

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



Pôle universitaire de Mohamed Boudiaf - Msila
Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique



Mémoire de fin d'étude

OPTION

Commande Electrique

Thème

**Commande électrique d'un filtre actif parallèle (FAP)
alimenté par un système photovoltaïque**

PRÉSENTÉE PAR

Lachache Rébeh

ENCADREUR

Dr. Aassam Zorig

Dr. Hamouda Noureddine

2024 /2025

Dédicace

Je remercie Allah, Le Tout-Puissant, qui m'a accordé la force, la patience et la détermination pour mener à bien ce mémoire.

Je tiens à exprimer toute ma gratitude à ma chère mère, pour son amour inconditionnel, ses prières constantes et son soutien moral tout au long de ce parcours.

Mes remerciements vont également à mon père, pour ses efforts, ses sacrifices et ses encouragements permanents.

Un grand merci à mes sœurs et frères, pour leur présence, leur compréhension et leur appui dans les moments les plus difficiles.

Remerciements

Avant tout, je rends grâce à Allah, Le Tout-Puissant, pour m'avoir accordé la force, la santé et la persévérance nécessaires pour mener à bien ce mémoire.

*Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mes encadrants, **Mr. Zorig Assam** et **Mr. Hamouda Nour Eddine**, pour leur encadrement précieux, leur disponibilité, leurs conseils pertinents et leur accompagnement tout au long de ce travail. Leur expertise et leur rigueur scientifique ont grandement contribué à la qualité de ce mémoire.*

*Je remercie également l'ensemble des enseignants et membres du corps pédagogique du Master **Commande Électrique** pour les connaissances et les compétences qu'ils m'ont transmises durant ma formation.*

*Je tiens à adresser ma reconnaissance au **laboratoire de recherche de la faculté de technologie – département de génie électrique** à l'Université de M'sila, pour m'avoir accueilli et mis à disposition les moyens nécessaires à la réalisation de ce travail.*

Enfin, j'exprime ma profonde gratitude à ma famille pour son soutien moral, sa patience et son amour inconditionnel, qui ont été des piliers essentiels tout au long de mon parcours universitaire.

Résumé

Ce mémoire traite de la commande prédictive d'un filtre actif parallèle (FAP) alimenté par un système photovoltaïque (PV), dans un objectif de compensation harmonique et d'amélioration de la qualité de l'énergie. Le travail est divisé en trois chapitres : le premier est consacré aux perturbations dans les réseaux électriques, le second à l'étude du FAP et des méthodes d'identification des harmoniques, et le troisième à l'intégration du système PV avec commande MPPT et la stratégie de commande prédictive. Les résultats de simulation confirment la performance du système proposé, notamment sous conditions de tension déformée et d'irradiation variable.

Mots-clés : Filtre actif parallèle, énergie photovoltaïque, commande prédictive, perturbations harmoniques, qualité de l'énergie, STF-PQ, MPPT.

Abstract

This thesis focuses on the predictive control of a shunt active power filter (APF) powered by a photovoltaic (PV) system, with the aim of harmonic compensation and power quality improvement. The work is divided into three chapters: the first addresses disturbances in electrical networks, the second studies the APF and harmonic identification methods, and the third deals with the integration of the PV system with MPPT control and a predictive control strategy. Simulation results confirm the effectiveness of the proposed system, especially under distorted grid voltages and variable solar irradiance.

Keywords: Shunt Active Power Filter, Photovoltaic Energy, Predictive Control, Harmonic Disturbances, Power Quality, STF-PQ, MPPT.

ملخص

يركز هذا البحث على التحكم التنبؤي لفلتر نشط متوازي (AFP) يُغذى بواسطة نظام كهروضوئي (VP), بهدف تعويض التوافقيات و تحسين جودة الطاقة الكهربائية. يتكون العمل من ثلاثة فصول : يتناول الفصل الأول الاضطرابات في الشبكات الكهربائية , أما الفصل الثاني فيتناول دراسة فلتر FAP و طرق التعرف على التوافقيات , في حين يعالج الفصل الثالث دمج النظام الكهروضوئي مع التحكم التنبؤي و تقنية TPPM .

أثبتت نتائج المحاكاة فعالية النظام المقترح, خاصة في ظل التشوهات في الجهد الكهربائي و تغيرات في الإشعاع الشمسي.

الكلمات المفتاحية: الفلتر النشط المتوازي, الطاقة الكهروضوئية, التحكم التنبؤي, التوافقيات, جودة الطاقة, STF-QP ,PPMT

Liste des Figures

FIGURE (I. 1): DECOMPOSITION D'UN SIGNAL PERIODIQUE	5
FIGURE (I. 2): REPRESENTATION SPECTRALE D'UN SIGNAL POLLUEE	5
FIGURE (I. 3): STRUCTURE D'UNE CHARGE LINEAIRE RESISTIVE TRIPHASE	7
FIGURE (I. 4): FORMES D'ONDES DE LA TENSION ET COURANT ABSORBE PAR UNE CHARGE RESISTIVE	7
FIGURE (I. 5): PONT REDRESSEUR A DIODE DEBITE SUR UNE CHARGE INDUCTIVE	8
FIGURE (I. 6): FORME D'ONDE DU COURANT DE RESEAU PAR L'EFFET DE LA CHARGE POLLUANTE	8
FIGURE (I. 7): TRANSFORMATEUR DE MISE A LA TERRE	15
FIGURE (I. 8): UTILISATION DES TRANSFORMATEURS DEPHASEURS POUR SUPPRIMER L'HARMONIQUE 5 ET 7	15
FIGURE (I. 9): STRUCTURE DU FILTRE PASSIF PARALLELE RESONANT	16
FIGURE (I. 10): STRUCTURE DU FILTRE ACTIF PARALLELE TRIPHASE	17
FIGURE (I. 11): STRUCTURE DU FILTRE ACTIF SERIE	17
FIGURE (I. 12): STRUCTURE DU CONDITIONNEUR UNIVERSEL DE LA QUALITE D'ONDE ‘‘ UPQC ‘‘	18
FIGURE (I. 13): ASSOCIATION DU FILTRE ACTIF PARALLELE AVEC FILTRE PASSIF	18
FIGURE (II. 1): STRUCTURE GENERALE DU FILTRE ACTIF SHUNT.....	22
FIGURE (II. 2): FILTRE ACTIF A STRUCTURE TENSION.....	23
FIGURE (II. 3): INSERTION DES FILTRES DE SORTIE ET AUXILIAIRE	25
FIGURE (II. 4): FILTRES D'EXTRACTION.....	28
FIGURE (II. 5): IDENTIFICATION PAR LA METHODE DES PUISSANCES INSTANTANEEES CLASSIQUE AVEC FPB.....	29
FIGURE (II. 6): DIAGRAMME DE CIRCUIT DU FMV.....	30
FIGURE (II. 7): IDENTIFICATION PAR LA METHODE DES PUISSANCES INSTANTANEEES AVEC FMVs.....	31
FIGURE (II. 8): SCHEMA DE PRINCIPE DU SYSTEME A PLL	31
FIGURE (II. 9): SCHEMA DETAILLE DE LA STRUCTURE DE LA PLL MODIFIE PAR LE FMV.	33
FIGURE (II. 10): EXTRACTION DES HARMONIQUES PAR METHODE DE REFERENTIEL SYNCHRONE (SRF)	34
FIGURE (II. 11): PRINCIPE DE LA MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION (MLI)	35
FIGURE (II. 12): BOUCLE DE REGULATION DE LA TENSION CONTINUE.....	37
FIGURE (II. 13): SCHEMA DE LA CHARGE POLLUANTE (REDRESSEUR A DIODES).	38
FIGURE (III. 1): SCHEMA EQUIVALENT DE LA CELLULE SOLAIRE A UNE DIODE	42
FIGURE (III. 2): STRUCTURE DE LA LOGIQUE FLOUE	44
FIGURE (III. 3): ORGANIGRAMME DE L'ALGORITHME PERTURBATION ET OBSERVATION	45
FIGURE (III. 4): SCHEMA FONCTIONNEL DE LA METHODE DU REFERENTIEL SYNCHRONE MODIFIE.....	46
FIGURE (III. 5): STRUCTURE DU FILTRE ACTIF PARALLELE ALIMENTE PAR UNE SOURCE PHOTOVOLTAÏQUE	47
FIGURE (III. 6): MODES DE FONCTIONNEMENT DU SYSTEME FAP AVEC SOURCE PV EN FONCTION DU CLAIREMENT.	48
FIGURE (III. 7): PUISSANCE ACTIVE DE LA CHARGE ET RESEAU EN FONCTION DU CLAIREMENT.....	49
FIGURE (III. 8): MODE DE FONCTIONNEMENT DANS L'INTERVALLE [0s-0,28s]	50
FIGURE (III. 9): MODE DE FONCTIONNEMENT DANS L'INTERVALLE [0,18s-0,36s].....	51
FIGURE (III. 10): MODE DE FONCTIONNEMENT DANS L'INTERVALLE [0,36s-0,58s]	51
FIGURE (III. 11): MODE DE FONCTIONNEMENT [0,54s-0,74s].....	52
FIGURE (III. 12): SCHEMA FONCTIONNEL DE LA COMMANDE PREDICTIVE DU COURANT	54
FIGURE (III. 13): ETAPES DU CONTROLE PREDICTIF DU COURANT	55
FIGURE (III. 14): PLAN GLOBAL DU SYSTEME	56
FIGURE (III. 15): PERFORMANCE DU SYSTEME PROPOSE AVEC UNE IRRADIATION SOLAIRE DE 900W/M ²	57
FIGURE (III. 16): PERFORMANCE DU SYSTEME SOUS UNE TENSION RESEAU DESEQUILIBREE ET DEFORMEE.....	58
FIGURE (III. 17): COMPORTEMENT DU SYSTEME SOUS LES FLUCTUATIONS DE L'IRRADIATION SOLAIRE	59
FIGURE (III. 18): COMPORTEMENT DU RESEAU, DU SYSTEME PV ET DE LA CHARGE NON LINEAIRE SOUS UNE TENSION RESEAU DEFORMEE	60

Liste des Tableaux

TABLEAU (I. 1): LIMITES DES TENSIONS ET COURANT HARMONIQUES SELON IEEE-519	13
TABLEAU (I. 2): LIMITES D'EMISSION DE COURANTS HARMONIQUES DES APPAREILS BASSE TENSION	13
TABLEAU (I. 3): LIMITATION DES EMISSIONS DE COURANTS HARMONIQUES (CEI 61000-3-4).....	14
TABLEAU (II. 1): Tensions délivrées par l'onduleur.....	24
TABLEAU (III. 1): Les règles du contrôleur à logique floue.....	44
TABLEAU (III. 2): CARACTERISTIQUES PHYSIQUES ET ELECTRIQUES DU GENERATEUR PV UTILISE	47
TABLEAU (III. 3): PARAMETRES DU SYSTEME PHOTOVOLTAÏQUE-FAP UTILISES DANS LA SIMULATION	48
TABLEAU (III. 4): PARAMETRES DE SYSTEME DU SIMULATION	56

Liste des acronymes

Acronyme	Désignation
Fdis	Facteur de distorsion
Fc	Facteur de crêt
Fdep	Facteur de déphasage
THDi	Distorsion harmonique individuelle
THD	Taux de distorsion harmonique
THDV	Taux de distorsion harmonique en tension
THDI	Taux de distorsion harmonique en courant
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
PWM	Pulse With Modulation
CEI	Commission Electrotechnique Internationale
PCC	Point commun de raccordement
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
FAP	Filtre actif parallèle
FAS	Filtre actif série
FPP	Filtre passif parallèle
FFT	Fast Fourier Transformation
PLL	Phase Locked Loop
FMV	Filtre multi-variable
FPH	Filtre passe haut
FPB	Filtre passe bas
(d-q)	Transformation de Park
FLC	Fuzzy Logic Controller
VSI	Voltage Source Inverter (onduleur de tension)

