteur représentant les coefficients de la FFT :

$$C_i^n = [c_{sin1}^n \ c_{sin5}^n \ \dots \ c_{sinH}^n \ c_{cos1}^n \ c_{cos5}^n \ \dots \ c_{cosH}^n] \quad (III.10)$$

On remarque tout de suite l'analogie entre la formulation du courant et celle de l'ADALINE, ce qui rend possible l'estimation des coefficients de la FFT grâce à un processus d'apprentissage et un ensemble de données d'entraînement. Ainsi l'estimation du courant peut être faite comme suit :

$$i_{es}^n = (w_i^n)^T x^n \quad (III.11)$$

Lors de l'initialisation de l'ADALINE, des valeurs arbitraires sont attribuées aux poids, donc les premières valeurs estimées du courant sont souvent éloignées des valeurs mesurées. Après le déclenchement du processus d'apprentissage, on remarque qu'à chaque itération, l'algorithme tente de rapprocher les valeurs estimées de ceux mesurées, et ceci en ajustant à chaque échantillon

les poids de l'ADALINE. Le degré de calibrage des poids (appelé l'apprentissage) est donné par l'algorithme LMS. Il garantit une descente graduelle vers les valeurs exactes pondérant l'estimation et minimisant progressivement l'erreur quadratique entre les valeurs souhaitées et celles obtenues, cette erreur est donnée par l'équation III.12 :

$$E = \frac{1}{2}(e^n)^2 = \frac{1}{2}(i_{me}^n - i_{es}^n)^2 = \frac{1}{2}(i_{me}^n - (w_i^n)^T x^n)^2 \quad (III.12)$$

D'où son gradient qui donné par l'équation III.13 :

$$\nabla E(w_i^n) = -e^n \cdot x^n \quad (III.13)$$

Et c'est à partir de ce gradient que la mise à jour de chaque poids est calculée suivant l'équation III.14 :

$$w_i^n = w_i^{n-1} - \eta \cdot \nabla E^n(w_i^n) = w_i^{n-1} + \eta \cdot e^n \cdot x^n \quad (III.14)$$

Où η est appelé le coefficient d'apprentissage (Learning rate).

III.4.5. Expérimental

Dans cette partie expérimentale, la méthode d'estimation harmonique basée sur le réseau ADALINE est implémentée dans le banc d'essai, afin de tester son efficacité dans un SAPF.

La figure III.14 montre le modèle SIMULINK exécuté dans le banc d'essai. Les réseaux de neurones utilisés sont des ADALINES qui contiennent 23 entrées chacun. La première entrée étant une onde sinusoïdale à une fréquence du réseau (50Hz), les 22 restantes sont des ondes sinusoïdales représentant les 22 harmoniques les plus dominantes dans le spectre du courant de charge c.-à-d. : {3, 5, 7, 11 ... 77}. Les entrées ont été choisies de façon à optimiser la quantité de calcul nécessaire, et elles sont générées par le block « Générateur » dans la simulation (Figure III.14). Chaque ADALINE délimité par une couleur est chargé d'estimer le contenu harmonique dans une phase donnée.

L'algorithme prend comme entrées les courants provenant des capteurs i_a , i_b et i_c . Tout ce qui est en amont du bloc « Selecteur_fund » est chargé de la décomposition FFT en utilisant l'ADALINE. Tout ce qui est en aval est chargé de la génération de la composante fondamentale, soustraction et génération des signaux de référence.

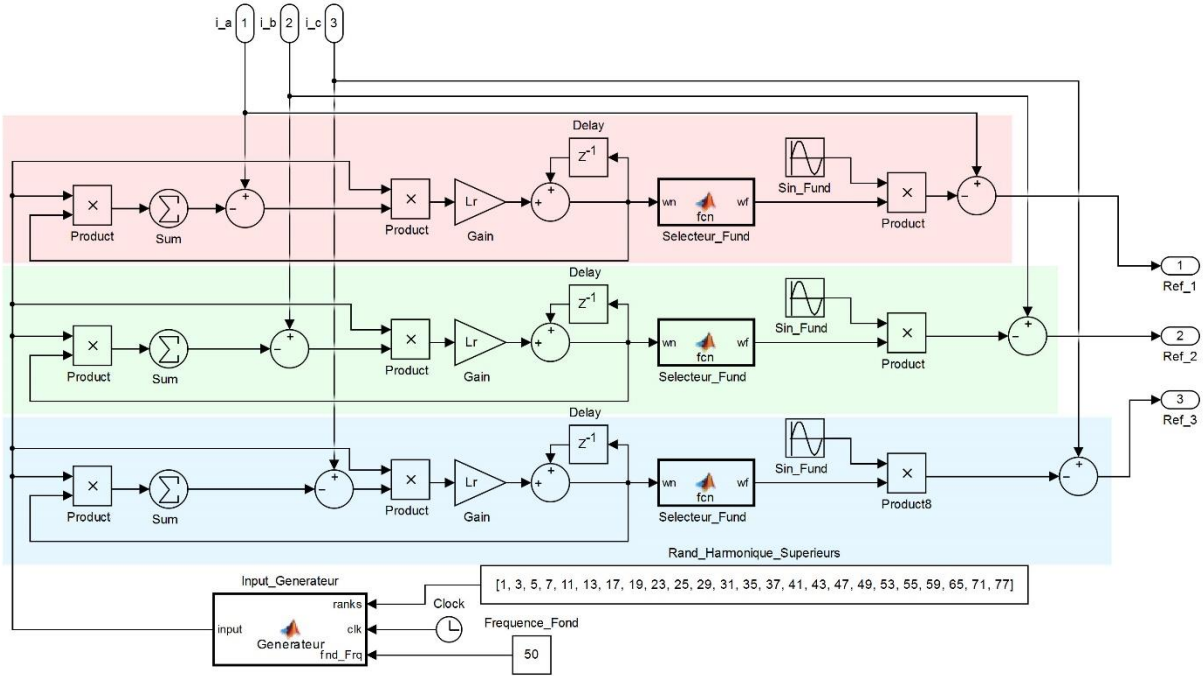


Fig. III.14 – Extracteur d'harmonique triphasé à base d'ADALINE

La figure III.15 montre l'évolution des poids de l'ADALINE à travers « la procédure d'apprentissage », tandis que la figure III.16 illustre le courant de source après compensation. Le spectre harmonique est représenté par la figure III.17.

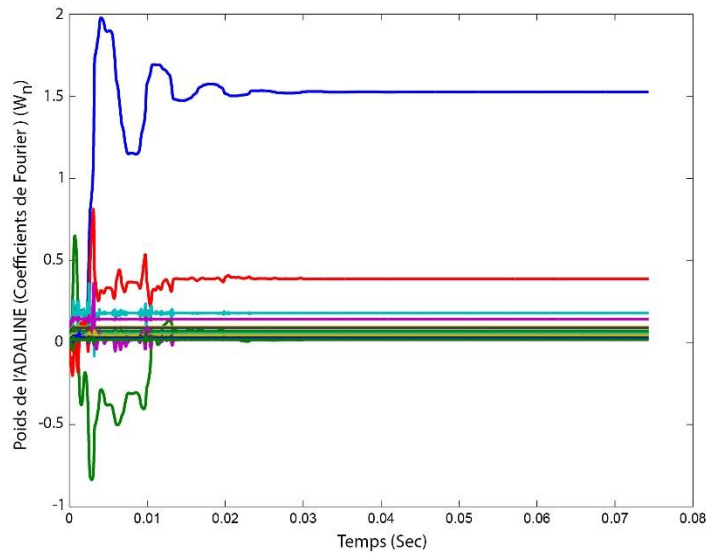


Fig. III.15 – Evolution des coefficients de Fourier

Au début de la simulation, les poids des ADALINEs ont été initialisés par des valeurs nulles. Aussi tôt, ces valeurs ont commencé à converger vers les coefficients de Fourier appropriés de chaque harmonique, comme le montre la figure III.15.

Le courant de source quant à lui prend une forme sinusoïdale grâce à la compensation du SAPF comme il est affiché dans la figure III.16. Ceci est confirmé par son spectre harmonique affiché dans la figure III.17 et un THD égale à 2.1%.

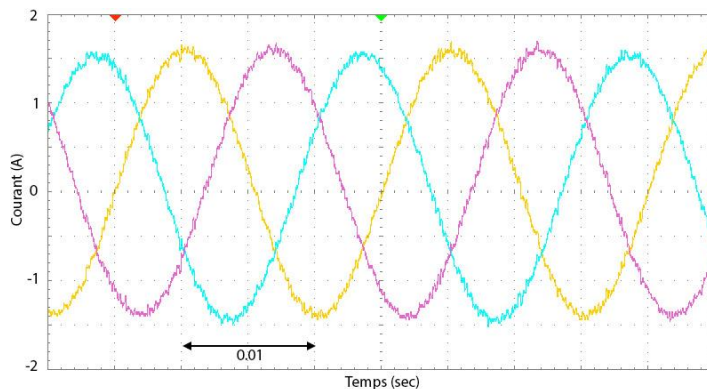


Fig. III.16 – Courant de source après compensation

On remarque que les résultats de compensation sont très satisfaisants, avec une vitesse et une stabilité dans les régimes transitoires. Ceci est dû à la convergence rapide de l'ADALINE. Il est important de mentionner que la méthode ADALINE est plus riche en informations comparée à d'autres méthodes populaires telles que l'IPT et la DPC, car elle permet la décomposition de Fourier du signal, mais elle reste très exigeante en termes de ressource de calcul.

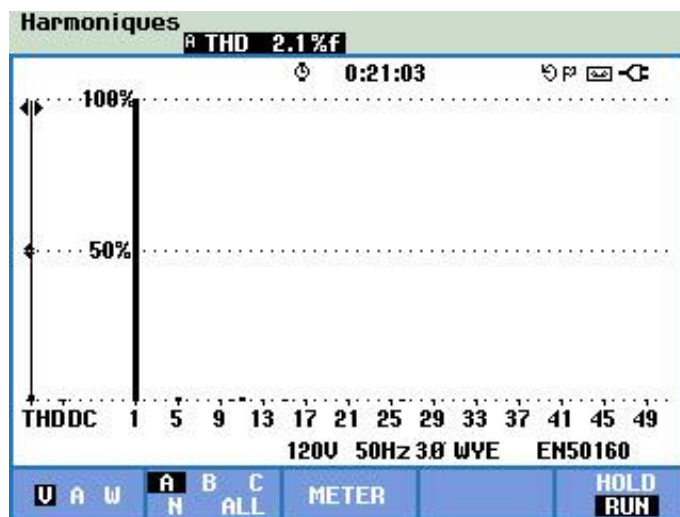


Fig. III.17 – Spectre harmonique du courant de source après compensation

Il est important de mentionner que la méthode ADALINE est une méthode d'extraction directe car elle agit directement sur le courant sans avoir besoin de la tension. Cela, la rend complètement immunisée contre le déséquilibre des tensions du réseau, à l'inverse de la méthode IPT qui souffre énormément de ce problème.

De cette analyse, on en déduit que le SAPF à base d'ADALINE est supérieur en termes de performance et stabilité comparé à celui basé sur l'IPT. En effet, dans le scope de ce chapitre, le SAPF ADALINE représente un autre exemple d'APF de 2^{ème} génération, conçu à base d'AI afin de compenser les limitations d'une méthode conventionnelle.

III.5. Conclusion

Ce chapitre s'est intéressé aux filtres actifs de puissance de 2^{ème} génération, des APF intégrant partiellement ou complètement des méthodes d'intelligence artificielle pour résoudre des problèmes que les méthodes conventionnelles ne pouvaient pas résoudre.

Comme exemple d'intégration partielle, la logique floue a été utilisée au niveau de la table de commutation de la DPC commandant un SAPF afin d'éliminer les fluctuations présentes dans les niveaux de puissances instantanées active et réactive ainsi que le courant de compensation. L'étude comparative avec les résultats de la DPC conventionnelle du filtre de 1^{ère} génération ont confirmé la capacité de l'approche proposée à résoudre ce problème.

Comme exemple d'intégration complète, des réseaux neurones artificiels de type ADALINE ont remplacé la méthode IPT dans le SAPF de 1^{ère} génération, et ont pris en charge l'extraction harmonique. L'expérimental de cette étude a montré non seulement la supériorité de la méthode ADALINE par rapport à l'IPT en terme de performances de compensation, mais surtout durant des déséquilibres de phases.

Ce chapitre a montré que l'application de l'intelligence artificielle semblait être la solution optimale contre tous les problèmes des APF. Cependant, un changement radical dans le paradigme de la génération d'électricité allait basculer le domaine de la qualité de l'énergie et des dispositifs de compensation, remettant en question toutes les solutions existantes. Ce qui va motiver les chercheurs à proposer de nouvelles architectures et algorithmes de contrôle plus adéquats à ce nouveau paradigme appelé : La Production Distribuée.

IV. Chapitre 4

Production Décentralisée Et Qualité d'Énergie

IV.1. Introduction

Décentralisation, Centralisation puis Décentralisation...?

La production décentralisée (en anglais Distributed Generation : DG) n'est pas un concept aussi récent comme beaucoup le pensent. En effet, jusqu'à ce que l'électricité vienne remplacer à une échelle commerciale toutes les différentes sources d'énergie telle que la vapeur, l'énergie hydraulique, thermique et biomasse. Autre fois, toutes ces énergies étaient produites séparément et à proximité du consommateur, car leur transfert était très coûteux, voire impossible [117].

En effet depuis son introduction comme une alternative au gaz dans l'éclairage public en 1870, l'électricité a vite pris le dessus dû aux avantages qu'elle avait à offrir comparé au gaz, que ça soit au niveau coût, impact environnemental, sécurité et nature non déflagrante. La seule différence entre les deux, c'est qu'à l'époque, le gaz était stocké sous forme de liquide dans des citernes logées près des quartiers à éclairer et transmis localement à l'aide de réseaux de pipes. Cette architecture a inspiré Thomas Edison pour la création du premier réseau électrique en 1882. Ce réseau a été destiné à l'éclairage des rues de Manhattan (New York), où les citernes de gaz ont été remplacées par des génératrices à vapeur (Les fameuses : Long-Waisted Mary Ann). Ces génératrices ont été placées à côté des quartiers à éclairer, et les pipes ont été remplacées par des câblages. Ces mini-réseaux électriques de distribution rentrent exactement dans la définition des DG [117].

Il fallait attendre la fin des années 1920, pour commencer à interconnecter ces mini-réseaux. Ceci s'est avéré bénéfique lors des pics de consommation, car ça permettait le partage de charge. Cet avantage était la motivation principale pour la centralisation du réseau [118]. Ce qui mène à dire que la première architecture du réseau électrique était décentralisée, et c'est uniquement qu'après avoir trouvé autant d'avantages dans la centralisation qu'on a changé de paradigme. Mais si la centralisation est si bénéfique pour quoi revenir à la décentralisation après tant d'années ?

IV.2. Génération distribuée

IV.2.1. Motivation

Le passage vers la centralisation était progressive, avec des centrales électriques de plus en plus grandes, se constituant de plusieurs générateurs de grande puissance, connectés à un réseau de transport et par la suite à un réseau de distribution afin de transmettre l'énergie électrique jusqu'aux consommateurs. Vu l'envergure de cette architecture et afin d'optimiser les pertes, le transfert d'énergie se fait avec des tensions élevées (En Europe et Afrique 400 kV, en Amérique et en Chine 750 kV). Au début des années 90, les limites des énergies fossiles, telles que les contraintes environnementales et l'instabilité de leur marché, a poussé le monde à donner plus d'intérêt à l'exploitation des ressources énergétiques renouvelables dû à leur nature propre et durable. Néanmoins, leur capacité de génération limitée ne permettait pas le transport d'énergie sur des distances importantes à causes des pertes engendrées. Afin de minimiser ces pertes, les fournisseurs d'énergie étaient obligé de rapprocher le plus possible les centrales de génération d'énergie renouvelable (RES) au consommateur. Cela, en transformant le réseau centralisé traditionnel en un ensemble de générateurs (petits et moyens) distribués en exploitant des ressources renouvelable et non renouvelable. Ainsi le concept de DG a « revu » le jour, et grâce aux avantages que cette architecture procure, elle est devenue l'un des domaines de recherche les plus actifs du génie électrique [119].

IV.2.2. Définition

Plusieurs définitions existent à travers la littérature [117], [120]–[122], et toutes ces définitions caractérisent la production distribuée :

- Elle est connectée au réseau de distribution.
- La possibilité qu'une partie de l'énergie générée soit consommée localement et que le reste soit exportée vers le réseau.
- Elle n'est pas soumise à une planification unifiée
- La puissance de ces unités ne dépassant pas les 50 MW.

A l'inverse des systèmes de génération centralisée traditionnels qui ont été conçus pour alimenter les charges avec des flux de puissance unidirectionnels, allant des niveaux de tension supérieurs aux niveaux inférieurs ($HT \Rightarrow MT \Rightarrow BT$). Les unités DG peuvent être connectées au système à

différents niveaux de tension. Cela a transformé le réseau électrique d'un système passif à un système actif, où le flux d'énergie peut circuler dans le chemin inverse (bidirectionnel). Ces nouvelles contraintes entraînent une surcharge des réseaux, ce qui peut nuire à la qualité de l'énergie [123]. Cependant, et malgré toutes ces contraintes, les unités DG se sont fait place dans le marché de l'énergie grâce aux avantages qu'ils donnent aux actionneurs, fournisseurs et consommateurs [124].

Les systèmes DG sont souvent liés, mais pas limités, à l'utilisation des énergies renouvelables. L'introduction de ces sources d'énergie de nature instable dans le réseau électrique, tout en maintenant sa stabilité, représente un autre challenge, et c'est pour cette raison, qu'une nouvelle approche à base de mini-réseau (MicroGrids : MG) a permis la fragmentation des centrales en entités coordonnent les ressources énergétiques de manière distribuée et systématiquement plus décentralisée, réduisant ainsi la complexité du contrôle d'un réseau électrique si diverse en ressource d'énergie. Ces MG peuvent être de nature alternative ou continue (AC/DC) en fonction du type de charge, de la technologie de génération et du type d'interconnexion au réseau public.

IV.2.3. Technologie DG

Les unités DG utilisent plusieurs technologies de génération selon la source d'énergie exploitée (renouvelable et non renouvelable). La nature imprévisible de certaines ressources naturelles, impose la présence d'une unité de stockage d'énergie pour équilibrer la génération [125]. Dans ce qui suit, les différentes technologies utilisées dans les deux applications seront discutées.

IV.2.3.1. Génération d'énergie

IV.2.3.1.a. Photovoltaïque

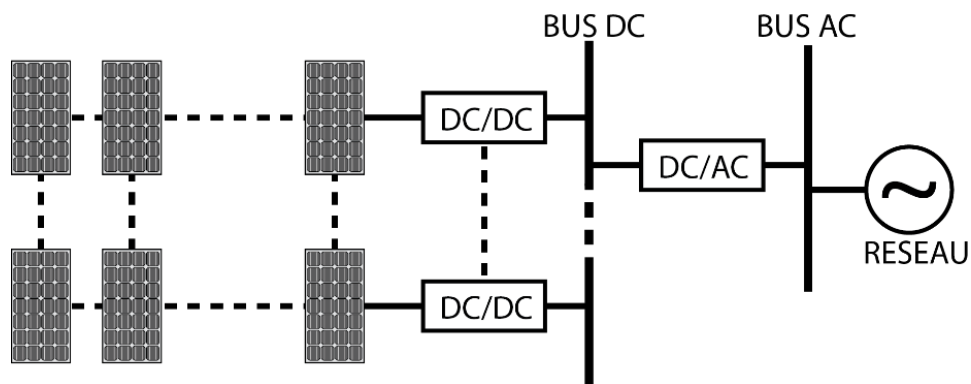


Figure IV.1 - Architecture générale d'une installation PV

Les installations photovoltaïques (PV) convertissent directement le rayonnement solaire en énergie électrique continue. La quantité d'énergie produite par un module PV est proportionnelle à la surface du module, à la radiation solaire ainsi qu'à la température [126].

Vu que la puissance nominale générée par chacun des modules PV est limitée, ces derniers sont connectés en série sous forme de chaînes. De plus, quand une augmentation de la puissance est requise, plusieurs chaînes sont connectées en parallèle pour former une grille (PV Array). Evidemment, leurs sorties doivent être ajustées aux niveaux de tension appropriés grâce à des convertisseurs DC/DC, pour ensuite faire passer la puissance DC collectées à travers un onduleur (DC/AC) afin d'obtenir la tension alternative injectable dans le réseau. La figure IV.1 montre l'architecture générale d'une installation PV.

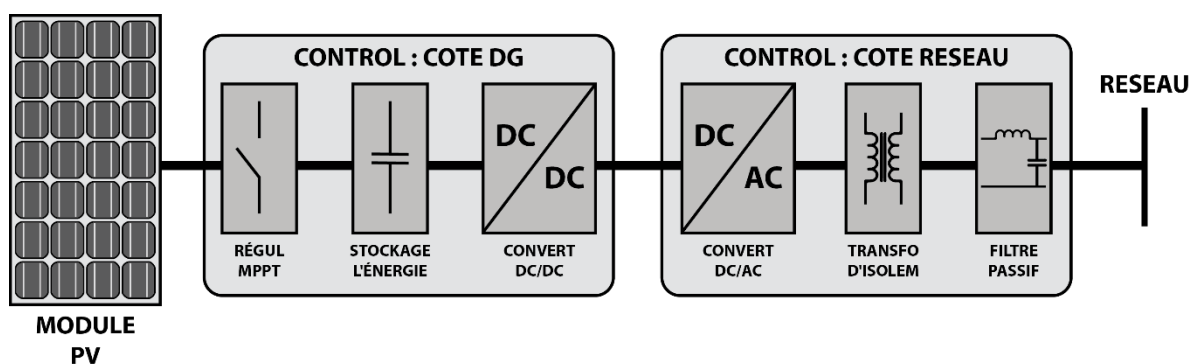


Figure IV.2 - Schéma de connexion d'un système PV au réseau

D'autres composants peuvent s'ajouter à l'architecture précédemment décrite pour l'optimiser, tel qu'un système de suivi du point maximal de puissance (en anglais Maximum Power Point Tracking : MPPT), placé en parallèle avec un élément de stockage d'énergie. Un transformateur d'isolement est nécessaire à la sortie de l'onduleur ainsi qu'un filtre pour atténuer les harmoniques de commutation (figure IV.2).

IV.2.3.1.b. Éoliennes

L'énergie éolienne est l'une des ressources les plus abondantes et constitue la technologie renouvelable qui se développe le plus rapidement dans le monde [127]. L'amélioration des turbines et la conception des convertisseurs de puissance ont entraîné une baisse significative du coût de cette technologie. Ceci qui la positionne comme l'énergie renouvelable la plus compétitive du point de vue économique, et d'où elle est considérée comme la deuxième plus grande ressource d'énergie renouvelable derrière l'hydroélectrique [128].

Une éolienne fonctionne en puisant de l'énergie cinétique à partir du vent, et en la transmettant grâce à un système d'engrenage au rotor d'une génératrice. Son rendement dépend principalement de la vitesse du vent, mais aussi d'autres facteurs tels que les caractéristiques aérodynamiques ainsi que la densité d'air. De telles structures doivent être installées dans des zones où la vitesse moyenne annuelle du vent est élevée [129].

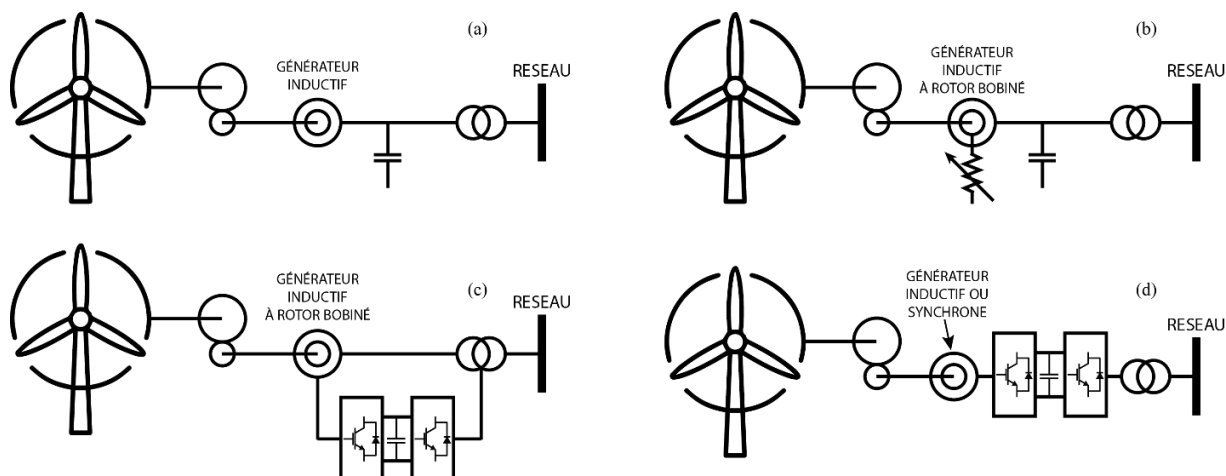


Figure IV.3 - Différentes architectures des éoliennes

Généralement ; un générateur est couplé à la turbine par l'intermédiaire d'un réducteur. Il existe plusieurs configurations en fonction de la vitesse du système, dont les plus utilisées sont [119]:

- **Éolienne à vitesse constante** : Cette technologie obsolète, consiste à fixer la vitesse de rotation des lames en modifiant leur angle d'inclinaison. Sa turbine est couplée, via un multiplicateur, à un générateur inductif à cage d'écurieil (Figure IV.3 (a)), lequel est connecté directement au réseau ou via un démarreur progressif. Une batterie de condensateurs est en outre nécessaire pour compenser la puissance réactive.
- **Éolienne à vitesse variable avec résistance de rotor variable** : Celle-ci utilise un générateur inductif à rotor bobiné (Figure IV.3 (b)), comme dans la configuration précédente, un démarreur progressif et la batterie de condensateurs sont inclus.
- **Éolienne à vitesse variable avec convertisseur à puissance partielle** : Dans ce cas, une machine asynchrone à double alimentation (MADA) est utilisée pour générer l'énergie (Figure IV.3 (c)). L'interface est réalisée à base de dispositifs d'électronique de puissance, ce qui permet à la turbine de fonctionner au point de puissance maximale en fonction des conditions de vent.

- **Éolienne à vitesse variable avec convertisseur à pleine puissance** : Le générateur peut être synchrone ou à induction (Figure IV.3 (d)). La connexion réseau est établie grâce à des convertisseurs AC/DC et DC/AC et le contrôle de puissance est effectué grâce à l'électronique de puissance.

IV.2.3.1.c. Pile à combustible

L'hydrogène peut être utilisé comme un outil de stockage et de transport d'énergie. Abondant, facile à déployer et à transporter, il peut être généré à partir d'eau et son inflammation résulte en vapeur d'eau. Cet élément est une source parfaite d'énergie propre, renouvelable, abondante et non toxique.

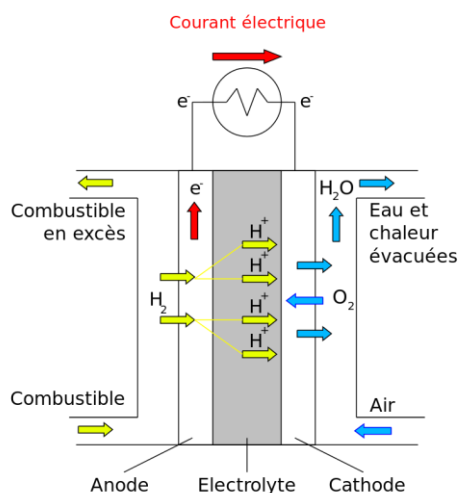


Figure IV.4 - Schéma d'une pile à combustible à acide phosphorique

L'énergie dégagée par les réactions chimiques de l'hydrogène avec l'oxygène peut être convertie en énergie électrique grâce à une pile à combustible [130] (Figure IV.4). L'hydrogène qui arrive du côté de l'anode est dissocié en protons et en électrons. Les protons sont dirigés vers la cathode à travers la membrane, mais les électrons sont obligés de passer par un circuit externe (produisant de l'électricité) car la membrane est isolée électriquement. Dans le catalyseur de la cathode, les molécules d'oxygène réagissent avec les électrons (conduits par le circuit externe) et les protons pour former de l'eau. Dans ce cas, les seuls déchets sont de la vapeur d'eau ou de l'eau liquide [131].

Il est important d'établir les différences fondamentales entre les batteries conventionnelles et les piles à combustible. Les batteries conventionnelles sont des dispositifs de stockage d'énergie, c'est-

à-dire que le carburant y est et qu'il produit de l'énergie jusqu'à sa consommation. Cependant, dans une pile à combustible, les réactifs sont fournis en flux continu depuis l'extérieur, ce qui permet une production électrique ininterrompue. La tension de sortie d'une pile à combustible étant constante, sa connexion à un réseau alternatif nécessite un convertisseur DC/AC [132]. Ainsi, pour connecter la pile à combustible à un réseau électrique, un circuit similaire à celui utilisé dans les installations photovoltaïques est souvent utilisé (Figure IV.1).

IV.2.3.1.d. Micro-cogénération

La micro-cogénération (en anglais Micro Combined Heat and Power : M-CHP) est un type de système de production décentralisé. Il se base sur un système de cogénération (électricité/chauffage) de très petite puissance entraîné par une microturbine ou un moteur à combustion interne (MCI) alimenté en carburant liquide ou gazeux. Lorsque l'énergie cinétique est convertie en énergie électrique, la chaleur dégagée est adaptée aux besoins de chauffage et d'eau chaude pour usage personnel ou public [133].

Cette dualité d'exploitation (chaleur et électricité) fait de la cogénération une solution plus optimale. Des données récoltées ont montré que l'exploitation de la chaleur pour le chauffage dans une habitation dotée d'une microcentrale de cogénération optimise 35% d'énergie par rapport à une autre habitation dotée d'un groupe électrogène utilisé pour le chauffage [134]. Evidemment, cette rentabilité est maximale durant les périodes d'hiver, car elle coïncide avec les pointes de la demande en électricité et en chauffage.

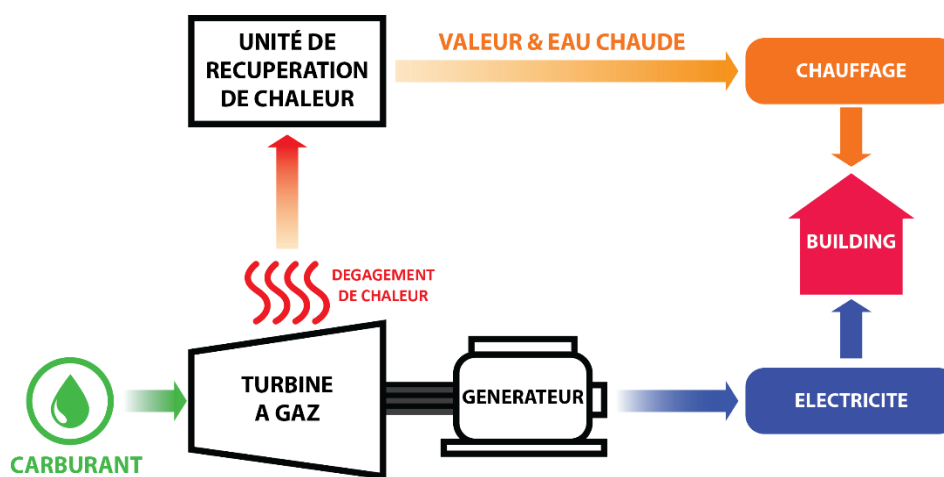


Figure IV.5 - Centrale de cogénération à base de turbine à gaz

IV.2.3.2. Stockage d'énergie

Les unités DG comprennent des générateurs à base d'énergies non renouvelables (MCI, microturbines à gaz, centrales à charbon), mais aussi des générateurs à base d'énergies renouvelables (photovoltaïque, éolien, marine...). Il est reconnu que les pics de production de ces énergies renouvelables coïncident rarement (à savoir jamais) avec les pics de consommation (Courbe du canard : Duck Curve [135]) ce qui rend l'énergie électrique produite inutile à moins que celle-ci ne soit stockée et réinjectée dans le réseau au moment de besoin. Ainsi, il est impératif que les unités de DG à base d'énergies renouvelables soient toujours dotées d'unités de stockage d'énergie. Les dispositifs de stockage les plus répandus sont les batteries et les Flywheels. D'autres systèmes à base d'air comprimé, de stockage d'eau et d'hydrogène existent mais ne sont pas considérés comme des technologies matures et commercialisables [136].

IV.2.3.2.a. Batteries

Les batteries électrochimiques (en anglais Battery Energy Storage System : BESS) sont conçues par empilement de disques composés de différents types d'éléments chimiques. Il existe ainsi des batteries plomb-acide, nickel-cadmium, nickel-hydrure métallique, lithium-ion, lithium-polymère, lithium-air, sodium-soufre, chlorure de sodium, ...etc. avec des rendements entre 60% à 90% [137].

Les batteries plomb-acide présentent des inconvénients dont les plus notables sont : une performance limitée faible, une densité énergétique, une courte durée de vie, un coût de maintenance élevé et des risques environnementaux. Malgré tout ça, elles restent les plus répandues dans les applications DG à ce jour, grâce à leur coût de production réduit [136]. Les autres technologies de batteries telles que le zinc-brome, redox au vanadium, sodium-soufre et électrodes au nickel ont montré des résultats prometteurs pour des applications futures [121].

IV.2.3.2.b. Flywheel (Roue-Libre)

Les systèmes de batteries à volant d'inertie, Roue-Libre ou bien en (anglais Flywheel Energy Storage System : FESS) sont constitués d'un rotor accéléré par un moteur électrique, qui tourne dans une enceinte sous vide (pour minimiser les pertes d'énergie par frottements). Afin d'y stocker de l'énergie, il suffit d'accélérer le rotor en utilisant le moteur, et pour décharger l'énergie stockée, l'énergie cinétique du rotor est transmise à la génératrice. Afin d'optimiser la capacité de stockage

de la Flywheel, des mécanismes de lévitation magnétique sont utilisés dans les parties mobiles afin de minimiser le frottement [119].

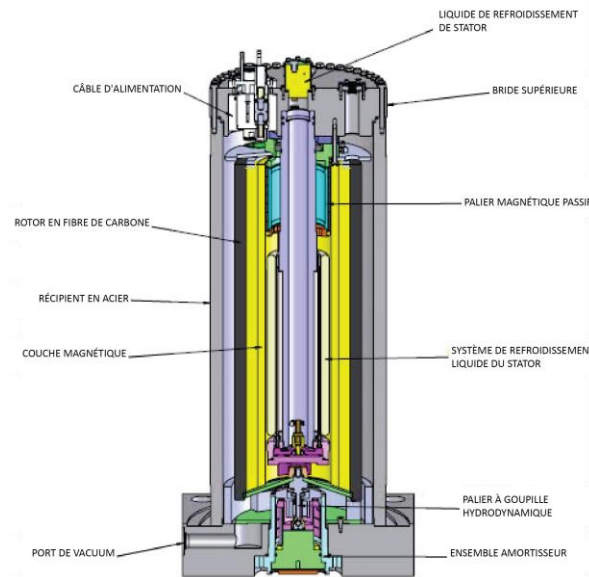


Figure IV.6 – Structure d'une Flywheel

Les FESS se divisent principalement en deux catégories selon leurs vitesses de rotation, les « basse-vitesses » qui tourne à approximativement à 6000 rpm avec rotors en acier et roulements traditionnels, et ceux à « grande vitesse » allant jusqu'à 100 000 rpm avec des matériaux composite spéciaux et techniques de lévitation magnétique [138].

IV.2.4. Types of DG

Les unités DG peuvent être classifiées selon divers critères : leurs sources d'énergie, leurs capacités de production, leurs architectures et technologies d'interface.

Une classification selon leurs productions d'énergie active et réactive est proposée dans le tableau suivant [120]:

Tableau IV.1 : Classification des DG selon la génération d'énergie active et réactive

Type de DG	Caractéristiques
Type 1	Ce type d'unité DG fonctionne à un facteur de puissance unitaire, car ils ne fournissent que de la puissance active, et sont souvent connectés au réseau à l'aide d'onduleurs. Comme exemple, on peut citer le photovoltaïque, les microturbines et les piles à combustible.
Type 2	Ce type de DG est capable de fournir à la fois de la puissance active et réactive, et opère avec un facteur de puissance compris entre 0,80 – 0,99. Cette catégorie inclue les unités DG basées sur les machines synchrones (cogénération, turbine à gaz, etc.)
Type 3	Ce type de DG est capable de fournir de la puissance réactive uniquement et fonctionne à des facteurs de puissance nuls. Exemple : les compensateurs synchrones tels que les turbines à gaz en sont l'exemple.
Type 4	Ce type de DG est capable de fournir de la puissance active tout en consommant de la puissance réactive. Il opère à un facteur de puissance en retard compris entre 0,80 - 0,99. Les générateurs à induction principalement utilisés dans les parcs éoliens entrent dans cette catégorie. Cependant, les systèmes de générateur à induction à double alimentation (MADA) peuvent consommer ou produire de la puissance réactive, donc peuvent être simultanément de types 2 et 4.