Liste des symboles

$v(t)$	Tension instantanée	Volt
$i(t)$	Courant instantané	A
V_{eff}	Valeur efficace de la tension	Volt
I_{eff}	Valeur efficace du courant	A
V_{heff}	Valeur efficace de la tension harmonique	Volt
I_{heff}	Valeur efficace du courant harmonique	A
$P(t)$	Puissance active instantanée	W
$q(t)$	Puissance réactive instantanée	VAR
$p0(t)$	Puissance homopolaire instantanée	W
S	Puissance apparente	VA
P	Puissance active	W
Q	Puissance réactive	VAR
D	Puissance déformante	VAR
V_{dc}	Tension du bus continue du FAP	Volt
V_{dc}	Tension continue de référence	Volt
(v_{f1}, v_{f2}, v_{f3})	Tensions à la sortie de l'onduleur	Volt
(v_{s1}, v_{s2}, v_{s3})	Tensions de source triphasée	Volt
(i_{s1}, i_{s2}, i_{s3})	Courants de source triphasée	A
(i_{c1}, i_{c2}, i_{c3})	Courants absorbés par la charge non linéaire	A
(i_{f1}, i_{f2}, i_{f3})	Courants injecté par le filtre actif parallèle	A
(v_{α}, v_{β})	Tensions de source sur l'axe de Concordia (α - β)	Volt
(i_{α}, i_{β})	Courants sur l'axe de Concordia (α - β)	A
i_{h*}	Courant harmonique de référence	A
i_{f*}	Courant harmonique de référence du filtre	A
K	Constante du filtre multivariable (FMV)	/
$i_{\alpha\beta}$	Courant à la sortie du FMV	A
$i_{\alpha\beta}$	Courant à l'entrée du FMV	A
$\Delta IMPP$	Variation du courant du point maximal de puissance	A
$IMPP$	Courant du point maximal de puissance	A
ω_c	Pulsation de coupure ou de propagation	Rad/s

Sommaire

Introduction générale.....	1
Chapitre I. Les problèmes liés aux harmoniques dans les réseaux électriques et leurs solutions possibles	4
I.1. Introduction.....	4
I.2. Définition des perturbations harmoniques	4
I.2.1. Inter-harmoniques.....	5
I.2.2. Infra-harmoniques.....	5
I.3. Classification des harmoniques.....	6
I.3.1. Les harmoniques dans un système triphasé	6
I.3.1.1. Harmoniques du système direct	6
I.3.1.2. Harmoniques du système inverse.....	6
I.3.1.3. Harmoniques du système homopolaire.....	6
I.3.2. Les harmoniques dans un system monophasé :	6
I.3.2.1. Harmoniques du système direct	7
I.3.2.2. Harmoniques du système inverse.....	7
I.4. Charges électriques raccordés au réseau électrique	7
I.4.1. Charge électrique linéaire	7
I.4.2. Charge électrique non linéaire	8
I.5. Origine des harmoniques.....	8
I.6. Effets des perturbations harmoniques	9
I.6.1. Effets instantanés	9
I.6.2. Effets à long terme.....	9
I.7. Caractérisation des perturbations harmoniques	10
I.7.1. Valeurs efficaces de la tension et du courant	10
I.7.2. Puissances apparente, active, réactive et de distorsion	10
I.7.3. Facteur de puissance F_p	11
I.7.4. Taux de distorsion harmonique THD.....	11
I.7.5. Normes imposées sur le taux de distorsion harmonique THD.....	12
I.8. Stratégies de préventions des perturbations harmoniques.....	14
I.8.1 Transformateurs de mise à la terre	14
I.8.2 Transformateurs déphaseurs	15
I.8.3. Utilisation des Filtre.....	16
I.8.3.1. Utilisation des Filtre passifs	16
I.8.3.2. Utilisation de Filtre actif parallèle	16
I.8.3.3. Utilisation de filtre actif série (FAS).....	17
I.8.3.4. Utilisation de conditionneur universel de la qualité d'onde	17
I.8.3.5. Utilisation de Filtres hybrides	18
I.9. Conclusion	18

Chapitre II. Etude, modélisation et régulation du filtre actif parallèle (FAP)	21
II.1. Introduction.....	21
II.2. Structure générale d'un filtre actif shunt	21
II.2.1 Etude de la partie puissance	22
II.2.1.1 Onduleur de tension	22
II.2.1.2. Le filtre de sortie	25
II.2.1.3 Elément de stockage d'énergie.....	25
II.2.2 Etude de la partie commande - contrôle.....	26
II.2.2.1. Identification des courants de référence	26
II.2.2.2 Commande de l'onduleur.....	35
II.2.2.3 Régulation de tension continue.....	36
II.2.3. Modélisation de la charge polluante	37
II.3. Conclusion	38
Chapitre III. Intégration d'un système photovoltaïque MPPT avec commande prédictive pour un filtre actif parallèle	40
III.1. Introduction	40
III.2. Présentation du système photovoltaïque	40
III.2.1. Effet photovoltaïque.....	40
III.2.1.1. Définition	40
III.2.1.2. Système PV.....	41
III.2.1.3. Panneau solaire.....	41
III.2.2. Technique MPPT pour le suivi du point de puissance maximale	43
III.3. Génération de courants harmoniques de référence (Méthode MSRF)	45
III.4. Intégration du système PV avec le filtre actif parallèle.....	46
III.4.1. Description de la topologie du FAP alimenté par source PV.....	46
III.5. Principe de la commande prédictive appliquée au FAP	53
III.5.1. Modèle d'onduleur.....	53
III.5.2. Modèle à temps discret pour la prédiction	54
III.5.3. La fonction de coût.....	54
III.6. Architecture globale du système (PV+ MPPT+ FAP+ Commande prédictive).....	55
III.7. Résultats de la simulation.....	57
III.8. Interprétation des résultats.....	60
II.9. Conclusion	61
Conclusion général.....	63

Introduction générale

Introduction générale

La croissance rapide des équipements électroniques de puissance, combinée à la complexité croissante des réseaux électriques modernes, a entraîné une dégradation notable de la qualité de l'énergie. En particulier, les charges non linéaires présentes dans les systèmes industriels et résidentiels sont à l'origine de perturbations telles que les harmoniques, les fluctuations de tension et les déséquilibres, qui affectent négativement le bon fonctionnement des équipements électriques et la stabilité du réseau.

Face à ces défis, la recherche de solutions efficaces pour améliorer la qualité de l'énergie est devenue une priorité. Parmi ces solutions, les filtres actifs parallèles (FAP) se sont imposés comme des outils puissants pour la compensation des harmoniques et la réduction des perturbations. Contrairement aux filtres passifs, les FAP sont capables de s'adapter dynamiquement aux variations des charges et de compenser sélectivement les composantes perturbatrices.

L'efficacité d'un filtre actif dépend toutefois fortement de la stratégie de commande adoptée ainsi que de la capacité à identifier précisément les harmoniques à compenser. C'est dans ce cadre que s'inscrit l'intérêt des méthodes d'identification des harmoniques, permettant une détection rapide et précise des composantes nuisibles, condition indispensable à une compensation performante.

Par ailleurs, avec la transition énergétique en cours, l'intégration des sources d'énergie renouvelable, notamment les systèmes photovoltaïques (PV), devient de plus en plus courante. L'idée d'alimenter un filtre actif à partir d'un système PV représente une alternative prometteuse pour allier amélioration de la qualité d'énergie et production propre. Cependant, cette approche introduit de nouveaux défis, notamment liés à l'intermittence de l'énergie solaire.

Afin de répondre à ces exigences de flexibilité et de performance, l'usage de techniques avancées de commande, telles que la commande prédictive, s'avère pertinent.

Cette technique permet de prédire le comportement futur du système et de sélectionner, à chaque instant, l'action optimale à appliquer. Elle est particulièrement adaptée

aux systèmes non linéaires et aux applications à réponse rapide comme les FAP.

Ce mémoire s'inscrit dans cette problématique et vise à étudier et simuler une stratégie de commande prédictive appliquée à un filtre actif parallèle alimenté par un système photovoltaïque, tout en se focalisant sur l'identification efficace des harmoniques et l'analyse des performances globales du système.

Pour ce faire, ce travail est structuré en trois chapitres :

- Le premier chapitre est consacré à l'étude des perturbations dans les réseaux électriques, en mettant l'accent sur leurs origines, leurs effets et les normes de qualité de l'énergie.
- Le deuxième chapitre présente en détail le filtre actif parallèle, ses principes de fonctionnement ainsi que les méthodes d'identification des harmoniques, qui jouent un rôle central dans la commande du FAP.
- Le troisième chapitre introduit brièvement le système photovoltaïque, les bases de la commande prédictive, et présente les résultats de simulation obtenus sous MATLAB/Simulink, afin d'évaluer les performances de la stratégie proposée.

À travers cette étude, nous cherchons à démontrer la faisabilité et l'intérêt d'une telle approche dans le contexte des réseaux modernes, où la qualité de l'énergie et l'intégration des sources renouvelables deviennent des enjeux majeurs.

Chapitre I. Les problèmes liés aux harmoniques dans les réseaux électriques et leurs solutions possibles

Chapitre I. Les problèmes liés aux harmoniques dans les réseaux électriques et leurs solutions possibles

I.1. Introduction

Les harmoniques dans les réseaux électriques représentent un problème majeur qui peut affecter la qualité de l'énergie fournie et causer des dysfonctionnements dans les équipements électriques. Ces perturbations, générées par des charges non linéaires telles que les convertisseurs, les moteurs à vitesse variable ou encore les dispositifs électroniques, modifient les signaux de tension et de courant dans le réseau, créant des distorsions qui peuvent avoir des conséquences variées, allant de l'échauffement des équipements à des défaillances de protection.

Ce chapitre explore les origines et les effets des harmoniques dans les réseaux électriques, ainsi que les solutions techniques proposées pour atténuer leur impact. Il aborde les méthodes de mesure, les dispositifs de filtrage, ainsi que les bonnes pratiques de conception et de gestion des réseaux afin de garantir une meilleure qualité de l'énergie et une fiabilité accrue des installations électriques.

I.2. Définition des perturbations harmoniques

Les harmoniques sont des tensions ou courants sinusoïdaux dont la fréquence est un multiple entier de la fréquence fondamentale du réseau. La distorsion harmonique, une forme de pollution électrique, peut poser des problèmes lorsque la somme des courants harmoniques dépasse certaines limites [1-2]. En général, les harmoniques dans un réseau se situent entre 100 Hz et 2500 Hz (rang 2 à 50). La décomposition en série de Fourier d'un signal périodique à 50 Hz peut être représentée par :

- Un terme sinusoïdal à 50 Hz, appelé fondamental.
- Des termes sinusoïdaux multiples de la fréquence fondamentale ($f_h = n * f_1$), appelés harmoniques.
- Une éventuelle composante continue.

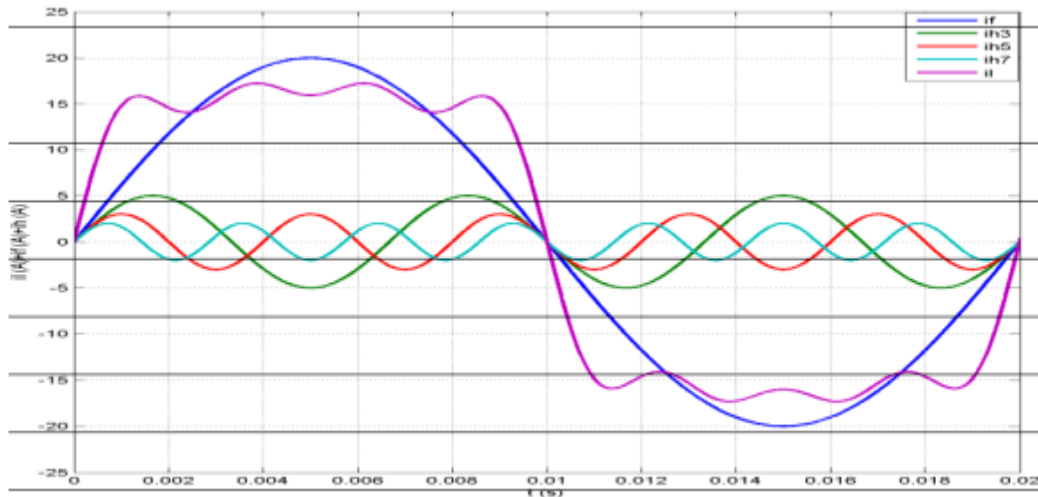


Figure (I. 1)- Décomposition d'un signal périodique

Dans le cas où il y a des variations périodiques ou aléatoires de la puissance absorbée par certains récepteurs, on notera qu'il existe d'autres composantes harmoniques :

I.2.1. Inter-harmoniques

Les inter-harmoniques sont des composantes sinusoïdales ayant des fréquences qui ne sont pas des multiples entiers de la fréquence fondamentale (ex. : 130 Hz, 170 Hz, 220 Hz).

I.2.2. Infra-harmoniques

Les infra-harmoniques sont des composantes sinusoïdales dont les fréquences sont inférieures à celle du fondamental (ex. : 10 Hz, 20 Hz). Elles sont généralement causées par des variations de la puissance absorbée par des équipements comme les fours à arc, les cycloconvertisseurs et les variateurs de vitesse.



Figure (I. 2)- Représentation spectrale d'un signal pollué

I.3. Classification des harmoniques

Les harmoniques sont généralement classées par leurs noms, leurs fréquences et leurs séquences de propagations, de plus, la classification des harmoniques selon le type de réseau électrique soit monophasée et soit triphasé.

I.3.1. Les harmoniques dans un système triphasé

Système triphasé équilibré non sinusoïdal est la superposition de trois systèmes triphasés équilibrés sinusoïdaux, direct, inverse et homopolaire [3-4]:

I.3.1.1. Harmoniques du système direct

Le système directe comporte le fondamentale (50Hz) et les harmoniques de rang impair égal à $6k+1$, soit 7, 13, 19, 25,...etc. Ces harmoniques se propagent dans la même direction du fondamentale, Généralement, ces harmoniques de séquence positive ne sont pas souhaitables, car elles sont responsables de la surchauffe des conducteurs, des lignes de puissance et des transformateurs en raison de l'addition des formes d'onde.

I.3.1.2. Harmoniques du système inverse

Le système inverse dus aux harmoniques de rang impair égal à $6k-1$, soit 5, 11,17, 23,..., ces harmoniques se propagent dans le sens opposé de la direction de rotation du fondamentale, tendent à diminuer l'amplitude de la tension et du courant. Ils circulent entre les phases, créant des problèmes supplémentaires avec les moteurs électriques.

I.3.1.3. Harmoniques du système homopolaire

Ce système contient autre ensemble d'harmoniques spéciales appelées "Triplens" (multiple de trois) d'ordre impair égal à $3k$ (3, 9, 15, 21,...etc.). Ils ont des séquences de rotation nulle. D'où leur nom, et sont donc déplacés de zéro degré. Ces harmoniques circulent entre la phase et le neutre ou la masse et ne s'annulent pas. Au lieu de cela s'ajoutent arithmétiquement dans le fil neutre commun qui est soumis aux courants des trois phases.

I.3.2. Les harmoniques dans un system monophasé :

Un système monophasé distordu est la superposition de deux systèmes monophasés sinusoïdaux directe et inverse.

I.3.2.1. Harmoniques du système direct

Le système direct en monophasé comporte le fondamental les harmoniques de rang impair égal à $4k+1$, soit 5, 9, 13, 17,21. Avec $k=1.....n$

I.3.2.2. Harmoniques du système inverse

Le système harmonique inverse comporte les harmoniques de rang impair égal à $4k-1$, soit 3, 7, 11,15.19. 25, avec $k=2.....n$

I.4. Charges électriques raccordés au réseau électrique

I.4.1. Charge électrique linéaire

Une charge est dite linéaire, lorsqu'elle alimenté par une source de tension sinusoïdale, elle absorbe un courant sinusoïdale, à titre d'exemple des charge non linéaire les résistances, inductance...etc [5]. La Figure.I.3 illustre ce type des charges électriques :

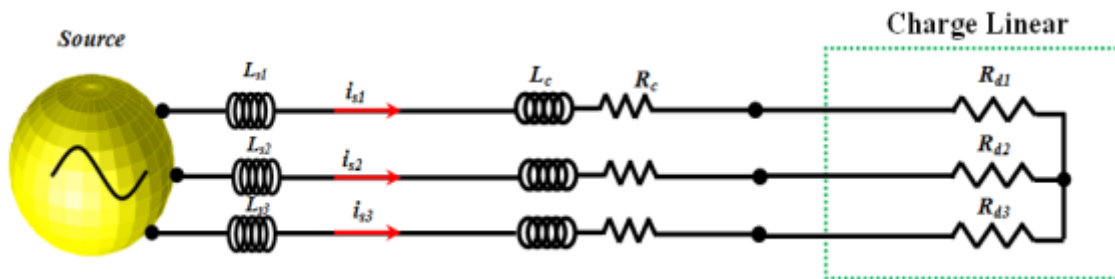


Figure (I. 3)- Structure d'une charge linéaire résistive triphasé

Les formes d'ondes de la tension de source et du courant absorbé par une charge linéaire (résistance) sont représentées sur la Figure. I.4

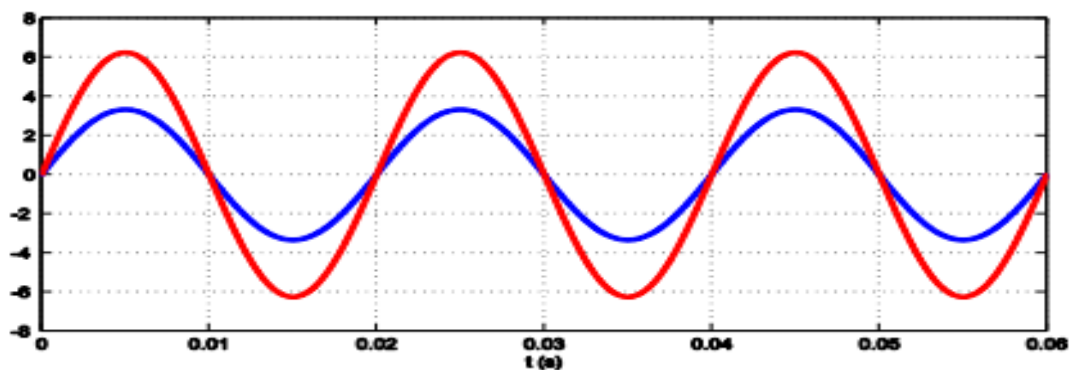


Figure (I. 4)- Formes d'ondes de la tension et courant absorbé par une charge résistive

I.4.2. Charge électrique non linéaire

Une charge non linéaire consomme un courant dont la forme diffère de celle de la tension d'alimentation [6]. Ce type de charge comprend notamment les convertisseurs statiques, les circuits magnétiques saturés et certaines lampes. Un exemple courant est le pont redresseur triphasé à diodes alimenté par un réseau équilibré et raccordé à une charge inductive.

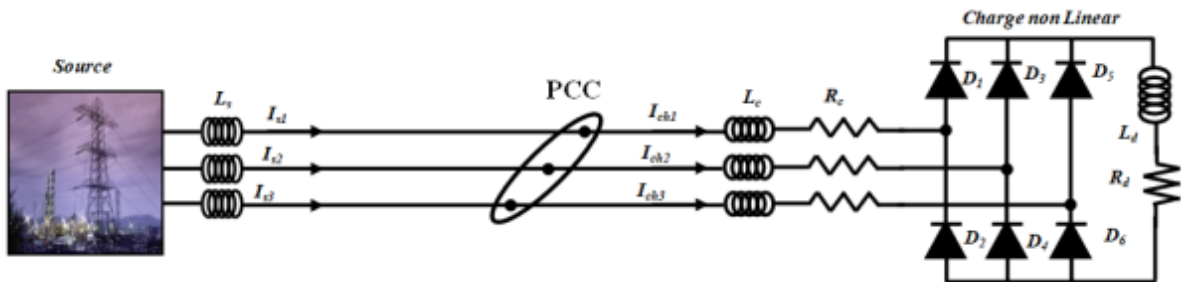


Figure (I. 5)- Pont redresseur à diode débite sur une charge inductive

Le courant délivré par la source aura, dans ce montage, une forme carrée qui est riche par des harmoniques d'ordre $(6k\pm 1)$, est montré dans la Figure. I.6.

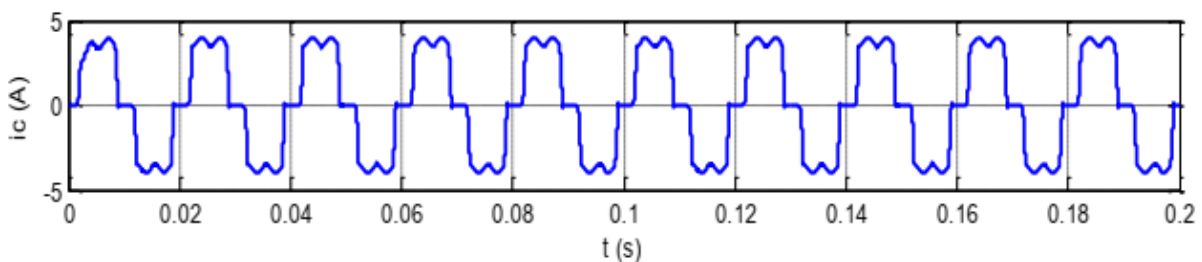


Figure (I. 6)- Forme d'onde du courant de réseau par l'effet de la charge polluante

I.5. Origine des harmoniques

L'usage croissant de convertisseurs statiques dans les équipements électriques a amplifié la pollution harmonique des réseaux, générant des courants harmoniques qui perturbent les consommateurs [2]-[7]. Cela concerne :

- les convertisseurs de puissance (alternatif/continu –continu/alternatif).
- les démarreurs électroniques des moteurs.
- les variateurs électroniques de vitesse.
- les ordinateurs et autres dispositifs électroniques.
- les éclairages électroniques.
- les fours à arc électrique.

- les transformateurs.
- les convertisseurs d'énergie éolienne et photovoltaïque.

I.6. Effets des perturbations harmoniques

Les harmoniques dans les installations électriques provoquent divers effets tels que des déformations des formes d'ondes, des claquages de diélectriques, des échauffements, des pertes d'énergie et des vibrations mécaniques [2]-[3]. Ces perturbations entraînent des coûts élevés, réduisent le rendement énergétique, provoquent un surdimensionnement et des pertes de productivité, affectant ainsi la compétitivité des entreprises. Ces effets peuvent être immédiats ou à long terme.

I.6.1. Effets instantanés

Parmi les effets instantanés des harmoniques, on peut citer les points suivants :

- Dysfonctionnements des dispositifs de commande ou de régulation
- Vibrations dans les moteurs électriques alternatifs à cause des couples mécaniques pulsatoires dus aux champs tournants harmoniques.
- Interférences avec les systèmes de télécommande à distance utilisés par les distributeurs d'énergie.
- Déclenchement intempestif des circuits de protection.

I.6.2. Effets à long terme

Les effets à long terme des harmoniques sont récapitulés comme suite :

- Vieillesse prématuré des moteurs électriques alternatifs du fait des pertes cuivre et fer supplémentaires.
- Echauffements et pertes joules supplémentaires des câbles et des équipements
- Surchauffe du neutre. En effet dans un système triphasé équilibré.
- Pertes supplémentaires dans les transformateurs ou les inductances dues à l'effet de Peau dans le cuivre, à l'hystérésis et aux courants de Foucault dans le circuit magnétique.
- Fatigue mécanique des équipements à cause des vibrations et des couples pulsatoires.
- Vieillesse des isolants. Il peut être dû soit à une contrainte en tension consécutive à la présence de tensions harmoniques, et donc à une augmentation locale des courants de fuite, soit à l'échauffement exagéré provoqué par l'échauffement des conducteurs.