IV.2.5. Avantages et inconvénients

IV.2.5.1. Avantages

La DG possède plusieurs avantages tels que : Le respect de la philosophie RPS ; la création de concurrence dans le marché de l'énergie et l'élimination du capitalisme; la réduction des émissions polluantes de tout type ; la réduction des risques dans le réseau électrique ; la fiabilité de l'énergie ; le soutien de la tension du réseau ; l'exploitation de surface inutilisable (Désert, Mer, Montagne...) ; la réduction du coût de transport et distribution de l'électricité et en fin la réduction des pertes d'énergie [139].

IV.2.5.2. Inconvénients

Comparé à la production centralisée, on peut citer quelques inconvénients tel que : la faible efficacité énergétique, le coût d'installation et d'intégration élevé, la faible capacité de génération

et la dépendance des conditions climatiques et de la localisation géographique, et enfin une difficulté pour maintenir une qualité d'énergie acceptable [139].

IV.2.6. Les Interfaces de connexion des DG

Toute unité DG (à source renouvelable ou non) se compose d'une partie « génération », responsable de la collecte et la conversion d'énergie potentielle de la source (solaire, éoliennes, marine, fossile ...) vers l'énergie électrique. L'énergie obtenue ne peut être injectée directement dans le réseau dû à des contraintes de compatibilité (DC/AC, amplitude, fréquence et déphasage). Par conséquent, toute unité DG interconnectée au réseau doit contenir un étage d'adaptation de la qualité d'énergie avant l'injection, laquelle est réalisée à l'aide d'une interface conçue à base d'éléments d'électronique de puissance. L'architecture de ces interfaces dépend des caractéristiques de l'unité DG, du réseau récepteur et des normes locales ou internationales d'interconnexion des unités DG au réseau [140].

La génération d'électricité à partir d'énergie renouvelable est une technique assez ancienne. Cependant, les interfaces de conversion d'énergie restent un domaine de recherche très actif, plein de propositions d'amélioration et d'optimisation en terme de performance, durée de vie, coût et extensibilité, et par-dessus tout l'amélioration de la qualité d'énergie obtenue en sortie [141]. L'étude de ces interfaces, de leurs impacts sur la qualité d'énergie échangée entre les unités DG et le réseau, et la manière dont ils peuvent être utilisés comme outils d'amélioration de cette qualité d'énergie est le cœur de ce travail. Par conséquent, il est indispensable de détailler les interfaces des différents types d'unités DG et des unités de stockage d'énergie précédemment cités.

IV.2.6.1. Photovoltaïque

Une cellule photovoltaïque est généralement constituée de matériaux semi-conducteurs tels que le silicium cristallin, pour ensuite être regroupé en module contenant de 36 à 72 cellules en fonction de la tension et du courant de sortie souhaités. Cette configuration est prise en considération lors de la conception de l'interface de connexion ainsi que d'autres paramètres tels que le nombre d'étapes de traitement de l'énergie, l'emplacement des condensateurs de découplage et des transformateurs. En général deux topologies existent [142].

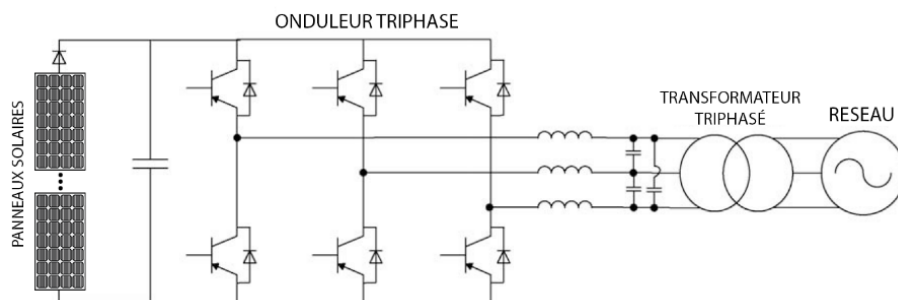


Figure IV.7 – Système PV doté d'interface à base d'onduleur centralisé

La première, la plus utilisée, est montrée dans la figure IV.7. La sortie DC du module PV passe à travers un filtre de capacité, pour être ensuite convertie en AC triphasé à l'aide d'un onduleur solaire. A la sortie de cet onduleur, chaque phase est connectée à un filtre passif afin de limiter les harmoniques de haute fréquence. Un transformateur de couplage est ensuite utilisé pour booster la tension et pour l'isolation [142].

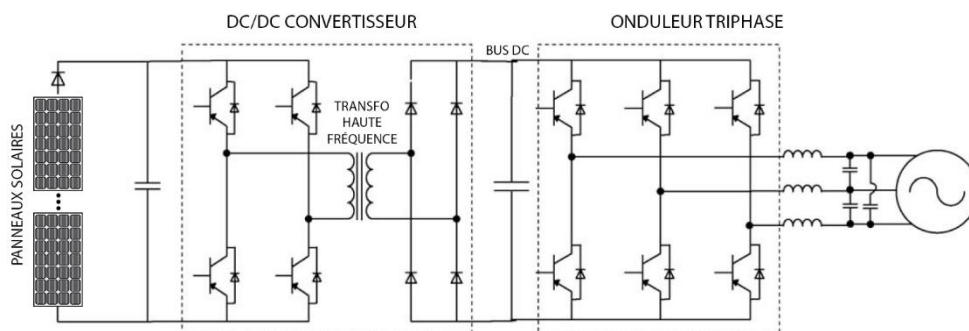


Figure IV.8 – Système PV doté d'interface à base de transformateur à haute fréquence

La deuxième topologie vise à éliminer les inconvénients dûs à la présence encombrante du transformateur à basse fréquence. Elle utilise un convertisseur DC/DC Boost pour élever la tension, suivi d'un convertisseur DC/AC triphasé, connecté à son tour au réseau (Figure IV.8). Dans cette topologie, le suivi du point maximal est effectué à l'aide d'un MPPT. La tension est régulée au niveau du convertisseur DC/DC, tandis que le contrôle du flux d'énergie ainsi que la synchronisation avec le réseau se fait au niveau du convertisseur DC/AC [140].

IV.2.6.2. Éoliennes

Parmi les 4 types d'éoliennes citées dans la section IV.2.3.1.b, deux sont considérés en raison de leur popularité. Leurs interfaces seront détaillées comme suit:

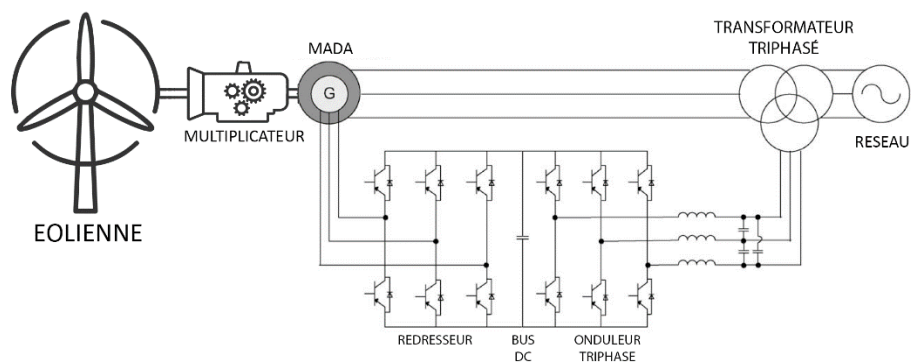


Figure IV.9 – Système éolien à base de MADA

- La première est celle de la « Cascade hyposynchrone» (Double Fed Induction Machine en anglais, littéralement machine asynchrone à double alimentation MADA) [130]. Les trois enroulements du rotor sont connectés à un redresseur dont le courant de sortie est lissé par une bobine de forte inductance. Le redresseur est généralement construit à base d'IGBT. Ce courant continu alimente un onduleur triphasé qui produit un système de courant alternatif triphasé synchronisé sur la fréquence du réseau (GTI). La sortie de l'onduleur est connectée au réseau de distribution à travers un transformateur triphasé afin d'adapter le niveau de tension (Figure IV.9).

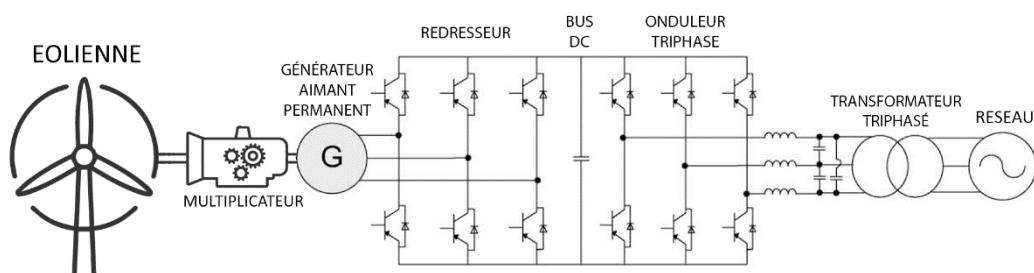


Figure IV.10 – Système éolien à base de MSAP

- Le deuxième type d'éolienne [143] consiste à utiliser une machine à aimant permanent sans s'en soucier de la vitesse variable du vent. La tension AC ; à fréquence et amplitude variables, sera convertie en DC à tension constante grâce à un convertisseur Buck-Boost DC/DC, pour ensuite être convertie en une tension AC conforme et synchronisée avec le réseau (GTI). Cette configuration, illustrée par la figure IV.10, permet la collecte optimale d'énergie du vent comparé au premier type.

IV.2.6.3. Pile à combustible

L'intensité énergétique d'une pile à combustion est de l'ordre de 200 Wh/l, ce qui représente 10 fois celle d'une batterie [131]. Son efficacité est aussi élevée car elle peut atteindre 60%, 80% si la chaleur dégagée est utilisée en cogénération.

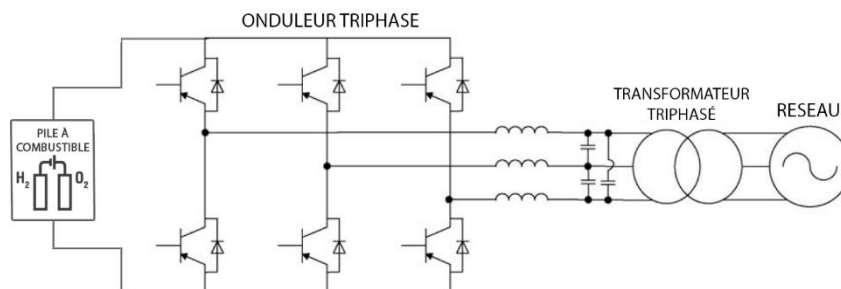


Figure IV.11 – Pile à combustible avec onduleur

Une pile à combustion génère du DC, lequel sera converti en AC grâce à un onduleur triphasé. Dans le cas le plus simple, cet onduleur est suivi d'un transformateur pour élever la tension tel qu'il est montré dans Figure IV.11. Une autre configuration fait usage d'un convertisseur DC-DC Buck-Boost pour réguler la tension à celle du réseau, pour ensuite la transformer en AC (Figure IV.12) [132].

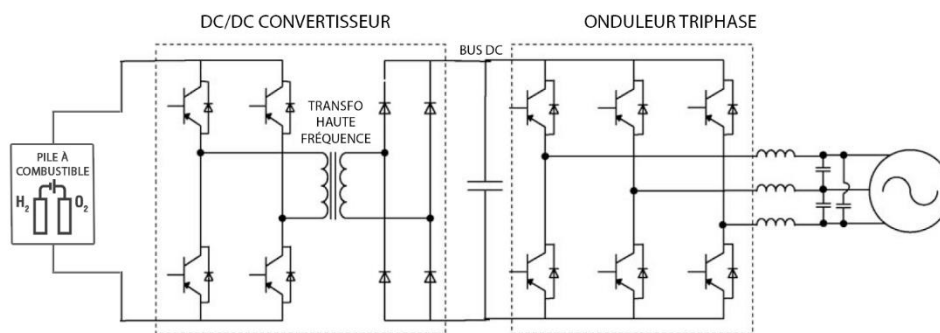


Figure IV.12 – Pile à combustible avec chaîne de conversion AC-DC-AC

IV.2.6.4. Micro-Cogénération

IV.2.6.4.a. Microturbines

L'arbre d'une microturbine peut atteindre des vitesses allant jusqu'à 120 000 rpm, et entraîne une génératrice (synchrone ou asynchrone). La tension générée est alternative à haute fréquence [139]. La technique la plus utilisée pour l'injection de cette tension utilise un redresseur AC/DC commandable pour convertir cette tension en une tension continue stabilisée, pour ensuite la

reconvertir en AC grâce à un onduleur triphasé. Dans certains cas, le boosting est fait à l'aide d'un transformateur à la sortie, comme le montre la figure IV.13 [133]. Une autre approche plus compacte existe, où un cycloconvertisseur est utilisé pour éviter la chaîne de conversion AC-DC-AC, cela dit, cette technique n'est pas encore commercialisable du à son coût élevé. Une étude sur les cogénérations à base de microturbine est détaillée dans [144].

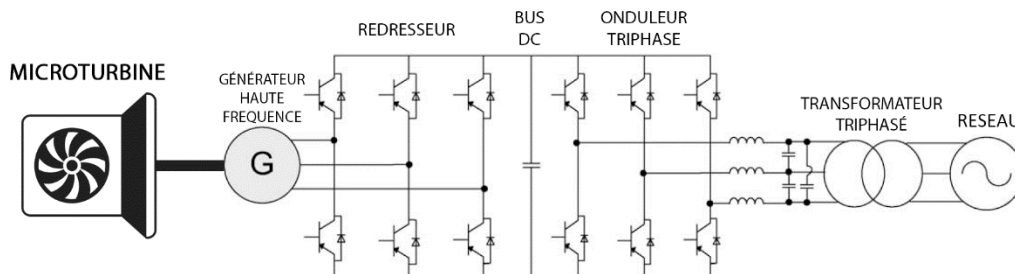


Figure IV.13 – Micro génération à base de microturbine et chaîne de conversion AC-DC-AC

IV.2.6.4.b. Moteur à combustion interne

La majorité des DG à base de MCI sont connectés au réseau à l'aide de générateur synchrone à vitesse fixe doté de relais de protection. En d'autres termes, la vitesse du générateur doit être fixée pour obtenir la fréquence du réseau, à l'aide des interfaces de contrôle du moteur (les injecteurs de carburant). En utilisant cette interface de contrôle, il est possible d'avoir différents régimes du moteur afin d'optimiser la consommation du carburant [145]. L'interface de connexion avec le réseau est pareille à celle des systèmes éoliens. Vu que l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie du générateur sont variables, un redresseur connecté à un onduleur triphasé (dos-à-dos) est utilisé, tel qu'il est montré dans la figure IV.14.

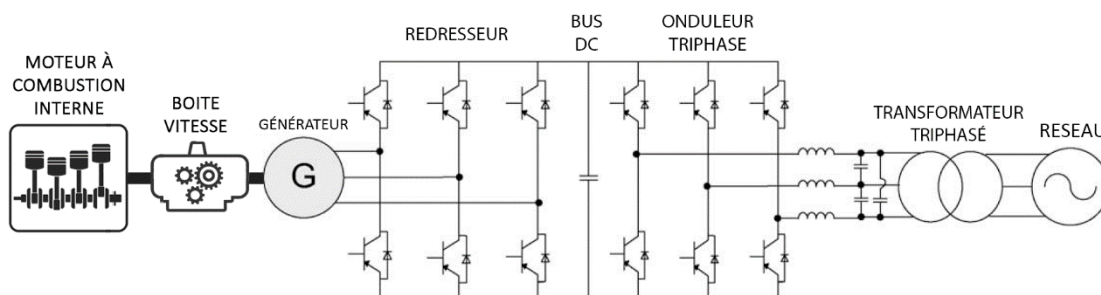


Figure IV.14 – Micro génération à base de MCI et chaîne de conversion AC-DC-AC

IV.2.6.5. Batteries

Toutes les technologies de batteries délivrent du DC, et dont la tension et le courant dépendent des configurations de connexion (série/parallèle). La conversion d'énergie avant l'injection se fait à l'aide d'un onduleur avec une seule différence à prendre en considération : leurs interfaces doit supporter un mode de transmission d'énergie bidirectionnel, afin d'assurer les deux opérations de chargement et déchargement [136].

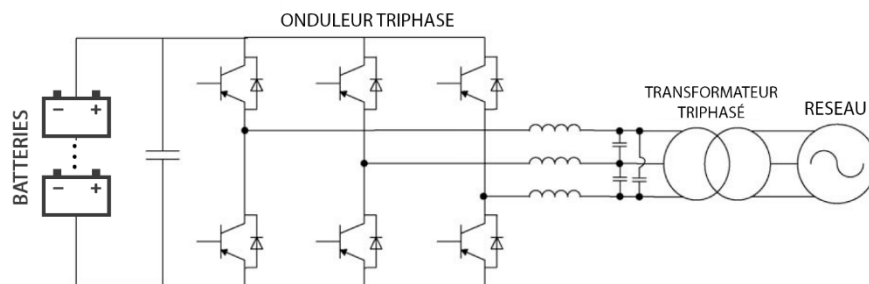


Figure IV.15 – BESS avec onduleur triphasé

La configuration la plus simple d'un système de stockage à base de batterie est affichée dans la Figure IV.15. Elle consiste en une BESS suivie d'un onduleur DC/AC, ensuite d'un transformateur triphasé afin d'ajuster la tension au niveau du réseau [137].

La figure IV.16 présente une deuxième topologie à deux niveaux, où un convertisseur full-bridge en pont complet DC-DC bidirectionnel est ajouté à l'onduleur.

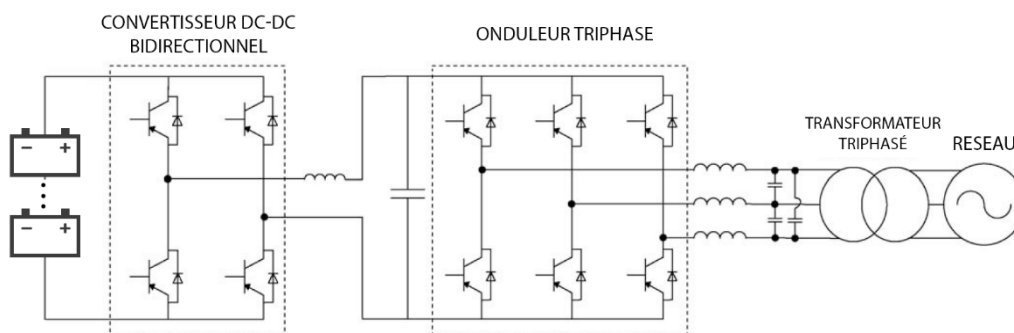


Figure IV.16 - BESS avec convertisseur DC-DC bidirectionnel

IV.2.6.6. Flywheel

La conversion entre l'énergie cinétique et électrique dans une Flywheel se fait à l'aide de convertisseur électromécanique. Deux approches de régulation sont possibles : embrayages mécaniques et à base d'électronique de puissance. La configuration de l'interface de Flywheel la plus répandue est montrée dans la figure IV.17. La sortie à fréquence variable de la Flywheel est

convertie en DC à l'aide d'un redresseur, pour ensuite être reconvertir en AC grâce à un onduleur triphasé. Durant la recharge de la Flywheel, les deux dispositifs inversent leurs rôles, Cette topologie assure la nature bidirectionnelle, tout comme les batteries [138].

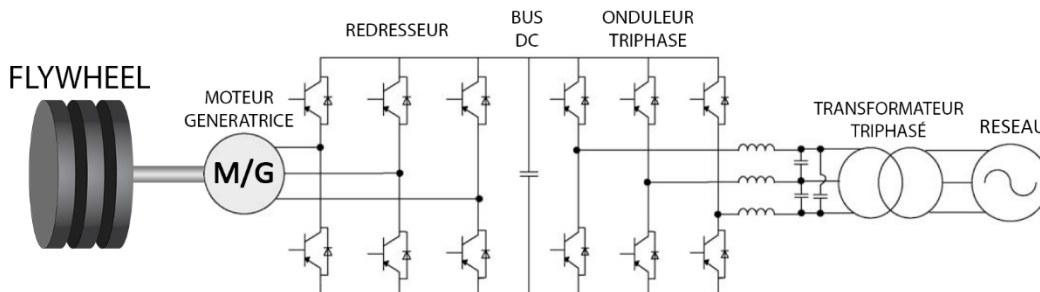


Figure IV.17 – FESS à chaîne de conversion AC-DC-AC

IV.3. Normes appliquées aux DG et leurs interfaces de connexion

Comme toute partie du réseau électrique, les DG sont régies par des réglementations et des normes. Le point de surveillance reste l'interface de connexion de la DG au réseau [117]. La première tentative de standardisation c'était en Mars 2000 [146], où le conseil de l'association IEEE a voté pour l'élaboration de normes uniformes pour l'interconnexion des DG avec le réseau aux USA.

Le Comité de coordination des normes IEEE 21 (IEEE SCC21), qui est le comité chargé d'élaborer des normes techniques pour les technologies de production distribuées, travaille actuellement sur l'IEEE P1547 [147]. Il s'agit d'une norme dédiée à la réglementation de l'interconnexion des ressources distribuées (RES et DG) avec le réseau électrique. Jusqu'à maintenant, plusieurs parties de cette norme sont en cours de développement. La version la plus récente (2020) est la première à inclure les interfaces d'unité DG, et elle est détaillée dans [148]. Ces normes, une fois approuvées et adoptées, constitueront une étape historique dans la transition énergétique du monde vers la DG.

Concernant, les normes qui n'ont pas encore été traitées, leurs prédécesseurs de la génération centralisée sont encore en vigueur, et la formulation est presque la même pour tous les types de DG. L'objectif reste d'aboutir à des unités DG sécurisés et fiables, avec des mécanismes de déconnexion et isolement en cas de problème, ce qui vise à protéger les clients ainsi que le réseau. En effet, la motivation principale derrière la création de telles normes est le fait que le réseau électrique actuel n'a pas été initialement conçu pour supporter le principe de la production décentralisée et les technologies de DG. Ces standards d'interconnexion traitent les axes suivants[117]:

- Coordination avec les équipements du système de distribution tel que les régulateurs de tensions ainsi que les dispositifs de sécurité.
- Connexion et mise à la terre des transformateurs.
- Surveillance, télémétrie des données et contrôle à distance des stations.
- Test et vérification des relais d'interconnexion, des appareillages de commutation et des équipements de contrôle de la DG.

Jusqu'à présent, les standards et prérequis d'interconnexion des DG au réseau incluent plusieurs points, parmi lesquels on peut citer :

IV.3.1.1. La Protection

Les systèmes de protection sont impératifs pour la protection du réseau de distribution et des équipements inclus. La protection des équipements de la DG relève de la responsabilité du propriétaire de la DG. Les directives de protection ne priorisent pas la protection de la DG ni son interface, mais identifie les mesures minimales garantissant un fonctionnement fiable. Ainsi, l'opérateur est libéré de toute responsabilité d'endommagement qui touche la DG où un de ces composants dû à un défaut ou des perturbations dans le réseau. Le système de protection doit être conçu de façon à séparer la DG en cas de défaut dans le réseau (IEEE Std 1547-2020 [148]).

Le propriétaire de la DG doit fournir un diagramme standard détaillant son système sous des conditions normales et d'urgence tel qu'il est expliqué dans [149]. Certains schémas de protection de base des interconnexions entre DG et réseau contiennent les éléments suivants :

- Protection contre les sous-tensions et surtension
- Protection de la fréquence (sur et sous fréquence)
- Relais de synchronisation
- Relais de surintensité phase et terre
- Relais de surintensité directionnels de phase

D'avantage de détails sur la conception de ce schéma peuvent être trouvés dans la norme IEEE Std C37.111™/IEC 60255 : Partie 24 [150].

IV.3.1.2. Les Interrupteurs (Switchgear)

Le propriétaire de la DG doit inclure des mécanismes d'interruption dimensionnés selon les normes [151], et qui doivent contenir des confirmations visuelles. Tout mécanisme d'interruption

dans l'interface reliant la DG au réseau doit être capable d'interrompre le courant de défaut maximal possible. Dans les DG de grande capacité de génération, des mécanismes d'interruptions redondantes sont exigés. D'avantage d'informations sont disponibles dans la norme IEEE Std C37.60™ : Partie 111 [152].

IV.3.1.3. La Métrologie

Les normes citées dans la section 4.6.3 de l'IEEE Std 1547-2020 [148] détaillent les prérequis de la quantification des entités telles que l'énergie sous toutes ces formes, la tension, le courant, la fréquence et leurs tolérances à l'erreur de mesure. Elle inclue aussi les caractéristiques techniques des appareils de mesure utilisées au niveau de la DG. Ces normes permettent au personnel de l'opérateur du réseau de suivre les données de la DG en temps réel.

IV.3.1.4. Les Tests et archivage des données

La section 7 de l'IEEE Std 1547-2020 [148] qui traite les tests, nomenclature, structure des données, leurs enregistrement et traçabilité, dicte qu'il est impératif que chaque unité DG contiennent (au minimum) les enregistrements des dates et heures, les séquences de génération et les quantités d'énergies active et réactive générées. Le journal d'opération doit être conservé et accessible aux opérateurs du réseau. D'autres informations peuvent être ajoutées au contenu archivé afin de garantir des opérations fiables de la DG et de l'injection d'énergie, tel que les enregistrements de maintenance, les fiches techniques des équipements, et même les données du personnel opérant la DG à tout moment.

IV.4. Impact de la DG sur la qualité d'énergie

L'intégration des DG dans le réseau de distribution impacte la qualité d'énergie électrique de plusieurs manières différentes. En fonction des circonstances, les DG peuvent soit dégrader ou améliorer la qualité de l'énergie au point d'interconnexion [122].

Les unités DG peuvent causer des variations transitoires de la tension dans le réseau électrique si des variations de courant relativement importantes pendant la connexion et la déconnexion du générateur sont autorisées. Les amplitudes de ces variations transitoires de courant peuvent être limitées en grande partie si l'unité DG est soigneusement conçue. Les unités DG à base de générateur synchrone peuvent être connectées au réseau et garantir une quantité de perturbation négligeable s'ils sont bien synchronisés. En plus, des unités de démarrage progressif

antiparallèles peuvent être utilisées pour maintenir le courant magnétisant d'enclenchement inférieur au courant nominal. Cela dit, les déconnexions brusque des générateurs alors qu'ils fonctionnent en pleine charge peut entraîner des chutes de tension considérables [119]. Inversement, l'intégration d'une unité DG augmente le niveau de défaut du réseau de distribution, du coup, toute perturbation causée par un client, ou défaut distant dans le réseau, résultera en une variation de tension minimale, et donc une meilleure qualité d'énergie [153]. Même, qu'une approche conventionnelle pour l'amélioration de la qualité de l'énergie consiste à installer le plus grand nombre de DG possible dans le réseau [154].

De même, des unités DG mal conçues, ou contenant des interfaces d'interconnexions agressives peuvent injecter du contenu harmonique conduisant à des distorsions dans la tension et le courant, tel qu'il est étudié dans [155]. Tandis que, des générateurs connectés directement au réseau peuvent réduire l'impédance harmonique de ce dernier, et ainsi réduire la tension harmonique au détriment des courants harmoniques occurrents dans le réseau, tel qu'il est détaillé dans [156].

Un exemple assez similaire concernant l'équilibre des phases de la tension du réseau. En effet, l'intégration d'une importante unité DG monophasée ou de plusieurs petites unités DG d'une façon non équilibrée et non étudiée peut causer un déséquilibre des phases du réseau [157]. D'une autre part, et dans certains réseaux MT des zones rurales, où le raccordement monophasé des clients n'est pas équitable. Une unité DG incluant un générateur à induction a très faible impédance aux tensions déséquilibrées, aura tendance à absorber/générer des courants déséquilibrés importants, donc à rééquilibrer les tensions du réseau au détriment des courants accrus dans le générateur et du chauffage qui en résulte [158].

En résumé, la DG peut détériorer la qualité d'énergie électrique, comme elle peut l'améliorer, et ce constat a influencé énormément le domaine du filtrage actif dans ce nouveau contexte de production [121]. Dans ce qui suit, les principaux aspects de la qualité d'énergie influencés par les DG et leurs impacts seront détaillés.

IV.4.1. Stabilité de la tension

Le problème de la stabilité de la tension causé par la connexion d'unités DG au réseau peut surgir pour l'une des raisons suivantes [159]:

- La nature intermittente de certaines ressources naturelles

- L'utilisation de générateurs à induction et d'onduleurs (pour raccordement au réseau) qui ne sont pas adaptés à la régulation de tension, car ils n'ont pas la capacité de produire de la puissance réactive (DG de Type 1).
- L'utilisation d'une DG incapable de réguler la tension dû à sa capacité limitée ou à l'absence de technologie de régulation.
- Panne au niveau d'une unité DG responsable de la régulation de la tension.
- Manque de coordination entre plusieurs unités DG.
- Connexion et déconnexion fréquentes d'un grand nombre de petites unités DG fonctionnant à un facteur de puissance constant.

IV.4.2. Fluctuations de fréquence

Certaines DG alimentées par des ressources naturelles qui sont sujets à des variations d'intensité brusques, peuvent provoquer des fluctuations rapides dans la fréquence de la tension générée [160]. En effet, l'ensoleillement est un exemple de paramètre qui varie énormément, allant des variations saisonnières dues à l'inclinaison de l'axe de la terre dans sa rotation autour du soleil, aux variations à une échelle de quelques secondes dû au passage des nuages. Ces variations peuvent provoquer des fluctuations dans la fréquence de la tension. Les données prélevées de [161] indiquent que des chutes allant jusqu'à 50% de la puissance générée peuvent se produire en moins de 10 secondes lors de passage de nuage important. Ceci peut provoquer des fluctuations de fréquences allant jusqu'à 2Hz. Une autre étude dans [162] a montré que dans une installation solaire de 101 KW, contenant 55 onduleurs de 1.8kW, des fluctuations de fréquence de 1Hz se produisent couramment.

Des fluctuations de fréquence peuvent aussi être observées dans des unités DG qui contiennent des parties mécaniques mobiles. En effet, des contraintes de fabrications mécaniques ainsi que des vibrations internes peuvent interférer avec le processus de génération et causer des fluctuations dans la fréquence de la tension, et ce qui montré dans l'enquête [163], où les résultats suivants ont pu être observé :

- Des fluctuations de fréquence allant à 2Hz causées par la dynamique de la turbine et la résonance de la tour ainsi que la boîte de vitesse.

- Des pulsations de puissance périodiques à la fréquence à laquelle les pales passent près de la tour, provoquent des fluctuations de fréquence typiquement autour de 1 Hz pour une grande turbine.
- Des fluctuations plus lentes dues aux changements de la vitesse du vent.

Une autre étude concernant une éolienne à vitesse fixe, détaillée dans [164], et montre que :

- Jusqu'à 1 Hz de fluctuations de fréquence causées par la résonance de la tour
- Jusqu'à 2.5 Hz de fluctuations de fréquence engendrées par la boîte de vitesse.
- Jusqu'à 2 Hz de fluctuations de fréquence sont dus à un déséquilibre du rotor et à de petites différences entre les lames.

IV.4.3. Déséquilibre de la tension

La présence de DG dans le réseau peut avoir un impact sur l'équilibre des phases de la tension et du courant dans deux scénarios possibles, d'après [121]:

- La connexion d'une unité DG monophasée de puissance importante dans le réseau entraînera l'injection de courants de séquence positive, négative et homopolaire à la même valeur dans une phase unique comparée aux autres.
- La présence d'un nombre important d'unités DG monophasées non équitablement réparties entre les phases (même à capacité de quelques kilowatts) peut aussi provoquer un déséquilibre. Les systèmes de cogénération domestique et les panneaux solaires sur les toits sont des exemples.

IV.4.4. Harmoniques

L'effet harmonique causé par la DG provient principalement des composants semi-conducteurs embarqués dans les interfaces d'interconnexion. En effet, le courant injecté par les unités DG n'est pas entièrement sinusoïdal, ce qui entraînera une augmentation dans les distorsions de tension lors de l'injection d'énergie. Cependant, ces distorsions restent relativement basses comparées à celles causées par les charges non linéaires [165]. Néanmoins, la présence d'interfaces DG augmente l'amplitude de certaines harmoniques paires et à celles à rang multiple de 3. Ces dernières, généralement « traditionnellement » négligées par les dispositifs de compensation conventionnels, du fait leurs fréquences très souvent utilisées comme canaux de communication des SCADA, PLC et IHM, à cause des faibles interférences et perturbations qu'elles contiennent. Donc la haute

pénétration de DG risque de provoquer des interférences dans l'infrastructure de communication du réseau [166].

Des résultats collectés à travers la littérature, sont rassemblés dans Tab IV.2, et qui quantifie la pollution harmonique provoquée par des unités DG.

Tableau IV.2 : Exemples de pollution harmonique de différents types de DG

Source	Description	Capacité	THD (%)
[167]	Eolienne avec batterie de condensateurs	30kW	5 – 6%
[168]	Eolienne sans batterie de condensateurs	30kW	1.5 – 4%
[169]	4 Eoliennes de 600kW	2.4MW	4 – 16%
[170]	Système Photovoltaïque	50kW	3 – 8%
[171]	50 Piles à combustible de 1kW (neuves/fin de cycle)	50kW	4 – 11%
[172]	Cogénération (Turbine à gaz)	28kW	1 – 2%

IV.5. Etude d'un cas pratique

Comme supplément à la discussion précédente, cette section contient des mesures de terrain d'une unité DG de type photovoltaïque connectée au réseau électrique du Canada [173], capable de générer une puissance apparente maximale $S_{Amax} = 15kVA$. L'unité se compose de 3 sous-unités de production indépendantes, chacune avec une puissance apparente $S_{Emax} = 5kVA$, interconnectée au réseau BT à l'aide d'un onduleur solaire monophasé. La puissance est la même entre les 3 installations, mais chacune d'entre elle utilise une technologie de panneau solaire différente :

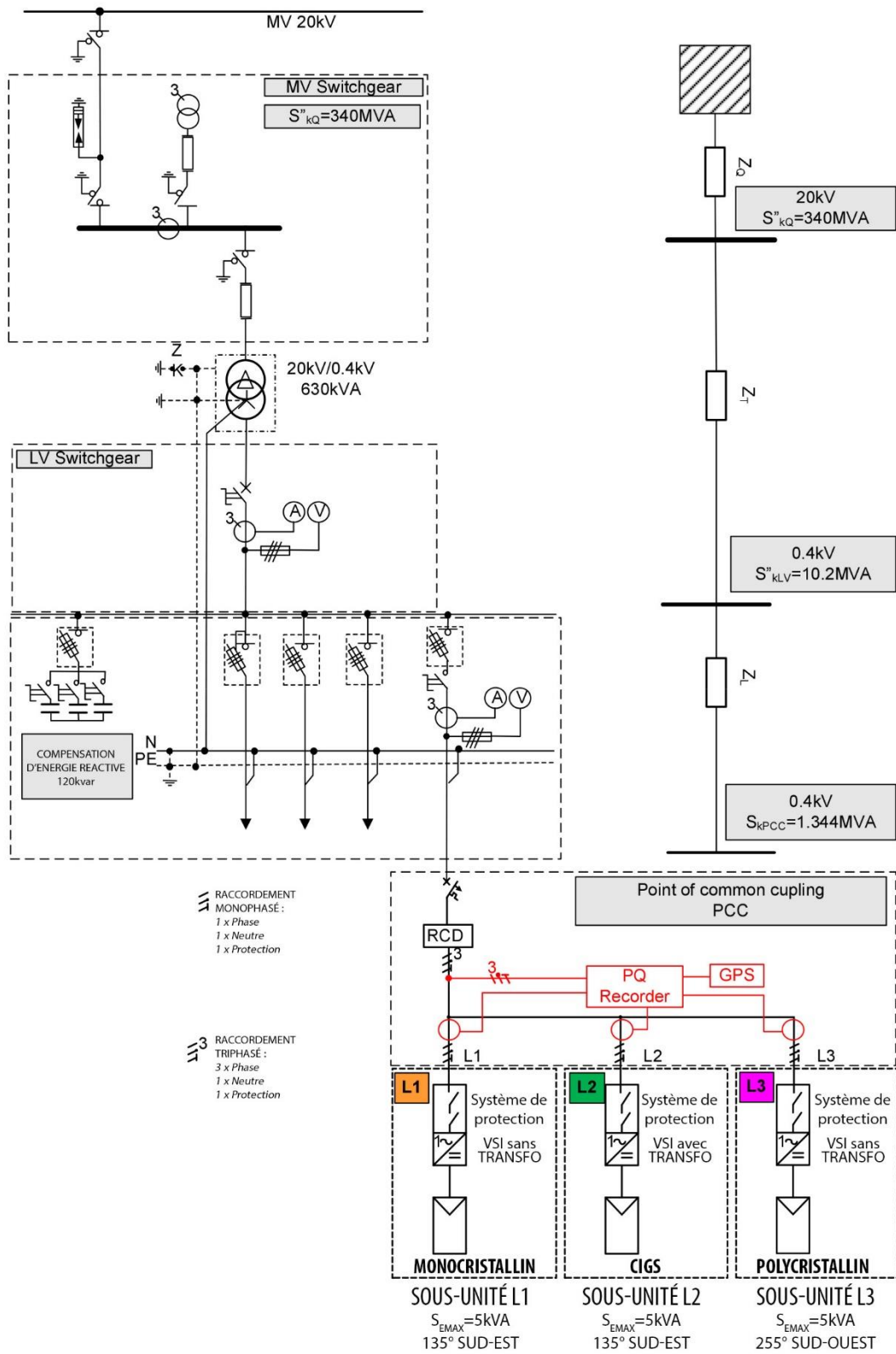


Figure IV.18 – Diagramme d'interconnexion de la DG avec le réseau LV [173]

Tableau IV.3 : Fiche technique de l'unité DG [173]

Sous-Unités	Technologie	Interface	Géolocalisation
L1	Monocristallin	Onduleur	135° Sud Est
L2	CIGS (cuivre, indium, gallium et sélénium)	Onduleur + Transformateur	135° Sud-Est
L3	Silicium Polycristallin	Onduleur	255° Sud-Ouest

Les 3 mini-unités partagent le même PCC, qui les connecte directement au réseau BT. À travers un transformateur BT/MV de puissance 630kVA. Le réseau BT est doté de compensateurs d'énergie réactive à base de capacité de 120kVAr avec un pas de régulation 1:1:2:2. La puissance de court-circuit au niveau MT est de 340MVA. Le diagramme d'interconnexion est affiché dans la Figure IV.18.