I.7. Caractérisation des perturbations harmoniques

Dans un réseau de distribution, la distorsion harmonique peut être quantifiée à l'aide de plusieurs grandeurs, notamment le THD, le facteur de distorsion (F_{dis}) et le facteur de crête (F_c) [7]. L'analyse se limite ici au cas où la tension est parfaitement sinusoïdale, tandis que le courant présente des composantes harmoniques. Les expressions des grandeurs instantanées de tension et de courant sont alors précisées.

$$V(t) = \sum_{h=1}^{\infty} v_h(t) = \sqrt{2} V_{h,eff} \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (\text{I.1})$$

$$i(t) = \sum_{h=1}^{\infty} i_h(t) = \sqrt{2} I_{h,eff} \sin(h\omega t + \phi_h) \quad (\text{I.2})$$

Où $V_{h,eff}$: Valeur efficace de la tension harmonique de rang h

$I_{h,eff}$: Valeur efficace du courant harmonique de rang h

I.7.1. Valeurs efficaces de la tension et du courant

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_{h,eff}^2} \quad (\text{I.3})$$

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_{h,eff}^2} \quad (\text{I.4})$$

I.7.2. Puissances apparente, active, réactive et de distorsion

En régime déformé, on doit modifier la définition de la puissance apparente pour qu'elle tienne compte du courant harmonique :

$$S = \sqrt{P_2 + Q_2 + D_2} \quad (\text{I.5})$$

Où S est la puissance apparente, P est la puissance active et Q est la puissance réactive. Ce qui est le cas pour un réseau fort. Nous avons alors :

$$P = V_{eff} I_{1,eff} \cos(\phi_1) \quad (\text{I.6})$$

$$Q = V_{eff} I_{1,eff} \sin(\phi_1) \quad (\text{I.7})$$

$$S = V_{eff} I_{eff} \quad (\text{I.8})$$

$$I_{eff} = \sqrt{I_{1,eff}^2 + I_{2,eff}^2 + I_{3,eff}^2 + \dots + I_{n,eff}^2} \quad (\text{I.9})$$

$$D = V_{eff} \sqrt{I_{2,eff}^2 + I_{3,eff}^2 + \dots + I_{n,eff}^2} \quad (\text{I.10})$$

I.7.3. Facteur de puissance F_p

Indépendamment du régime sinusoïdal ou déformé, le facteur de puissance est le rapport entre la puissance active et la puissance apparente. Cependant, le facteur de puissance s'en trouve modifié par la présence de la puissance de distorsion, le facteur de puissance permet de qualifier la consommation de la puissance réactive [3]-[8]:

$$F_p = \frac{P}{S} \neq \cos\phi_1 \quad (\text{I.11})$$

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{V_{eff} \times I_{1,eff} \times \cos\phi_1}{V_{eff} \times I_{eff}} = \frac{I_{1,eff}}{I_{eff}} \cos\phi = F_{dis} \times F_{dép} \quad (\text{I.12})$$

$$F_p = F_{dis} \times F_{dép} \quad (\text{I.13})$$

Où :

F_p : Facteur de puissance.

F_{dis} : Facteur de distorsion.

$F_{dép}$: Facteur de déplacement.

I.7.4. Taux de distorsion harmonique THD

Le taux de distorsion harmonique permet d'évaluer l'écart entre la forme d'onde réelle et la forme d'onde sinusoïdale pour un courant ou une tension. Il représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques à celle du fondamental [3]. Le taux global de distorsion harmonique caractérisant l'influence des harmoniques sur l'onde de courant déformée est défini de la façon suivante :

$$THD_I(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h=\infty} (I_h)^2}}{I_1} \quad (\text{I.14})$$

$$THD_V(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h=\infty} (V_h)^2}}{V_1} \quad (\text{I.15})$$

Le taux de distorsion harmonique de tension $THD_V(\%)$ caractérise la déformation de l'onde de tension comme suite :

➤ Une valeur de THD_V inférieure à 5 % est considérée comme normale. Aucun dysfonctionnement n'est à craindre.

- Une valeur de THD_V comprise entre 5 et 8 % révèle une pollution harmonique significative. Quelques dysfonctionnements sont possibles.
- Une valeur de THD_V supérieure à 8 % révèle une pollution harmonique importante. Des dysfonctionnements sont probables. Une analyse approfondie et la mise en place de dispositifs d'atténuation sont nécessaires.
- Une valeur de THD_I inférieure à 10 % est considérée comme normale. Aucun dysfonctionnement n'est à craindre.
- Une valeur de THD_I comprise entre 10 et 50 % révèle une pollution harmonique significative. Il y a risque d'échauffements, ce qui implique le surdimensionnement des câbles et des sources.

I.7.5. Normes imposées sur le taux de distorsion harmonique THD

La pollution harmonique pousse les acteurs de l'électricité à réclamer une norme unique. Bien qu'aucune norme universelle n'existe, des organismes comme l'IEC et l'IEEE élaborent des standards regroupés en trois grandes catégories [9]-[10].

1. Niveaux de **compatibilité harmonique** en amont du point commun de raccordement :

- ✓ IEEE 519-1992.
- ✓ IEC 61000-2-2.
- ✓ IEC 61000-3-6.

2. Limites sur **l'émission harmonique** des équipements:

- ✓ IEC 61000-3-2 (appareils de moins de 16 A par phase)
- ✓ IEC 61000-3-4 (appareils de plus de 16 A par phase)

La norme **IEEE-519** [11], par exemple, définit des limites pour les tensions et courants harmoniques au point commun de raccordement (PCC) pour assurer le bon fonctionnement des récepteurs dans d'autres sites. À titre d'exemple, les taux individuels maximaux des tensions harmoniques ainsi que le THD à ne pas dépasser sont donnés dans le tableau .I.1.

Tableau (I. 1): Limites des tensions et courant harmoniques selon IEEE-519

	<i>Composante harmonique individuelle maximale</i>	<i>THD maximal (%)</i>
$V_S \leq 69 \text{ kV}$	3%	5%
$115\text{KV} \leq V_S \leq 161 \text{ kV}$	1.5%	2.5%
$\geq 161 \text{ kV}$	1.0%	1.5%

La norme **CEI 61000-3-2** spécifie les limites pour les émissions de courant harmonique des matériels individuels raccordés aux réseaux publics pour les appareils consommant moins de 16 A par phase [5]. Le Tableau .I.2 indique les limites d'émission pour ces appareils faisant partie de la classe A, c'est-à-dire autres que les outils portatifs, appareils d'éclairage et appareils ayant un courant d'entrée à forme d'onde spéciale dont la puissance active est inférieure à 600W.

Tableau (I. 2): Limites d'émission de courants harmoniques des appareils basse tension

<i>Rang harmonique</i>	<i>Courant harmonique maximal autorisé (A)</i>
2	1.08
3	2.30
4	0.43
5	1.14
6	0.30
$8 \leq h \leq 40$	0.77
9	$0.23 \times 8/h$
11	0.40
13	0.33
$15 \leq h \leq 39$	$0.15 \times 15/h$

La norme **CEI 61000-3-4** spécifie les limites pour les émissions de courant harmonique des équipements individuels d'intensité assignée supérieure à 16A et jusqu'à 75A. Ces limites s'appliquent aux réseaux publics de tensions nominales entre 230V (monophasée) et 600V (triphase). Le Tableau. I.3 résume la limitation des émissions de courants harmoniques (CEI 61000-3-4) [3]-[5].

Tableau (I. 3): Limitation des émissions de courants harmoniques (CEI 61000-3-4)

<i>Rang harmonique</i>	<i>Pourcentage du courant harmonique (I_h/I_1)%</i>
3	21.6
5	10.7
7	7.2
9	3.8
11	3.1
13	2
15	0.7
17	1.2
19	1.1
21	$\leq 0,6$
23	0.9
25	0.8
27	$\leq 0,6$
29	0.7
31	0.7
≥ 33	$\leq 0,6$
<i>Pair</i>	$\leq 0,6$ ou $\leq 8/h$

I.8. Stratégies de préventions des perturbations harmoniques

Parmi les remèdes proposés pour balayer les harmoniques de façon globale et sélective, nous avons présenté les solutions suivantes:

1. Surdimensionnement des éléments composant le réseau [13].
2. Utilisation de transformateurs spéciaux [13].
3. Utilisation des appareils propres (redresseur MLI...etc.)
4. Utilisation des dispositifs de filtrage (filtrage passif, filtrage actif et filtrage hybride).

I.8.1 Transformateurs de mise à la terre

Afin d'éviter le passage des courants harmoniques par le conducteur de neutre, l'ajout d'un transformateur de mise à la terre créant un neutre artificiel est une solution efficace. Ce type de transformateur fournit un chemin de faible impédance pour les courants harmoniques qui sont déviés dans son propre neutre [12]. C'est à dire, que seul neutre du transformateur doit être en mesure de supporter ces courants. Le schéma de principe est montré sur la Figure. I.6 :

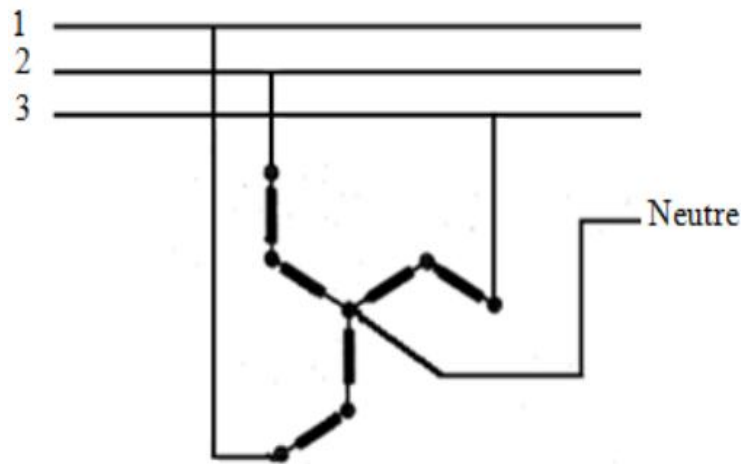


Figure (I. 7): Transformateur de mise à la terre

I.8.2 Transformateurs déphaseurs

Une autre solution pour la réduction des courants harmoniques est l'utilisation de transformateurs déphaseurs qui sont présentés dans la Figure. I.7 [14].

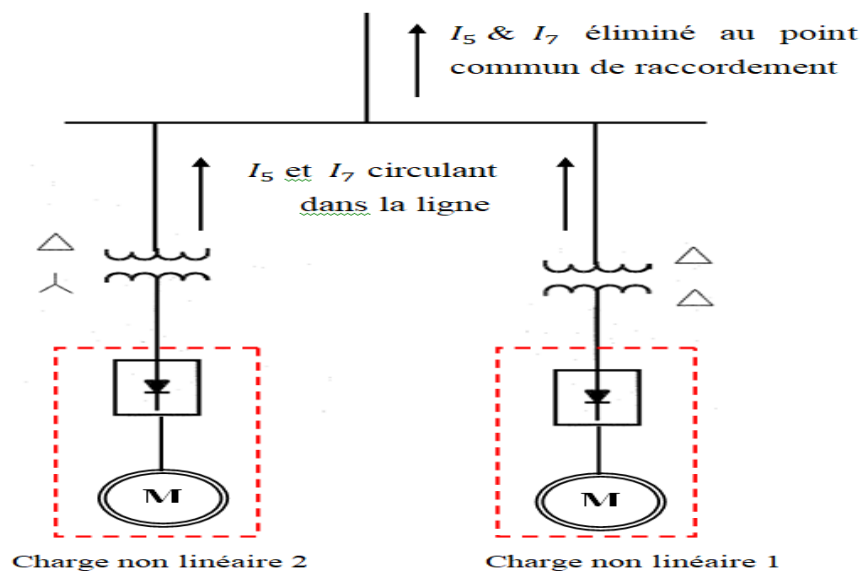


Figure (I. 8)- Utilisation des transformateurs déphaseurs pour supprimer l'harmonique 5 et 7

L'utilisation combinée de transformateurs triangle-triangle et triangle-étoile permet d'éliminer les 5^e et 7^e harmoniques générés par des charges non linéaires identiques, grâce au déphasage de 30° entre leurs connexions. Si les charges ne sont pas parfaitement identiques, un résidu de ces harmoniques subsiste. D'autres types de connexions de transformateurs peuvent être utilisés pour filtrer des harmoniques de rangs supérieurs [5]-[14].

I.8.3. Utilisation des Filtre

La solution consiste à installer un filtre entre la charge non linéaire et le réseau pour éliminer les harmoniques de manière globale et sélective. Trois types de filtres sont utilisés : passif, actif et hybride (association des deux) [5]-[3].

I.8.3.1. Utilisation des Filtre passifs

Le filtrage passif vise à modifier l'impédance du réseau pour détourner les courants harmoniques et supprimer les tensions harmoniques. Il utilise des composants inductifs et capacitifs formant une résonance série ciblée sur les harmoniques à éliminer [15]-[16]. La Figure I.8 présente un filtre passif parallèle conçu pour atténuer les harmoniques 3^e et 5^e.

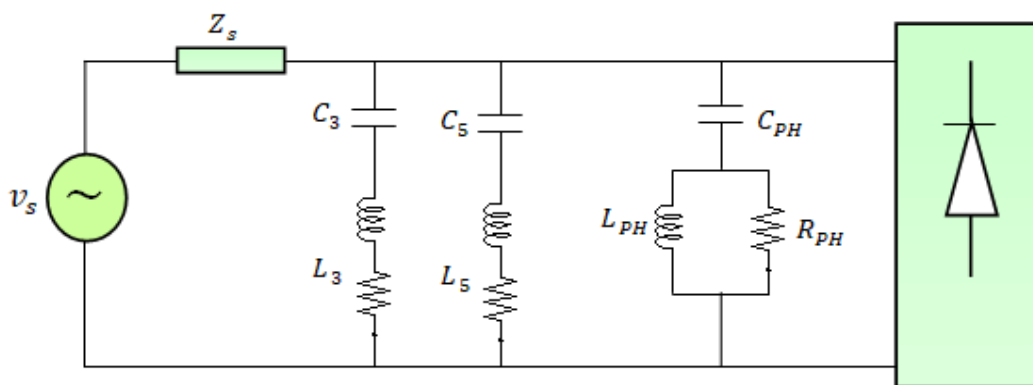


Figure (I. 9)- Structure du filtre passif parallèle résonant

La conception de filtres passifs pour atténuer les harmoniques nécessite une bonne connaissance du réseau, souvent obtenue par simulation. Ces filtres peuvent se désaccorder avec le temps à cause du vieillissement des composants [16]. Pour cibler une harmonique précise, un filtre résonant doit être installé sur chaque phase.

I.8.3.2. Utilisation de Filtre actif parallèle

Le filtre actif parallèle (FAP) est un onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) connecté en parallèle avec la charge. Il compense les harmoniques en injectant un courant de même amplitude mais de phase opposée [5]-[17]. Il fonctionne comme une source de courant harmonique réglable.

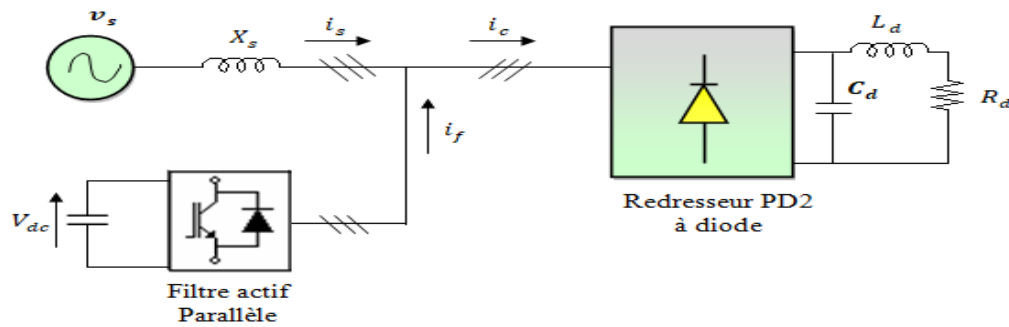


Figure (I. 10)- Structure du filtre actif parallèle triphasé

I.8.3.3. Utilisation de filtre actif série (FAS)

Le filtre actif série (FAS) et sa structure sont présentés dans la Figure I.10. Il agit comme une source de tension harmonique pour compenser les perturbations (creux de tension, déséquilibres, harmoniques) en modifiant localement l'impédance du réseau [18]-[19]. Il permet ainsi de rendre la tension au point de raccordement sinusoïdale.

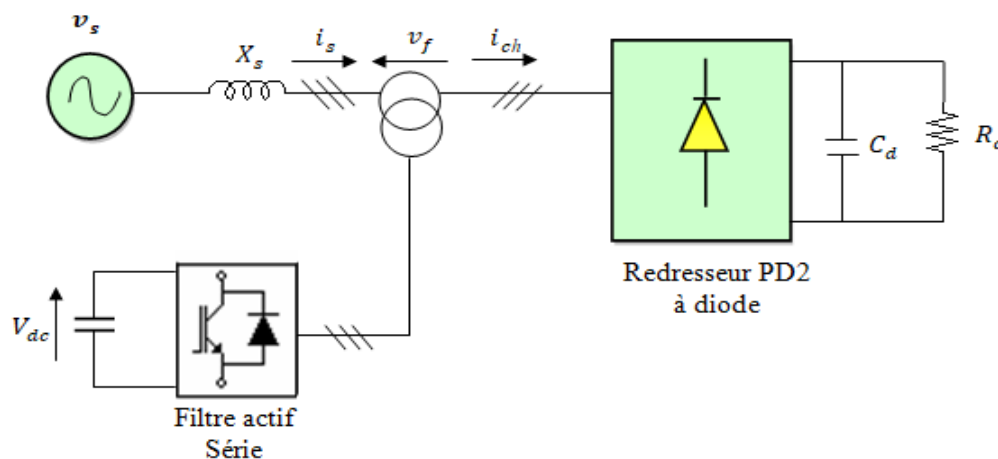


Figure (I. 11)- Structure du filtre actif série

I.8.3.4. Utilisation de conditionneur universel de la qualité d'onde

La topologie de filtrage mixte permet d'assurer plusieurs fonctions simultanées pour améliorer la qualité de la tension, telles que la compensation des harmoniques, la régulation et la stabilisation de la tension [20]. Le filtre actif série (FAS) isole les harmoniques et compense les tensions déséquilibrées. Lorsqu'il est combiné à un filtre actif parallèle, l'ensemble forme un conditionneur universel de la qualité d'onde (UPQC), comme illustré dans la Figure I.11.

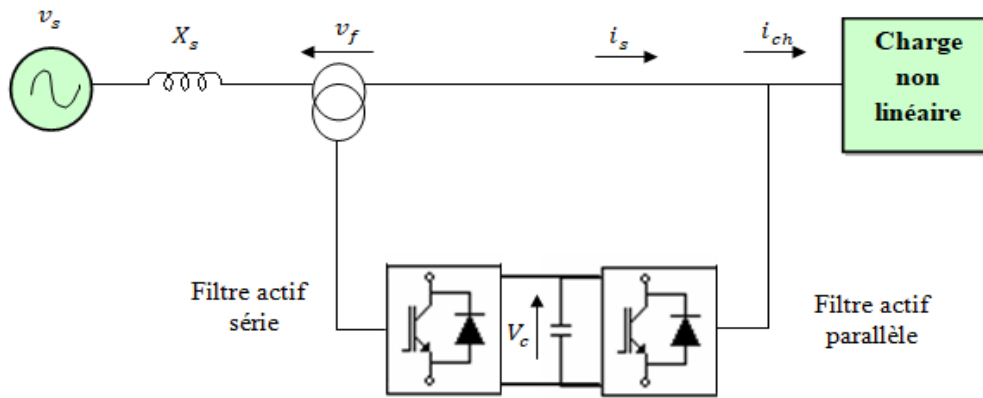


Figure (I. 12)- Structure du conditionneur universel de la qualité d'onde "UPQC"

I.8.3.5. Utilisation de Filtres hybrides

Dans cette topologie, le filtre actif et le filtre passif sont connectés en parallèle avec la charge comme la montre dans la Figure I.12. Le filtre passif parallèle (FPP) compense les harmoniques de faible rang (comme les 5^e et 7^e), tandis que le filtre actif parallèle (FAP) est utilisé pour les harmoniques de rang élevé [3],[5],[16],[20].

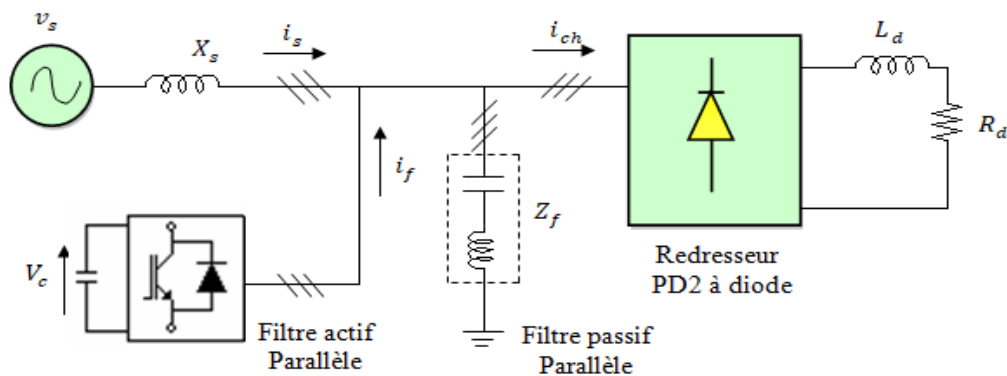


Figure (I. 13)- Association du filtre actif parallèle avec filtre passif

I.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord exploré les problèmes liés aux harmoniques dans les réseaux de distribution, en détaillant leurs caractéristiques, sources et conséquences. Afin de protéger les consommateurs, ainsi que les producteurs et distributeurs d'énergie, des experts en génie électrique ont établi des normes d'immunité et d'émission. Cela a mené à la création d'un domaine de recherche visant à développer des solutions pour compenser la pollution harmonique.

Parmi ces solutions, les filtres passifs, bien que souvent efficaces, sont limités par des problèmes d'encombrement et de résonance. Les filtres actifs, en revanche, sont considérés comme la solution optimale pour non seulement compenser les harmoniques, mais aussi améliorer la qualité de l'énergie dans le réseau. Nous avons aussi présenté la combinaison de filtres actifs avec des filtres passifs et des systèmes d'énergie renouvelable. L'évolution des filtres actifs a été revue, mettant en avant l'importance de l'identification des courants harmoniques de référence, qui sont essentiels pour générer les courants harmoniques à injecter.

Enfin, le processus d'identification des harmoniques par différentes techniques pour un filtrage actif triphasé parallèle sera détaillé dans le prochain chapitre.

***Chapitre II. Etude, modélisation et
régulation du filtre actif parallèle
(FAP)***

Chapitre II. Etude, modélisation et régulation du filtre actif parallèle (FAP)

II.1. Introduction

Les inconvénients des techniques de purification abordés dans le chapitre précédent, notamment l'apparition de résonances dans le filtre passif et les avancées récentes dans le secteur des composants semi-conducteurs contrôlables, ont rendu les filtres actifs très attractifs.

Ce chapitre se concentrera sur une analyse approfondie du filtre actif en parallèle et de son système de contrôle. Le fonctionnement du filtre actif repose sur l'injection d'un courant harmonique qui soit en phase opposée, avec la même forme et amplitude que celui produit par la source polluante. Il est essentiel de disposer d'un dispositif permettant de détecter le contenu harmonique de la source polluante. L'onduleur doit être capable de reproduire avec précision ce contenu harmonique. L'efficacité de cet onduleur repose sur la stabilité de sa tension d'entrée. Un régulateur assurant cette tension est également crucial. En plus de filtrer les harmoniques, le filtre actif peut également contribuer à améliorer le facteur de puissance.

II.2. Structure générale d'un filtre actif shunt

La Figure (II-1) illustre la configuration générale du filtre actif en parallèle, qui se compose de deux sections : la section de puissance et la section de contrôle [21].

La section de puissance comprend :

- Un onduleur de tension utilisant des interrupteurs de puissance, qui peuvent être activés et désactivés (GTO, IGBT, avec des diodes en parallèle inversée).
- Un dispositif de stockage d'énergie, généralement sous forme capacitive.
- Un filtre en sortie.

La section de contrôle, quant à elle, est formée de :

- Un module pour identifier les courants perturbés, intégrant un système basé sur un PLL.
- Un régulateur pour la tension continue appliquée aux dispositifs de stockage d'énergie.
- Un régulateur pour le courant injecté dans le réseau depuis l'onduleur de tension.
- Un circuit de contrôle pour l'onduleur de tension.