IV.5.1. Influence de la DG sur le réseau

Une analyse des données récoltées à partir de l'analyseur de qualité d'énergie électrique avec une plage de mesure de 24H sera détaillée dans cette section, afin de déterminer l'impact de la DG sur la qualité de l'énergie au PCC.

Afin de mieux voir la corrélation entre les différents paramètres de la qualité d'énergie et la quantité de puissance injectée, l'ensemble des graphes utilise le même template. Deux graphes sont superposés l'un au-dessus de l'autre : les parties inférieures des figures contiennent l'énergie active injectée par chacune des sous-unités (L1, L2 et L3). Deux autres niveaux différents de P_{Emax} sont affichés en rouge (le niveau 20% en discontinu et 50% en continu). Dans les parties supérieures des figures, les différents paramètres de la PQ de chaque phase sont affichées (L1 : Orange, L2 : Vert, L3 : Magenta).

IV.5.1.1. Analyse de la régulation du facteur de puissance

La figure IV.19 illustre un impact direct de la DG sur la régulation du facteur de puissance. En effet, dès que le taux de production dépasse 50% de la production maximale (la ligne rouge), les onduleurs de l'unité DG commencent à consommer de l'énergie réactive [174]. Le pic de consommation d'énergie réactive est de $Q_{Max} = 1.65kVAr$ et il correspond exactement au pic de

production de l'énergie active P_{Max} . En plus, les niveaux de consommation d'énergie réactive dépendent de la technologie du système PV.

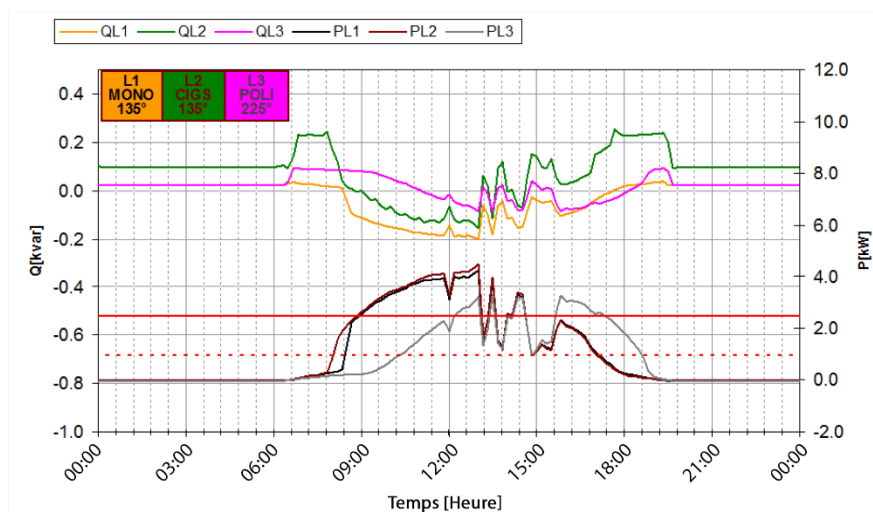


Figure IV.19 – Relation entre la régulation de l'énergie réactive et l'énergie active injectée

IV.5.1.2. Analyse de la fluctuation de fréquence

Figure IV.20 montre l'impact de la DG sur la variation de fréquence. En effet, on remarque une relation directe entre la fréquence et l'énergie active injectée, spécialement, lorsque les niveaux d'énergie varient brusquement. Cela peut se produire lors de passage de nuages sur l'unité, et donc il reste difficile de trouver une relation qui quantifie les fluctuations de fréquence en fonction de l'énergie active injectée. Néanmoins, ces variations restent minimales du fait que la DG est connecté au niveau BT. Dans des cas d'installation DG plus importantes et connectées au niveau MT ou HT, les fluctuations de fréquence seront plus importantes [175].

On remarque aussi, que malgré l'influence de la DG sur la fréquence, les fluctuations n'ont pas dépassé les limitations recommandées par les standards d'interconnexion du réseau électrique [148]. En effet, les fréquences maximale et minimale atteintes durant la fenêtre d'observation sont respectivement $50.63H_z$ et $49.32H_z$. Bien évidemment, en cas de déplacement des limitations autorisées, le système de protection se déclenchera automatiquement.

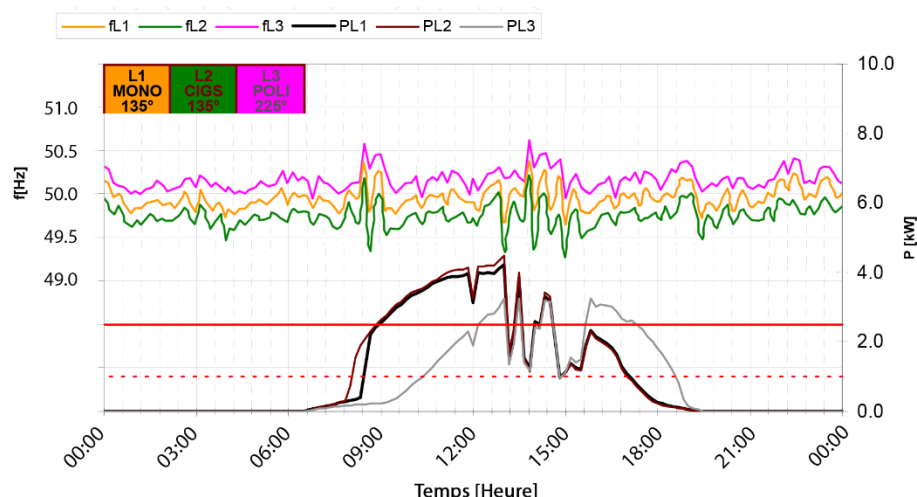


Figure IV.20 – Relation entre les fluctuations de fréquence et l'énergie active injectée

IV.5.1.3. Analyse des variations de tension

IV.5.1.3.a. Lentes

La figure IV.21 montre la relation entre la quantité d'énergie active injectée et la variation de la tension. En effet, une hausse dans l'énergie active générée provoque une augmentation de la tension au point PCC, avec une variation maximale de la tension le long de la fenêtre d'observation d'une valeur de 1.7%, une valeur qui reste dans les normes [148] (moins de 3%).

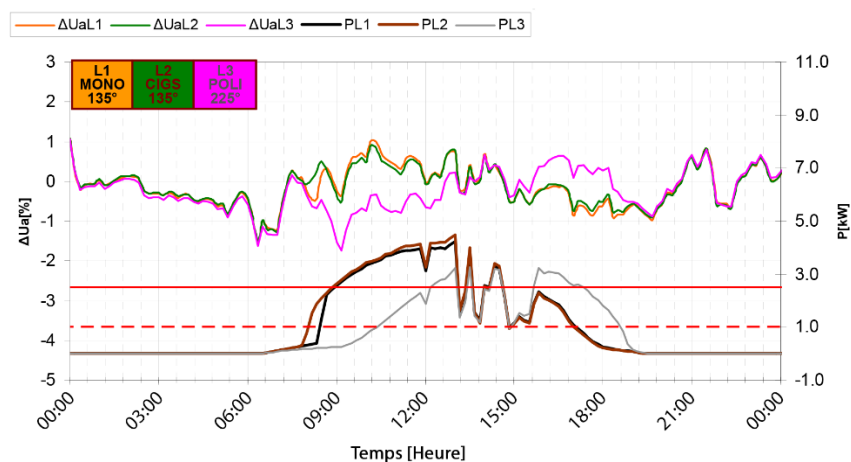


Figure IV.21 – Relation entre les variations de tension (lente) et l'énergie active injectée

IV.5.1.3.b. Rapide

Afin de voir si les mises en marche/arrêt de la DG causent des variations rapides de la tension, un test a été fait, où l'unité DG est déconnectée pendant 1 seconde (à l'instant $t = 1.7\text{sec}$),

pendant que la tension est observée. Les résultats de cette simulation sont affichés dans la figure IV.22.

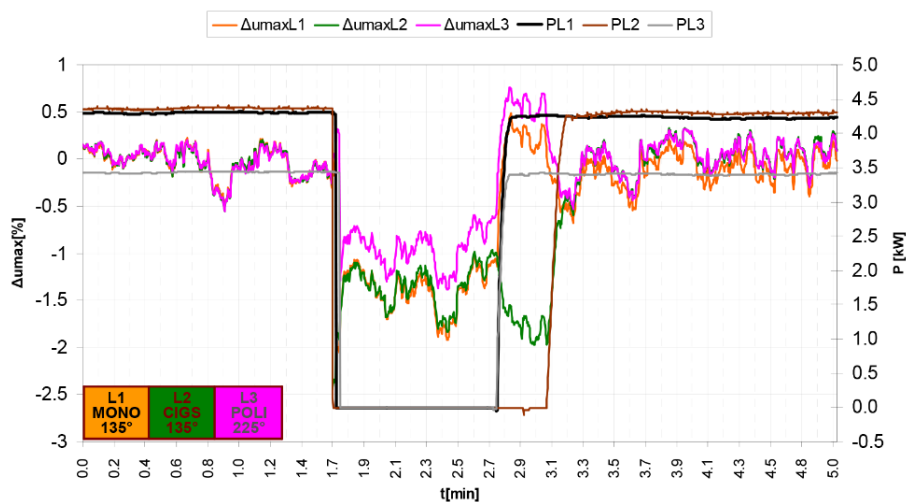


Figure IV.22 – Relation entre les variations de tension (rapides) et l'énergie active injectée

On remarque qu'à l'instant de coupure, la tension a immédiatement chuté de -2.4% de sa valeur nominale, pour ensuite reprendre dès la reprise de l'unité DG. Ce qui montre que les interruptions au niveau de la DG ont un impact direct sur les variations brusques de la tension.

IV.5.1.4. Analyse de l'asymétrie de la tension

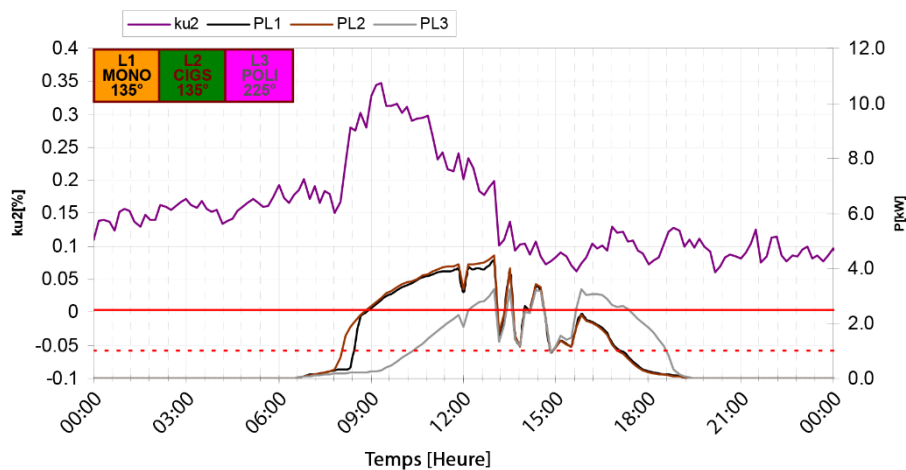


Figure IV.23 – Relation entre l'asymétrie de la tension et l'énergie active injectée

La figure IV.23 montre le facteur d'asymétrie de la tension et la quantité d'énergie active injectée à travers la fenêtre d'observation. On peut remarquer une hausse dans le facteur d'asymétrie de la tension lors de l'augmentation de la puissance active injectée. Cette asymétrie de la tension est due à l'asymétrie des 3 sous-unités : Bien que les capacités de production des 3 sous-unités sont les

même, leurs géolocalisations et orientations différentes causent des décalages dans l'injection des énergies actives produites dans chaque phase, ce qui cause des déséquilibre.

Les valeurs de THD prélevées sont affichées dans la figure IV.24. Le THD est en relation direct avec les variations d'énergie active injectée, et que plus la génération est stable, plus elle contribue à la réduction du THD, et donc à l'amélioration de la qualité d'énergie électrique. Les valeurs de THD de la sous-unité PV utilisant la technologie CIGS sont les plus élevées et dépassent les normes permises (un pic de 22%), à cause de l'utilisation d'un onduleur muni de transformateur. Par contre, les THD des autres sous-unités correspondent aux normes.

IV.5.1.5. Analyse des harmoniques de courant

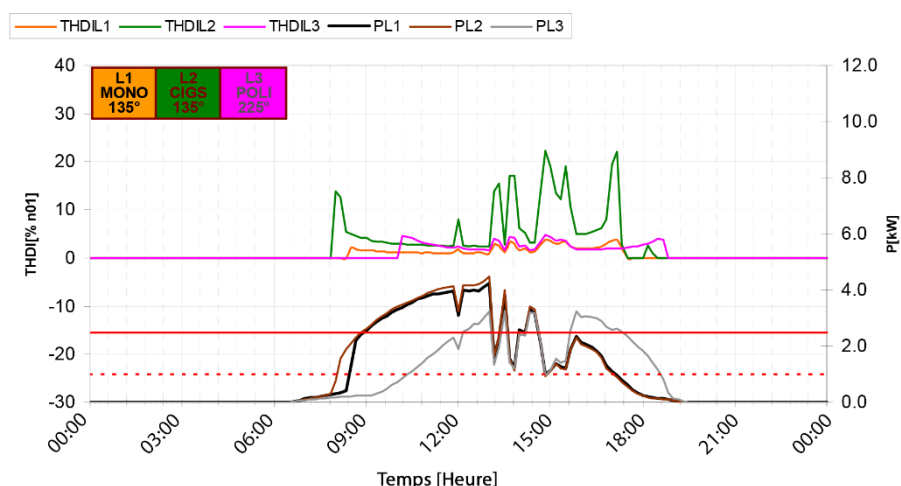


Figure IV.24 – Relation entre le THD du courant et l'énergie active injectée

Les mesures de pics de THD des 25 harmoniques les plus dominants sont montrés dans le tableau IV.4. En comparant ces résultats à ceux des normes et limitations de la IEC 61000-3-2 [176] et la VDE-AR-N 4105:2011-8 [177], on remarque des déplacements des harmoniques 7^{eme} et 15^{eme}.

Tableau IV.4 : Amplitudes des harmoniques comparées aux normes [176] et [177]

Ordre	Pics d'une semaine de mesure			Limitations norme [176]	Conformité [176]	Limitations norme [177]	Conformité [177]
	L1 MONO	L2 CIGS	L3 POLY				
(n)	(mA)	(mA)	(mA)	(mA)	(Oui/Non)	(mA)	(Oui/Non)
2	15.47	115.4	17.70	1080	Oui	1010	Oui
3	120.54	443.08	134.53	2300	Oui	4030	Oui
4	13.79	65.17	12.21	430	Oui	500	Oui
5	94.61	836.59	116.04	1140	Oui	2020	Oui
6	13.71	52.22	13.07	300	Oui	340	Oui
7	103.06	786.21	140.34	770	Non	1340	Oui
8	9.65	34.73	11.27	230	Oui	250	Oui
9	43.32	235.22	46.63	400	Oui	940	Oui
10	6.87	33.67	7.00	184	Oui	200	Oui
11	32.45	177.10	46.15	330	Oui	670	Oui
12	6.32	27.86	6.51	153	Oui	170	Oui
13	17.05	150.90	16.00	210	Oui	540	Oui
14	4.32	26.33	5.50	131	Oui	140	Oui
15	17.05	150.90	16.00	150	Non	X	Oui
16	5.73	25.81	5.08	115	Oui	130	Oui
17	24.18	128.54	33.44	132	Oui	400	Oui
18	5.01	25.67	5.18	102	Oui	110	Oui
19	12.08	110.96	17.38	118	Oui	340	Oui
20	5.33	27.28	6.03	92	Oui	100	Oui
21	14.73	88.03	21.28	107	Oui	110	Oui
22	5.42	30.69	5.00	84	Oui	90	Oui
23	19.84	83.83	26.06	98	Oui	270	Oui
24	5.22	33.33	5.42	77	Oui	80	Oui
25	21.64	82.41	26.91	90	Oui	200	Oui

IV.5.1.6. Analyse des harmoniques de tension

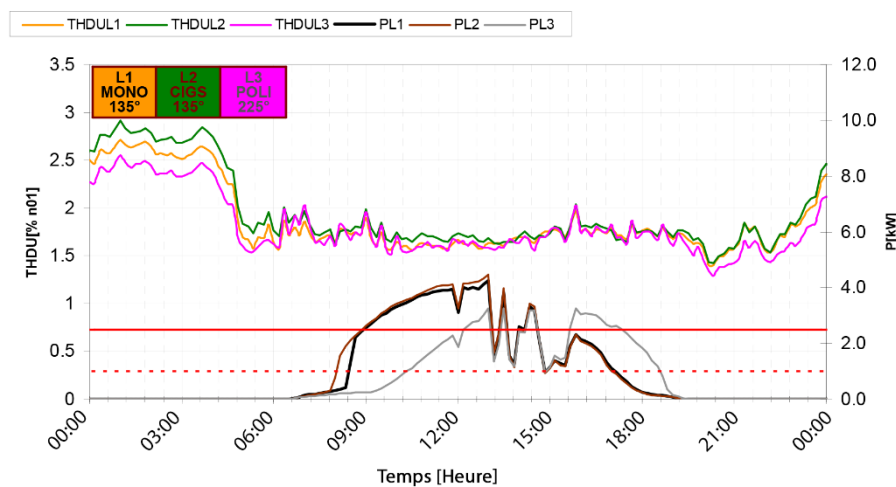


Figure IV.25 – Relation entre THD de la tension et l'énergie active injectée

Les valeurs de THD de tension au PCC durant la fenêtre d'observation sont affichées dans la figure IV.25. On remarque que l'unité DG a un impact positif et qu'elle contribue à la réduction du contenu harmonique de la tension. En effet, au moment où la DG commence à injecter de la puissance active au point PCC, elle contribue à la diminution du THD de la tension jusqu'à des valeurs moyennes de 1.88% pour la phase L1, 1.98% pour L2 et 1.77% pour L3.

IV.6. Conclusion

Ce chapitre s'est intéressé au nouveau paradigme de production décentralisée de l'énergie électrique (DG), et à tous les avantages que ce dernier avait à offrir aux fournisseurs comme aux clients. Aussi les challenges l'adoption de ce concept ont été étalés, et qui sont en relation avec : la planification, l'étude, l'architecture, la commande, et aussi les normes et la sécurité.

Les différentes technologies de production qu'utilise la DG ainsi que leurs interfaces de connexion au réseau, ont été discutées en premier lieu. Ensuite, une partie a été consacrée aux normes et réglementation d'interconnexion des unités DG au réseau et des normes qui sont censés contrôler l'impact de la DG sur le réseau. Pour finir une étude pratique d'une unité DG connectée au réseau électrique canadien a été détaillée, avec une focalisation particulière sur l'impact de l'unité DG sur la qualité d'énergie dans le réseau.

L'objectif principal de ce chapitre été de montrer que les unités DG et leurs interfaces de connexion à base d'électronique de puissance, peuvent jouer un rôle bénéfique dans le réseau électrique et

spécialement du point de vu qualité d'énergie. D'autre part, ils peuvent contribuer à la pollution harmonique, dans le cas où ils ne prennent pas en considération des nouvelles approches d'intégration qui assure une qualité d'énergie optimale. Au milieu de ce débat, les dispositifs de filtrage actifs doivent envisager les deux scénarios possibles.

V. Chapitre 5

APF de 3^{ème} Génération : Immunité en environnement DG

V.1. Introduction

Malgré les avantages techniques, économiques et environnementaux des DG, leur haute pénétration dans le réseau électrique cause des challenges en termes d'interconnexion, réglementation et contrôle. En effet, le grand nombre de générateurs connectés au réseau de distribution a un impact important sur la qualité de l'énergie, tel qu'il a été détaillé dans le chapitre précédent.

C'était déjà un challenge de maintenir une bonne qualité d'énergie dans un réseau de production centralisée avec la hausse des charges non linéaires, dû à la quantité d'harmoniques qu'injectent ces pollueurs. Cela dit, ces problèmes restent relativement gérables du moment où la génération de l'énergie est centralisée dans de grandes centrales électriques, à nombre réduit, opérées et maintenues par des fournisseurs d'énergies qui disposent d'équipements appropriés. La qualité d'énergie dans un réseau pareil est assurée être conforme aux normes, ce qui limite les sources de problèmes PQ au côté client uniquement.

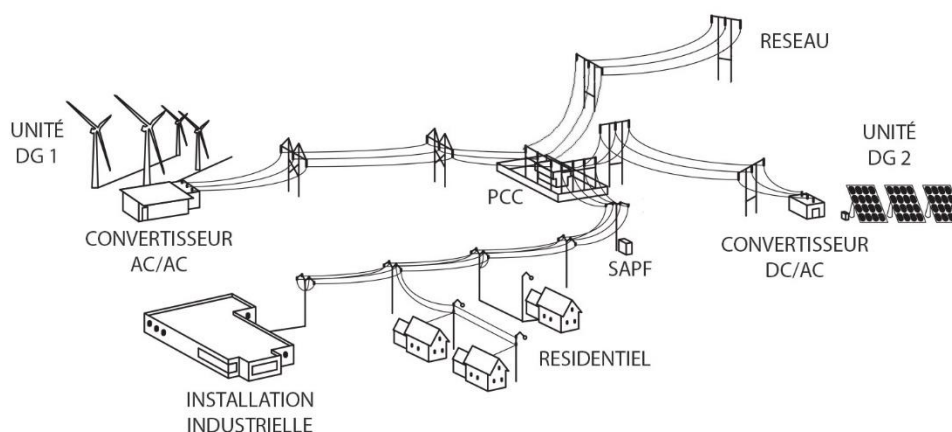


Figure V.1 : Réseau électrique avec production distribuée

Cependant, cette problématique gagne encore de l'ampleur, quand il s'agit d'un réseau caractérisé par une haute pénétration des unités DG (Figure V.1). La supposition que l'unique source de pollution harmonique est toujours du côté client n'est plus valable, car les unités DG et leurs

interfaces riches en électronique de puissance sont aussi considérés comme des pollueurs [155], [178]. Aussi la présence d'unités DG peut engendrer simultanément plusieurs problèmes de qualité d'énergie, et comme exemple : Harmoniques et fluctuations de fréquence, Déséquilibres et flikers en même temps [179], [180]. Ces deux facteurs compliquent, encore plus, la tâche des dispositifs de compensation tel que les APF, au point de nécessiter la conception d'une nouvelle génération d'APF immunisés dans les environnements à haute pénétration DG : d'où l'appellation « APF de 3^{ème} génération ».

Les APF sont une technologie mature qui a attiré énormément de chercheurs à travers les années. Cependant, cette problématique est très peu traitée dans la littérature [181], [182]. Ainsi, ce chapitre, s'intéresse à la motivation derrière la proposition des APF de 3^{ème} génération, et la manière avec laquelle ces derniers peuvent être immunisés contre les conditions hostiles causées par une haute pénétration de la DG dans le réseau. A la fin de ce chapitre, un exemple de SAPF 3^{ème} génération sera proposé.

V.2. Problématique

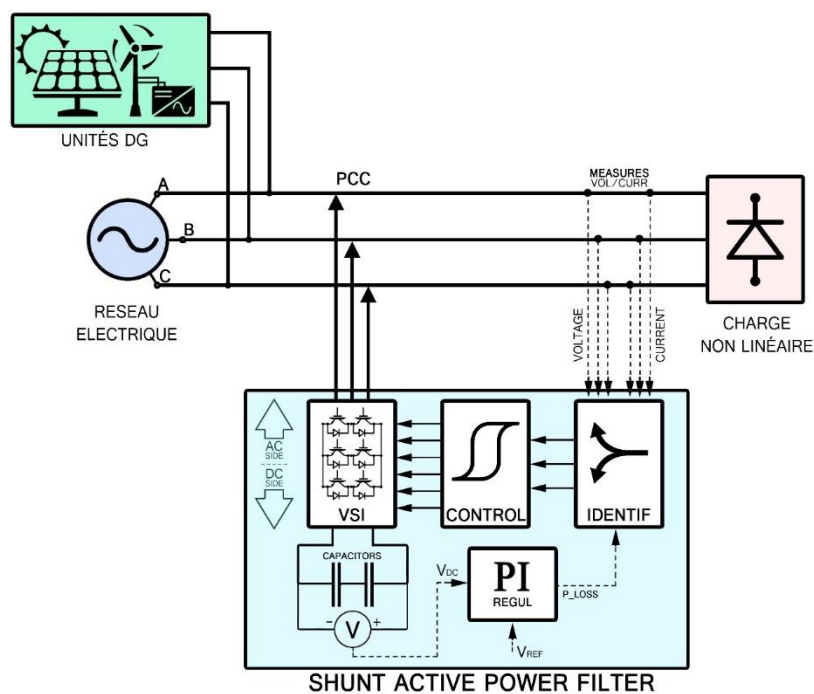


Figure V.2 : Présence d'un SAPF dans un réseau de génération distribuée (DG)

Il reste difficile de prévoir tous les scénarios de problèmes de qualité d'énergie auquel doit faire face un APF dans un environnement caractérisé par une haute pénétration des DG (Figure V.2),

car ces problèmes de PQ restent nombreux, imprévisibles et dépendent de plusieurs facteurs. Parmi lesquels on cite le type de la DG, sa capacité de production, son interface de connexion, les conditions climatique, etc. [183]

Donc, afin de tester le comportement et les performances d'un SAPF de 2^{ème} génération dans un environnement à haute pénétration de DG, deux problèmes de PQ seront simultanément simulés au PCC :

- Fluctuations de la fréquence de tension
- Harmonique de tension

Ajouter à cela, la présence d'une charge non linéaire, ce qui va créer des harmoniques de courant. Le SAPF utilisé dans cette étude et celui de 2^{ème} génération basé sur l'ADALINE proposé dans la section III.4.4. Nous

à rappeler que ce filtre, basé sur les réseaux de neurones, a été proposé comme alternative à la méthode conventionnelle IPT, et que les résultats expérimentaux ont été satisfaisants. Est-ce qu'un tel SAPF est suffisamment robuste pour donner des résultats de compensation harmonique aussi satisfaisants même dans l'environnement DG précédemment décrit?

En effet, tous les dispositifs de compensation (CPD) à savoir : APF, UPQC, STATCOM, etc. nécessitent d'une façon ou d'une autre une synchronisation avec la pulsation du réseau [21], particulièrement, ceux utilisant des algorithmes qui prennent action dans le domaine fréquentiel, où la connaissance exacte de la fréquence du réseau est primordiale [129]. Dans un réseau de production centralisée, cette valeur peut être considérée comme fixe, ce qui rend facultative son estimation [184]. Dans un contexte de DG, cette valeur subit des fluctuations rapides, fréquentes et imprévisibles, d'où l'incorporation d'un estimateur de fréquence devient plus qu'important [185].

La méthode d'estimation harmonique ADALINE est un exemple de méthode qui nécessite une connaissance exacte de la fréquence du réseau pour pouvoir opérer correctement [181]. Vu que le SAPF ADALINE proposé dans le chapitre III est de 2^{ème} génération, donc conçu pour être utilisé dans une génération centralisée, la fréquence du réseau à l'intérieur de ce dernier a été initialisée par sa valeur nominale : 50Hz, tel qu'il est montré dans le bloc: "*Frequence_fond*" (figure III.14). Malheureusement, cette approche ne peut pas être utilisée dans un contexte de DG, vu que la valeur de la fréquence est fluctuante. Par conséquent, un mécanisme d'estimation de la fréquence

est nécessaire, afin de délivrer continuellement sa valeur exacte à l'ADALINE. Vu que les performances du SAPF sont directement liées à ceux de l'algorithme d'extraction harmonique, et que les performances de ce dernier sont à leurs tours liées à ceux de l'estimation de la fréquence, donc, l'estimateur de fréquence a un impact direct sur les performances de compensation du SAPF. Néanmoins, la majorité des méthodes d'estimation de fréquence ont été conçues pour traiter des signaux sinusoïdaux [186], ce qui n'est pas toujours garantie dans la DG, d'où la problématique du choix d'un estimateur de fréquence qui doit être : stable, robuste, exact et rapide même en présence d'harmoniques et bruit dans le signal.

V.3. Estimation de fréquence

La fréquence est un paramètre de fonctionnement très important, car elle reflète l'équilibre énergétique entre la charge et la source, et toute fluctuation entraîne des défaillances dans les systèmes et les contrôleurs. Par conséquent, les systèmes de protection, les relais d'alimentation, les moniteurs et conditionneurs de qualité d'énergie, ainsi que plusieurs types de contrôleurs nécessitent une surveillance précise de ce paramètre [187]. La littérature traitant ce sujet est riche en méthodes d'estimation, et elles peuvent être classées en 5 catégories.

V.3.1. Technique à base de dérivée

Consiste à mesurer la fréquence du signal en se basant sur la variation du signal à travers le temps, pour une onde sinusoïdale, la relation est représentée ainsi [188]:

$$u''[n] = -(2\pi f)^2 u[n] \quad (V.1)$$

Où $u[n]$ est le signal d'entrée (sinusoidal), $u''[n]$ est la seconde dérivée du signal et n est le nombre d'échantillon du signal, d'où la fréquence est égale à :

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{-\frac{u''[n]}{u[n]}} \quad (V.2)$$

Bien évidemment, dans la présence d'harmonique cette équation (Equation V.2) n'est plus valable, ce qui rend cette catégorie de méthodes inefficaces dans une DG [189].

V.3.2. Technique de détection par passage de zéro

Cette technique (ZCD) est la plus populaire, elle consiste à utiliser le temps écoulé entre les passages par zéros (du même front) pour calculer la fréquence. La fréquence est calculée avec l'équation suivante [190]:

$$f = \frac{1}{\frac{i_N^{CZ} - i_1^{CZ}}{N_{CZ}} T_S} \quad (V.3)$$

Où i_1^{CZ} est l'index du premier échantillon après un passage de zéro, et i_N^{CZ} l'index du dernier échantillon précédent un passage par zéro du même front, N_{CZ} le nombre de passage par zéro du même front et T_S le temps d'échantillonnage [188].

Les avantages de cette technique sont la facilité d'implémentation et son immunité contre les flikers. Ses inconvénients sont le manque de précision, la lenteur dû au fait qu'un minimum d'une période du signal doit être analysé pour donner un résultat, et enfin l'inefficacité dans la présence d'harmonique (possibilité de plusieurs passages par zéro en une seule période) [191]. Dans ce dernier cas de figure, l'utilisation d'un étage de pré-filtrage par un filtre passe bande sert à éliminer les flikers à l'aide de la bande supérieur, et les harmoniques et bruit à l'aide de la bande inférieur. Cependant, cette méthode cause un temps de retard dû à l'étape de pré-filtrage [192]–[194]. Une autre approche hybride consiste à combiner la ZCD avec d'autres méthodes, telles que le filtre de Kalman dans [192], LS dans [193] ou bien avec la PLL dans [195]. Cette dernière technique est considérée comme étant la méthode la plus populaire dans les applications commercialisables [194].

V.3.3. Technique d'intégration préliminaire

Comme cité précédemment, l'un des inconvénients majeurs de la méthode ZCD et les méthodes de dérivation et leur sensibilité à la présence d'harmonique dans le signal. Ceci peut être évité en intégrant le signal d'entrée en utilisant l'équation suivante [188]:

$$S[n] = K_{int} \sum_{i=1}^n (u[i]T_S) \quad (V.4)$$

Où K_{int} est le coefficient de l'intégrateur. Cette intégration permet de supprimer le bruit et les harmoniques à fréquence élevée dans le signal. La détermination de la fréquence se fait à l'aide

des points d'intersection entre le signal et son intégration (et non pas le zéro comme dans la méthode ZCD). Le paramétrage de l'intégrateur doit se faire de manière à ce que les moments d'intersections des deux signaux coïncident avec la vitesse de variation maximale du signal intégré. Pour un signal sinusoïdal cette condition est égale à [188]:

$$S = S[i_1^{CIS}] = 0.5(S_{max} - S_{min}) \quad (V.5)$$

CIS : Crossing Integrated Signal. D'où la période du signal est égale a :

$$T = \left(i_N^{CIS} - i_1^{CIS} + \frac{S[i_N^{CIS}] - S_1}{S[i_N^{CIS}] - S[i_N^{CIS} + 1]} \right) \frac{T_S}{N_{CIS}} \quad (V.6)$$

Et évidemment $f = \frac{1}{T}$.

V.3.4. Les techniques à base de DFT

La fréquence du fondamental dans une analyse harmonique correspond à la plus grande harmonique, donc en connaissant l'amplitude du signal, il est possible de déterminer la fréquence en utilisant l'expression suivante [190]:

$$f = \frac{k_1 f_s}{M} \quad (V.7)$$

Où f_s est la fréquence d'échantillonnage, k_1 est le rang de l'harmonique possédant l'amplitude maximale et M représente le coefficient de discrétisation. L'avantage de cette technique réside dans sa simplicité et sa rapidité, car il ne suffit que d'une période du signal pour effectuer une DFT, tandis que pour une FFT il faut $M \log_2(M)$ échantillon [188].

Pour des signaux réels, contenant des harmoniques et où la fréquence n'est pas constante, la condition de multiplicité n'est pas satisfaite. Ceci peut causer des distorsions dans le spectre en engendrant ainsi l'apparition d'erreurs dans l'estimation. Une amélioration pour résoudre ce problème a été proposée dans [196].

V.3.5. Technique de Kalman

D'après [197], un signal discret peut être écrit sous la forme suivante :

$$y_k = A \cos(k\omega T_S + \phi) + \varepsilon_k \quad (V.8)$$

Où A : amplitude, k : moment d'échantillonnage, T_S : temps d'échantillonnage, ω : pulsation, ϕ : phase et ε_k : le bruit. Cette même équation peut être écrite de la façon suivante :

$$y_k = \hat{y}_k + \varepsilon_k \quad (V.9)$$

Où \hat{y}_k est le signal estimé. Un minimum de 3 échantillons est suffisant pour satisfaire l'équation suivante :

$$\hat{y}_k - 2 \cos \omega T_S \hat{y}_{k-1} + \hat{y}_{k-2} = 0 \quad (V.10)$$

En calculant alors ω il est possible d'obtenir la fréquence :

$$f = \frac{\omega}{2\pi} \quad (V.11)$$

Le filtre de Kalman reste l'une des méthodes les plus performantes dans l'estimation de la fréquence même en présence d'harmonique et de bruit. Malheureusement, sa convergence est assez lente et des tentatives d'améliorations ont été proposées tel que [186], [198].

V.3.6. Technique de filtrage adaptative

Ces techniques reposent sur l'utilisation d'un algorithme de minimisation à base des moindres carrés d'une façon récursive afin de rapprocher le plus possible la valeurs estimée du signal à celle mesurée. Cet algorithme met à jour continuellement les poids du filtre jusqu'à sa convergence. L'équation d'estimation est de la forme suivante [188]:

$$u[n + 1] = W \cdot X(n)^T \quad (V.12)$$

Où W est le vecteur de coefficient, X est le signal de feedback et u le signal d'entrée. En satisfaisant l'équation V.12, la fréquence peut être obtenue comme suit :

$$f = \frac{\cos(0.5 W_1)}{2\pi T_S} \quad (V.13)$$

Il existe plusieurs algorithmes de minimisation à base d'LS, pour citer quelque uns : LMS, RLMS, RLS, RLSC, RLSI, TLS, VLS, WBLS, VSSLMS, WLS [199]. Le plus populaire reste le LMS qui a été introduit dans le travail original de Widrow et Hoff [200] et qui a donné naissance à l'ADALINE.

Le filtre adaptatif récursif LMS a montré des résultats très satisfaisants dans l'estimation de fréquence de signaux sinusoïdaux équilibrés [201], déséquilibrés [202]. En plus, il est immunisé

contre le bruit [203] et caractérisé par une simplicité d'implémentation et une rapidité. Ceci fait de lui une meilleure alternative au filtre Kalman [204]. En présence d'harmoniques, la procédure d'estimation se transforme d'un problème linéaire à un problème non linéaire avec plusieurs inconnus, bloquant la convergence du LMS. Une solution à base de moindre carré **non linéaire**, appelée NLS (Nonlinear Least Square) a été proposée dans [205].