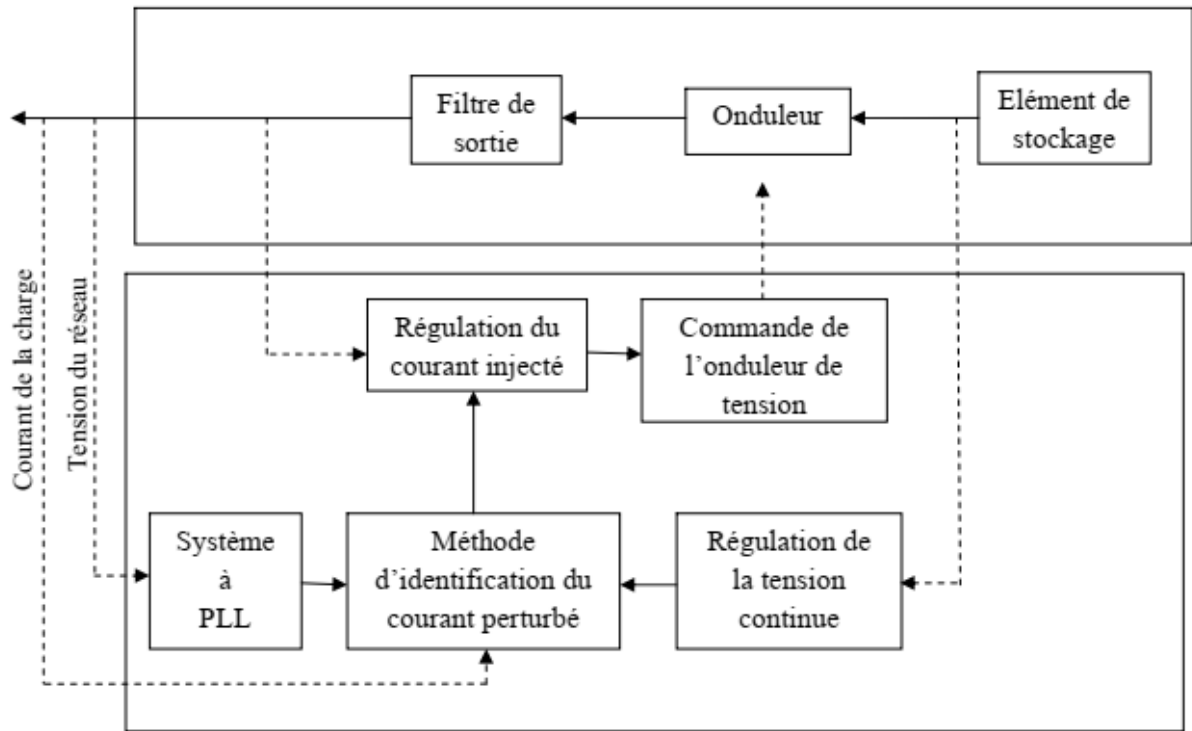


Figure (II. 1)- Structure générale du filtre actif shunt

II.2.1 Etude de la partie puissance

II.2.1.1 Onduleur de tension

a) Structure générale

L'onduleur de tension, en raison de sa polyvalence, est largement employé dans les applications de compensation [22]. Il est constitué de trois bras, chacun comportant deux interrupteurs bidirectionnels en courant, commandés à l'amorçage et au blocage, généralement réalisés à partir de transistors de puissance (MOSFET, IGBT, GTO) associés à des diodes en antiparallèle.

Le stockage de l'énergie est assuré par un condensateur C , jouant le rôle de source de tension continue V_0 . L'onduleur est connecté au réseau électrique à travers un filtre passif de

sortie.

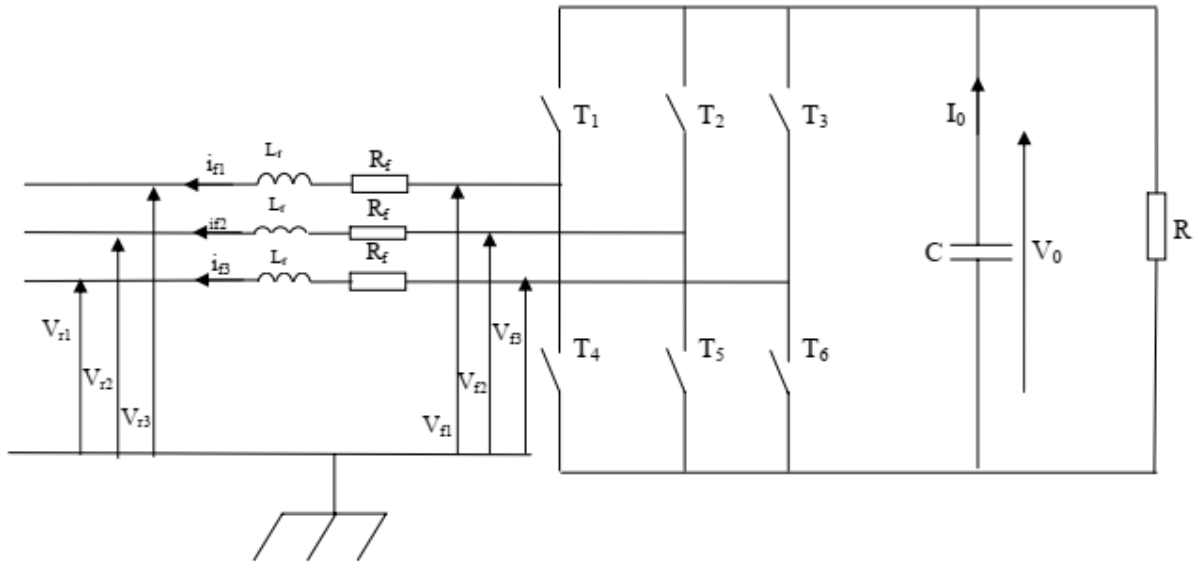


Figure (II. 2)- Filtre actif à structure tension

Au cours de son fonctionnement, Le convertisseur statique assure le transfert d'énergie entre une source de tension et une source de courant via des interrupteurs [22]. Deux règles essentielles doivent être respectées :

1. Les deux interrupteurs d'un même bras ne doivent jamais être fermés en même temps, sous peine de court-circuiter le condensateur. Un temps mort peut être prévu entre les commutations.
2. Une source de courant ne doit jamais être ouverte, d'où la nécessité d'une diode antiparallèle pour assurer la continuité du courant.

b) Tension fournie par l'onduleur

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur sont désignées par les fonctions de connexion (u_1, u_2, u_3) définies ci-dessous [22]:

$$\begin{aligned}
 u_1 &= \left\{ \begin{array}{l} 1 \quad T_1 \text{ fermé et } T_4 \text{ ouvert} \\ 0 \quad T_1 \text{ ouvert et } T_4 \text{ fermé} \end{array} \right\} \\
 u_2 &= \left\{ \begin{array}{l} 1 \quad T_2 \text{ fermé et } T_5 \text{ ouvert} \\ 0 \quad T_2 \text{ ouvert et } T_5 \text{ fermé} \end{array} \right\} \\
 u_3 &= \left\{ \begin{array}{l} 1 \quad T_3 \text{ fermé et } T_6 \text{ ouvert} \\ 0 \quad T_3 \text{ ouvert et } T_6 \text{ fermé} \end{array} \right\}
 \end{aligned} \tag{II-1}$$

Dans l'hypothèse d'un système équilibré, les tensions du réseau sont supposées triphasées et sinusoïdales de fréquence (50 Hz), elles sont définies par :

$$V_{ri} = V_m \sin \left[\omega t - (i - 1) \frac{2\pi}{3} \right] \quad (i = 1, 2, 3) \tag{II-2}$$

$$\text{Avec: } V_{r1} + V_{r2} + V_{r3} = 0 \quad (\text{II-3})$$

V_m et ω sont respectivement, l'amplitude de la tension et la pulsation du réseau.

Les tensions entre phase imposées par l'onduleur sont alors :

$$\begin{bmatrix} V_{f1} - V_{f2} \\ V_{f2} - V_{f3} \\ V_{f3} - V_{f1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 - u_2 \\ u_2 - u_3 \\ u_3 - u_1 \end{bmatrix} V_0 \quad (\text{II-4})$$

Le courant délivré par la capacité est :

$$i_0 = -C \frac{dV_0}{dt} = \sum_{i=1}^3 (u_i i_{fi}) - \frac{V_0}{R} \quad (\text{II-5})$$

V_{f1} , V_{f2} , V_{f3} sont les tensions par rapport au point neutre, elles vérifient l'équation :

$$\begin{bmatrix} V_{f1} \\ V_{f2} \\ V_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{r1} \\ V_{r2} \\ V_{r3} \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_f & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix} \quad (\text{II-6})$$

Sachant que la somme des courants du filtre actif est nulle :

$$i_{f1} + i_{f2} + i_{f3} = 0 \quad (\text{II-7})$$

On déduit des équations (II-3), (II-6) et (II-7) :

$$V_{f1} + V_{f2} + V_{f3} = 0 \quad (\text{II-8})$$

Les équations (II-4) et (II-8) donnent :

$$\begin{bmatrix} V_{f1} \\ V_{f2} \\ V_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \frac{V_0}{3} \quad (\text{II-9})$$

Les variables u_1 , u_2 , u_3 prennent chacune deux valeurs possibles, il en résulte huit états possibles pour les tensions V_{f1} , V_{f2} , V_{f3} résumées dans le tableau (II-1) :

Tableau (II. 1): Tensions délivrées par l'onduleur

Etat	u_1	u_2	u_3	V_{f1}	V_{f2}	V_{f3}
1	0	0	0	0	0	0
2	0	0	1	$-\frac{1}{3}V_0$	$-\frac{1}{3}V_0$	$\frac{2}{3}V_0$
3	0	1	0	$-\frac{1}{3}V_0$	$\frac{2}{3}V_0$	$-\frac{1}{3}V_0$
4	0	1	1	$-\frac{2}{3}V_0$	$\frac{1}{3}V_0$	$\frac{1}{3}V_0$
5	1	0	0	$\frac{2}{3}V_0$	$-\frac{1}{3}V_0$	$-\frac{1}{3}V_0$
6	1	0	1	$\frac{1}{3}V_0$	$-\frac{2}{3}V_0$	$\frac{1}{3}V_0$
7	1	1	0	$\frac{1}{3}V_0$	$\frac{1}{3}V_0$	$-\frac{2}{3}V_0$
8	1	1	1	0	0	0

II.2.1.2. Le filtre de sortie

Le filtre de sortie est un filtre passif utilisé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique [22]-[23].

Le filtre de sortie est dimensionné pour satisfaire les deux critères suivants :

- Assurer la dynamique du courant :

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_{h-ch} = \frac{d}{dt} \vec{i}_{inj} \quad (\text{II.10})$$

Avec : i_{h-ch} le courant harmonique de la charge et i_{inj} le courant du filtre actif.

- Empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique.
- Le filtre de sortie de premier ordre utilisé dans les onduleurs présente un compromis entre performance de compensation et atténuation des harmoniques. Une faible inductance améliore la dynamique, mais laisse passer des harmoniques vers le réseau, perturbant les équipements voisins. Pour surmonter cette limite, un filtre passif auxiliaire peut être ajouté, soit côté réseau (filtrant les harmoniques résiduels), soit à la sortie de l'onduleur (filtrant les harmoniques de celui-ci). Cette solution améliore l'efficacité globale sans modifier l'architecture existante, mais elle introduit certains inconvénients comme la résonance, la perte de puissance active et le vieillissement des composants. Dans ce travail, un filtre auxiliaire de deuxième ordre (L_1 , C_1 , r_1) est intégré en ligne pour renforcer le filtrage, comme le montre la figure (II-3) :

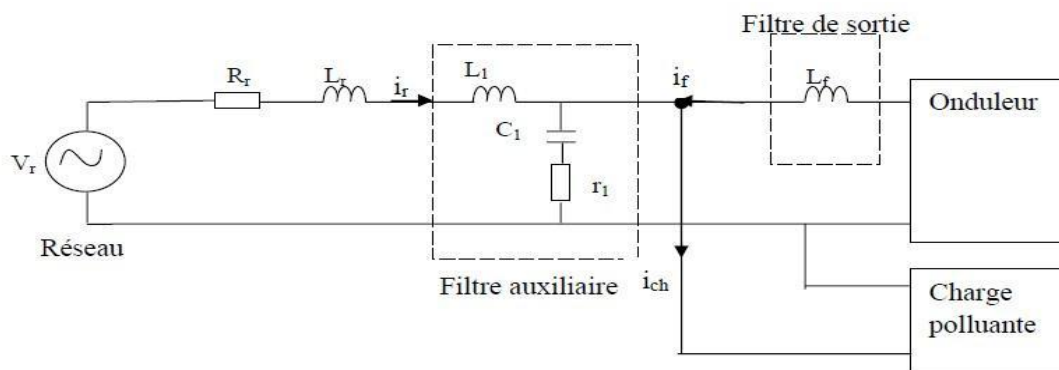


Figure (II. 3)- Insertion des filtres de sortie et auxiliaire

II.2.1.3 Elément de stockage d'énergie

Le stockage d'énergie côté continu se fait généralement par un condensateur C, qui fournit une tension continue flottante V_0 , comme le montre la figure (II-2). Le choix de V_0 et C influence la dynamique et la qualité de compensation du filtre actif parallèle. Une tension

V_0 élevée améliore la réactivité, tandis que les ondulations de cette tension, liées à la taille de C, peuvent nuire à la qualité de compensation [21]. Ces fluctuations augmentent avec l'intensité et la faible fréquence du courant du filtre. Ainsi, seuls les quarante premiers harmoniques sont pris en compte pour dimensionner le système de stockage.

II.2.2 Etude de la partie commande - contrôle

II.2.2.1. Identification des courants de référence

La charge polluante absorbe un courant constitué d'une composante fondamentale et de composantes harmoniques. Le but du filtrage actif est la génération de courants harmoniques de même amplitude mais en opposition de phase avec ceux absorbés par la charge. Ainsi, le courant absorbé au réseau sera sinusoïdal. Il est donc nécessaire d'identifier avec précision les courants harmoniques de la charge polluante.

Plusieurs algorithmes d'identification des grandeurs harmoniques de référence et de nombreuses techniques de commande et de régulation ont été développés depuis la mise en place des premiers filtres actifs. La génération de signaux de référence afin de générer les signaux de référence servant à la commande du filtre actif, nous avons opté pour les algorithmes de commande suivants :

- Identification par la méthode des puissances instantanées classique avec FPB.
- Identification par la méthode des puissances instantanées avec FMVs.
- Identification par la méthode Référentiel synchrone (SRF).

II.2.2.1.1. Identification par la méthode des puissances instantanées classique avec FPB :

Cette méthode introduit par H. Akagi qui est une méthode temporelle. Elle était utilisée afin d'éviter les difficultés dues au nombre élevé de calcul lors de la mise en œuvre de méthodes fréquentielles telle que la transformée de Fourier (Transformées de Fourier rapide ou discrète), exploite la transformation de Concordia de tensions simples et courants de ligne, afin de calculer les puissances réelle, imaginaire et homopolaire instantanées. Elle permet de transformer la composante fondamentale en une composante continue et les composantes harmoniques en composantes alternatives. Cette transformation est nécessaire si nous voulons éliminer facilement la composante continue. Le principe de la méthode de puissances réelle, imaginaire et homopolaire instantanées est énoncé ci-dessous [23]-[24] :

Soient respectivement les tensions simples et les courants de ligne d'un système triphasé avec homopolaire, $v_{s1}(t)$, $v_{s2}(t)$, $v_{s3}(t)$ et $i_{c1}(t)$, $i_{c2}(t)$, $i_{c3}(t)$. La transformation de Concordia permet de ramener ce système triphasé des axes 1-2-3 aux axes α - β -0, comme le montre les deux relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

La composante homopolaire de la tension source équilibrée, nous pouvons écrire alors :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Remarque : Il est à noter que le courant du neutre i_n et le courant homopolaire i_o sont liés par la relation ci-dessous :

$$i_n = i_{c1} + i_{c2} + i_{c3} \quad (\text{II.14})$$

$$i_o = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{c1} + i_{c2} + i_{c3}) = \frac{1}{\sqrt{3}} i_n \quad (\text{II.15})$$

Dans le repaire de Concordia, la puissance réelle et la puissance imaginaire sont données par la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Avec :

\bar{p} et \bar{q} : Composantes continues de la puissance réelle et imaginaire respectivement.

\tilde{p} et \tilde{q} : Composantes Alternatives de la puissance réelle et imaginaire respectivement.

Nous voulons compenser les harmoniques de courant. Après isolation des composantes fondamentales en tension notées $\bar{V}_{\alpha\beta}$, et des courants harmoniques $\tilde{i}_{\alpha\beta}$. Nous pouvons alors calculer les composantes alternatives des puissances réelle (p) et imaginaire (q) instantanées par:

$$\begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{V}_\alpha & \bar{V}_\beta \\ -\bar{V}_\beta & \bar{V}_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Les composantes harmoniques du courant $\tilde{i}_{\alpha\beta}$ sont alors définies par :

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{V}_\alpha & \bar{V}_\beta \\ -\bar{V}_\beta & \bar{V}_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\bar{V}_\alpha^2 + \bar{V}_\beta^2} \begin{bmatrix} \bar{V}_\alpha & \bar{V}_\beta \\ -\bar{V}_\beta & \bar{V}_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Soit :

$$\tilde{i}_\alpha = \frac{\bar{V}_\alpha}{(\bar{V}_\alpha^2 + \bar{V}_\beta^2)} \tilde{p} - \frac{\bar{V}_\beta}{(\bar{V}_\alpha^2 + \bar{V}_\beta^2)} \tilde{q} \quad (\text{II.20})$$

$$\tilde{i}_\beta = \frac{\bar{V}_\beta}{(\bar{V}_\alpha^2 + \bar{V}_\beta^2)} \tilde{p} - \frac{\bar{V}_\alpha}{(\bar{V}_\alpha^2 + \bar{V}_\beta^2)} \tilde{q} \quad (\text{II.21})$$

Nous remarquons de ces équations que dans les expressions de i_α et de i_β la puissance homopolaire est absente.

Nous prenons :

$$i_{f\alpha}^{ref} = \tilde{i}_\alpha \quad , \quad i_{f\beta}^{ref} = \tilde{i}_\beta \quad , \quad \text{et pour l'homopolaire : } i_{f0}^{ref} = i_0$$

Maintenant, il est aisé de remonter aux courants de référence par la transformation inverse de Concordia [11]:

$$\begin{bmatrix} i_{f1}^{ref} \\ i_{f2}^{ref} \\ i_{f3}^{ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f\alpha}^{ref} \\ i_{f\beta}^{ref} \\ i_{f0}^{ref} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

❖ Filtres d'extraction

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



Figure (II. 4)- Filtres d'extraction.

Comme cela est exposé dans la littérature, ces filtres d'extraction permettent d'obtenir une élimination plus ou moins satisfaisante de la composante continue, car leurs

caractéristiques concernant le résidu harmonique sont différentes. Ils n'ont pas donné entière satisfaction car [25] :

- Pour obtenir une extraction satisfaisante, le régime dynamique est lent. En générale, la fréquence de coupure est choisie assez basse, entre 5 Hz et 35 Hz, ce qui engendre alors une instabilité du filtre actif lors de variations rapides de la charge.
- Dans le cas contraire, si l'on choisit une fréquence de coupure plus élevée, la précision de la détermination de la composante alternative est altérée et peut s'avérer insuffisante.

La figure. II.5 illustre l'algorithme d'identification:

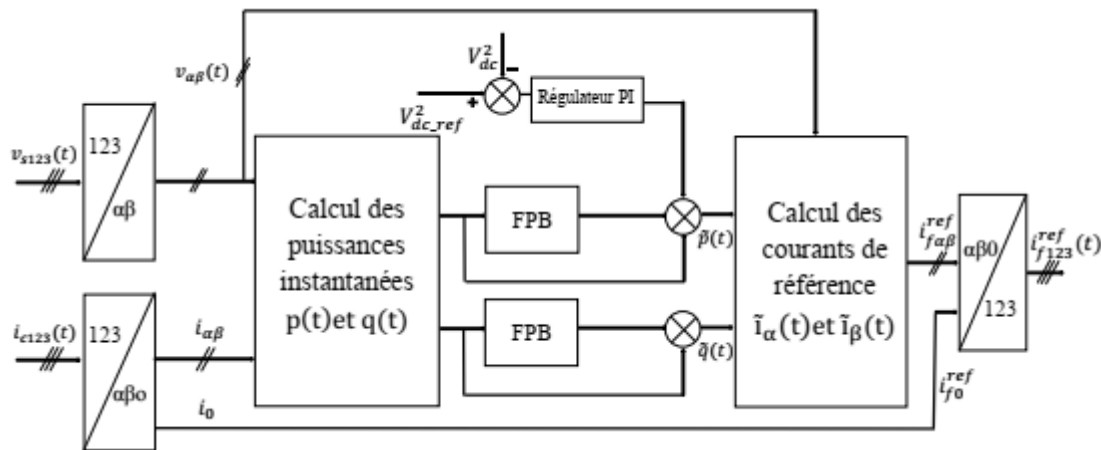


Figure (II. 5)- Identification par la méthode des puissances instantanées classique avec FFB.

II.2.2.1.2 Identification par la méthode des puissances instantanées avec FMVs

Cette méthode utilise le même principe de la méthode des puissances instantanées classique exploite la transformation de Concordia de tensions simples et courants de ligne, afin de calculer les puissances réelle, imaginaire et homopolaire instantanées.

Mais les filtres d'extractions (Passe Bas Ou Passe Haut) permettent d'obtenir une élimination plus ou moins satisfaisante, Pour ces raisons, un nouveau type de filtre d'extraction nommé ici Filtre Multi Variable (FMV) a été développé, Son principe de base s'appuie sur les travaux de Song Hong-Scok [24-25-26], et est basé sur l'extraction de la composante fondamentale des signaux, directement selon les axes α, β comme cela est présenté à la Figure.II.6 :

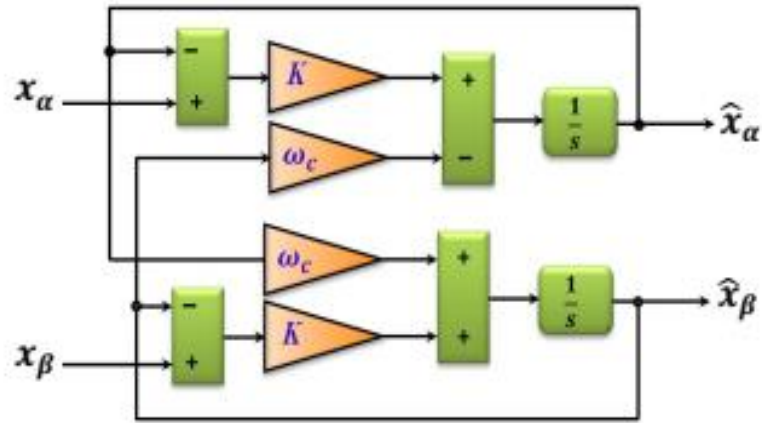


Figure (II. 6)- Diagramme de circuit du FMV

Le modèle mathématique est développé dans la première fois par Song Hong-Scok, la relation entre les grandeurs d'entrée et de sortie est :

$$\hat{x}_{\alpha\beta} (t) = e^{j\omega t} \int e^{-j\omega t} x_{\alpha\beta}(t) dt \quad (\text{II.23})$$

Selon les axes α - β , les expressions liant les composantes $\hat{X}_{\alpha\beta}$ en sortie du FMV aux composantes d'entrée $X_{\alpha\beta}$ sont les suivantes :

$$\hat{x}_{\alpha} = \left(\frac{k}{s} [x_{\alpha}(s) - \hat{x}_{\alpha}(s)] - \frac{\omega_c}{s} \cdot \hat{x}_{\beta}(s)\right) \quad (\text{II.24})$$

$$\hat{x}_{\beta} = \left(\frac{k}{s} [x_{\beta}(s) - \hat{x}_{\beta}(s)] - \frac{\omega_c}{s} \cdot \hat{x}_{\alpha}(s)\right) \quad (\text{II.25})$$

Où:

$\omega_c = 2\pi f.h$: pulsation de coupure, avec h est l'ordre de la composante à filtrer.

$x_{\alpha\beta}$: les composantes électrique d'entrés du FMV sur l'axe (α - β).

$\hat{x}_{\alpha\beta}$: les composantes de sortie du FMV sur l'axe (α - β).

K : constante à fixer.

La Figure.II.7 illustre l'algorithme d'identification :

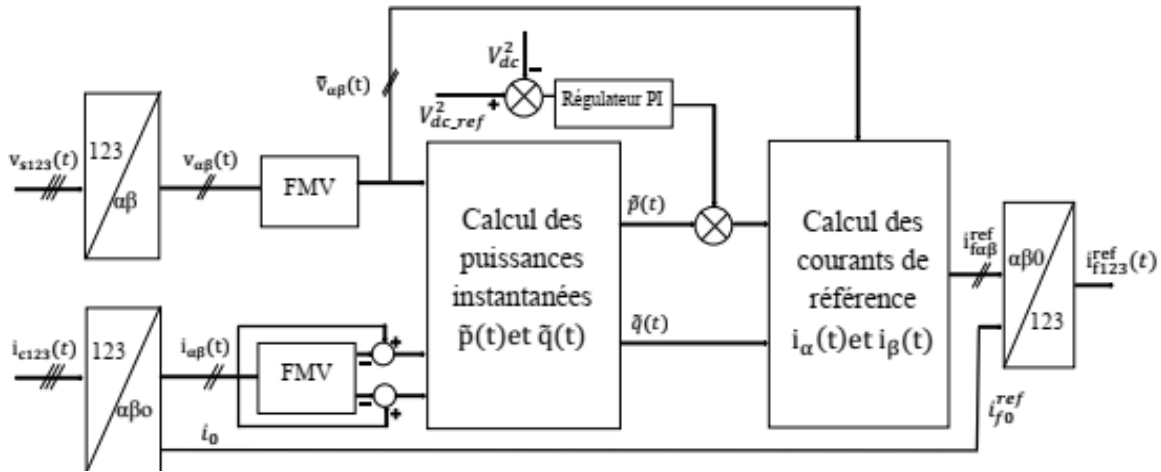


Figure (II. 7)- Identification par la méthode des puissances instantanées avec FMVs.