V.4. L'estimateur de fréquence NLS

En 2009, un algorithme capable d'estimer la fréquence d'un signal, même en présence de contenu harmonique et bruit en moins d'une période du fondamental a été proposée par Chudamani et al dans [205]. Cet algorithme, basé sur le principe du moindre carré non linéaire : NLS (Nonlinear Least Square), est basé sur une recherche 1D dans un vecteur contenant les erreurs d'estimation correspondantes à un ensemble de fréquences candidates [206].

Depuis son introduction, cet algorithme a reçu énormément d'attention et a été utilisé dans plusieurs applications, que ça soit dans le domaine de l'instrumentation [207], la protection [208] et le conditionnement de la qualité d'énergie électrique [209]. Dans les applications de filtrage actif, cet algorithme a été déjà incorporé aux méthodes IPT dans [206] et SRF dans [210]. Les résultats obtenus ont montré une nette amélioration dans les performances des deux SAPF, surtout en termes de rapidité durant les régimes transitoires.

V.4.1. Formulation mathématique

Tout comme l'ADALINE, l'algorithme NLS se base sur la transformation de Fourier. Son équation d'estimation est la même que l'équation III.6. Dans les systèmes pollués en contenu harmonique, les estimateurs de fréquence utilisent souvent la tension au lieu du courant, car elle est souvent moins polluée. Donc, une fois l'équation III.11 appliquée à la tension, on obtient :

$$v_{es}^n = (w_v^n)^T x^n \quad (V.14)$$

Ou w_v^n représente le vecteur des sinus et cosinus harmoniques de la tension, et x^n représente le vecteur d'entrée coïncidant avec le moment t^n de l'échantillonnage déjà détaillé dans l'équation III.8.

Nous avons déjà prouvé dans la section III.4.4, que le problème d'estimation des composantes harmoniques d'un signal est un problème linéaire qui peut être résolu en utilisant l'ADALINE.

Ceci est vrai tant que la fréquence du fondamental f_0 est connue et fixe. Aux moments où celle-ci fluctue, ce problème d'estimation perd sa linéarité et redevient un problème non linéaire, d'où la dénomination NLS. Sa solution alors revient à résoudre l'équation suivante :

$$w_v \approx (x)^{-1} v_{es} \quad (V.15)$$

Cependant, la matrice x est irréversible car elle n'est pas carrée. Donc, la solution est d'utiliser sa matrice pseudo-inverse et de transformer, ce qui transforme d'équation V.15 à la forme suivante :

$$w_v \approx (x^T x)^{-1} x^T v_{es} \quad (V.16)$$

Par substitution de w_v de l'équation 8 dans 10, on obtient :

$$v_{es} \approx x(x^T x)^{-1} x^T v_{es} \quad (V.17)$$

A ce moment, l'erreur sera égale à :

$$e = [v_{es} - x(x^T x)^{-1} x^T v_{es}] = [I - x(x^T x)^{-1} x^T] v_{es} \quad (V.18)$$

D'après [211], l'optimisation NLS exige que la valeur de la fréquence coïncide avec la seconde norme minimale de l'erreur e . Il est à noter que la seconde norme $R = \|e\|_2^2$, et vu que les valeurs de e sont en fonction de f_0 uniquement, il est possible de dresser un tableau contenant les différentes valeurs que peut prendre f_0 à l'intérieur d'une fourchette où la fréquence fondamentale est sensée se trouver ainsi que leurs seconde normes R , puis procéder à une recherche dans ce tableau de la valeur de R minimale, pour ensuite récupérer la valeur de f_0 correspondante.

Les fréquences candidates peuvent être choisies sous forme de répartition équitable à l'intérieur d'une plage qui contient la fréquence nominale du réseau, c.-à-d. si $f_0 = 50H_z$, et qu'on choisit une plage de $2H_z$ de chaque côté et un pas de répartition de $0.01H_z$, alors le vecteur de fréquences est égale à $f_{es} = 48:0.01:52$.

V.4.2. Algorithme

L'estimation NLS est un algorithme qui se base sur une fenêtre d'analyse qui doit être continuellement décalée. Elle doit inclure les N derniers échantillons du signal de tension provenant du capteur, à chaque lecture d'un nouvel échantillon la fréquence devra être estimée à nouveau.

Comme tout système d'estimation, il existe toujours un compromis entre la précision et la vitesse d'exécution. Les deux paramètres qui influent sur ce compris sont la longueur de la fenêtre d'analyse (nombre d'échantillon traités) et le nombre d'harmoniques prises en considération par l'algorithme. Dans [206], une étude a été faite pour déterminer les paramètres optimaux, et les résultats ont montré qu'un rendement maximal de l'algorithme est obtenu pour une fenêtre d'analyse de 20ms ainsi que la considération des 13 harmoniques les plus dominantes. Cette configuration sera utilisée dans la suite de ce travail.

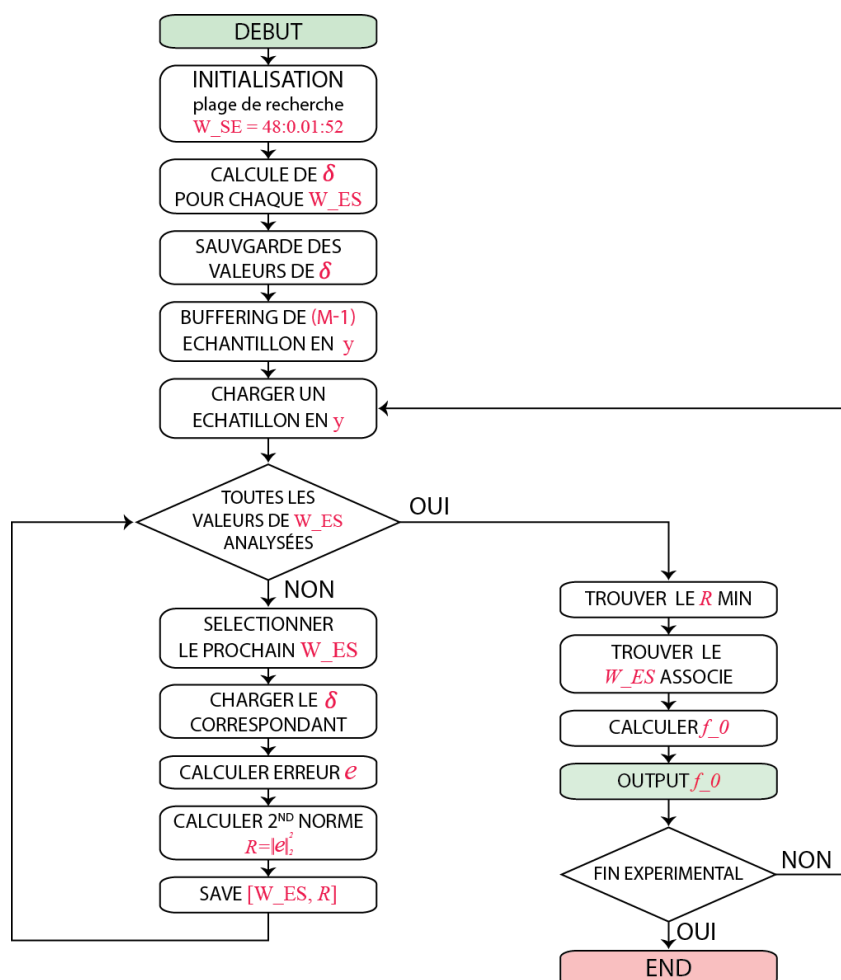


Figure V.3 : Organigramme de l'algorithme NLS pour estimation de fréquence

D'une autre part, l'algorithme NLS est très exigeant en termes de puissance de calcul, cela dit, il est possible de l'optimiser car l'erreur est calculée à l'aide de l'équation V.18. Une partie de cette équation, notée δ , est égale à $[I - x(x^T x)^{-1} x^T]$ où x ne dépend que de f_0 . Vu que les différentes valeurs possibles de f_0 sont prédéfinis avant l'exécution du programme, il est possible de pré-calculer les valeurs de δ de chaque valeur de f_0 , et les stocker en mode ROM (Read Only Memory)

au lieu de les calculer à chaque itération. Ceci permettra ainsi de minimiser énormément le temps d'exécution.

L'algorithme commence par une initialisation de certains paramètres, tel que la fourchette de recherche de la fréquence et sa résolution (ex: $f_{es} = 48:0.01:52$), ensuite calculer toutes les valeurs δ correspondantes aux valeurs de f_0 à l'intérieur de f_{es} , pour ensuite les sauvegarder dans la ROM. Au lancement de l'expérimental, les M premiers échantillons du signal sont chargés dans le vecteur y , ensuite, grâce à l'équation VI.18 l'erreur e pour chaque fréquence f_0 à l'intérieur de la fourchette de recherche est calculée. Ainsi, la seconde norme R de chacune de ces erreurs est calculée, et la combinaison $[f_0, R]$ est sauvegardée dans un tableau. Enfin, une recherche 1D permet de récupérer la valeur minimale dans la colonne des R et retourner la fréquence f_0 correspondante afin d'aboutir à une estimation correcte. Une fois ce cycle terminé, un nouvel échantillon du signal est chargé dans le vecteur y en mode FILO et le cycle s'exécute à nouveau. L'organigramme de l'algorithme est affiché dans la figure V.3.

V.5. NLS-ADALINE SAPF

Afin de concevoir un SAPF qui bénéficie des performances de l'algorithme ADALINE, et munit d'une immunité dans un environnement à forte pénétration de DG tel qu'il est montré dans la figure V.2, on doit le doter d'un estimateur de fréquence à performances supérieures à ceux de l'estimateur ZCR/PLL conventionnellement utilisé, et capable d'opérer même en présence de bruit et d'harmonique. Les résultats détaillés dans [205] montrent que l'estimateur NLS semble être un choix idéal pour cette tâche.

Le NLS-ADALINE SAPF proposé possède la même structure de l'ADALINE SAPF proposé dans le chapitre III. La seule différence étant l'intégration d'un bloc d'estimateur de fréquence NLS, qui prend comme entrée le signal provenant du capteur de tension, et donne en sortie l'estimation de la fréquence fondamentale, puis la transmet au générateur d'entrées de l'ADALINE (figure V.4).

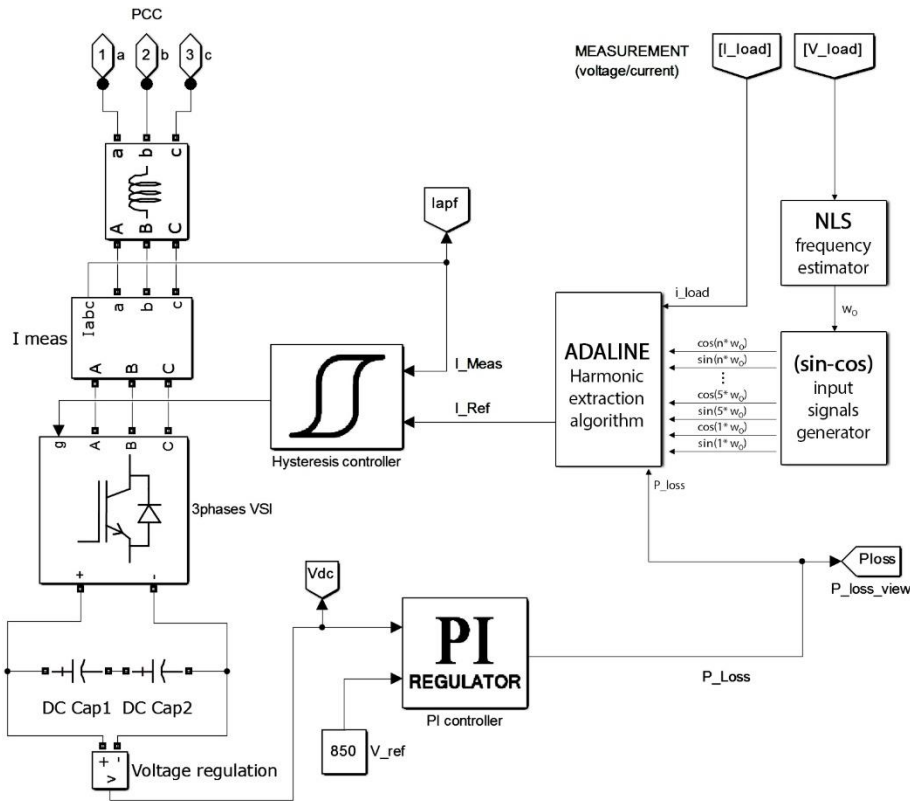


Figure V.4 : Schéma du SAPF à base d'NLS-ADALINE proposé

V.6. Expérimental

L'objectif de cette section expérimentale est de tester l'efficacité de la méthode d'estimation de fréquence à base des moindres carrés non linéaires (NLS) à l'intérieur d'un filtre actif de type shunt (SAPF) utilisant la méthode ADALINE comme technique d'extraction harmonique. Ce filtre va opérer à l'intérieur d'un réseau électrique présumé contenir une haute pénétration de DG. L'effet de cette pénétration est traduit par des variations brusques de la fréquence et la présence de contenu harmonique dans la tension. Une étude comparative entre le SAPF ADALINE muni d'un estimateur de fréquence conventionnel (ZCD/PLL) et le NLS-ADALINE SAPF proposé, vise à montrer la différence dans les performances durant les transitoires.

L'expérimental commence par la génération du signal de tension. Il s'agit d'un signal d'alimentation sinusoïdal qui a subi deux variations de fréquence brusques, la première au moment $t = 1.2 \text{ Sec}$, où la fréquence chute de 50 Hz à 49 Hz , et la seconde au moment $t = 1.6 \text{ Sec}$ où elle augmente à nouveau de 49 Hz à 51 Hz . Ce signal est ensuite harmoniquement déformé jusqu'à atteindre un THD égale a 10% (les rangs des harmoniques injectées : 5, 7, 11 et 13). Le signal

résultant est utilisé comme référence de génération d'une tension d'amplitude de 100V, comme le montre la figure V.5. Cela assure une recreation de la tension dans des conditions extrêmes que subit le réseau en présence d'unité DG.

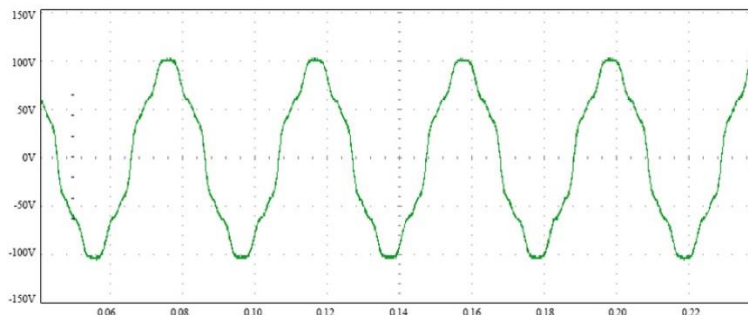


Figure V.5 : Tension de source après la déformation harmonique

Cette source de tension est ensuite utilisée pour alimenter la charge non linéaire. La déformation du courant est immédiate. Il est important de noter que dû au fait que les harmoniques sont des multiples de la fréquence fondamentale, toute fluctuation de cette dernière est héritée par les harmoniques. Par exemple :

$$\text{Si } f_0 = 49\text{Hz} \text{ donc } H_3 = 49 * 3 = 147\text{Hz}$$

La forme d'onde du courant récupéré par les capteurs est affichée dans la figure V.6. Cette figure inclue un zoom sur les deux sections où la fréquence fondamentale a fluctué.

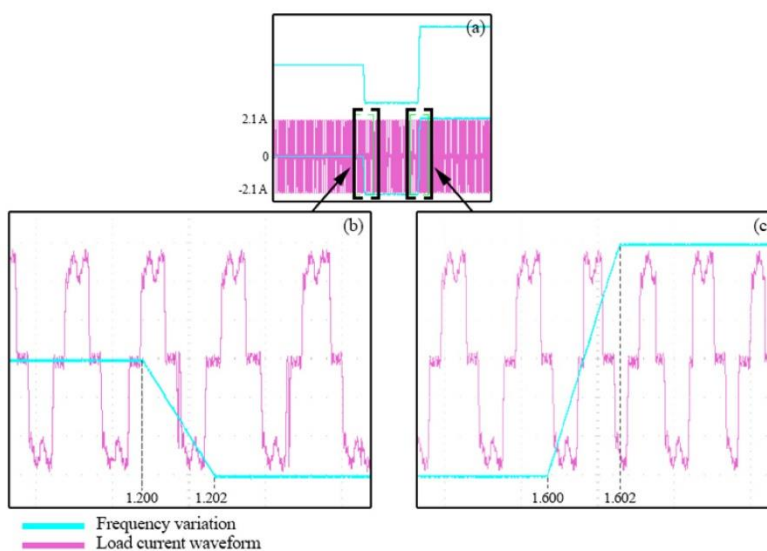


Figure V.6 : Courant de charge durant les deux fluctuations de fréquence

V.6.1. Estimation de la fréquence

La première étape de cette étude comparative consiste à tester et comparer les performances des deux estimateurs de fréquence : le ZCD/PLL conventionnel et celui du NLS, dans la détection de la fréquence fondamentale dans le signal de tension.

La figure V.7 montre 3 courbes, celle en rouge représente la référence de la variation de la fréquence appliquée à la tension, les courbes bleu (cyan) et jaune représentent respectivement les résultats d'estimation du ZCD/PLL et de l'NLS.

On remarque que les deux estimateurs convergent vers les valeurs correctes de fréquence. Néanmoins, l'estimateur ZCD/PLL prend énormément plus de temps que celui du NLS. En effet, durant la première fluctuation ($50H_z$ à $49H_z$), il a fallu à l'estimateur ZCD/PLL 0.3 Sec, comparé à celui du NLS qui n'a pris que 0.016 Sec. Des résultats similaires ont été observés durant la seconde fluctuation ($48H_z$ à $51H_z$), où il a fallu à l'estimateur ZCD/PLL 0.5 Sec, tandis que le NLS 0.018 Sec.

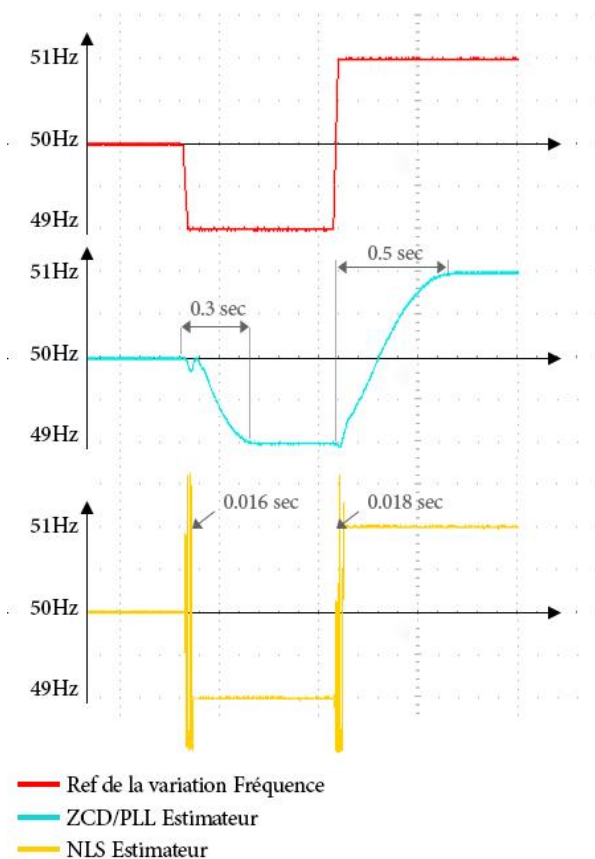


Figure V.7 : Estimation de la fréquence par les deux algorithmes

Cette domination du NLS sur le ZCD/PLL est dû à la différence entre les deux natures des algorithmes, car le PLL du ZCP/PLL utilise une boucle fermée qui essaye de se verrouiller sur la valeur de la fréquence optimale (traite une fréquence candidate à la fois), alors que l'algorithme NLS traite un lot de fréquences candidate à la fois, et c'est ce parallélisme du NLS qui lui donne un avantage clair en terme de rapidité, précision et stabilité.

V.6.2. Compensation harmonique

La deuxième partie de cet expérimental, consiste à tester les SAPF conçus à l'aide des deux estimateurs, et étudier l'impact de leurs vitesses d'estimation sur les performances de compensation.

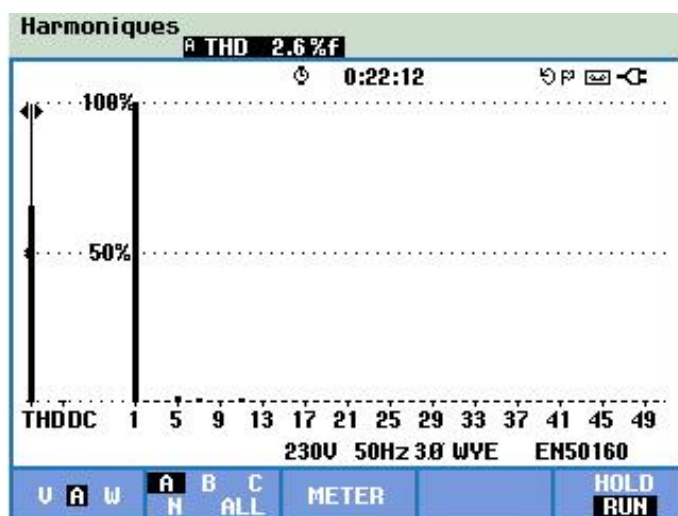


Figure V.8 : Spectre harmonique du courant de source durant le régime permanent

La figure V.8 montre le spectre harmonique du courant de source compensé durant le régime permanent (après stabilisation de l'estimation) des deux méthodes. Les figures V.9 (a) et (b) montrent l'extraction du fondamental par le SAPF ADALINE en utilisant respectivement l'estimateur ZCD/PLL et NLS. Les figures V.10 (a) et (b) montrent les signaux de références du courant de compensation des SAPF utilisant les estimateurs ZCD/PLL et NLS, respectivement. Les figures 11 (a) et (b) montrent les résultats de compensation du courant de charge par les SAPF ADALINE utilisant les estimateurs ZCD/PLL et NLS, respectivement. Ces résultats ont été prélevés durant la première fluctuation ($50H_z$ à $49H_z$).

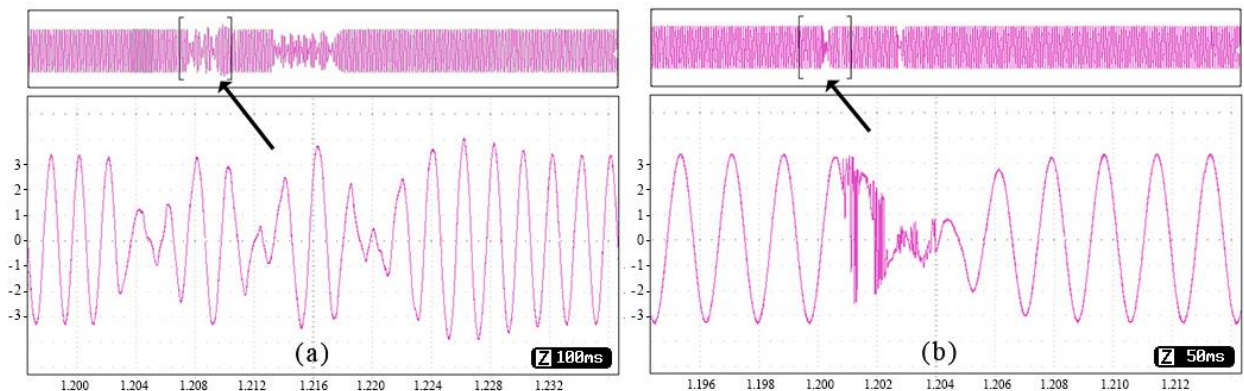


Figure V.9 : Extraction du fondamentale par l'ADALINE (a):ZCD/PLL (b):NLS

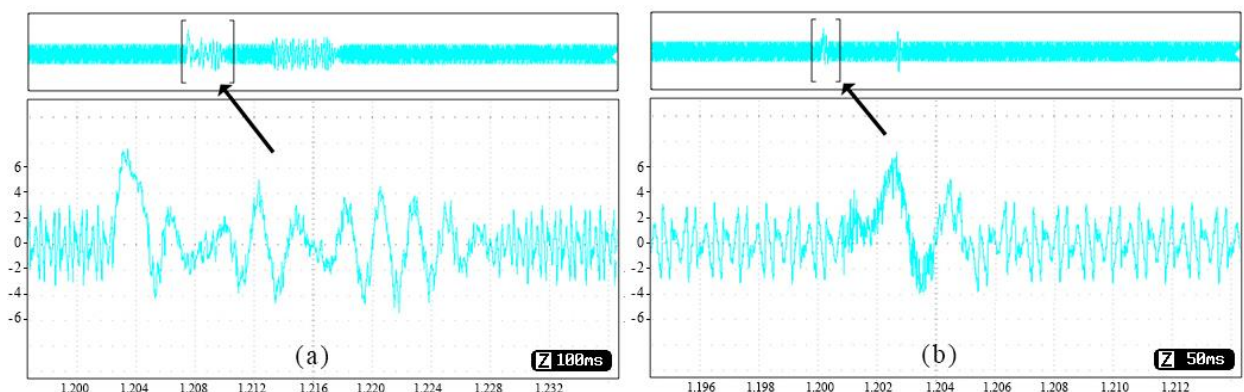


Figure V.10 : Références des courants de compensation par l'ADALINE (a):ZCD/PLL (b):NLS

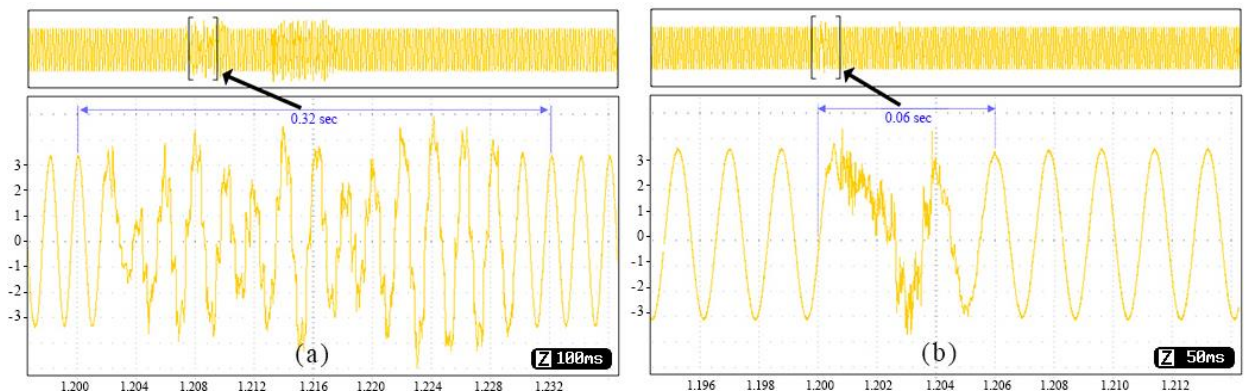


Figure V.11 : Courant de source après compensation par SAPF (a):ZCD/PLL (b):NLS

Similairement aux résultats précédemment présentés dans la section III.4.5. Les SAPF ADALINE utilisant les deux méthodes d'estimation ZCD/PLL et NLS donnent des résultats de compensations très satisfaisantes durant le régime permanent, avec un THD atteignant les 2.6% (figure V.8). Cela montre encore une fois que l'ADALINE est une méthode d'extraction harmonique très

performante, mais aussi que la méthode d'estimation de la fréquence n'influe sur l'ADALINE que durant les régimes transitoires, c.-à-d. les moments où l'estimateur de fréquence fourni de fausses valeurs de la fréquence à l'ADALINE. Ce qui démontre la dépendance de cet algorithme vis-à-vis la connaissance exacte de la fréquence et son intolérance à l'erreur.

On remarque, sur la figure V.7, une corrélation directe entre les durées des transitoires lors de l'estimation de la fréquence. Les formes d'onde de l'extraction du fondamental pour les deux algorithmes sont données par les figures V.9 (a) et (b), tandis que celles de la génération des signaux de références par les figures V.10 (a) et (b). Enfin, les résultats de compensation du courant de charge, pour les deux algorithmes, sont montrés sur les figures V.11 (a) et (b).

Lors de la comparaison des résultats, cités ci-dessus, on remarque une nette supériorité pour NLS-ADALINE SAPF comparé au ZCD/PLL. Effectivement, tandis que le SAPF utilisant la ZCD/PLL nécessite 0.32 Sec pour atteindre le régime permanent, le SAPF à base de NLS ne nécessite que 0.06 Sec, ce qui rend les SAPF ADALINE-NLS 5 fois plus rapide.

Par conséquent, et d'après les données présentées dans cette étude comparative, on peut conclure que le SAPF à base d'ADALINE incorporant un estimateur NLS est beaucoup plus performant et stable que son concurrent commercialisable (ZCD/PLL), et spécialement lorsque la tension de source est harmoniquement déformée et sujet à des fluctuations de fréquence rapide et fréquente.

Il est important de souligné que ces résultats ont été obtenus à partir de la simulation, seulement, de deux fluctuations, alors que dans des environnements à haute pénétration DG, des fluctuations pareilles peuvent se produire continuellement, et à des intervalles de quelques [160]–[164]. Ceci rend les PLL conventionnels complémentèrent inefficaces.

L'idée derrière cette étude est de montrer que l'utilisation de l'intelligence artificielle dans un APF ne signifie pas forcément que ce dernier sera muni d'une immunité dans un environnement DG. Le SAPF ADALINE en est un exemple. Mais qu'il faut prendre en compte les conditions hostiles qui peuvent survenir dans un tel environnement et les inclure lors de la conception du SAPF, afin que ce dernier soit capable d'opérer correctement et satisfaire sa fonction principale, même dans une DG. Un tel processus de conception reste la motivation principale derrière la création des filtres de 3^{ème} génération.

V.7. Conclusion

Nous avons vu brièvement dans le chapitre IV comment la coexistence des dispositifs de filtrage actifs avec la DG, peut prendre deux aspects différents : négatif et positif. Ce chapitre traite l'aspect négatif, où la DG est considéré comme une source de perturbations engendrant plusieurs problèmes de qualité d'énergie (parfois simultanés). Ceci risque de compliquer la tâche aux APF les rendant obsolètes, et donc, nécessitant la création d'une nouvelle génération d'APF immunisés contre les conditions hostiles créées par la haute pénétration de DG : Il s'agit des APF de 3^{ème} génération.

Ce chapitre à inclut un exemple de cette problématique, où la tension provenant d'un réseau caractérisé par une forte présence d'unité DG, causant des harmoniques de tension et des fluctuations de fréquence alimente une charge non linéaire. Comme résultat, le courant de source à ce moment contient 3 dégradations de la PQ, simultanément.

L'estimateur de fréquence à base d'NLS proposé dans ce chapitre s'est juger suffisamment rapide et inconditionnellement stable comparé à son concurrent commercialisable : le ZCD/PLL, tel qu'à montrer l'étude comparative. Cette rapidité et stabilité à donner la possibilité au SAPF ADALINE utilisant le NLS comme estimateur de fréquence de surmonter les conditions de dégradation de la PQ précédemment décrites, faisant de lui un excellent exemple d'APF de 3^{ème} génération.

VI. Chapitre 6

APF de 4^{ème} Génération : Solution à base de DG

VI.1. Introduction

“...sans un système de batterie et avec une capacité suffisamment grande pour atténuer les fluctuations de la tension continue, une sorte de filtre actif de puissance (APF) peut être réalisé...” [212] (1989). C’était la première fois qu’on faisait allusion à la similarité entre une interface de connexion d’un système photovoltaïque et celui d’un APF, et c’est dans cette même référence qu’a été utilisé pour la première fois le terme “Multi-functional” (multifonctionnel) pour décrire un convertisseur de puissance statique capable d’assurer plusieurs fonctionnalités en même temps.

Le basculement du paradigme de génération d’énergie électrique vers la DG, a aussi fait en sorte de basculer le paradigme de compensation active et l’amélioration de la PQ. En effet, et depuis l’apparition du domaine du filtrage actif, l’image d’un compensateur de puissance actif faisait toujours allusion à un convertisseur dédié spécifiquement et « uniquement » à la compensation d’énergie réactive et l’amélioration au contenu harmonique. Avec le taux de pénétration des unités DG à travers le réseau qui ne cesse de croître, où chaque unité possède une interface contenant des convertisseurs de puissance, et avec la similarité entre ces interfaces et la structure d’un APF. Le réseau électrique s’est retrouvé « soudainement » avec des milliers de convertisseurs prêts à être dotés de fonctionnalités de filtrage et amélioration de la qualité d’énergie électrique. Donc ce qui représentait autre fois une menace à la qualité d’énergie est redevenu une solution intéressante, grâce au principe de multifonctionnalité des convertisseurs. Ceci a permis la conception de nouvelles structures de compensateurs actifs d’harmoniques appelés: APF de 4^{ème} génération.

VI.2. Les convertisseurs multifonctionnels

Au niveau des composants de puissance, la configuration basique d’un APF est très similaire à celle de certaines interfaces d’unité DG, spécialement la partie onduleur connectée au réseau (Grid-Tie Inverter) : GTI. En plus, les deux ont la même fonctionnalité, et qui est l’injection de l’énergie dans le réseau. La seule différence est que les GTI injectent de l’énergie sous forme de courant sinusoïdal, tandis que les APF le font sous forme de courant de compensation harmonique

ou d'énergie réactive. Les onduleurs inclus dans les interfaces d'unité DG n'opèrent pas toujours à pleine capacité, à cause de la nature stochastique des sources renouvelables telles que le vent et le rayonnement solaire. Ainsi, il reste de l'ordre du possible de les contrôler de façon à fournir des services auxiliaires, comme la compensation des harmoniques et de la puissance réactive, ou l'atténuation des déséquilibres du système de distribution. Dans ce mode d'opération, le convertisseur se retrouve à exécuter plusieurs fonctionnalités à la fois, d'où le nom : Convertisseur Multifonctionnel.

VI.2.1. Définition

Plusieurs dénominations peuvent être trouvées à travers la littérature décrivant des convertisseurs de puissance dite : Multifonctionnel, tel que :

- Multi-Functional Grid-Connected Converter : MFGCC [213]–[215].
- Multi-Functional Grid-Connected Inverters : MFGCI [216], [217].
- Multi-Functional Grid-Tied Inverters : MFGTI [218]–[220].
- Multi-Functional Power Electronic Converter : MFPEC [221], [222].

Tout au long de ce travail, la dénomination MFGTI sera utilisée. Les MFGTI ont attiré l'attention de plusieurs chercheurs durant les dernières années et sont devenus le domaine de recherche le plus actif des compensateurs actifs [223]. Ceci est dû à leur faculté d'atteindre simultanément deux objectifs majeurs (et même plus): L'intégration des unités DG au réseau, et l'amélioration de la qualité de l'énergie transmise au consommateur. Cette caractéristique permet d'optimiser le coût d'intégration des unités DG tout en maintenant une qualité d'énergie optimale et cela en éliminant les différents problèmes de PQ causés par la haute pénétration des DG [216]. Ces avantages ont fait d'eux les meilleures solutions pour les applications de DG, DER et MG [224].

VI.2.2. Configuration

Selon le nombre d'étage de conversion, les différentes interfaces d'unité DG décrites dans la section IV.2.6 peuvent être classées en deux catégories : mono-étage (figure VI.1) et multi-étage (figure VI.2). Vu que chaque étage rajouté à la chaîne de conversion engendre des pertes au niveau des performances de la chaîne. Souvent la catégorie multi-étage ne contient pas plus de 2 étages : DC/DC suivi d'un DC/AC. L'étage DC/DC est utilisé pour l'implémentation des systèmes de suivi des points de puissances maximale (MPPT), ou bien pour garantir un flux bidirectionnel nécessaire

aux systèmes de stockage d'énergie (ESS) [225]. Quant à l'étage de conversion DC/AC (VSI), son rôle est de contrôler le courant et la puissance injectés dans le réseau.

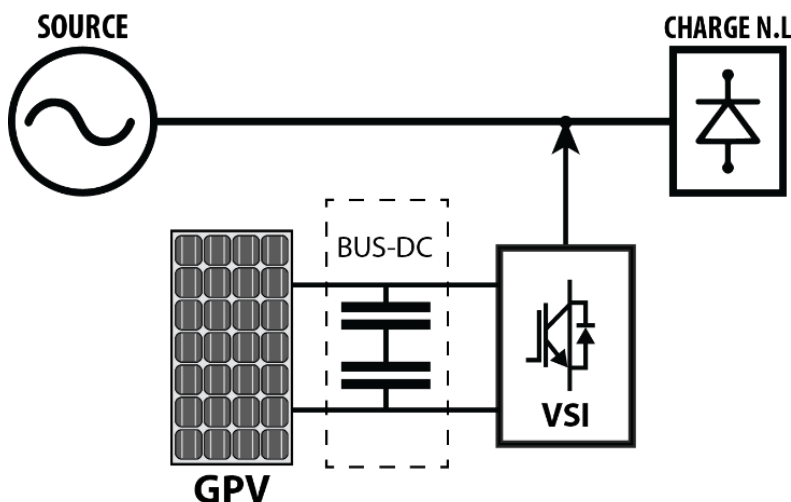


Figure VI.1 : Configuration d'un MFGTI mono-étage

Les fonctionnalités auxiliaires des MFGTI ne se limitent pas qu'aux fonctions APF. En effet, dans les cas de MFGTI connectés à des systèmes de stockage d'énergie tels que les BESS ou bien FESS (figure VI.3), le MFGTI est capable de stocker de l'énergie électrique et de la libérer durant son absence. Cette fonctionnalité est considérée comme un mode de fonctionnement UPS. Cependant, elle n'est possible que dans les MFGTI multi-étages, car l'étage DC/DC est essentiel pour garantir le chargement et déchargement de l'énergie [226].

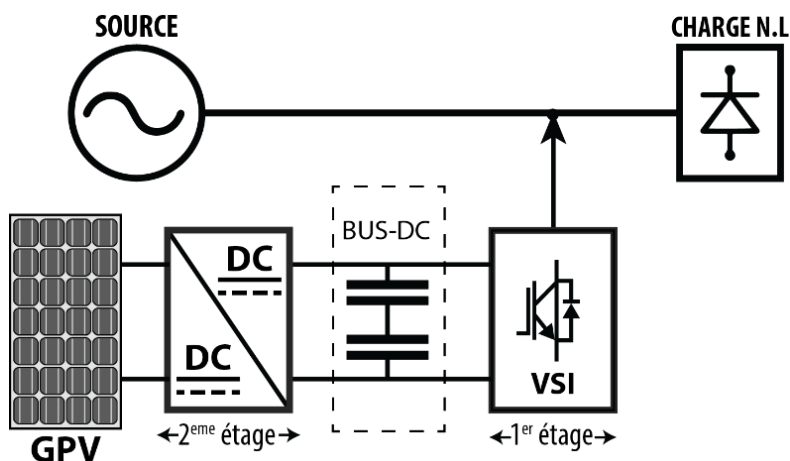


Figure VI.2 : Configuration d'un MFGTI multi-étage

En les comparant aux structures multi-étages, les interfaces de conversion mono-étage présentent un volume réduit (moins de composants électroniques), une efficacité de conversion supérieure,

un coût moindre et une fiabilité supérieure. Par ailleurs, les interfaces multi-étages ont une commande plus simplifiée, en raison du fait que chaque fonctionnalité est déployée dans un étage différent. En plus, la tension de sortie de certaines sources renouvelables peut être basse nécessitant ainsi un boost, et ce qui n'est possible que grâce à l'étage de conversion DC/DC. Un autre avantage majeur des interfaces multi-étage reste la possibilité de faire opérer certaines unités DG dans leurs niveaux MPP, ce qui permet d'extraire un maximum de puissance [216].

Chacune de ces architectures possède des avantages et des inconvénients, et il reste difficile de juger la meilleure sans s'intéresser aux cas d'application. En général, les unités DG à petite échelle se comportent mieux avec des interfaces multi-étages dû à leur flexibilité et la maximisation de la puissance. Tandis que les unités DG à grande échelle utilisent principalement des interfaces mono-étages pour leur efficacité et leur fiabilité élevée.

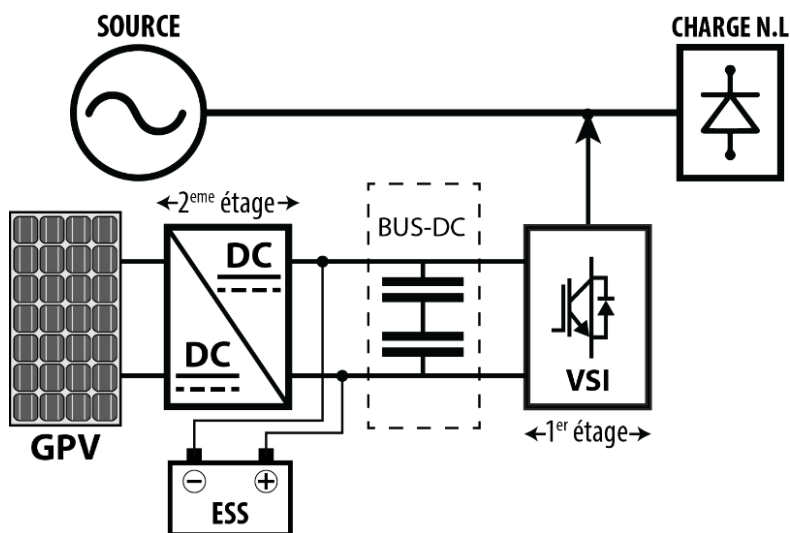


Figure VI.3 : Configuration d'un MFGTI multi étages avec BESS et fonctionnalité UPS

VI.2.3. Etat de l'art

Pour la suite de ce chapitre, seront considérées uniquement les unités DG photovoltaïques. En effet, plusieurs travaux ont été retrouvés à travers la littérature, avec des configurations mono et triphasé, mais aussi en mono et multi-étages, avec et sans système de stockage d'énergie.

Un **MFGTI mono-étage monophasé** a été utilisé dans [227] pour l'interconnexion d'un GPV de 1.5 kVA délivrant une tension AC fixe de 250V au réseau et incluant des fonctionnalités d'APF. Le GTI à base d'IGBT utilisait une commande SPWM à une fréquence de 20 kHz, et disposait de deux modes de fonctionnement : Génération Maximale et APF, avec une sélection manuelle du

mode, qui force une valeur de référence de la tension du bus DC selon le mode sélectionné. L'architecture générale de ce MFGTI est affichée dans la figure VI.4.

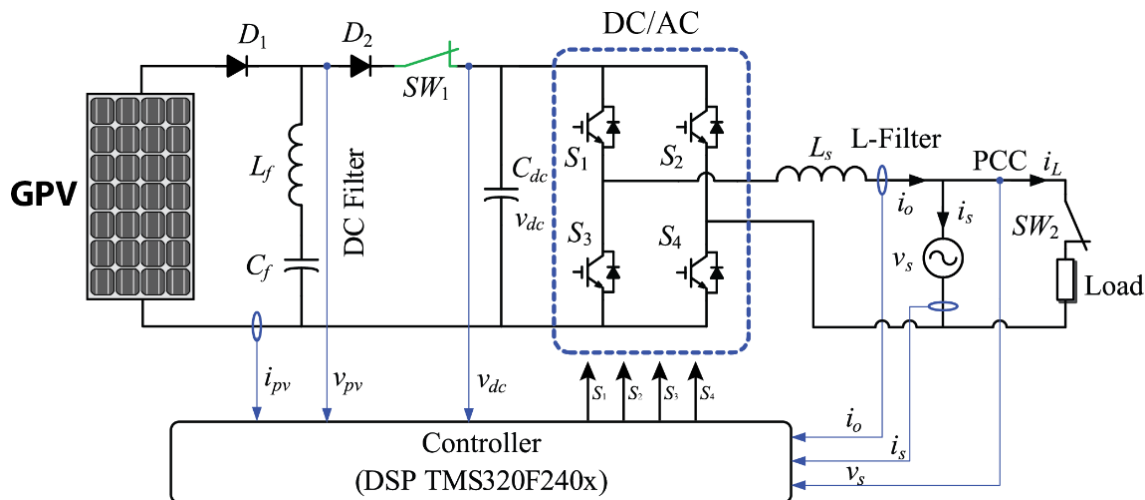


Figure VI.4 : MFGTI mono-étage monophasé [227]

Un autre MFGTI similaire a été présenté dans [228], et qui possède les mêmes fonctionnalités avec une seule différence résidant dans la sélection du mode d'opération basé sur un système horaire. En effet, pendant la journée, le MFGTI agit en tant que générateur PV en utilisant le mode de génération maximale. Tandis que durant la nuit où le rayonnement solaire est absent, le sélectionneur de mode fait basculer le MFGTI en mode APF afin d'améliorer la qualité d'énergie du réseau.

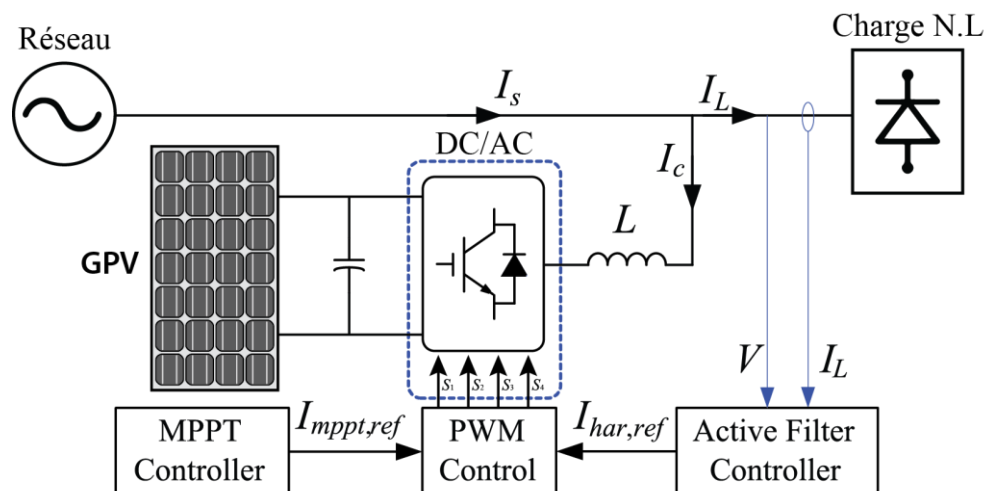


Figure VI.5 : MFGTI mono-étage triphasé [229]

Le même concept a été implémenté dans [230] pour une application d'éclairage public. Au cours de la journée, le GPV est connecté au réseau grâce au MFGTI, tandis que le soir la lampe à LED

est alimentée par le bus DC et le MFGTI agit en tant qu'APF. La particularité de ce projet été le coût de réalisation très réduit, car le dispositif a été conçu à l'aide d'un MCU (Intel 80C196MC). Dans [229], un **MFGTI mono-étage triphasé** a été proposé comme le montre la figure VI.5. Le GPV a une capacité de génération de $3kVA$ délivrant une tension continue de $600V$ au bus DC. Le MFGTI est commandé en utilisant une commande SPWM à une fréquence de $20kHz$, et la régulation de la tension continue est faite à l'aide d'un régulateur PI. On remarque à partir de la figure VI.5 que les signaux de référence du courant ne sont pas générés uniquement à partir de la commande de l'APF, tel qu'il est le cas dans les APF de génération précédente (Figure VI.4), mais aussi en utilisant la valeur de référence $I_{MPPT-ref}$ provenant du bloc MPPT (utilisant la méthode P&O).

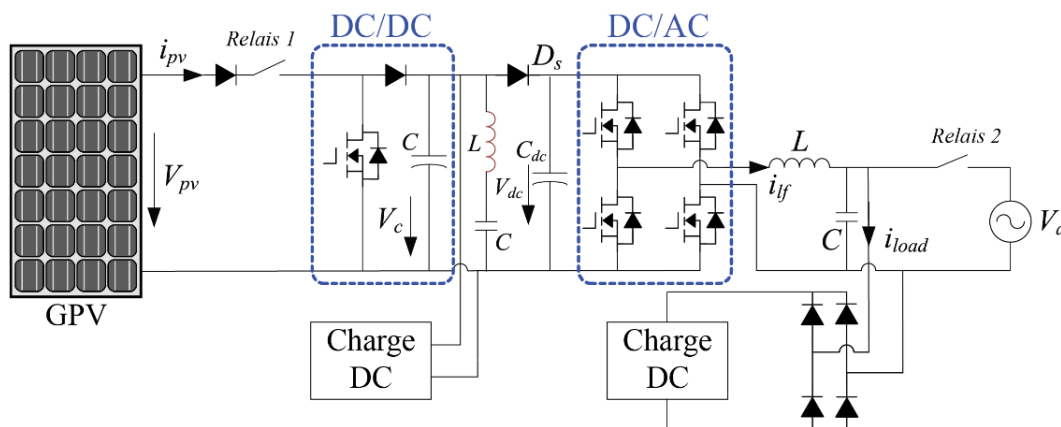


Figure VI.6 : MFGTI multi-étages monophasé [231]

Dans [231], Wu et al ont décrit un système **MFGTI multi-étage monophasé** à base de MOSFET structuré (figure VI.6). Le convertisseur est connecté à un GPV de capacité de $1kVA$ commandé en SPWM à une fréquence de $25kHz$, et avec une régulation de tension continue par un régulateur PI. En plus de l'injection d'énergie solaire dans le réseau, le système garantit une fonctionnalité d'APF. L'un des avantages des MFGTI multi-étages reste la simplicité de la commande dû à la décentralisation de la commande. En effet, dans le système décrit plus haut, la commande de l'étage de conversion DC/DC est déployée sur un MIC : PIC6F88. Tandis que la commande de l'étage DC/AC est implémentée dans un DSP TMS320F2406A (figure VI.7).

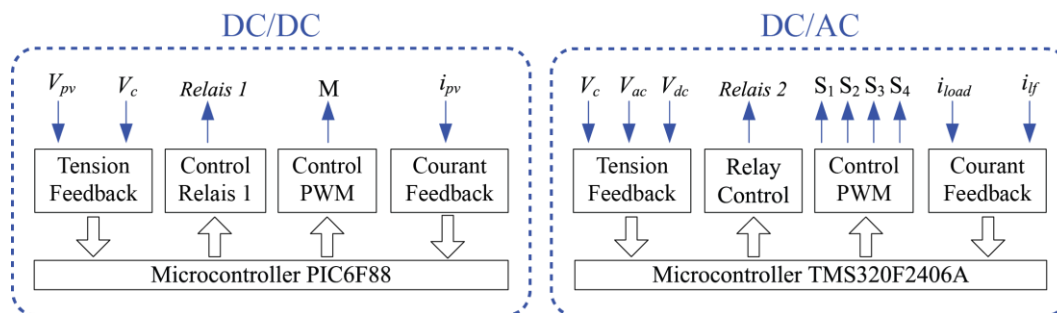


Figure VI.7 : Commande du MFGTI multi-étages monophasé [231]

A l'inverse des systèmes précédemment décrits, ce système contient 3 modes de fonctionnement : Connecté au réseau, alimentation directe et APF. Quand l'irradiation solaire est suffisamment puissante, le MFGTI alimente la charge et injecte le surplus d'énergie dans le réseau. Par contre si elle est moyenne, le MFGTI se contente d'alimenter la charge. Enfin, si l'irradiation solaire n'est pas suffisante pour combler les besoins de la charge, cette dernière puise à partir du réseau et le MFGTI agit en tant qu'APF et compense le contenu harmonique injectée par la charge.

Comme précédemment mentionné, la capacité des MFGTI monophasés reste limitée, et pour ceux incluant des fonctionnalités d'APF, la méthode d'identification harmonique reste plus difficile que celle utilisée dans les systèmes triphasés, sans oublier que les MFGTI monophasés peuvent causer des déséquilibres dans les phases du réseau. De ce fait, les MFGTI triphasés sont plus souhaitables. Tout comme leur concurrent monophasé, ils se divisent en deux catégories : mono-étages et multi-étages, et peuvent inclure, eux aussi, des fonctionnalités d'APF, PFC, DVR et UPQC [232].

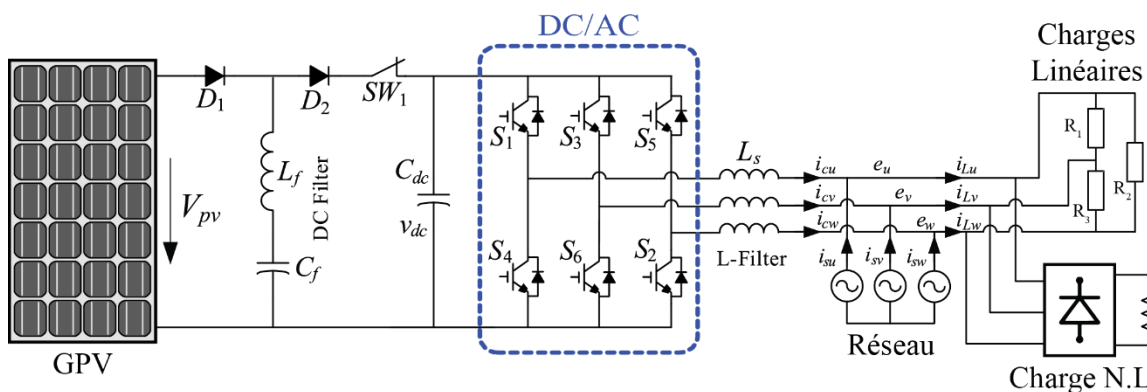


Figure VI.8 : MFGTI multi-étages triphasé [233]

Le MFGTI mono-étages triphasé détaillé dans [233] et schématisé dans la figure VI.8 contient en plus des fonctionnalités d'interfaçage DG-réseau, d'autres fonctionnalités de compensation harmonique et amélioration du facteur de puissance. Le basculement entre ces fonctionnalités se

base sur la quantité d'irradiation solaire tout comme [231]. De même, la génération des courants de références dans la fonctionnalité APF ne se base pas uniquement que sur la méthode d'identification harmonique mais aussi à partir de la commande MPPT, tel qu'il est le cas pour le MFGTI mono-étage décrit dans [229].

Kim et al dans [234] propose un **MFGTI triphasé multi-étage** tel qu'il est affiché dans la figure VI.9. On remarque la présence d'un convertisseur additionnel DC/DC commandé par un bloc MPPT afin d'ajuster la tension continue et faire opérer le GPV en régime de puissance maximale. Le filtre LC à la sortie est utilisé pour la suppression des harmoniques causées par fonctionnement en commutation du MFGTI. On remarque aussi une séparation des différentes commandes embarquées. La méthode d'identification harmonique utilisée pour la fonctionnalité APF est celle basée sur la théorie des puissances instantanées (IPT) en utilisant un LPF. Le MFGTI est commandé par un contrôleur à hystérésis, la tension du bus DC par un régulateur PI et la commande MPPT utilise la méthode P&O. La présence de quantité suffisante de batterie dans cette configuration peut supporter la charge même en mode islanding, ce qui dote le système de fonctionnalité UPS.

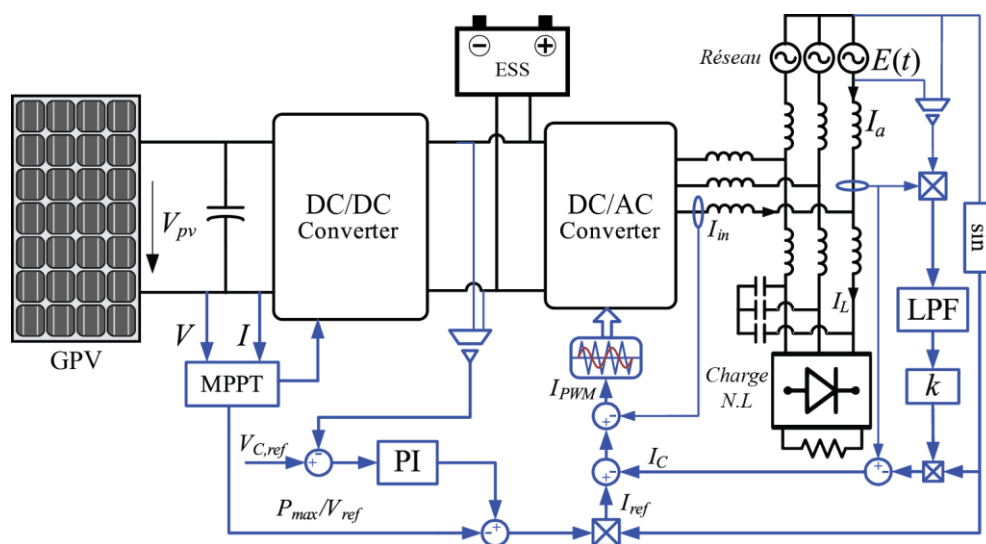


Figure VI.9 : MFGTI multi-étage triphasé avec fonctionnalité UPS [234]

Un travail similaire proposé par Cheng et al dans [235] est détaillé dans la figure VI.10, montre que l'absence de batterie dans cette configuration prive le dispositif de sa fonctionnalité UPS, mais maintient celle d'APF. Cette configuration est idéale pour des GPV à capacité limitée. L'étude menée dans [235] montre que durant l'irradiation du jour, le MPPT garantit une collecte et injection maximale d'énergie, tandis que durant le soir, le système pivote en mode APF et

commence la compensation harmonique. En effet, un test de ce dispositif a montré qu’il est capable d’injecter jusqu’à 5kVA par jour, et de baisser un THD de 32% causé par la charge non linéaire jusqu’à 3%.

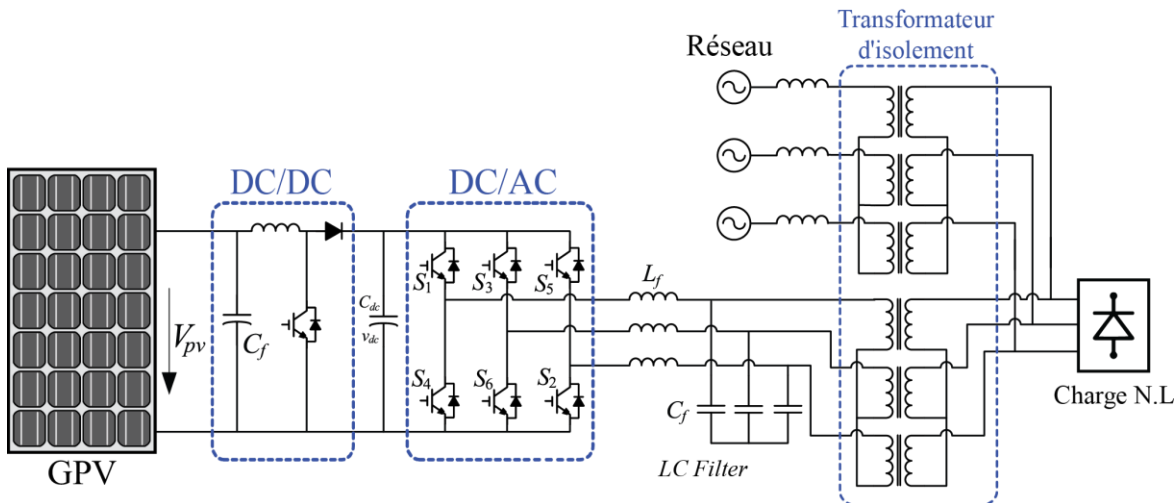


Figure VI.10 : MFGTI multi-étages triphasé avec transformateur d'isolement [235]

Une autre approche pour investiguer les MFGTI est celle du point de vu commande. En effet, les MFGTI multi-étage à fonctionnalité APF en particulier héritent presque toutes les commandes d'APF, que ça soit la méthode d'identification harmonique, la commande du convertisseur et même la régulation de la tension du bus continue, en plus de la commande MPPT utilisée. Ceci fait des MFGTI l'un des domaines d'application des convertisseurs statique les plus riches en potentiel de recherche [216].

VI.3. Modélisation du GPV

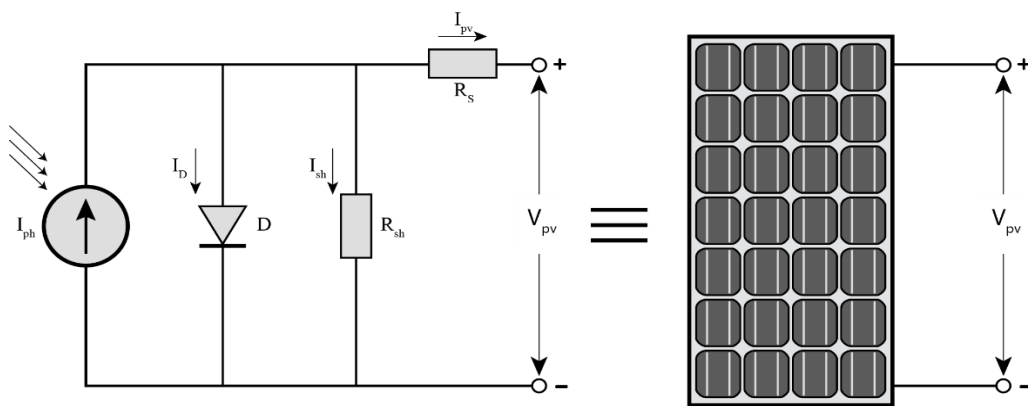


Figure VI.11: modélisation d'un GPV

En généralisant le modèle de cellule photovoltaïque à base de diode, proposé par Schockley [126], à un générateur photovoltaïque, et en le considérant comme un ensemble de cellules identiques branchées en série et/ou parallèle, le schéma du GPV sera équivalent à celui de la figure VI.11.

D'après ce schéma, on peut écrire :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_D - I_{sh} \quad (VI.1)$$

En remplaçant les expressions du courant de la diode I_D et le courant photo-généré I_{sh} , la caractéristique I-V est modélisée par une équation non linéaire implicite :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_0 \left[\left(\exp \left(q \frac{V_{pv} + R_S I}{nKT} \right) \right) - 1 \right] + \frac{V + R_S I}{R_{sh}} \quad (VI.2)$$

En négligeant l'effet de la résistance parallèle R_{sh} , l'équation VI.2 devient :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_0 \left[\left(\exp \left(q \frac{V_{pv} + R_S I}{nKT} \right) \right) - 1 \right] \quad (VI.3)$$

L'adaptation de l'équation IV.3 pour différents niveaux d'éclairement et de température peut être gérée par les équations suivantes [236], [237]:

$$\Delta I = \beta \left(\frac{E}{E_{ref}} \right) \Delta T + \left(\frac{E}{E_{ref}} - 1 \right) I_{PH} \quad (VI.4)$$

$$\Delta V = \gamma \Delta T - R_{sh} \cdot \Delta I \quad (VI.5)$$

$$\begin{cases} V = V_{ref} + \Delta V \\ I = I_{ref} + \Delta I \end{cases} \quad (VI.6)$$

Où E_{ref} et T_{ref} sont les valeurs de l'éclairement et la température dans les conditions standards STC : (1000 W/ m², 25°C).

VI.3.1. Caractéristiques I-V et P-V d'un module PV

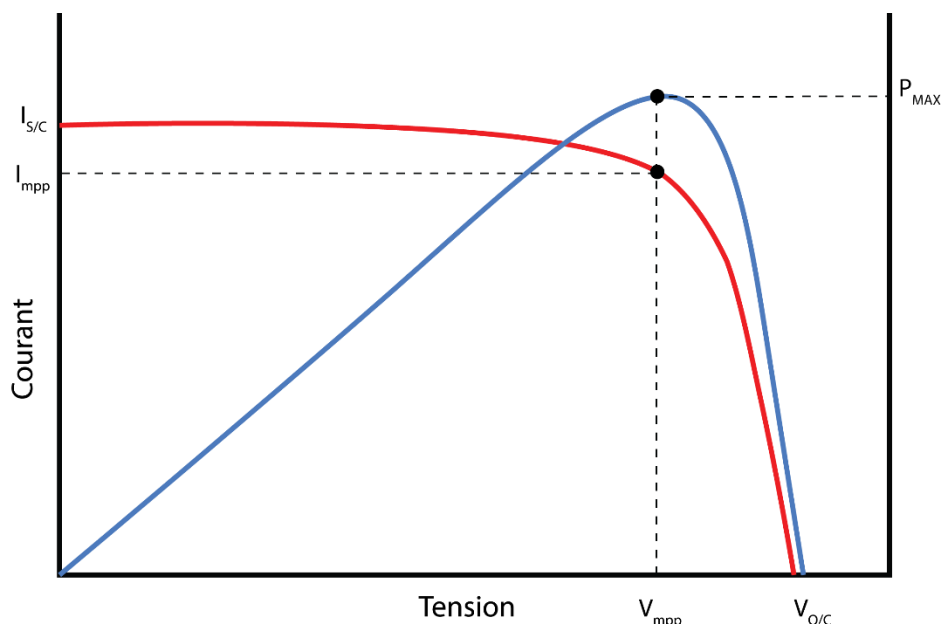


Figure VI.12 : Caractéristique I-V et P-V d'un module PV dans les conditions standards

Un module PV peut être modélisé comme une source de courant qui dépend de l'éclairement solaire et de la température. Une courbe I-V et P-V typique pour les variations de l'éclairement et de la température est représentée sur la figure VI.12. Comme on peut le constater, le point à puissance maximale dit MPP, se situant au coude de la caractéristique I-V et à l'extrémum de la courbe de puissance n'est pas un point fixe ; Il fluctue continuellement durant les variations de la température et l'éclairement. En raison de cette dynamique, le contrôleur doit suivre le MPP en mettant à jour le rapport cyclique du convertisseur à chaque échantillon de contrôle. Une réponse plus rapide du contrôleur (pour correspondre au MPP) permettra une meilleure extraction de l'énergie photovoltaïque et vice versa [238].

VI.3.2. Modélisation du Convertisseur DC-DC (boost)

Comme on peut le constater sur les courbes ci-dessus, l'extraction de la puissance maximale du générateur PV passe par une adaptation de l'impédance d'entrée du côté de cette source. Ceci est réalisé grâce à l'étage de conversion DC-DC.

Un convertisseur boost, ou hacheur parallèle, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de valeur plus grande. La figure VI.13 présente le schéma de base d'un tel convertisseur. Le principe de fonctionnement est divisé en deux parties différentes suivant l'état de l'interrupteur (en considérant une conduction continue).

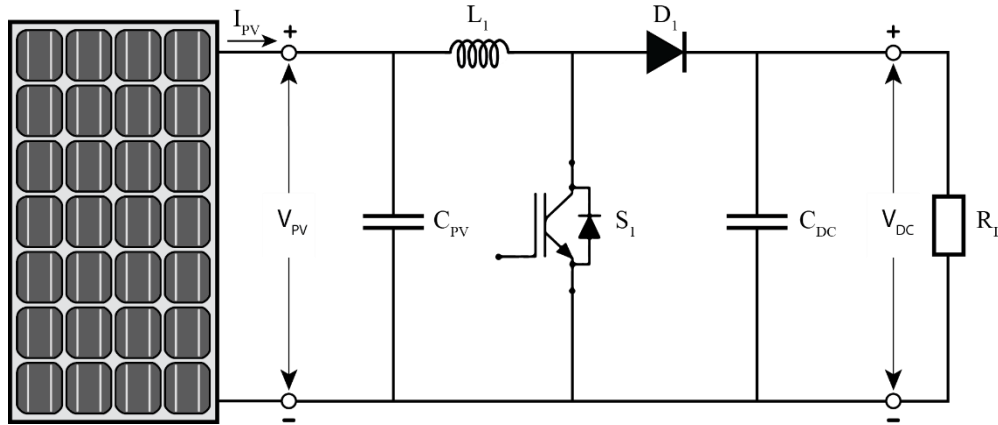


Figure VI.13 - Schéma descriptif d'un convertisseur DC-DC boost

Quand S1 est fermé (passant), le courant dans l'inductance augmente et une quantité d'énergie magnétique sera stockée, ce qui bloque la diode et déconnecte la charge, d'après la loi des mailles, la tension de sortie sera égale à :

$$V_e = L \frac{dI_L}{dt} \quad (VI.7)$$

A la fin de l'état passant, le courant I_L subit une augmentation de ΔI_{Lon} égale à :

$$\Delta I_{Lon} = \int dI_L = \int \frac{V_e dt}{L} = \frac{V_e \alpha T}{L} V_e = L \frac{dI_L}{dt} \quad (VI.8)$$

Où α est le rapport cyclique du hacheur.

Lorsque S1 est ouvert (bloqué), l'inductance et le générateur seront en série, accumulant ainsi les deux tensions : « l'effet de survoltage », et l'énergie accumulée dans l'inductance va être donc transférée vers la capacité.

L'évolution du courant I_L est donnée par l'équation suivante :

$$V_e - V_s = L \frac{dI_L}{dt} \quad (VI.9)$$

La variation du courant I_L durant l'état bloqué sera donc égale à :

$$\Delta I_{Loff} = \int dI_L = \int \frac{(V_e - V_s) dt}{L} = \frac{(V_e - V_s)(1 - \alpha) T}{L} \quad (VI.10)$$

Le rapport entre V_s et V_e sera donc obtenu ainsi :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 - \alpha} \tag{VI.11}$$

Les deux cas sont détaillés dans la figure VI.14.

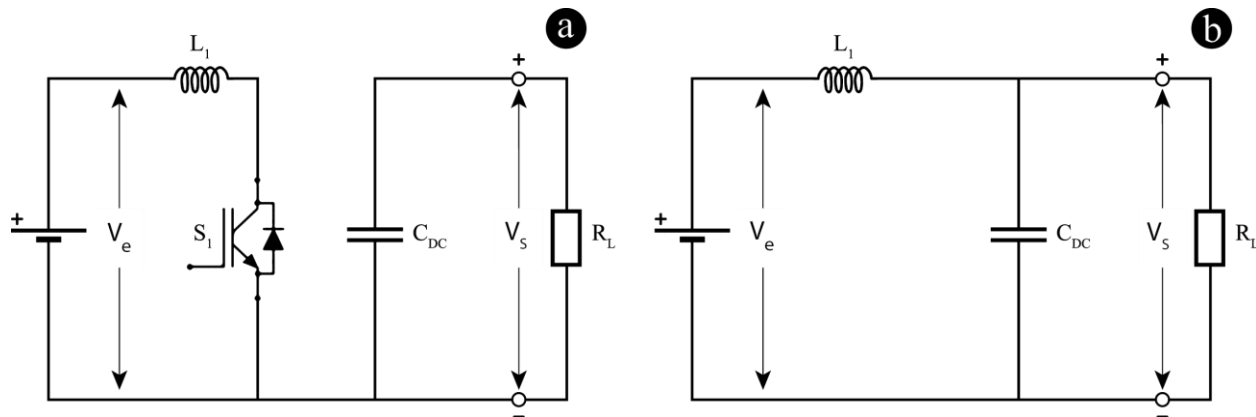


Figure VI.14 - Circuit électrique équivalent (a) : S1 est fermé (b) : S1 est ouvert

VI.3.3. Méthodes MPPT

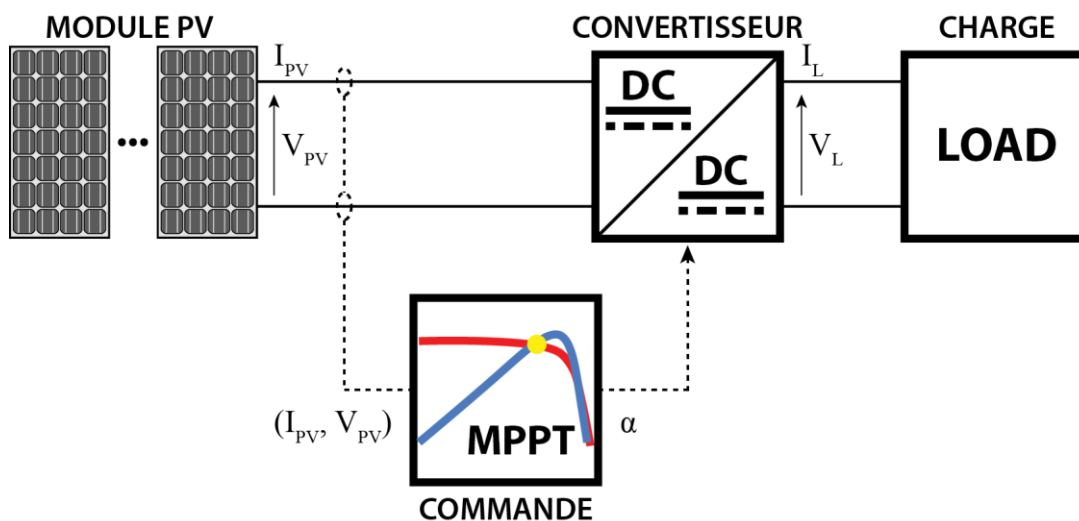


Figure VI.15 – GPV doté d’un système MPPT

Le point appelé « Point de puissance maximale (Maximum Power Point : MPP) » est celui où la puissance générée par le GPV est maximale. Ainsi pour le calculer, des algorithmes dits MPP tracking (MPPT) sont généralement employés. Ces derniers sont divers, allant des techniques conventionnelles à celles dites intelligentes [239]. La figure VI.15 montre un GPV doté d’une commande MPPT.

VI.3.3.1. Perturber & Observer

La méthode la plus populaire est celle du « Perturber et Observer » (P&O). Cette commande est de type extrême, c'est-à-dire qu'il est possible de connaître l'évolution d'un paramètre ou d'une variable physique à l'aide d'une perturbation du paramètre d'entrée quand toutes les autres méthodes ne sont pas applicables en termes de prévisions [240].

La méthode P&O (figure VI.16) consiste à perturber la tension V_{PV} du GPV avec l'ajout d'un signal de faible amplitude positif ou négatif, puis d'analyser la variation de puissance (noté ΔP) correspondant à cette perturbation. Il est alors possible de savoir où se situe le PPM par rapport au point de fonctionnement actuel. Si la perturbation fait croître la tension V_{PV} , et que la puissance augmente également, c'est que le MPP se situe à droite du point de fonctionnement actuel. Cette information permet de déplacer le point de fonctionnement jusqu'au MPP, en contrôlant le rapport cyclique du convertisseur DC/DC. Une fois le MPP atteint, le point de fonctionnement oscille autour de celui-ci [240].

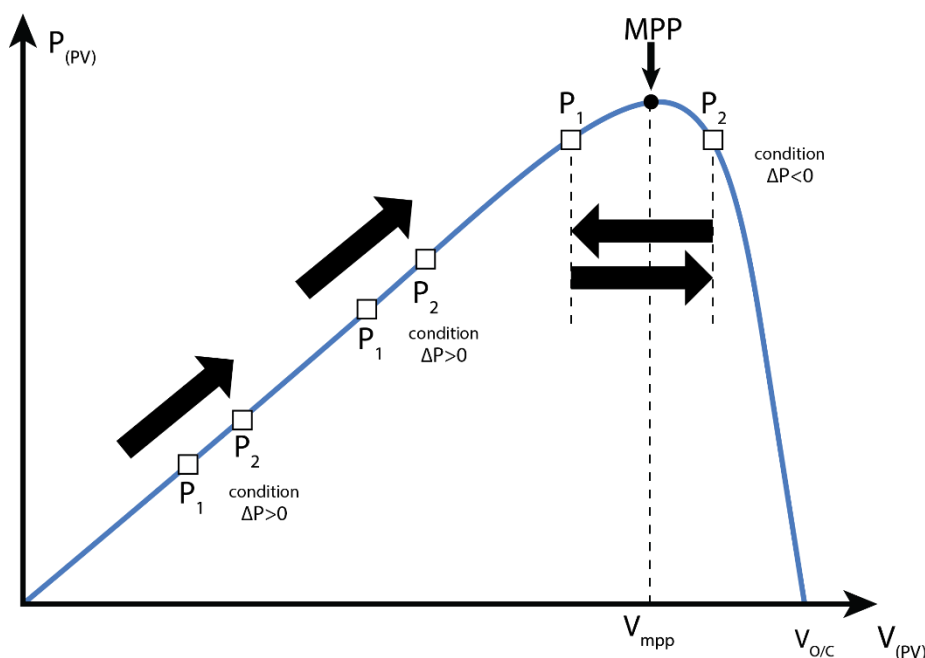


Figure VI.16 - Principe de la commande MPPT P&O

La méthode P&O souffre de quelques limitations telles que les oscillations durant le régime permanent, la divergence de la direction de tracking et l'incapacité de détecter le sommet global durant des cas d'ombrage partiel [241]. Des améliorations ont été proposées pour améliorer cette

technique dans le cas de variations climatiques rapides [242] et de problèmes du régime permanent [243].

La MPPT par incrément de la conductance est une autre technique qui se base sur la connaissance de la variation de conductance du GPV et des connaissances sur la position du point de fonctionnement par rapport à un MPP. En effet, c'est grâce à la dérivée de la puissance qu'on peut localiser le MPP. Si la dérivée est négative, le point se trouve à droite, et si elle est positive, il se trouve à gauche. Si elle est nulle cela signifie que l'on est sur le MPP [244]. D'autres alternatives à base d'intelligence artificielle ont été proposées à travers la littérature, telles que l'optimisation par PSO [245], GA [246], ANN [247], FL [248].

Une étude comparative entre ces différentes méthodes est détaillée dans [249], où il a conclu que pour des applications commerciales sans exigences de performance élevée la méthode P&O reste le meilleur choix, car elle offre le meilleur rapport qualité/prix. De son côté, la méthode ANN donne les meilleurs résultats de tracking comparée aux autres méthodes, cela dit, elle reste la plus coûteuse, dû aux capteurs de température et d'irradiation ainsi qu'au calculateur qu'elle exige [247]. D'autre part, les contrôleurs MPPT basés sur les PSO et GA fournissent un très bon suivi MPP et montrent une performance excellente, cela dit, en plus à la difficulté d'implémentation de ces méthodes, l'étude montre qu'elles nécessitent plusieurs itérations pour trouver le MPP, et sont incapables de le suivre en cas de petites variations [246].

L'application de la FL quant à elle, donne des performances très élevées, en utilisant que deux capteur : tension et courant, et ne nécessite aucune connaissance des caractéristiques du GPV, ce qui est un énorme avantage [248]. Cela fait d'elle, la commande MPPT avec le meilleur rapport coût/complexité dans la catégorie de MPPT à performances élevées [249]. Dans ce qui suit, cette commande sera détaillée.

VI.4. MPPT basé sur la logique floue

La logique floue a été introduite dans la commande MPPT à plusieurs reprises [250]–[253]. L'idée est d'éliminer la rigidité introduite par la logique booléenne, et par conséquent garantir un fonctionnement du GPV autour du MPP. En plus, l'application de la FL rend la MPPT plus tolérante vis à vis l'imprécision du modèle ou bien les entrées du système [250]. Ce qui peut garantir un fonctionnement optimal même sous conditions atmosphériques extrêmes [253]. Cependant, son efficacité dépend du choix de la table des règles d'inférence [251]. La mise en

place d'un dispositif de commande basée sur la logique floue est réalisée en trois étapes essentielles : Fuzzification, inférence des bases de règles et defuzzification.

La MPPT basée sur la logique floue proposé dans ce chapitre et symbolisé : F-MPPT, contient deux valeurs d'entrée représentées par l'erreur e et sa dérivée Δe , tel que :

$$e = \frac{dP}{dV} = \frac{P_{PV}(n) - P_{PV}(n-1)}{V_{PV}(n) - V_{PV}(n-1)} \quad (VI.12)$$

$$\Delta e = e(n) - e(n-1) \quad (VI.13)$$

Où $P_{PV}(n)$, $P_{PV}(n-1)$, $V_{PV}(n)$ et $V_{PV}(n-1)$ sont respectivement, la puissance et la tension a deux échantillons de temps successifs. La valeur de sortie du contrôleur est celle du rapport cyclique α du convertisseur DC/DC. Pour permettre une poursuite adéquate du point MPP lors de larges variations de l'éclairement solaire, sept niveaux flous ont été utilisés pour les entrées, ainsi que la sortie :

- NB : Négatif Grand
- NM : Négatif Moyen
- NS : Négatif Petit
- ZE : nul (Zéro)
- PS : Positif Petit
- PM : Positif Moyen
- PB : Positif Grand

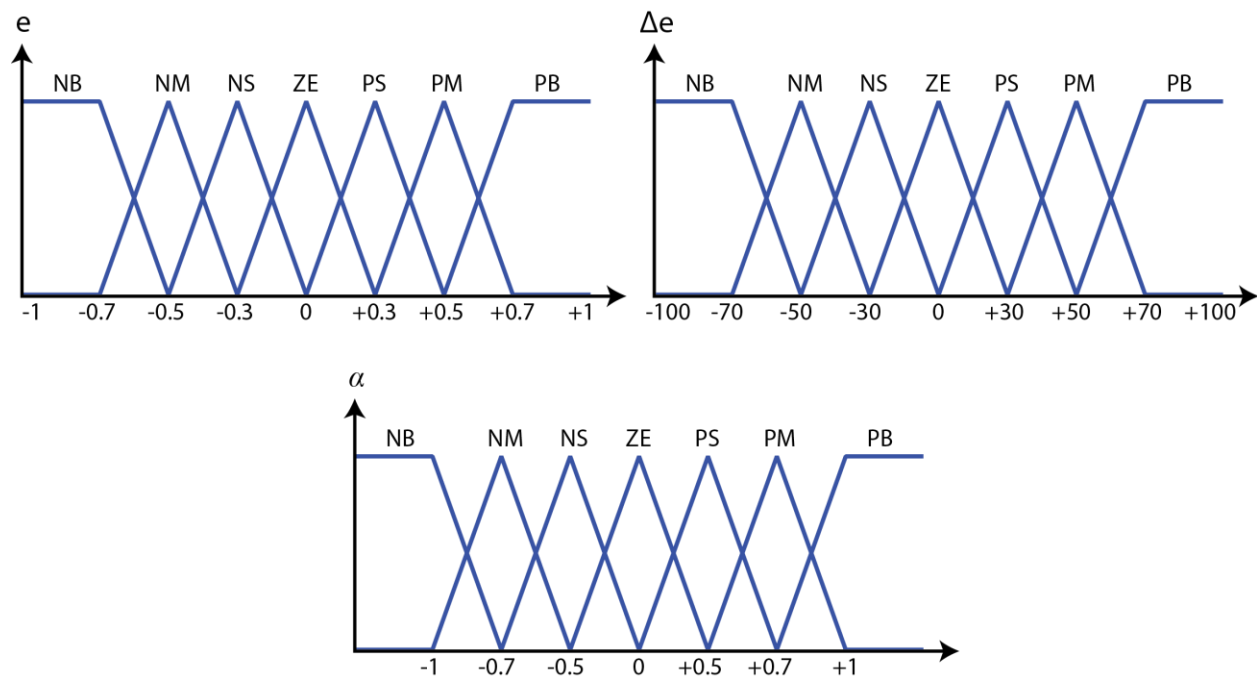


Figure VI.17 – Variables floues de la F-MPPT

Pour minimiser l'effort de calcul, des fonctions d'appartenance triangulaires ont été choisies, tel qu'il est montré dans la figure VI.17. Cette configuration amène à une table de décision contenant 49 règles (Tableau VI.1).

La dernière étape de ce contrôle est la defuzzification, qui estime l'incrément du rapport cyclique $\Delta\alpha$. La sortie est convertie d'une variable linguistique en une variable numérique, via la méthode du centre de gravité :

$$\Delta\alpha = \left(\sum_{k=1}^m c(k) * W_k \right) / \left(\sum_{k=1}^n W_k \right) \quad (VI.14)$$

Où $c(k)$ est la valeur de crête de chaque sortie, et W_k est la hauteur de la règle k .

Tableau VI.1 - Table des règles de décision floue

e Δe	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
PB	NM	NS	PM	PB	PB	PB	PB

VI.5. Association d'un GPV au SAPF avec l'application de la FL

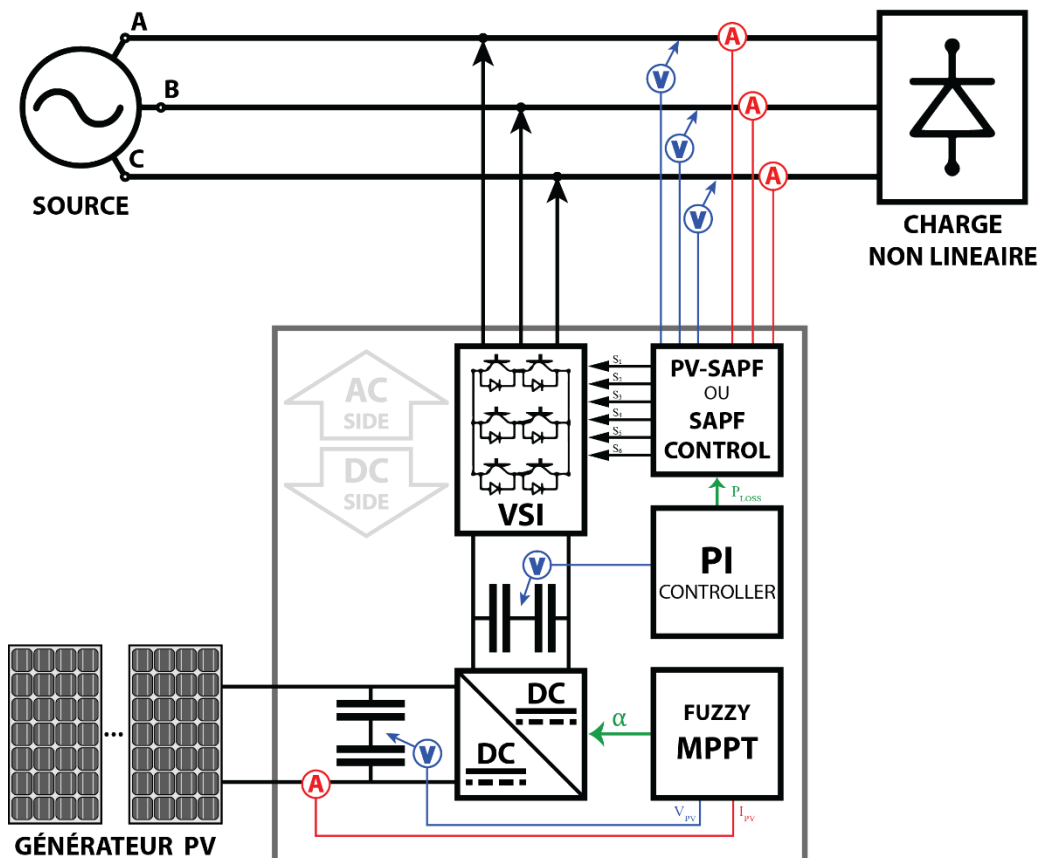


Figure VI.18 – Schéma bloc du PV-SAPF proposé

Dans le cadre d'évolution des SAPF à travers les années, l'objectif principal de ce chapitre est de détailler la conception d'un filtre de 4^{ème} génération. Il s'agit d'un filtre conçu à base d'un convertisseur multifonctionnel, agissant en tant qu'interface de connexion d'une DG à base PV au réseau, et possédant des fonctionnalités supplémentaires d'APF, capable de compenser le contenu harmonique et l'énergie réactive produite par les charges non linéaires.

Ce filtre de 4^{ème} génération (figure VI.18) est conçu autour d'un convertisseur multifonctionnel triphasé multi-étages, contenant deux étages de conversion. Un étage DC/AC responsable de l'injection de l'énergie dans le réseau et un autre DC/DC pour l'adaptation de la tension continue provenant du GPV afin de le faire fonctionner dans son régime de puissance maximale. Les deux étages sont contrôlés par deux blocs de commande séparés, l'étage DC/AC utilise la méthode des puissances instantanées (IPT) utilisé par le filtre de 1^{ème} génération. Le second étage de conversion DC/DC utilise la commande F-MPPT proposée. Ce dispositif symbolisé **PV-SAPF** sera conçu dans l'environnement Matlab/SIMULINK et exécuté en mode SIL dans le simulateur OP5600.

VI.5.1. La Balance des puissances

La figure VI.19 montre le flux de puissance dans le système PV-SAPF. Le flux de puissance est différent de celui des autres APF (1, 2 et 3^{ème} génération). Ce cas de figure exige des adaptations dans les techniques de commande conventionnelles.

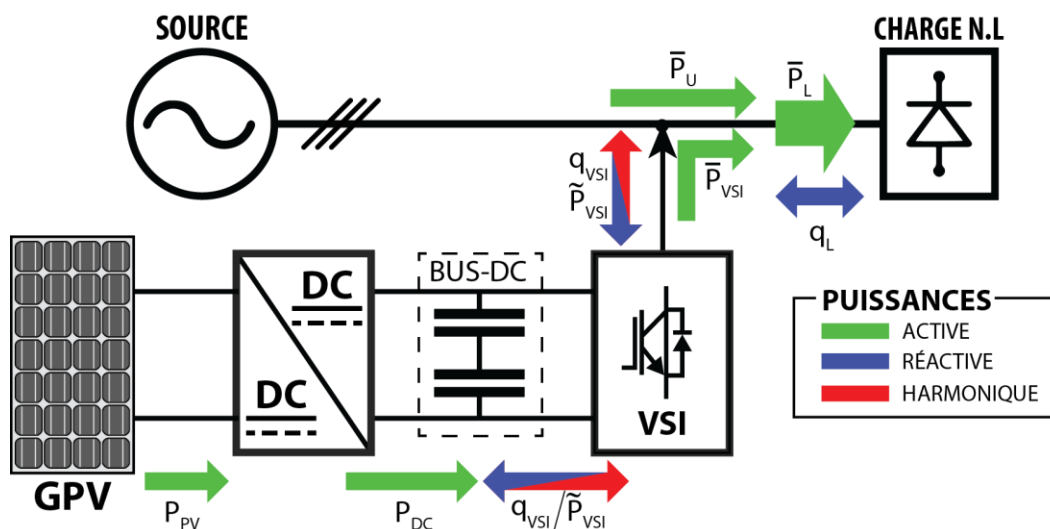


Figure VI.19 – Flux des puissances dans le PV-SAPF

Le convertisseur DC/DC boost est commandé de façon à extraire un maximum de puissance active à partir du GPV (p_{PV}), où la puissance de sortie de ce convertisseur est notée p_{DC} . Le convertisseur DC/AC (VSI) quant à lui prend le relais dans la chaîne de conversion. La dynamique des puissances du côté amont reste simple. Cependant, le côté aval produit des puissances actives et réactive notées respectivement p_{VSI} et q_{VSI} . En pratique, des pertes de conversion existent au niveau des deux convertisseurs, mais pour cette étude elles seront négligées, donc par principe de conservation d'énergie :

$$p_{pv} \approx p_{DC} \approx p_{VSI} \quad (VI.15)$$

Les puissances peuvent-être exprimées comme suit :

$$p_{VSI} = \bar{p}_{VSI} + \tilde{p}_{VSI} \quad (VI.16)$$

$$p_L = \bar{p}_L + \tilde{p}_L \quad (VI.17)$$

$$q_L = \bar{q}_L + \tilde{q}_L \quad (VI.18)$$

Dans notre cas, le VSI est sensé avoir deux fonctionnalités, la première (appelé : mode SAPF) consiste à fournir de la puissance réactive et harmonique (\tilde{p}_L, q_L), ainsi que la fonctionnalité principale de la DG (appelé : mode PV), qui consiste à injecter un maximum de puissance provenant du GPV dans le réseau sous forme d'énergie active (p_{VSI}). Donc, la dualité PV-SAPF doit fournir les composantes harmonique, réactive et une portion des énergies active et réactive consommées par la charge, en utilisant la puissance obtenu du PV. En générale il existe 03 scenarios possibles :

- 1- Le GPV fournit suffisamment d'énergie pour alimenter la charge non linéaire et injecter le surplus dans le réseau.
- 2- Le GPV alimente une partie des besoins de la charge non linéaire, et le reste est fourni par le réseau.
- 3- Le GPV ne fournit aucune puissance, et c'est le réseau qui alimente la charge.

L'analyse du système se base sur un équilibre des puissances au PCC entre les 3 entités : réseau, PV-SAPF et charge. Dans le cas où le PV-SAPF fournit la totalité des puissances, y compris les puissances nocives (harmonique et réactive), le réseau se retrouve libéré de fournir ces dernières, et donc une qualité optimale d'énergie sera maintenue dans le réseau. Un autre avantage du PV-SAPF comparé au SAPF conventionnel, reste l'injection de tout surplus de puissance dans le réseau sous-forme de puissance active.

La figure VI.19 décrit le scénario 2, où le réseau doit injecter une partie de la puissance active consommée par la charge (p_U). Evidemment, en présence du PV-SAPF, le réseau n'injectera que la composante fondamentale (\bar{p}_U), car le PV-SAPF prendra en charge l'injection du réseau dans le cadre de l'opération de compensation active. Ainsi, la balance de puissance est représentée par l'ensemble des équations suivantes :

$$\begin{cases} p_U = \bar{p}_U \\ q_{VSI} = q_L \\ p_{VSI} + p_U = p_L \\ \bar{p}_{VSI} + \bar{p}_U = \bar{p}_L \\ \tilde{p}_{VSI} = \tilde{p}_L \end{cases} \quad (VI.19)$$

VI.5.2. Contrôleur du PV-SAPF

La méthode de contrôle est inspirée de la théorie des puissances instantanées. Les signaux d'entrée sont la tension du réseau (v_{abc}), le courant non linéaire de la charge (i_{abcL}), le courant de sortie du convertisseur (i_{abcVSI}), le courant provenant du réseau (i_{abcU}) et la tension du bus continu du convertisseur (U_{VSI}). La balance de puissances au point PCC entre les 3 entités est donnée par les deux équations suivantes :

$$\begin{cases} p_U = \bar{p}_U \\ q_{VSI} = q_L \\ p_{VSI} + p_U = p_L \\ \bar{p}_{VSI} + \bar{p}_U = \bar{p}_L \\ \tilde{p}_{VSI} = \tilde{p}_L \end{cases} \quad (VI.20)$$

$$\begin{cases} p_L = p_{VSI} + p_U \\ q_L = q_{VSI} + q_U \end{cases} \quad (VI.21)$$

Les puissances active et réactive consommées par la charge sont continuellement mesurées et analysées, en utilisant la transformée de Clark tel qu'il est montré dans les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(i_\alpha) \\ v_\beta(i_\beta) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(i_{aL}) \\ v_b(i_{bL}) \\ v_c(i_{cL}) \end{bmatrix} \quad (VI.22)$$

$$\begin{bmatrix} p_L \\ q_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (VI.23)$$

Ces puissances consommées par la charge non linéaire, contiennent évidemment des composantes fondamentales et autres harmoniques qui peuvent être séparées par une LPF (un 5^{ème} ordre avec une fréquence de coupure entre 20Hz et 100Hz).

$$\begin{cases} p_L = \bar{p}_L + \tilde{p}_L \\ q_L = \bar{q}_L + \tilde{q}_L \end{cases} \quad (VI.24)$$

Ajouter à ce bilan de puissance, la régulation du bus DC dissipe une quantité de puissance dénotée (p_{loss}), qui doit être prise en considération afin de maintenir la tension aussi proche que possible de sa valeur de référence V_{VSI}^{ref} . Donc on peut écrire :

$$\begin{cases} \bar{p}_L + \tilde{p}_L = \bar{p}_{VSI} + \tilde{p}_{VSI} + \bar{p}_U + \tilde{p}_U \\ \bar{q}_L + \tilde{q}_L = \bar{q}_{VSI} + \tilde{q}_{VSI} + \bar{q}_U \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \bar{p}_{VSI} = \bar{p}_L - \bar{p}_U - \bar{p}_{loss} \\ \bar{q}_{VSI} = \bar{q}_L - \bar{q}_U \\ \tilde{p}_{VSI} = \tilde{p}_L \\ \tilde{q}_{VSI} = \tilde{q}_L \end{cases}$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} p_{VSI}^{ref} = p_L - \bar{p}_U - \bar{p}_{loss} \\ q_{VSI}^{ref} = q_L - \bar{q}_U \end{cases} \quad (VI.25)$$

Si p_{loss} est fournit par le GPV, et le PV-SAPF compense la puissance reactive demandée par la charge, le système d'équation devient :

$$\begin{cases} p_{VSI}^{ref} = p_L - \bar{p}_U + \bar{p}_{loss} \\ q_{VSI}^{ref} = q_L \end{cases} \quad (VI.26)$$

Après avoir déterminé les références des puissances instantanées du VSI, la transformée inverse de Clark est utilisée à nouveau afin de générer les signaux de référence du courant de compensation, ce qui donne :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha VSI}^{ref} \\ i_{\beta VSI}^{ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_{VSI}^{ref} \\ q_{\beta VSI}^{ref} \end{bmatrix} \quad (VI.27)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha VSI}^{ref} \\ i_{\beta VSI}^{ref} \\ i_{cVSI}^{ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha VSI}^{ref} \\ i_{\beta VSI}^{ref} \end{bmatrix} \quad (VI.28)$$

VI.6. Expérimental

Le PV-SAPF proposé contient un étage de convertisseur DC/DC constitué d'un hacheur boost à base d'IGBT avec une fréquence de commutation de 15 kHz, commandé par un MPPT utilisant la FL tel qu'il a été détaillé dans la section III.3.2. Le convertisseur multifonctionnel DC/AC quant à lui, est un onduleur triphasé à base d'IGBT commuté à une fréquence de 20kHz avec un système de commande à hystérésis. Les deux fonctionnalités SAPF et PV sont garanties à l'aide de la

logique détaillée dans la section précédente, et le schéma global du système est détaillé dans la figure VI.18.

Afin de tester le système proposé, un modèle Matlab/SIMULINK a été conçu pour être exécuté en mode SIL « Software-In-Loop » sur le simulateur OP-5600. La durée de la simulation sera égale à 1.1 sec, avec plusieurs intervalles, où durant chaque intervalle un mode de fonctionnement sera activé, tel qu'il est détaillé dans la figure VI.20 :

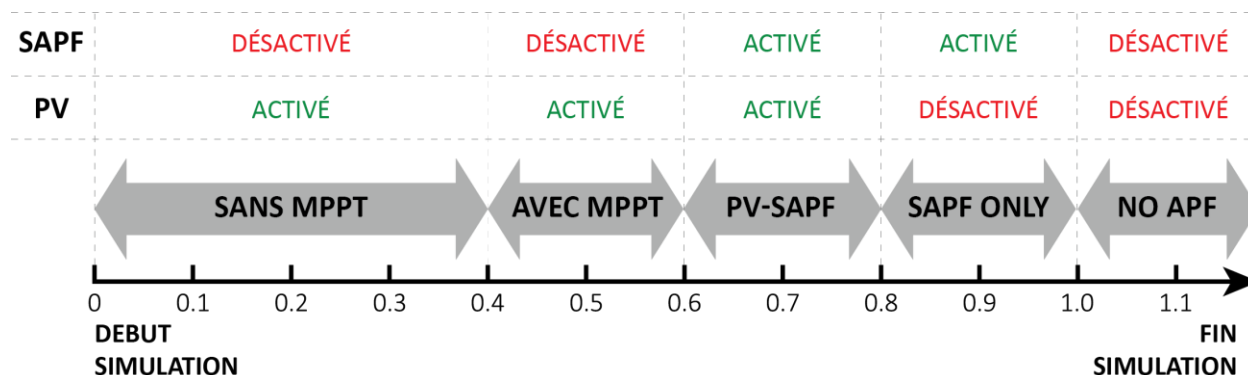


Figure VI.20 – Différents modes de fonctionnement du PV-SAPF durant la simulation

Au cours de l'intervalle [0 – 0.6sec], le MFGTI n'exécute que la fonctionnalité PV. Cet intervalle est divisé en deux, où la première partie utilise un rapport cyclique de conversion du DC/DC fixe de 0.5, et une deuxième partie qui utilise la commande F-MPPT pour le calcul du nouveau rapport cyclique et l'extraction d'un maximum de puissance du GPV.

Durant le deuxième intervalle [0.6 – 0.8sec], le mode PV-SAPF est activé où le MFGTI doit garantir les deux fonctionnalités en parallèle, qui sont l'injection de la puissance et la compensation active des harmoniques et de l'énergie réactive causée par la charge non linéaire. Durant l'intervalle [0.8 – 1sec], la génération du GPV est nulle, donc le MFGTI bascule en mode SAPF en n'utilise que la capacité. A partir de 1sec, le MFGTI se déconnecte complètement du système.

VI.6.1. Performances du PV

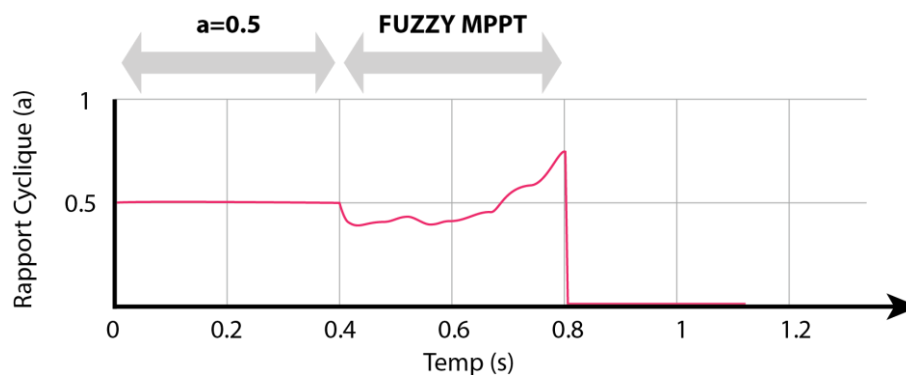


Figure VI.21 – Rapport cyclique du convertisseur DC/DC

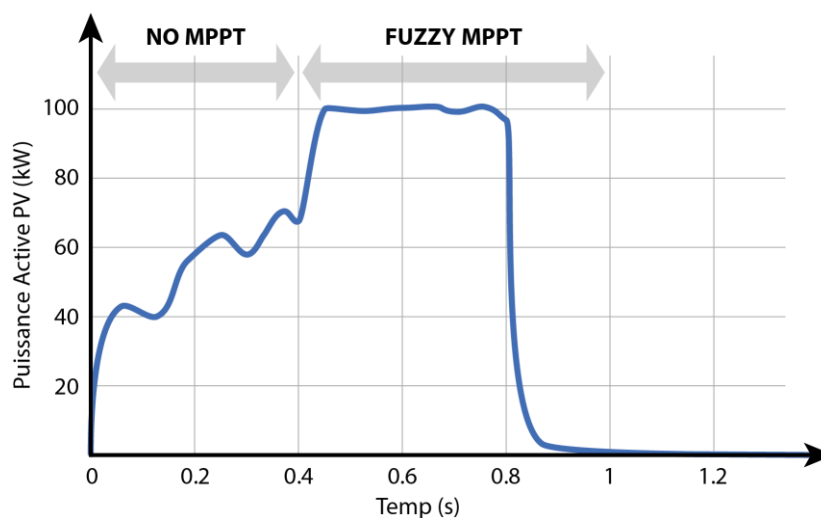


Figure VI.22 – Puissance active du GPV

Le rapport cyclique de la commande MPPT est affiché dans la figure VI.21, suivi de la puissance générée dans la figure VI.22. On remarque, que durant la partie où la commande MPPT est désactivée [0 – 0.4sec], et le rapport cyclique fixé à 0.5, la puissance générée à partir du GPV est fluctuante en dépit des conditions climatiques et loin d'être maximale. Lors de l'activation de la commande MPPT à $t = 0.4 \text{ sec}$, la puissance générée a immédiatement augmenté à une valeur maximale de 100 kW, ce qui est dû à la mise à jour continue du rapport cyclique de façon à atteindre le MPP. L'allure de la tension à la sortie du GPV est similaire à celle de la puissance telle que le montre la figure VI.23.

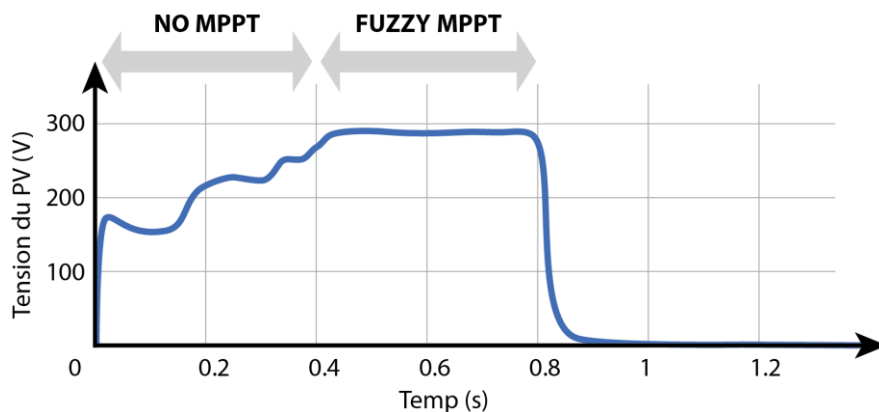


Figure VI.23 – Tension continue du GPV

VI.6.2. Performances de l'APF

La charge non linéaire alimentée par la source est un pont de redressement à diodes consommant 450A de courant continu, et donc la consommation totale de la charge est avoisine les 130kW. Le courant absorbé par la charge provient du réseau ainsi que du GPV.

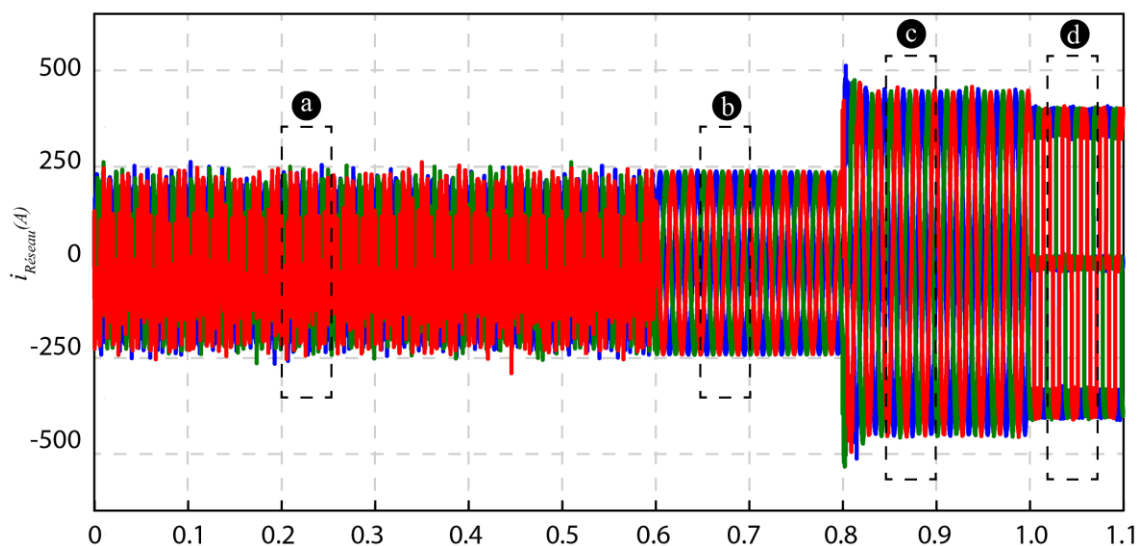


Figure VI.24 – Courant de source au cours des différentes étapes de la simulation

La figure VI.24 illustre la forme d'onde du courant de source au PCC durant les différentes étapes de la simulation. Les figures VI.25, VI.27 et VI.29 représentent les parties a, b, c et d correspondant aux différents modes de fonctionnement du PV-SAPF, suivi des figure VI.26, VI.278 et VI.30 qui représentent leurs spectre harmonique, respectivement.

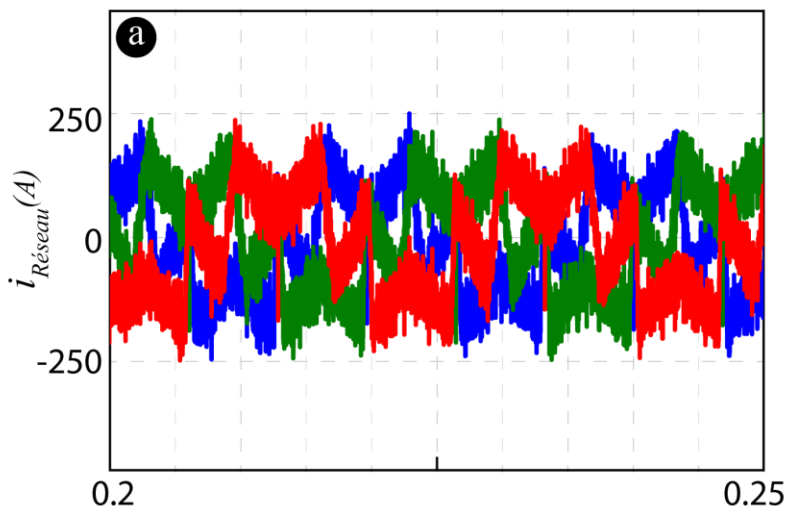


Figure VI.25 – Représentation de la partie (a) du courant de source : mode PV

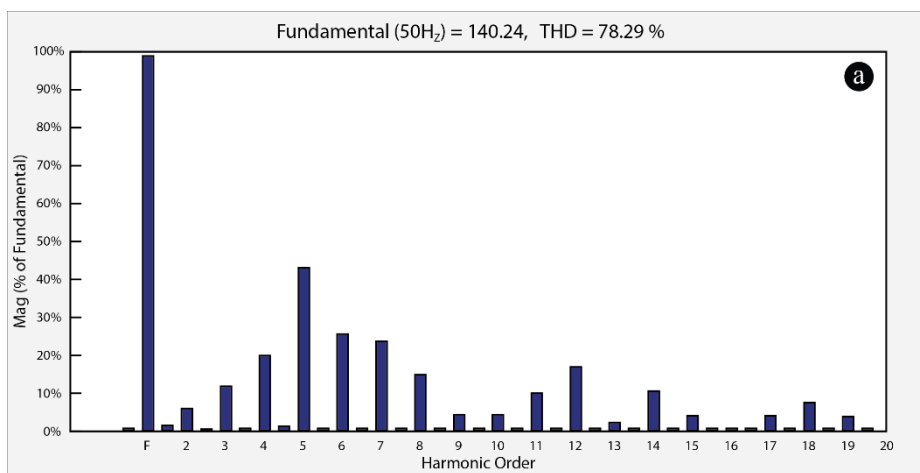


Figure VI.26 – Spectre harmonique de la partie (a) du courant de source : mode PV

Durant le mode « PV only » (figure VI.25), le système ne fait que convertir l'énergie collectée à partir du GPV en courant AC, lequel s'ajoute à celui provenant du réseau pour alimenter la charge non linéaire. Ainsi, les harmoniques générés par le fonctionnement en commutation du MFGTI s'ajoutent à ceux causés par la charge non linéaire, ce qui explique l'augmentation du THD jusqu'à une valeur de 78.29% (Figure VI.26). Il est possible de distinguer les deux sources d'harmonique dans cette même figure. En effet, les harmoniques de rang pair, et multiple de 3 sont causés par le MFGTI, tandis que ceux de 5, 7 et 11 sont une signature du redresseur triphasé à diode.

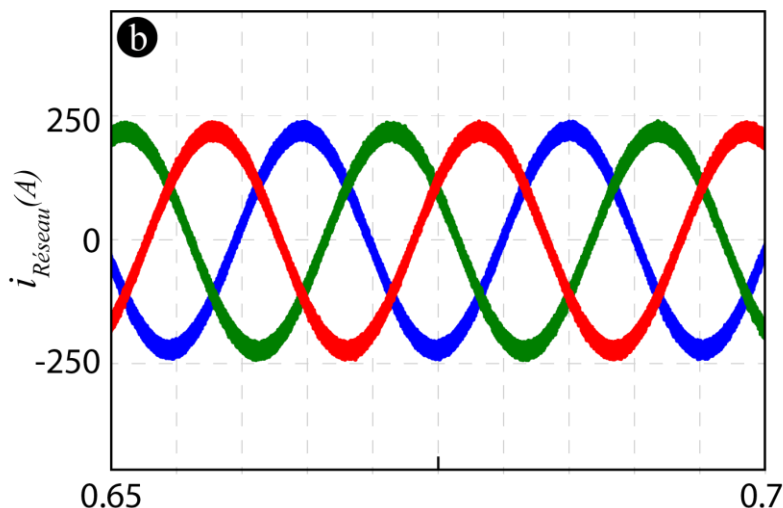


Figure VI.27 – Représentation de la partie (b) du courant de source : mode PV-SAPF

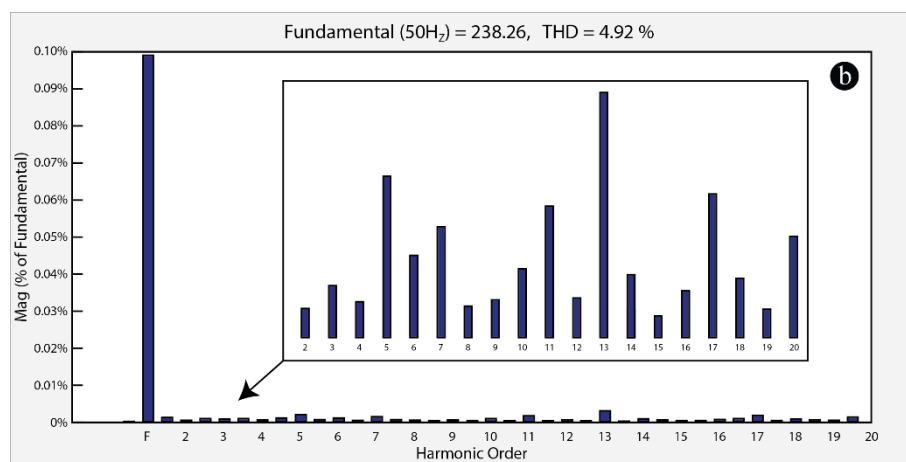


Figure VI.28 – Spectre harmonique de la partie (b) du courant de source : mode PV-SAPF

La figure VI.27, représente le courant du réseau durant le mode « PV-SAPF ». On peut remarquer qu'à partir l'instant $t = 0.6 \text{ sec}$, la forme du courant c'est netement améliorée, avec un THD égale à 4.92% (figure VI.28). Cela indique que lorsque le système est en mode « PV-SAPF » il assure la fonctionnalité SAPF. D'un autre coté on remarque que le niveau de puissance active est presque le même comparé au mode (figure VI.22), ce qui montre que pendant la compensation, le GPV alimente toujours une partie des besoins de la charge non linéaire. Cela confirme que durant le mode « PV-SAPF » le système est parfaitement capable d'assurer, simultanément, les deux fonctionnalités.

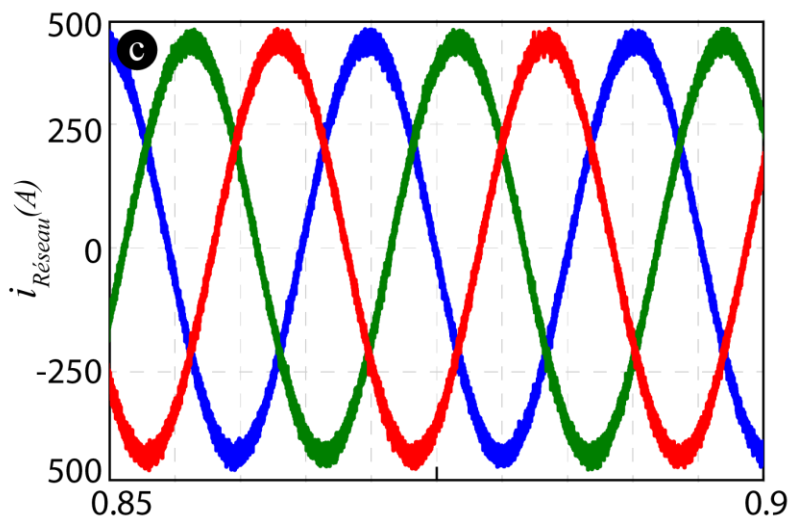


Figure VI.29 – Représentation de la partie (c) du courant de source : mode SAPF

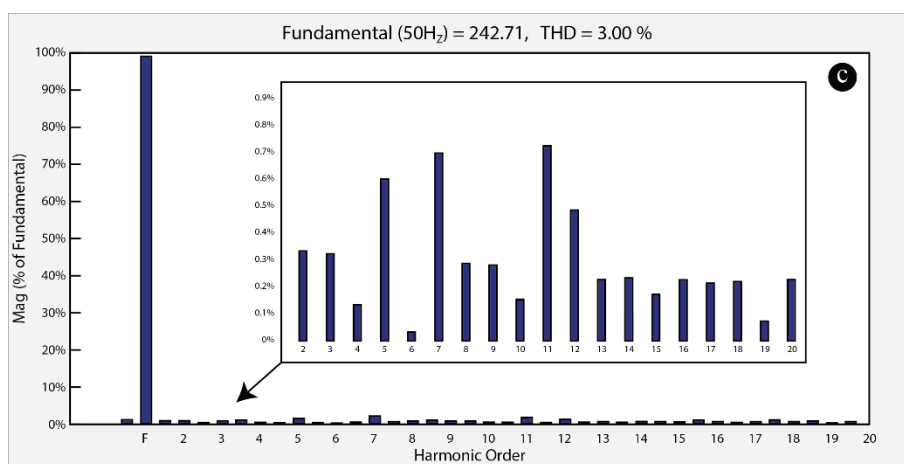


Figure VI.30 – Spectre harmonique de la partie (c) du courant de source : mode SAPF

La figure VI.29, représente le courant provenant du réseau à partir du moment $t = 0.8 \text{ sec}$ lorsque le système est en mode « SAPF », durant ce mode la partie GPV est complètement déconnectée. La combinaison MFGTI et la capacité se comporte comme un SAPF conventionnel commandé par la méthode IPT, et donc le réseau devient la seule source d'alimentation de la charge non linéaire. Ceci explique l'augmentation du courant après l'instant $t = 0.8 \text{ sec}$. Cependant, on remarque que la forme d'onde du courant est toujours sinusoïdale, avec un THD égale à 3% (la figure VI.30), ce qui confirme que le système est assure toujours la fonctionnalité SAPF, en compensant entièrement le contenu harmonique généré par la charge non linéaire.

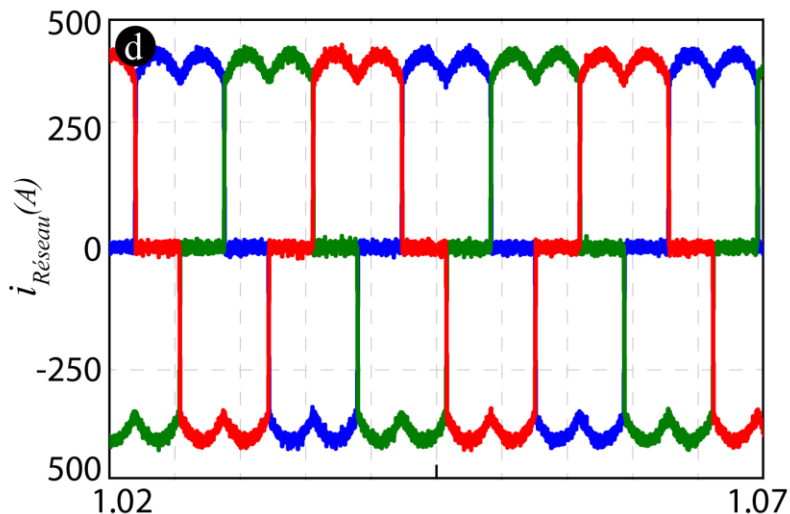


Figure VI.31 – Représentation de la partie (d) du courant de source : PV-SAPF déconnecté

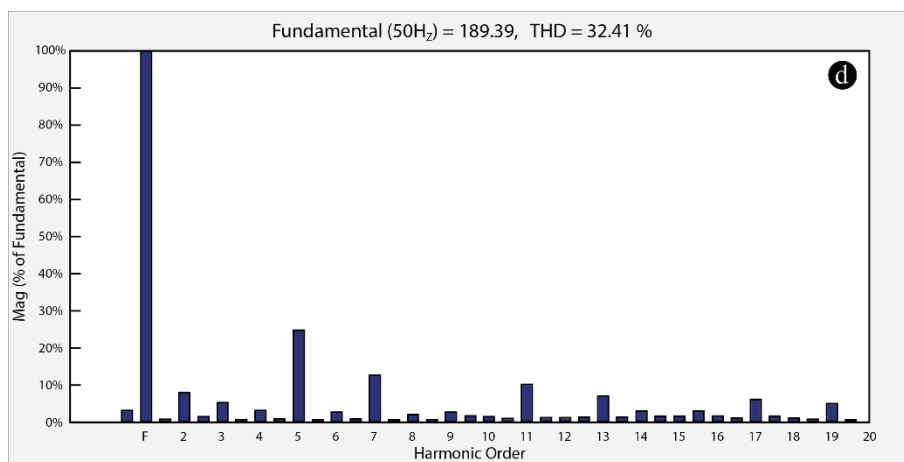


Figure VI.32 – Spectre harmonique de la partie (d) du courant de source : PV-SAPF déconnecté

La figure VI.31 représente le courant provenant du réseau durant la déconnection du système du PCC. La forme d'onde correspondante rappelle celle rectangulaire d'un redresseur triphasé à diode, avec une valeur de THD de 32.41% (figure VI.32). Il est important de noter que malgré l'absence de tout système de filtrage actif durant ce mode, la distorsion du courant reste moindre comparée à celle observé durant le mode PV (figure VI.26). Cela est dû au fait que la distorsion du courant fournit par le GPV durant le mode PV est plus importante que celle du réseau lors de la déconnection du PV-SAPF.

VI.6.3. Courant du PV-SAPF

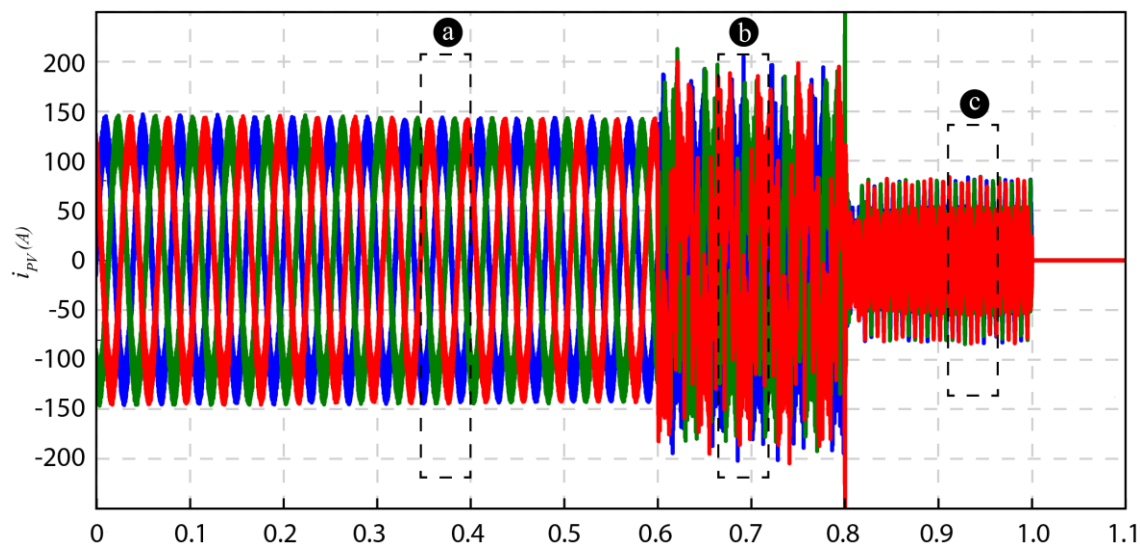


Figure VI.33 – Courant du PV-SAPF au cours des différentes étapes de la simulation

La figure VI.33 montre le courant généré par le PV-SAPF et injecté au PCC au cours des différentes étapes de la simulation. Les figures VI.34, VI.35 et VI.36 représentent les parties a, b et c durant les différents modes de fonctionnement du PV-SAPF.

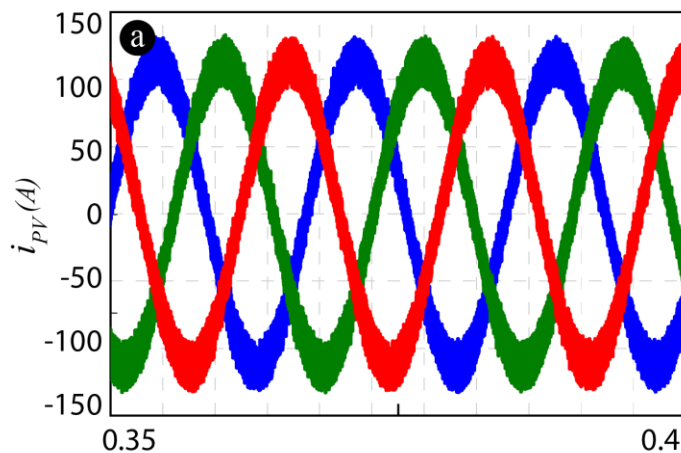


Figure VI.34 – Représentation de la partie (a) du courant du PV-SAPF : mode PV

La figure VI.34 représente le courant généré du PV-SAPF lorsque ce dernier est en mode « PV ». Durant ce mode le système n'est responsable que de la conversion de l'énergie collectée par le GPV en courant AC et l'injecter au PCC. Cela explique la forme d'onde sinusoïdale du courant généré par le PV-SAPF. Les harmoniques sont dû à la commutation des semi-conducteurs du

MFGTI, lesquelles se superposent au courant du réseau. C'est ce qui explique la problématique de la présence de DG dans le réseau.

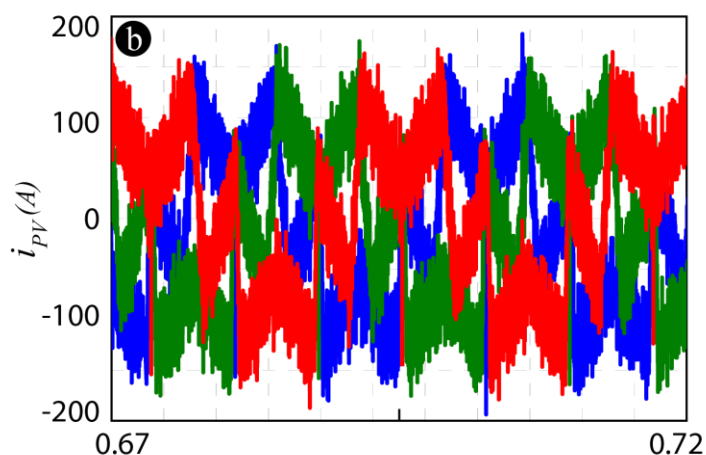


Figure VI.35 – Représentation de la partie (b) du courant du PV-SAPF : mode PV-SAPF

La figure VI.35 représente le courant généré par le PV-SAPF lorsque ce dernier est en mode « PV-SAPF ». Durant ce mode, le MFGTI débite une partie de la puissance collectée du GPV sous forme d'énergie active consommée par la charge non linéaire ainsi qu'une partie harmonique et réactive destinée la compensation, d'où la forme d'onde du courant qui représente une accumulation du courant destiné à alimenter la charge et celui responsable de la compensation.

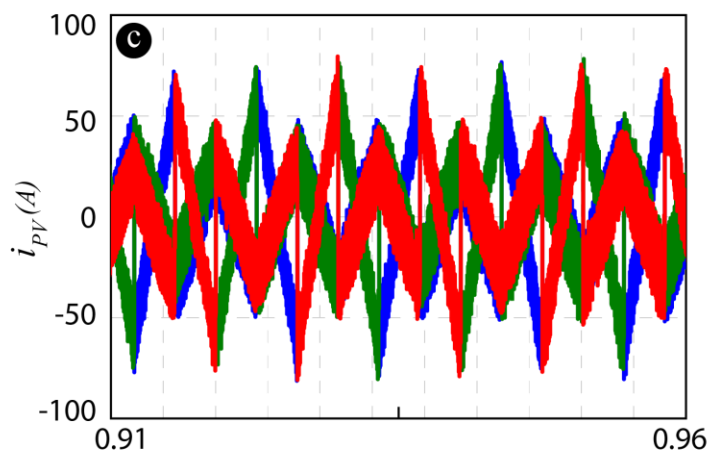


Figure VI.36 – Représentation de la partie (c) du courant du PV-SAPF : mode SAPF

La figure VI.36 représente le courant généré par le PV-SAPF lorsque ce dernier est en mode « SAPF ». Durant ce mode le courant généré par le PV-SAPF est un courant de compensation d'un SAPF au contenu harmonique produit par la charge non linéaire.

On remarque que la figure VI.25 montre le scénario extrême détaillé dans la section IV.4, qui explique l'impact d'une pénétration DG mal gérée sur la qualité de l'énergie électrique dans le réseau. On remarque ainsi les conséquences de l'utilisation d'une commande conventionnelle d'une unité DG sur la qualité de l'énergie au PCC, ce qui va créer une autre source de pollution harmonique aux charges non linéaires déjà présente dans le réseau. Ainsi le THD augmente davantage et peut atteindre 78% (figure VI.26).

La figure VI.27 montre qu'il est plus judicieux d'utiliser le système PV-SAPF pour injecter l'énergie provenant de la DG en utilisant le mode « PV-SAPF », car elle garantit non seulement l'injection de l'énergie active pour alimenter les charges et donc aider le réseau, mais aussi l'atténuation du contenu harmonique engendré par les charges non linéaires et du GPV lui-même (THD = 4.92% : figure VI.26).

La figure VI.29 montre qu'il est même possible de réduire le coût de l'installation est d'exploité le système de conversion de la DG en tant que SAPF lorsque la DG est inactive et obtenir d'excellent résultat de compensation (THD = 3.00% : figure VI.30).

VI.7. Conclusion

Ce chapitre aborde le scénario ou l'unité DG et son interface de connexion judicieusement exploités de façon à améliorer la qualité d'énergie du réseau.

Ce chapitre s'est intéressé aux convertisseurs multifonctionnels, et comment ces derniers peuvent servir d'interfaces d'unité DG, tout en garantissant des fonctionnalités supplémentaires d'APF et UPS, capable d'y remédier à la plus part des problèmes de qualité d'énergie. En effet, leur exploitation judicieuse permet non seulement la maximisation de la collecte d'énergie grâce au système d'MPPT, mais aussi la conversion et l'injection d'énergie dans le réseau conformément aux normes et recommandations. Ceci sans omettre la capacité à remédier aux problèmes de qualité d'énergie causés par les charges agressives présentes dans le réseau.

Ce chapitre a inclus un exemple d'un MFGTI triphasé multi-étages qui sert à connecter un GPV tout en garantissant une extraction d'énergie maximale grâce à son module MPPT amélioré à l'aide de la logique floue. Ce MFGTI contient une fonctionnalité supplémentaire de SAPF capable de compenser le contenu harmonique et l'énergie réactive causée par une charge non linéaire. Une

simulation où les différents modes d'exécution de ce dispositif a été faite et les résultats ont été discutés, et se sont avérés satisfaisants.

L'exploitation des interfaces de connexion des unités DG en tant que convertisseur multifonctionnel capable à la fois de connecter la DG au réseau et garantir des fonctionnalités d'APF représente la tendance actuelle dans la dépollution des systèmes décentralisés d'alimentation électrique et la compensation active, représentant la 4^{eme} génération de filtre actif de puissance.

CONCLUSION GENERALE

L'objectif principal de ce travail de recherche est d'étudier l'impact des unités de production distribuée sur le réseau électrique d'un point de vue qualité d'énergie, d'une analyse de causalité, et de diagnostic de la problématique. Ainsi, l'impact de cette nouvelle stratégie de production sur les dispositifs de compensation actifs, a présenté une étape essentielle de cette étude.

Avec une pénétration croissante de ces unités DG dans le réseau de distribution électrique, maintenir ou améliorer une bonne qualité d'énergie est devenu une chose primordiale, spécialement avec la prolifération des harmoniques et autres perturbations. Ce travail a démontré que les APF peuvent être considérés comme la solution optimale à ce problème, en termes de performances dynamique et de coût.

L'étude historique des compensateurs actifs menés durant ce travail a montré que depuis leur apparition, les APF n'ont pas cessé d'évoluer à travers les années, afin de s'adapter aux conditions du réseau et aux technologies émergentes. La première génération de filtre actif a présenté un tournant dans le domaine de la qualité d'énergie électrique, où l'adaptation aux variations de charge polluante est devenue enfin possible. Les résultats obtenus ont montré qu'aussi primitive que ces dispositifs le paraissent, leurs performances sont concluantes tant qu'un minimum de conditions sont satisfaites.

D'autre part, l'intégration des méthodes d'intelligence artificielle dans les systèmes de contrôle des filtres actifs, a donné naissance aux APF de 2^{ème} génération, Ces derniers ont surpassé leurs prédécesseurs de 1^{ère} génération, en termes de performances et d'adaptabilité, une exemple de SAPF a été proposé par les auteurs [254]. Mais ces derniers restent inefficaces dans des réseaux caractérisés par une haute pénétration d'unité de production décentralisée.

La production décentralisée d'énergie bénéficie actuellement d'un essor important et trouve un écho important dans l'opinion. Elle n'est plus uniquement limitée à fournir de l'énergie dans les zones difficiles d'accès, mais elle permet aussi de répondre à des besoins très divers. Malheureusement, le réseau électrique conventionnel n'a pas été conçu pour supporter l'injection d'énergie à des niveaux de puissances bas. Ceci représente un challenge en termes d'architecture, de mécanisme, de réglementation et de normes, et ce qui risque de rendre les équipements du réseau obsolète y compris dont les APF.

Dans les systèmes de distribution caractérisée par une haute pénétration d'unité de production décentralisée, les conditions de qualité d'énergie deviennent extrêmes, et les dispositifs de compensation se retrouvent dans l'obligation d'opérer dans des conditions hostiles, d'où une immunité des APF s'avère plus qu'indispensable. Les résultats obtenus à travers ce travail et détaillés dans [255] ont confirmé la nécessité d'une telle approche, proposant ainsi une nouvelle génération (3^{ème} génération).

Récemment, la similarité entre les interfaces de connexion des unités DG et les filtre actif de puissance a été exploité afin de concevoir la dernière génération de filtre actif. Ces APF de 4^{ème} génération, aussi dénommé « Convertisseur multifonctionnels », sont des interfaces électronique, ayant pour fonction principale la conversion et l'injection de l'énergie collectée par l'unité DG, mais aussi des fonctions auxiliaires d'amélioration de la qualité d'énergie électrique (APF, UPS, UPQC, etc.). Un exemple de cette approche a été développé, et les résultats obtenus ont été satisfaisants, en termes d'injection d'énergie et d'amélioration du contenu harmonique engendré par la charge non linéaire.

Le changement causé par l'intégration des énergies renouvelables et la migration vers une production plus décentralisée ne cesse d'impacter le domaine des compensateurs actifs. Ces dispositifs subissent continuellement des améliorations pour mieux servir leur objectif principal. De nouvelles architectures et méthodes de contrôle continuent d'être proposées. Le travail présenté dans cette thèse apporte une synthèse générale au domaine du filtrage actif depuis son apparition jusqu'à présent, en se focalisant sur l'aspect évolutif de cette technologie dans un contexte de production décentralisée. Notre objectif majeur dans ce travail est de créer un guide bibliographique compréhensif destiné aux chercheurs accédant à ce domaine du filtrage actif et la qualité d'énergie électrique dans les réseaux.

PERSPECTIVES

Le présent travail nous a permis d'approfondir nos connaissances et de mesurer combien la problématique est riche en interrogations et en perspectives, à citer quelques objet de nos futures travaux :

- La réalisation d'un banc d'essai de filtre de 4^{ème} génération à base de l'RTDS OP5600
- Procéder à des études comparative entre les plateformes DS1104 (dSPACE) et OP5600 (Opal-RT) dans le domaine du filtrage.

- Etendre l'étude de la qualité d'énergie dans la DG au Synchrophasor, Phasor Measurement Units (PMU) and Wide Area Monitoring Systems (WAMS) [256].
- Investiguer les convertisseurs propre (Selective Harmonic Elimination : SHE) comme outils d'interconnexion des unités DG au réseau [257].

BIBLIOGRAPHIE

- [1] J. C. Das and S. Member, “Passive Filters — Potentialities and Limitations,” vol. 40, no. 1, pp. 232–241, 2004.
- [2] C. Zoubir, “Amélioration de la qualité de l’énergie électrique par un filtre actif d’harmonique Option,” BADJI MOKHTAR UNIVERSITY, ANNABA, 2015.
- [3] P. Salmerón Revuelta, S. Pérez Litrán, and J. Prieto Thomas, *Introduction to Power Quality from Power Conditioning*. Elsevier Inc., 2016.
- [4] S. Cycles, *Active Filters*, vol. 1897, no. Figure 1. 1989.
- [5] S. K. Khadem, “Power Quality Improvement of Distributed Generation Integrated Network with Unified Power Quality Conditioner.,” Dublin Institute of Technology, 2013.
- [6] L. Gyugyi and E. C. Strycula, “Active AC Power Filters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 6, pp. 529–535, Nov. 1976.
- [7] D. Jovcic and P. D. Baulcombe, “Instantaneous Power Theory and Applications To Power Conditioning,” *CEUR Workshop Proc.*, vol. 1542, no. 3, pp. 33–36, 2011.
- [8] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, “Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, no. 3, pp. 625–630, May 1984.
- [9] F. Z. Peng and J.-S. Lai, “Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 45, no. 1, pp. 293–297, 1996.
- [10] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra, “Review of active filters for power quality improvement,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 5, pp. 960–971, 1999.
- [11] F. Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, “A novel harmonic power filter,” in *PESC ’88 Record., 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1988, no. April, pp. 1151–1159.
- [12] P. D. Ziogas, “The Delta Modulation Technique in Static PWM Inverters,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-17, no. 2, pp. 199–204, Mar. 1981.
- [13] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra, “A new control approach to three-phase active filter for harmonics and reactive power compensation,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 13, no. 1, pp. 133–138, 1998.
- [14] Y. Zhang, W. Xie, and Y. Zhang, “Deadbeat direct power control of three-phase pulse-width modulation rectifiers,” *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 6, pp. 1340–1346, Jun. 2014.
- [15] F. Hamoudi and H. Amimeur, “Analysis and sliding mode control of four-wire three-leg shunt active power filter,” *Adv. Electr. Electron. Eng.*, vol. 13, no. 5, pp. 430–441, 2015.
- [16] P. Dey and S. Mekhilef, “Current Controllers of Active Power Filter for Power Quality Improvement: A Technical Analysis,” *Automatika*, vol. 56, no. 1, pp. 42–54, 2015.
- [17] H. Akagi, A. Nabae, and S. Atoh, “Control Strategy of Active Power Filters Using Multiple Voltage-Source PWM Converters,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, no. 3, pp. 460–465, May 1986.
- [18] J.-H. Choi, G.-W. Park, and S. B. Dewan, “Standby power supply with active power filter ability

- using digital controller,” in *Proceedings of 1995 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC '95*.
- [19] H. Akagi, “Active harmonic filters,” *Proc. IEEE*, vol. 93, no. 12, pp. 2128–2141, 2005.
- [20] B. M. Bird J. F. Marsh and P. R. McLellan, “Harmonic reduction in multiple converters by triple-frequency current injection,” *IEEE Proceeding*, vol. 116, no. 10, pp. 1730–1734, Nov. 1969.
- [21] Y. Hoon, M. A. Mohd Radzi, M. A. A. Mohd Zainuri, and M. A. M. Zawawi, “Shunt Active Power Filter: A Review on Phase Synchronization Control Techniques,” *Electronics*, vol. 8, no. 7, p. 791, 2019.
- [22] P. Karuppanan and K. K. Mahapatra, “Active harmonic current compensation to enhance power quality,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 62, pp. 144–151, 2014.
- [23] H. Fujita and H. Akagi, “The unified power quality conditioner: The integration of series active filters and shunt active filters,” in *PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*.
- [24] G. Buticchi, D. Barater, C. Concari, and G. Franceschini, “Single-phase series active power filter with transformer-coupled matrix converter,” *IET Power Electron.*, vol. 9, no. 6, pp. 1279–1289, May 2016.
- [25] S. K. Jain, P. Agrawal, and H. O. Gupta, “Fuzzy logic controlled shunt active power filter for power quality improvement,” *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 149, no. 5, p. 317, 2002.
- [26] S. K. Khadem, M. Basu, and M. F. Conlon, “Harmonic power compensation capacity of shunt active power filter and its relationship with design parameters,” *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 2, pp. 418–430, Feb. 2014.
- [27] J. Arrillaga, *Flexible power transmission : the HVDC options*. Chichester, England Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2007.
- [28] N.-Y. Dai, M.-C. Wong, F. Ng, and Y.-D. Han, “A FPGA-Based Generalized Pulse Width Modulator for Three-Leg Center-Split and Four-Leg Voltage Source Inverters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1472–1484, May 2008.
- [29] K. Nishida, Y. Konishi, and M. Nakaoka, “Current control implementation with deadbeat algorithm for three-phase current-source active power filter,” *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 149, no. 4, p. 275, 2002.
- [30] B. Subudhi, P. C. Panda, and R. Panigrahi, “Model predictive-based shunt active power filter with a new reference current estimation strategy,” *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 2, pp. 221–233, 2015.
- [31] C. S. S. Kumar and V. Gopalakrishnan, “Design of synchronous reference frame based harmonic detection and space vector pulse-width modulation based switching of shunt active filter.(technical paper),” *Aust. J. Electr. Electron. Eng.*, vol. 10, no. 3, p. 362, 2013.
- [32] A. Garcia-Cerrada, O. Pinzon-Ardila, V. Feliu-Batlle, P. Roncero-Sanchez, and P. Garcia-Gonzalez, “Application of a Repetitive Controller for a Three-Phase Active Power Filter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 1, pp. 237–246, Jan. 2007.
- [33] C. Qiao, T. Jin, and K. MaSmedley, “One-Cycle Control of Three-Phase Active Power Filter With Vector Operation,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 2, pp. 455–463, Apr. 2004.
- [34] S. K. Das, A. Kumar, B. Das, and B. Burnwal, “On Soft Computing Techniques in Various Areas,” pp. 59–68, 2013.

- [35] M. K. Mishra and K. Karthikeyan, “ An Investigation on Design and Switching Dynamics of a Voltage Source Inverter to Compensate Unbalanced and Nonlinear Loads,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 8, pp. 2802–2810, Aug. 2009.
- [36] M. H. Rashid, *Power electronics handbook : devices, circuits, and applications*. Amsterdam Boston: Elsevier/AP, 2007.
- [37] M. Rastogi, R. Naik, and N. Mohan, “ A comparative evaluation of harmonic reduction techniques in three-phase utility interface of power electronic loads,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1149–1155, 1994.
- [38] G. K. Singh, A. K. Singh, and R. Mitra, “ A simple fuzzy logic based robust active power filter for harmonics minimization under random load variation,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 77, no. 8, pp. 1101–1111, Jun. 2007.
- [39] “ IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems.” IEEE.
- [40] S. J. Chiang and J. M. Chang, “Design and implementation of the parallelable active power filter,” in *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record. (Cat. No.99CH36321)*.
- [41] F. Liu and A. I. Maswood, “ A Novel Variable Hysteresis Band Current Control of Three-Phase Three-Level Unity PF Rectifier With Constant Switching Frequency,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 6, pp. 1727–1734, Nov. 2006.
- [42] K. Chatterjee, B. G. Fernandes, and G. K. Dubey, “An instantaneous reactive volt-ampere compensator and harmonic suppressor system,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 2, pp. 381–392, Mar. 1999.
- [43] T. Mannen and H. Fujita, “ Shunt active power filter based on source current detection with a fast transient response,” in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014.
- [44] P. Wira, “Approches neuromimétiques pour l’identification et la commande,” 2011.
- [45] A. Medina *et al.*, “Harmonic analysis in frequency and time domain,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 28, no. 3, pp. 1813–1821, 2013.
- [46] P. M. Menghal and A. J. Laxmi, “ Real time simulation: Recent progress challenges,” in *2012 International Conference on Power, Signals, Controls and Computation*, 2012.
- [47] D. Saptano, “ Conception d’un outil de prototypage rapide sur le FPGA pour des applications de traitement d ’ images Debyo Saptano To cite this version : HAL Id : tel-00708233 LE2I – UMR CNRS 5158 Thèse présentée par Conception d ’ un outil de prototypage rapid,” UNIVERSITE DE BOURGOGNE U.F.R., 2012.
- [48] S. Asha Kiranmai and A. Jaya Laxmi, “Hardware for classification of power quality problems in three phase system using Microcontroller,” *Cogent Eng.*, vol. 4, no. 1, pp. 1–11, 2017.
- [49] S. Raoul *et al.*, “ FPGA Implementation of Harmonic Detection methods using Neural Networks,” *13th Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, vol. 01, no. 01, pp. 1–10, 2009.
- [50] H. Gürsoy and M. Ö. Efe, “ Control System Implementation on an FPGA Platform,” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 49, no. 25, pp. 425–430, 2016.
- [51] A. Mohanty, M. Viswavandya, P. K. Ray, and S. Mohanty, “Literature survey on OPAL-RT Technologies with Advance features and Industrial applications,” in *2018 1st International Conference on Advanced Research in Engineering Sciences (ARES)*, 2018.

- [52] O.-R. I. LLC, “Opal-RT OP5600 Data Cheat.” 2010.
- [53] S. S. Noureen, V. Roy, and S. B. Bayne, “An overall study of a real-time simulator and application of RT-LAB using MATLAB simpowersystems,” in *2017 IEEE Green Energy and Smart Systems Conference (IGESSC)*, 2017.
- [54] F. LLC, “F430 Three-Phase Power Quality Analyzers.” 2006.
- [55] D. JELTSEMA, “Budeanu’s Concept of Reactive and Distortion Power Revisited,” *PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY*, vol. 1, no. 4, pp. 70–75, Apr. 2016.
- [56] H. Sasaki and T. Machida, “A new method to eliminate AC harmonic currents by magnetic flux compensation — Considerations on basic design,” *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-90, no. 5, pp. 2009–2019, 1971.
- [57] F. Harashima, H. Inaba, and K. Tsuboi, “A Closed-Loop Control System for the Reduction of Reactive Power Required by Electronic Converters,” *IEEE Trans. Ind. Electron. Control Instrum.*, vol. IECI-23, no. 2, pp. 162–166, May 1976.
- [58] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, “Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. I, no. 3, pp. 625–630, 1984.
- [59] D. Chen and S. Xie, “Review of the control strategies applied to active power filters,” no. April, pp. 666–670, 2004.
- [60] B. Han, “Single-phase active power filter using FFT with harmonic phase-delay compensation,” in *2009 IEEE Power & Energy Society General Meeting*, 2009.
- [61] A. D. le Roux, H. du T. Mouton, and H. Akagi, “DFT-Based Repetitive Control of a Series Active Filter Integrated With a 12-Pulse Diode Rectifier,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 6, pp. 1515–1521, Jun. 2009.
- [62] a. M. Massoud, S. J. Finney, and B. W. Williams, “Review of Harmonic Current Extraction Techniques for an Active Power Filter,” *2004 11th Int. Conf. Harmon. Qual. Power*, vol. 5, pp. 154–159, 2004.
- [63] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, “Direct power control of PWM converter without power source voltage sensors,” vol. 2, pp. 941–946 vol.2, 1996.
- [64] K. Tsuboi and H. Akagi, “Reduction of reactive power and balancing of supply currents for three-phase converter systems,” *IEEE Int. Conf. Signal Process. Comput. Control*, vol. 13, no. 2, pp. 315–322, Mar. 1998.
- [65] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Vitale, and A. Miraoui, “Current harmonic compensation by a single-phase shunt active power filter controlled by adaptive neural filtering,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 8, pp. 3128–3143, 2009.
- [66] A. B. Plunkett, “Direct Flux and Torque Regulation in a PWM Inverter-Induction Motor Drive,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-13, no. 2, pp. 139–146, 1977.
- [67] I. Takahashi and T. Noguchi, “A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, Sep. 1986.
- [68] Y. Zhang, Y. Peng, and C. Qu, “Model Predictive Control and Direct Power Control for PWM Rectifiers with Active Power Ripple Minimization,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 6, pp. 4909–4918, 2016.

- [69] A. Chebabhi and M.-K. Fellah, "Command d'un filtre actif shunt par la technique de control directe de puissance basée sur le flux virtuel," in *7ème Conférence sur le Génie Electrique*, 2011, no. April, pp. 1–6.
- [70] H. Afghoul, F. Krim, D. Chikouche, A. Beddar, and B. Babes, "Implementation of Direct Power Control for Shunt Active Power Filter," *3rd Int. Conf. Syst. Control*, pp. 1–5, 2013.
- [71] Y. Zhang, Y. Peng, and C. Qu, "Model Predictive Control and Direct Power Control for PWM Rectifiers with Active Power Ripple Minimization," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 6, pp. 4909–4918, 2016.
- [72] Y. Zhang, Y. Peng, and C. Qu, "Model Predictive Control and Direct Power Control for PWM Rectifiers with Active Power Ripple Minimization," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 6, pp. 4909–4918, 2016.
- [73] T. A. Trivedi, "A Review on Direct Power Control for Applications to Grid Connected PWM Converters," *Eng. Technol. Appl. Sci. Res.*, vol. 5, no. 4, pp. 841–849, 2015.
- [74] J. Lamterkati, M. Khaffalah, and L. Ouboubker, "Fuzzy Logic Besed Impoved Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier," *2nd Int. Conf. Electr. Inf. Technol. ICEIT*, vol. 1, no. 1, pp. 10–16, 2016.
- [75] M. Cai, "Application research of artificial intelligence in electrical automation control," *Appl. Mech. Mater.*, vol. 530, pp. 1049–1052, 2014.
- [76] C. D. James *et al.*, "A historical survey of algorithms and hardware architectures for neural-inspired and neuromorphic computing applications," *Biol. Inspired Cogn. Archit.*, vol. 19, pp. 49–54, 2017.
- [77] L. Merabet, S. Saad, D. O. Abdeslam, and J. Merckle, "Direct neural method for harmonic currents estimation using adaptive linear element," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 152, pp. 61–70, 2017.
- [78] P. Corke, "Introduction," in *Springer Tracts in Advanced Robotics*, Springer Berlin Heidelberg, 2011, pp. 1–11.
- [79] S. Zhang, T. N. Sakulyeva, E. A. Pitukhin, and S. M. Doguchaeva, "Neuro-Fuzzy and Soft Computing - A Computational Approach to Learning and Artificial Intelligence," *Int. Rev. Autom. Control*, vol. 13, no. 4, p. 191, Jul. 2020.
- [80] S. Khalid, *Applications of Artificial Intelligence in Electrical Engineering*. IGI Global, 2020.
- [81] L. A. Zadeh, "Fuzzy sets," *J. Inf. Control*, vol. 8, no. 4, pp. 338–353, Dec. 1965.
- [82] S. Chennai, "Etude, Modélisation & Commande des Filtres Actifs : Apport des Techniques de l'Intelligence Artificielle," Université Mohamed Khider – Biskra, 2013.
- [83] C. C. Lee, "Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller—Part I," *IEEE Trans. Syst. Man Cybern.*, vol. 20, no. 2, pp. 404–418, 1990.
- [84] N. CHIHEB RIANE, Nor el houda; ZEMIRLINE, "- Commande par logique floue d'un filtre actif parallèle," Tlemcen University, 2019.
- [85] A. K. Panda and S. Mikkili, "FLC based shunt active filter (p-q and Id-Iq) control strategies for mitigation of harmonics with different fuzzy MFs using MATLAB and real-time digital simulator," *Electr. Power Energy Syst.*, vol. 47, pp. 313–336, 2013.
- [86] J. Xu and L. Xie, "A PWA approach to Takagi-Sugeno fuzzy logic systems," in *Control and Estimation of Piecewise Affine Systems*, Elsevier, 2014, pp. 169–192.

- [87] J. J. Huang *et al.*, “Improved Direct Power Control for Rectifier Based on Fuzzy Sliding Mode,” *Ieee Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 22, no. 3, pp. 1174–1180, 2014.
- [88] N. V. Naik, J. Thankachan, and S. P. Singh, “A Neuro-Fuzzy Direct Torque Control Using Bus-Clamped Space Vector Modulation,” *IETE Tech. Rev.*, vol. 33, no. 2, pp. 205–217, 2016.
- [89] Y. Suresh, A. K. Panda, and M. Suresh, “Real-time implementation of adaptive fuzzy hysteresis-band current control technique for shunt active power filter,” *IET Power Electron.*, vol. 5, no. 7, pp. 1188–1195, Aug. 2012.
- [90] D. Suresh and S. P. Singh, “Type-2 Fuzzy Logic Controlled Three-level Shunt Active Power Filter for Power Quality Improvement,” *Electr. Power Components Syst.*, vol. 44, no. 8, pp. 873–882, 2016.
- [91] I. Colak, R. Bayindir, O. Kaplan, and F. Tas, “DC Bus Voltage Regulation of an Active Power Filter Using a Fuzzy Logic Controller,” in *2010 Ninth International Conference on Machine Learning and Applications*, 2010.
- [92] W. R. Development, “Performance Comparison of PI and Fuzzy Controller for Indirect Current Control Based Shunt Active Power Filter,” *Is IEEE Int. Conf. Power Electron. Intell. Control Energy Syst.*, no. 1, pp. 1–4, 2016.
- [93] K. K. Pedapenki, S. P. Gupta, and M. K. Pathak, “Comparison of PI & Fuzzy Logic Controller for Shunt Active Power Filter,” in *IEEE 8th International Conference on Industrial and Information Systems*, 2013, pp. 42–48.
- [94] D. Suresh and S. P. Singh, “Design of Single Input Fuzzy Logic Controller for Shunt Active Power Filter,” *IETE J. Res.*, 2015.
- [95] R. S. N. Asat, “A Review of Shunt Active Power Filters with Fuzzy Logic Controller,” 2014.
- [96] H. Vahedi and E. Pashajavid, “Fixed-band fixed-frequency hysteresis current control used In APFs,” *IECON 2012 - 38th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, vol. 01, no. 01, pp. 5944–5948, 2012.
- [97] Y. Zhang, Z. Li, Y. Zhang, W. Xie, Z. Piao, and C. Hu, “Performance Improvement of Direct Power Control of PWM Rectifier With Simple Calculation,” *IEEE Trans. POWER Electron.*, vol. 28, no. 7, pp. 3428–3437, 2013.
- [98] A. Chaoui, J.-P. Gaubert, and F. Krim, “Power quality improvement using DPC controlled three-phase shunt active filter,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 80, no. 6, pp. 657–666, 2015.
- [99] Y. Zhang and C. Qu, “Direct Power Control of a Pulse Width Modulation Rectifier Using Space Vector Modulation Under Unbalanced Grid Voltages,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 10, pp. 5892–5901, 2015.
- [100] A. Yousefi-Talouki, E. Pouresmaeil, and B. N. Jørgensen, “Active and reactive power ripple minimization in direct power control of matrix converter-fed DFIG,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 63, pp. 600–608, 2014.
- [101] Y. Zhang and C. Qu, “Model predictive direct power control of PWM rectifiers under unbalanced network conditions,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 7, pp. 4011–4022, 2015.
- [102] E. V. Blvd, “Direct active and reactive power control of 3-level NPC-fed DFIG considering power ripple minimisation Milad Yousefi-Talouki* and Parviz Ramezanzpour,” *Int. J. Ind. Electron. Drives*, vol. 1, no. 3, pp. 174–190, 2014.
- [103] K. S. Narendra and K. Parthasarathy, “Identification and control of dynamical systems using neural

- networks,” *IEEE Trans. Neural Networks*, vol. 1, no. 1, pp. 4–27, Mar. 1990.
- [104] F. Rosenblatt, “The perceptron: A probabilistic model for information storage and organization in the brain,” *Psychol. Rev.*, vol. 65, no. 6, pp. 386–408, 1958.
- [105] B. Widrow and M. E. Hoff, “Adaptive switching circuits,” 1960.
- [106] LAHMADI OUARDA, “Contribution à l’Identification et la Commande d’un Filtre Actif Parallèle Commande d’un Filtre par des Techniques Neuromimétiques,” 2017.
- [107] N. Amer, “Controller for Autonomous Robot Navigation,” no. ICCMC, pp. 243–248, 2017.
- [108] R. K. Hartana and G. G. Richards, “Harmonic source monitoring and identification using neural networks,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 5, no. 4, pp. 1098–1104, 1990.
- [109] M. Rukonuzzaman and M. Nakaoka, “Adaptive neural network based harmonic current compensation in active power filter,” in *IJCNN’01. International Joint Conference on Neural Networks. Proceedings (Cat. No.01CH37222)*.
- [110] S. Buso, L. Malesani, and P. Mattavelli, “Comparison of current control techniques for active filter applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 5, pp. 722–729, 1998.
- [111] S. Janpong, T. Narongrit, M. Puangpool, and N. Suthikarnnarunai, “DC-Bus Voltage Control for Single-Phase Active Power Filter using Neural Network,” in *2019 International Conference on Power, Energy and Innovations (ICPEI)*, 2019.
- [112] J. R. Vazquez and P. Salmeron, “Active power filter control using neural network technologies,” *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 150, no. 2, p. 139, 2003.
- [113] P. S. Puhan, S. D. Sandeep, and G. S. Kumar, “RBF Neural Network Controller In Shunt Active Power Filter,” in *2018 Second International Conference on Computing Methodologies and Communication (ICCMC)*, 2018.
- [114] J. Mazumdar and R. G. Harley, “Recurrent Neural Networks Trained With Backpropagation Through Time Algorithm to Estimate Nonlinear Load Harmonic Currents,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 9, pp. 3484–3491, Sep. 2008.
- [115] M. Qasim and V. Khadkikar, “Application of artificial neural networks for shunt active power filter control,” *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 10, no. 3, pp. 1765–1774, 2014.
- [116] B. Widrow, “Generalization and information storage in network of adaline ‘neurons,’” Stanford, California, 1962.
- [117] A. M. Borbely and J. F. Kreider, *Distributed generation: The power paradigm for the new millennium*. 2001.
- [118] H. Kouara, “Contribution au Contrôle d’un Filtre Actif Parallèle Triphasé à Quatre Fils dans un Milieu Perturbé,” 2015.
- [119] P. Salmerón Revuelta, S. Pérez Litrán, and J. Prieto Thomas, “Distributed generation,” in *Active Power Line Conditioners*, Elsevier Inc., 2016, pp. 286–321.
- [120] E. P. Technologies and E. Impacts, *Handbook of Distributed Generation*. 2017.
- [121] M. Bollen and F. Hassan, *Integration of Distributed Generation in the Power System*. 2011.
- [122] Jenkins et al. *Embedded Generation*. 2000.

- [123] R. Viral and D. K. Khatod, "Optimal planning of distributed generation systems in distribution system: A review," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 16, no. 7, pp. 5146–5165, 2012.
- [124] J. Guerrero *et al.*, "Distributed Generation: Toward a New Energy Paradigm," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 4, no. 1, pp. 52–64, Mar. 2010.
- [125] M. Yekini Suberu, M. Wazir Mustafa, and N. Bashir, "Energy storage systems for renewable energy power sector integration and mitigation of intermittency," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 35, pp. 499–514, 2014.
- [126] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. R. Filho, "Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 5, pp. 1198–1208, May 2009.
- [127] Z. Chen and F. Blaabjerg, "Wind Energy: The World's Fastest Growing Energy Source," *IEEE Power Electron. Soc. Newsl.*, vol. 18, no. 3, pp. 15–19, 2006.
- [128] S.-Y. Su, C.-N. Lu, R.-F. Chang, and G. Gutierrez-Alcaraz, "Distributed Generation Interconnection Planning: A Wind Power Case Study," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 2, no. 1, pp. 181–189, Mar. 2011.
- [129] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus, "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1398–1409, 2006.
- [130] J. Lindorfer, D. C. Rosenfeld, and H. Böhm, "Fuel Cells," in *Future Energy*, Elsevier, 2020, pp. 495–517.
- [131] H. Nehrir, Caish, and S. R. Shaw, "Fuel cells: promising devices for distributed generation," *IEEE Power Energy Mag.*, vol. 4, no. 1, pp. 47–53, Jan. 2006.
- [132] X. Huang, Z. Zhang, and J. Jiang, "Fuel Cell Technology for Distributed Generation: An Overview," in *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2006.
- [133] N. T. Raj, S. Iniyar, and R. Goic, "A review of renewable energy based cogeneration technologies," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 15, no. 8, pp. 3640–3648, Oct. 2011.
- [134] I. Dincer and M. A. Rosen, "Exergy Analysis Of Cogeneration And District Energy Systems," in *EXERGY*, Elsevier, 2007, pp. 257–276.
- [135] J. Kosowatz, "Energy Storage Smooths the Duck Curve," *Mech. Eng.*, vol. 140, no. 06, pp. 30–35, Jun. 2018.
- [136] A. K. Srivastava, A. A. Kumar, and N. N. Schulz, "Impact of Distributed Generations With Energy Storage Devices on the Electric Grid," *IEEE Syst. J.*, vol. 6, no. 1, pp. 110–117, Mar. 2012.
- [137] "Technologies of energy storage systems," in *Grid-scale Energy Storage Systems and Applications*, Elsevier, 2019, pp. 17–56.
- [138] M. Molinas, "The Role of Power Electronics in Distributed Energy Systems," *Japan*, 2009.
- [139] G. B. Gharehpetian and S. M. Mousavi Agah, *Distributed generation systems: Design, operation and grid integration*, Elsevier B. Joe Hayton, 2017.
- [140] W. Kramer, S. Chakraborty, B. Kroposki, and H. Thomas, "Advanced Power Electronic Interfaces for Distributed Energy Systems Part 1: Systems and Topologies," Office of Scientific and Technical Information (OSTI), Mar. 2008.

- [141] F. Blaabjerg and Y. Yang, "Converters for Distributed Power Generation Systems," in *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, American Cancer Society, 2015, pp. 1–14.
- [142] N. Jenkins and J. Thornycroft, "Grid Connection of Photovoltaic Systems," in *McEvoy's Handbook of Photovoltaics*, Elsevier, 2018, pp. 847–876.
- [143] M. E. Haque, M. Negnevitsky, and K. M. Muttaqi, "A Novel Control Strategy for a Variable-Speed Wind Turbine With a Permanent-Magnet Synchronous Generator," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 46, no. 1, pp. 331–339, 2010.
- [144] P. T. Krein, R. S. Balog, and X. Geng, "High-Frequency Link Inverter for Fuel Cells Based on Multiple-Carrier PWM," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 5, pp. 1279–1288, Sep. 2004.
- [145] R. H. Lasseter, "Smart distribution: Coupled microgrids," *Proc. IEEE*, vol. 99, no. 6, pp. 1074–1082, 2011.
- [146] State of California, "Decision Adopting Interconnection Standards," California, 2000.
- [147] "IEEE Application Guide for IEEE Std 1547(TM), IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems." IEEE.
- [148] Institute of Electrical and Electronics Engineers, *IEEE Standard Conformance Test Procedures for Equipment Interconnecting Distributed Energy Resources with Electric Power Systems and Associated Interfaces*, IEEE. New York, USA: IEEE Xplore, 2020.
- [149] B. Hussain, S. M. Sharkh, and S. Hussain, "Impact studies of distributed generation on power quality and protection setup of an existing distribution network," in *SPEEDAM 2010*, 2010.
- [150] "IEEE/IEC Measuring relays and protection equipment Part 24: Common format for transient data exchange (COMTRADE) for power systems." IEEE.
- [151] H. (Cooper D. A. Markiewicz and A. (Wroclaw U. of T. Klajn, "Voltage Disturbances," 2004.
- [152] "High Voltage Switchgear and Controlgear - Part 111: Overhead, Pad-Mounted, Dry Vault, and Submersible Automatic Circuit Reclosers and Fault Interrupters for Alternating Current Systems up to 38 kV." IEEE.
- [153] R. Billinton and R. N. Allan, "Reliability of Electric Power Systems: An Overview," in *Handbook of Reliability Engineering*, Springer-Verlag, pp. 511–528.
- [154] F. Jurado and J. Carpio, "Enhancing the distribution networks stability using distributed generation," *COMPEL - Int. J. Comput. Math. Electr. Electron. Eng.*, vol. 24, no. 1, pp. 107–126, Mar. 2005.
- [155] G.-L. Xie, B.-H. Zhang, Y. Li, and C.-X. Mao, "Harmonic Propagation and Interaction Evaluation between Small-Scale Wind Farms and Nonlinear Loads," *Energies*, vol. 6, pp. 3297–3322, 2013.
- [156] X. Wang, F. Blaabjerg, and Z. Chen, "Synthesis of Variable Harmonic Impedance in Inverter-Interfaced Distributed Generation Unit for Harmonic Damping Throughout a Distribution Network," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 4, pp. 1407–1417, Jul. 2012.
- [157] A. C. Papachristou, A. S. A. Awad, D. Turcotte, S. Wong, and A. Prieur, "Impact of DG on Voltage Unbalance in Canadian Benchmark Rural Distribution Networks," in *2018 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, 2018.
- [158] N. K. Roy, H. R. Pota, and M. A. Mahmud, "DG integration issues in unbalanced multi-phase distribution networks," in *2016 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, 2016.

- [159] B. Hussain, S. M. Sharkh, S. Hussain, and A. V. Regulation, "Impact Studies of Distributed Generation on Power Quality and Protection setup of an Existing Distribution Network," pp. 1243–1246, 2010.
- [160] D. Dong, J. Li, D. Boroyevich, P. Mattavelli, I. Cvetkovic, and Y. Xue, "Frequency behavior and its stability of grid-interface converter in distributed generation systems," in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2012.
- [161] J. H. R. Enslin, "Network impacts of high penetration of photovoltaic solar power systems," in *IEEE PES General Meeting*, 2010.
- [162] B. Bletterie, "Solar shadows," *Power Eng.*, vol. 20, no. 1, p. 27, 2006.
- [163] G. Takata, N. Katayama, M. Miyaku, and T. Nanahara, "Study on power fluctuation characteristics of wind energy converters with fluctuating turbine torque," *Electr. Eng. Japan*, vol. 153, no. 4, pp. 1–11, 2005.
- [164] T. Thringer and J.-A. Dahlberg, "Periodic pulsations from a three-bladed wind turbine," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 16, no. 2, pp. 128–133, Jun. 2001.
- [165] A. A. Alhussainy and T. S. Alquthami, "Power quality analysis of a large grid-tied solar photovoltaic system," *Adv. Mech. Eng.*, vol. 12, no. 7, p. 168781402094467, Jul. 2020.
- [166] S. K. Ronnberg, M. Wahlberg, E. O. A. Larsson, M. H. J. Bollen, and C. M. Lundmark, "Interaction between equipment and power line Communication: 9-95 kHz," in *2009 IEEE Bucharest PowerTech*, 2009.
- [167] H. S. Brorazeado, P. A. C. Rosas, E. A. N. Feitosa, and M. S. Miranda, "Behavior of wind turbines under Brazilian wind conditions and their interaction with the grid," in *8th International Conference on Harmonics and Quality of Power. Proceedings (Cat. No.98EX227)*.
- [168] P. D. Ladakakos, M. G. Ioannides, and M. I. Koulouvari, "Assessment of wind turbines impact on the power quality of autonomous weak grids," in *8th International Conference on Harmonics and Quality of Power. Proceedings (Cat. No.98EX227)*.
- [169] K.-H. Liu and L. Wang, "Analysis of Measured Harmonic Currents and Voltages Contributed by a Commercial Wind Power System," in *2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 2007.
- [170] D. G. Infield, P. Onions, A. D. Simmons, and G. A. Smith, "Power Quality From Multiple Grid-Connected Single-Phase Inverters," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 19, no. 4, pp. 1983–1989, Oct. 2004.
- [171] S. Thomas, S. C. Lee, A. K. Sahu, and S. Park, "Online health monitoring of a fuel cell using total harmonic distortion analysis," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 39, no. 9, pp. 4558–4565, Mar. 2014.
- [172] J. C. Bruno, and L.I. Massagués, and A. Coronas, "Harmonic Distortion Analysis of a Micro Gas Turbine Interconnected to the Electricity Grid," *Renew. Energy Power Qual. J.*, vol. 1, no. 02, pp. 385–390, Apr. 2004.
- [173] J. E. Meyer, *he Renewable Energy Transition ,Realities for Canada and the World*, 1st ed. Switzerland: Springer International Publishing, 2020.
- [174] I. T. Papaioannou, A. Purvins, and C. S. Demoulias, "Reactive power consumption in photovoltaic inverters: a novel configuration for voltage regulation in low-voltage radial feeders with no need for central control," *Prog. Photovoltaics Res. Appl.*, vol. 23, no. 5, pp. 611–619, Feb. 2014.

- [175] J. G. Slootweg and W. L. Kling, "Impacts of distributed generation on power system transient stability," in *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*,.
- [176] International Electrotechnical Commission, "IEC 61000-3-2 Limits – Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase)," 2018.
- [177] Forum Netztechnik Netzbetrieb, "Power generation systems connected to the low-voltage distribution network: Technical minimum requirements for the connection to and parallel operation with low-voltage distribution networks," Berlin, 2011.
- [178] V. Khadkikar, R. K. Varma, R. Seethapathy, A. Chandra, and H. Zeineldin, "Impact of distributed generation penetration on grid current harmonics considering non-linear loads," *Proc. - 2012 3rd IEEE Int. Symp. Power Electron. Distrib. Gener. Syst. PEDG 2012*, pp. 608–614, 2012.
- [179] A. Latheef, V. J. Gosbell, and V. W. Smith, "Harmonic impact of photovoltaic inverters on low voltage distribution systems," 2006.
- [180] M. H. J. Bollen *et al.*, "Power Quality Concerns in Implementing Smart Distribution-Grid Applications," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 8, no. 1, pp. 391–399, 2016.
- [181] A. Fereidouni and M. A. S. Masoum, "Shunt Active Power Filter Enhancement by Means of Frequency-locking Complex Adaptive Linear Combiner," *Electr. Power Components Syst.*, vol. 44, no. 20, pp. 2256–2270, 2016.
- [182] J. A. S. de Olivindo and I. R. Machado, "Shunt active power filter for energy quality improvement in distributed generation systems," in *2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2017.
- [183] U. N. Khan, "Distributed Generation and Power Quality," *Int. Conf. Environ. Electr. Eng.*, pp. 2–5, 2009.
- [184] N. Jaalam, N. A. Rahim, A. H. A. Bakar, C. K. Tan, and A. M. A. Haidar, "A comprehensive review of synchronization methods for grid-connected converters of renewable energy source," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 59, pp. 1471–1481, 2016.
- [185] A. Ortega and F. Milano, "Comparison of different PLL implementations for frequency estimation and control," *Proc. Int. Conf. Harmon. Qual. Power, ICHQP*, vol. 4, no. 3, pp. 1–6, 2018.
- [186] P. K. Dash, R. K. Jena, G. Panda, and A. Routray, "An extended complex Kalman filter for frequency measurement of distorted signals," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 49, no. 4, pp. 746–753, Aug. 2000.
- [187] M. S. Reza, M. Ciobotaru, and V. G. Agelidis, "Power system frequency estimation by using a Newton-type technique for smart meters," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 64, no. 3, pp. 615–624, 2015.
- [188] A. Serov, "Frequency estimation methods for stationary signals," *2017 Int. Conf. Ind. Eng. Appl. Manuf. ICIEAM 2017 - Proc.*, no. 3, 2017.
- [189] W. Wang, W. Yao, C. Chen, X. Deng, and Y. Liu, "Fast and Accurate Frequency Response Estimation for Large Power System Disturbances Using Second Derivative of Frequency Data," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 35, no. 3, pp. 2483–2486, May 2020.
- [190] R. W. Wall, "Simple methods for detecting zero crossing," in *IECON'03. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE Cat. No.03CH37468)*.
- [191] M. M. Begovic, P. M. Djuric, S. Dunlap, and A. G. Phadke, "Frequency tracking in power networks

- in the presence of harmonics,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 8, no. 2, pp. 480–486, Apr. 1993.
- [192] T. D. C. Busarello, S. L. S. Junior, and N. da Silva, “Zero-Crossing Detection Frequency Estimator Method Combined with a Kalman Filter for Non-ideal Power Grid,” in *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, 2019.
- [193] T. R. F. Mendonca, M. F. Pinto, and C. A. Duque, “Least squares optimization of zero crossing technique for frequency estimation of power system grid distorted sinusoidal signals,” in *2014 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*, 2014.
- [194] A. W. Krieger and J. C. Salmon, “Frequency Locked Phase Estimation Under Harmonically Distorted Conditions,” in *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2007.
- [195] L. Zheng, H. Geng, and G. Yang, “Improved phase-locked loop under heavily distorted grid condition,” in *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2015.
- [196] H. Wen, S. Guo, Z. Teng, F. Li, and Y. Yang, “Frequency Estimation of Distorted and Noisy Signals in Power Systems by FFT-Based Approach,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 29, no. 2, pp. 765–774, Mar. 2014.
- [197] A. Routray, A. K. Pradhan, and K. P. Rao, “A Novel Kalman Filter for Frequency Estimation of Distorted Signals in Power Systems,” vol. 51, no. 3, pp. 469–479, 2002.
- [198] A. H. Chughtai and M. S. Awan, “Estimation of power system frequency using a recurrent scheme,” *Electr. Eng.*, vol. 102, no. 2, pp. 859–868, Jan. 2020.
- [199] P. K. Ray, “Signal Processing and Soft Computing Approaches to Power Signal Frequency and Harmonics Estimation,” National Institute of Technology, 2011.
- [200] B. Widrow, “An Adaptive ADALINE Neuron using chemical Memistors,” Stanford, California, 1960.
- [201] A. K. Pradhan, A. Routray, and A. Basak, “Power System Frequency Estimation Using Least Mean Square Technique,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 20, no. 3, pp. 1812–1816, Jul. 2005.
- [202] Y. Xia, Z. Blazic, and D. P. Mandic, “Complex-Valued Least Squares Frequency Estimation for Unbalanced Power Systems,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 64, no. 3, pp. 638–648, Mar. 2015.
- [203] E. Trounev, J.-M. Nicolas, and H. Maitre, “Noise immune least squares phase unwrapping based on two dimensional frequency estimation,” in *Proceedings of Third International Conference on Signal Processing (ICSP’96)*.
- [204] B. Subudhi, P. K. Ray, S. R. Mohanty, and A. M. Panda, “A comparative study on different power system frequency estimation techniques,” *Int. J. Autom. Control*, vol. 3, no. 2/3, p. 202, 2009.
- [205] R. Chudamani, K. Vasudevan, and C. S. Ramalingam, “Real-time estimation of power system frequency using nonlinear least squares,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 24, no. 3, pp. 1021–1028, 2009.
- [206] M. Qasim, P. Kanjiya, and V. Khadkikar, “Artificial-neural-network-based phase-locking scheme for active power filters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 8, pp. 3857–3866, 2014.
- [207] M. S. Reza, M. Ciobotaru, and V. Agelidis, “A Modified Demodulation Technique for Single-Phase Grid Voltage Fundamental Parameters Estimation,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, p. 1, 2014.

- [208] A. Rahmati, M. A. Dimassi, R. Adhami, and D. Bumblauskas, "An Overcurrent Protection Relay Based on Local Measurements," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 3, pp. 2081–2085, May 2015.
- [209] L. Wang and J. Suonan, "A Fast Algorithm to Estimate Phasor in Power Systems," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 32, no. 3, pp. 1147–1156, Jun. 2017.
- [210] Y. Terriche, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, "Performance improvement of shunt active power filter based on non-linear least-square approach," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 160, pp. 44–55, 2018.
- [211] G. Chavent, *JR-LB7NN - Nonlinear Least Squares for Inverse Problems*. 2010.
- [212] T. Kawabata, T. Miyashita, N. Sashida, and Y. Yamamoto, "Three Phase Parallel Processing Ups Using Multi-Functional Inverter," *Conf. Rec. - IAS Annu. Meet. (IEEE Ind. Appl. Soc.)*, vol. 1, no. 3, pp. 982–987, 1989.
- [213] R. R. Sawant and M. C. Chandorkar, "A multifunctional four-leg grid-connected compensator," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 1, pp. 249–259, 2009.
- [214] M. Merai, M. W. Naouar, and I. Slama-Belkhdja, "Power capability of Multi-Function Grid connected Converters," in *IREC2015 The Sixth International Renewable Energy Congress, 2015*.
- [215] M. Merai, M. W. Naouar, and I. Slama-Belkhdja, "Coordinated control of multiple Multi-Function Grid connected Converters for power quality improvement in micro-grid applications," in *2016 7th International Renewable Energy Congress (IREC), 2016*.
- [216] Z. Zeng, H. Yang, R. Zhao, and C. Cheng, "Topologies and control strategies of multi-functional grid-connected inverters for power quality enhancement: A comprehensive review," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 24, pp. 223–270, 2013.
- [217] H. Rachid, BELAIDI; Ali, "A multi-function grid-connected PV system based on fuzzy logic controller for power quality improvement," *PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY (Electrical Rev.)*, vol. 1, no. 10, pp. 120–124, 2017.
- [218] J. Paulo Bonaldo, F. Lessa Tofoli, R. Vitor Arantes Monteiro, and H. Kelis Morales-Paredes, "KSZMB - Comparative analysis of techniques for the limitation of compensation currents in multifunctional grid-tied inverters," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 126, no. PA, p. 106574, 2021.
- [219] F. Harirchi, M. Godoy Simoes, M. Babakmehr, A. Aldurra, S. M. Muyeen, and A. Bubshait, "RYB17 - Multi-functional double mode inverter for power quality enhancement in smart-grid applications," *IEEE Ind. Appl. Soc. 52nd Annu. Meet. IAS 2016*, pp. 1–8, 2016.
- [220] Z. Zeng, H. Yang, S. Tang, and R. Zhao, "Objective-Oriented Power Quality Compensation of Multi-Functional Grid-Tied Inverters and Its Application in Micro-Grids," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8993, no. 2, pp. 1–11, 2014.
- [221] Z. Chen, F. Blaabjerg, and J. K. Pedersen, "A Multi-Functional Power Electronic Converter in Distributed Generation Power Systems," in *IEEE 36th Conference on Power Electronics Specialists, 2005*.
- [222] Z. Chen, Y. Hu, F. Blaabjerg, and J. K. Pedersen, "Stability Improvement with A Multi-Functional Power Electronic Converter in Distributed Power Systems," in *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, 2006*.
- [223] W. Ullah, S. Mekhilef, M. Seyedmahmoudian, and B. Horan, "Active power filter (APF) for

- mitigation of power quality issues in grid integration of wind and photovoltaic energy conversion system,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 70, no. September 2016, pp. 635–655, 2017.
- [224] A. Teke and M. B. Latran, “Review of Multifunctional Inverter Topologies and Control Schemes Used in Distributed Generation Systems,” *J. Power Electron.*, vol. 14, no. 2, pp. 324–340, Mar. 2014.
- [225] B. Zhao, Q. Yu, and W. Sun, “Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC\textendashDC Converter for Power Distribution in Microgrid,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 11, pp. 4667–4680, Nov. 2012.
- [226] P. Rumniak, M. Michalczuk, A. Kaszewski, A. Galecki, and L. Grzesiak, “Multifunctional energy storage system for smart grid applications,” in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, 2017.
- [227] Y.-C. Kuo, T.-J. Liang, and J.-F. Chen, “Novel maximum-power-point-tracking controller for photovoltaic energy conversion system,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, no. 3, pp. 594–601, Jun. 2001.
- [228] T.-F. Wu, H.-S. Nei, C.-L. Shen, and G.-F. Li, “A single-phase two-wire grid-connection pv inverter with active power filtering and nonlinear inductance consideration,” in *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04*.
- [229] T.-F. Wu, C.-H. Chang, and Y.-K. Chen, “A multi-function photovoltaic power supply system with grid-connection and power factor correction features,” in *2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37018)*.
- [230] T.-F. Wu, C.-H. Chang, and Y.-K. Chen, “A multi-function photovoltaic power supply system with grid-connection and power factor correction features,” in *2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37018)*.
- [231] Y.-E. Wu and C.-L. Shen, “Implementation of a DC power system with PV grid-connection and active power filtering,” in *The 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*, 2010.
- [232] N. Patel, N. Gupta, A. Kumar, and A. K. Verma, “Multifunctional grid interactive solar photovoltaic systems: A comprehensive review,” *Int. J. Renew. Energy Res.*, vol. 8, no. 4, pp. 2116–2130, 2018.
- [233] K. C. A. De Souza, W. M. dos Santos, and D. C. Martins, “Optimization of the ferrite core volume in a singlephase grid-connected PV system with active and reactive power control,” in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2010.
- [234] S. Kim, G. Yoo, and J. Song, “A bifunctional utility connected photovoltaic system with power factor correction and UPS facility,” in *Conference Record of the Twenty Fifth IEEE Photovoltaic Specialists Conference - 1996*, 1996.
- [235] L. Cheng, R. Cheung, and K. H. Leung, “Advanced photovoltaic inverter with additional active power line conditioning capability,” in *PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972*.
- [236] A. Menadi, S. Abdeddaim, A. Ghamri, and A. Betka, “Implementation of fuzzy-sliding mode based control of a grid connected photovoltaic system,” *ISA Trans.*, vol. 58, pp. 586–594, Sep. 2015.
- [237] S. Kouro, J. I. Leon, D. Vinnikov, and L. G. Franquelo, “Grid-Connected Photovoltaic Systems: An Overview of Recent Research and Emerging PV Converter Technology,” *IEEE Ind. Electron. Mag.*,

- vol. 9, no. 1, pp. 47–61, Mar. 2015.
- [238] Z. Salam, J. Ahmed, and B. S. Merugu, “The application of soft computing methods for MPPT of PV system: A technological and status review,” *Appl. Energy*, vol. 107, pp. 135–148, Jul. 2013.
- [239] C. Solanki, *Solar photovoltaics : fundamentals, technologies and applications*. Delhi: PHI Learning Private Limited, 2015.
- [240] A. Mohapatra, B. Nayak, P. Das, and K. B. Mohanty, “A review on MPPT techniques of PV system under partial shading condition,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 80, pp. 854–867, Dec. 2017.
- [241] O. Singh and S. K. Gupta, “A review on recent Mppt techniques for photovoltaic system,” *2018 IEEMA Eng. Infin. Conf. eTechNxT 2018*, pp. 1–6, 2018.
- [242] M. Kamran, M. Mudassar, M. R. Fazal, M. U. Asghar, M. Bilal, and R. Asghar, “Implementation of improved Perturb & Observe MPPT technique with confined search space for standalone photovoltaic system,” *J. King Saud Univ. - Eng. Sci.*, vol. 32, no. 7, pp. 432–441, Nov. 2020.
- [243] J. Gosumbonggot and G. Fujita, “Partial shading detection and global maximum power point tracking algorithm for photovoltaic with the variation of irradiation and temperature,” *Energies*, vol. 12, no. 2, 2019.
- [244] M. A. Elgendy, B. Zahawi, and D. J. Atkinson, “Assessment of the Incremental Conductance Maximum Power Point Tracking Algorithm,” *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 4, no. 1, pp. 108–117, Jan. 2013.
- [245] Y.-H. Liu, S.-C. Huang, J.-W. Huang, and W.-C. Liang, “A Particle Swarm Optimization-Based Maximum Power Point Tracking Algorithm for PV Systems Operating Under Partially Shaded Conditions,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 4, pp. 1027–1035, Dec. 2012.
- [246] S. Hadji, J.-P. Gaubert, and F. Krim, “Theoretical and experimental analysis of genetic algorithms based MPPT for PV systems,” *Energy Procedia*, vol. 74, pp. 772–787, Aug. 2015.
- [247] T. Hiyama, S. Kouzuma, T. Imakubo, and T. H. Ortmeier, “Evaluation of neural network based real time maximum power tracking controller for PV system,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 10, no. 3, pp. 543–548, 1995.
- [248] C.-S. Chiu, “T-S Fuzzy Maximum Power Point Tracking Control of Solar Power Generation Systems,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 25, no. 4, pp. 1123–1132, Dec. 2010.
- [249] M. Kermadi and E. M. Berkouk, “Artificial intelligence-based maximum power point tracking controllers for Photovoltaic systems: Comparative study,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 69, pp. 369–386, Mar. 2017.
- [250] B. Bendib, F. Krim, H. Belmili, M. F. Almi, and S. Boulouma, “Advanced Fuzzy MPPT Controller for a Stand-alone PV System,” *Energy Procedia*, vol. 50, pp. 383–392, 2014.
- [251] M. Venkateshkumar, “Fuzzy Controller-Based MPPT of PV Power System,” in *Fuzzy Logic Based in Optimization Methods and Control Systems and its Applications*, InTech, 2018.
- [252] M. F. Ansari, S. Chatterji, and A. Iqbal, “Fuzzy logic-based MPPT controllers for three-phase grid-connected inverters,” *Int. J. Sustain. Energy*, vol. 32, no. 3, pp. 186–195, Jun. 2013.
- [253] M. Zerouali, A. El Ougli, B. Tidhaf, and H. Zrouri, “Fuzzy logic MPPT and battery charging control for photovoltaic system under real weather conditions,” in *2020 IEEE 2nd International Conference on Electronics, Control, Optimization and Computer Science (ICECOCS)*, 2020.

- [254] M. Kadem, A. Semmah, P. Wira, and S. Dahmani, “Fuzzy logic-based instantaneous power ripple minimization for direct power control applied in a shunt active power filter,” *Electr. Eng.*, vol. 102, no. 3, pp. 1327–1338, 2020.
- [255] M. Kadem, A. Semmah, P. Wira, and A. Slimane, “Artificial neural network active power filter with immunity in distributed generation,” *Period. Polytech. Mech. Eng.*, vol. 64, no. 2, pp. 109–119, 2020.
- [256] A. Monti, *Phasor measurement units and wide area monitoring systems : from the sensors to the system*. London, UK: Academic Press is an imprint of Elsevier, 2016.
- [257] M. Ahmed, S. Mekhilef, M. Mubin, and M. Aamir, “Selective harmonic elimination in inverters using bio-inspired intelligent algorithms for renewable energy conversion applications : A review,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, no. August, pp. 1–19, 2017.