❖ Structure du circuit PLL modifié par FMV

Dans le cas où la tension du réseau électrique est perturbée ou déformée, le système à base de PLL (Phase Locked Loop ou Boucle à Verrouillage de Phase) est utilisé pour extraire la composante fondamentale directe de la tension du réseau [5]. Le besoin d'utilisation du circuit PLL est indispensable pour un système de filtrage actif, puisqu'elle est utilisée pour corriger la phase et la fréquence de la tension du réseau, par conséquent la sortie du circuit PLL est utilisée pour commander les systèmes de filtrage actif (réguler le bus continu capacitif). Le schéma de principe du circuit PLL est bien illustré dans la Figure.II.8.

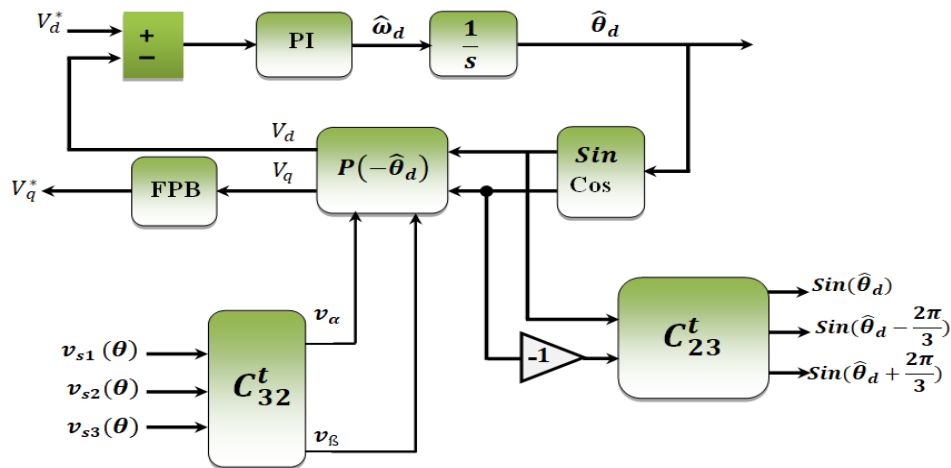


Figure (II. 8)- Schéma de principe du système à PLL

Le principe de la boucle à verrouillage de phase, dans notre cas, est basé sur l'emploi d'un simple régulateur PI. Donc le principe de fonctionnement se base sur la transformation de Park dans le repère $d-q$. A partir de la Figure. II.8, les tensions $V_{sabc}(\theta)$, mesurées au point

de raccordement du filtre actif parallèle, subissent dans un premier temps la transformation de Concordia (α - β) [5].

Les tensions ainsi obtenues sont exprimées dans le repère de Park par une rotation ($-\hat{\theta}_d$). L'angle de cette rotation, issu de l'intégration de l'estimation de la pulsation ω_d , est déterminé par le régulateur PI. La PLL sera verrouillée lorsque l'angle estimé θ_d sera égal à θ . Les tensions simples mesurées au point de raccordement dans le repère (α - β) sont données par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

La transformée de Park (d - q) avec un angle de rotation θ_d est ensuite appliquée :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ -\sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

Nous obtenons alors la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{3}V_m \begin{bmatrix} \sin(\theta - \hat{\theta}) \\ -\cos(\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} \approx \sqrt{3}V_m \begin{bmatrix} \sin(\Delta\theta) \\ -\cos(\Delta\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Où V_m est la valeur efficace de la tension du réseau

Dans le cas où l'angle estimé $\hat{\theta}_d$ et l'angle du réseau θ sont égaux, La PLL sera verrouillée, ce qui génère un déphasage nul $\Delta\theta = 0$, nous pouvons aussi écrire :

$$V_{sd} = 0$$

$$V_{sq} = -\sqrt{3}V_m$$

Il est possible de contrôler θ en régulant V_{sd} à zéro. L'expression de la pulsation $\hat{\omega}_d$ de la Figure II.12 est montrée par l'équation suivante :

$$\hat{\omega}_d = \frac{d\hat{\theta}_d}{dt} = F(s) \cdot V_m (\theta - \hat{\theta}_d) \quad (\text{II.29})$$

Nous pouvons modifier le circuit PLL utilisé dans les systèmes de puissances dans le cas où la tension du réseau n'est pas sinusoïdale, et par conséquent avoir un PLL robuste [5].

La Figure.II.9 montre la structure du PLL robuste, le comportement du FMV avec le circuit PLL avec différent régime de tension sera présenté dans les résultats de simulation.

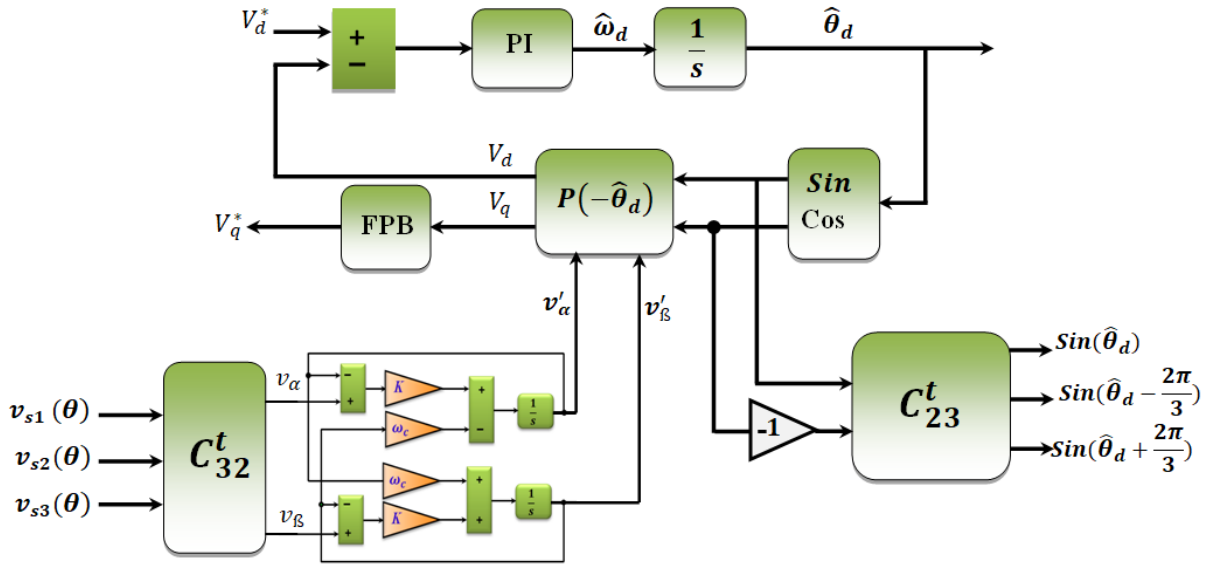


Figure (II. 9)- Schéma détaillé de la structure de la PLL modifié par le FMV.

Le principe de méthodes d'identification temporelle modifiée consiste à remplacer les deux filtres passe bas ou passe haut utilisés pour séparer les composantes continue et alternative par un seul FMV, et aussi remplacer le circuit PLL classique par le circuit PLL modifiée.

II.2.2.1.3 Identification par la méthode Référentiel synchrone SRF

Dans la méthode du repère synchrone, appelée aussi méthode des courants instantanés d et q, les courants de la charge sont transformés dans le repère synchrone. Elle permet d'obtenir des meilleures performances même si la tension du réseau est perturbée ou déséquilibrée [27]. La Figure.II.10 représente le schéma de principe de cette méthode.

La transformation de Concordia est définie comme suit [27]:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

Les courants i_α , i_β sera extraite de la composante harmonique des courants à l'aide d'un FMV.

Dans ce cas, les courants \tilde{i}_α , \tilde{i}_β sont transformés dans un référentiel synchrone d-q. Ce dernier étant synchronisé avec les tensions de source, et tournant à la même fréquence. Cette transformation est définie par :

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

Où (ωt) qui représente la position angulaire du repère tournant est une fonction linéaire de la pulsation angulaire. Ce repère de référence tourne à une vitesse constante en synchronisme avec les tensions triphasées.

Enfin, les courants de référence sont générés dans le plan triphasé 1-2-3 est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{f1}^{ref} \\ i_{f2}^{ref} \\ i_{f3}^{ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f\alpha}^{ref} \\ i_{f\beta}^{ref} \\ i_{f0}^{ref} \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

L'une des caractéristiques les plus remarquables de cet algorithme est que les courants de référence sont directement obtenus à partir des courants de la charge polluante, sans tenir compte des tensions du réseau. Ceci est un avantage important puisque la génération des courants de compensation ne sera affectée ni par les distorsions, ni par les déséquilibres présents dans les tensions de source, renforçant ainsi la robustesse et la performance de la compensation. Cependant, la transformation du plan α - β vers le référentiel d-q des signaux en sinus et cosinus, synchronisés avec les tensions simples du réseau, est indispensable. Ces derniers sont créés en utilisant, dans chaque phase, une boucle à verrouillage de phase, plus connue sous la nomination anglo-saxonne PLL (Phase Locked Loop) [28].

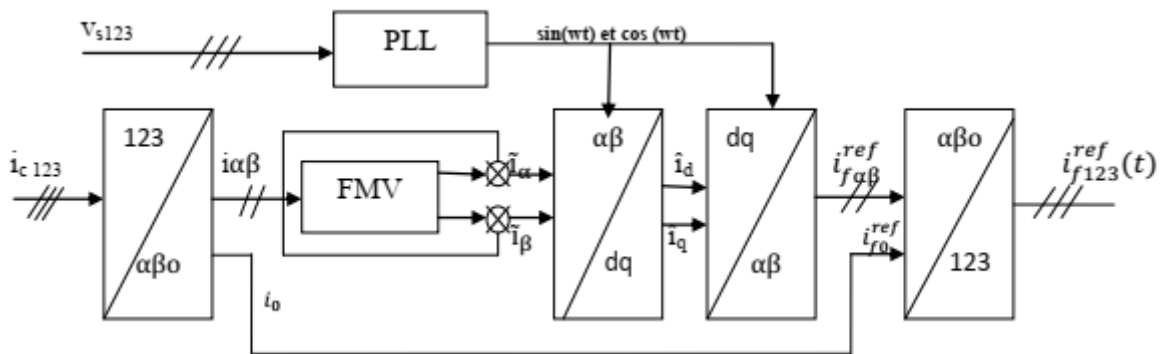


Figure (II. 10)- Extraction des harmoniques par méthode de référentiel synchrone (SRF)

II.2.2.2 Commande de l'onduleur

La commande de l'onduleur consiste à générer les signaux de commutation nécessaires pour appliquer les tensions appropriées aux bornes du filtre actif, de manière à injecter les courants de compensation souhaités. Une fois les courants de référence i_a^* , i_b^* , i_c^* obtenus à partir des méthodes d'identification (p-q, SRF, FMV), ils sont comparés aux courants mesurés i_a , i_b , i_c à l'aide d'un régulateur ou d'un comparateur.

Dans le cas de commande classique, une modulation de largeur d'impulsion (MLI ou PWM) à fréquence fixe est utilisée pour générer les signaux de commande appliqués aux interrupteurs de l'onduleur. Ces signaux sont synchronisés avec la tension du bus continu et respectent un temps mort pour éviter les courts-circuits.

❖ Elaboration de la commande MLI

On compare deux tensions :

- Une en triangle ou en dents de scie v_t de fréquence f_p (porteuse).
- Une sinusoïdale v de fréquence f .

Alors

- Si $v > v_t$, $v_{sortie} = 1$
- Si $v < v_t$, $v_{sortie} = 0$

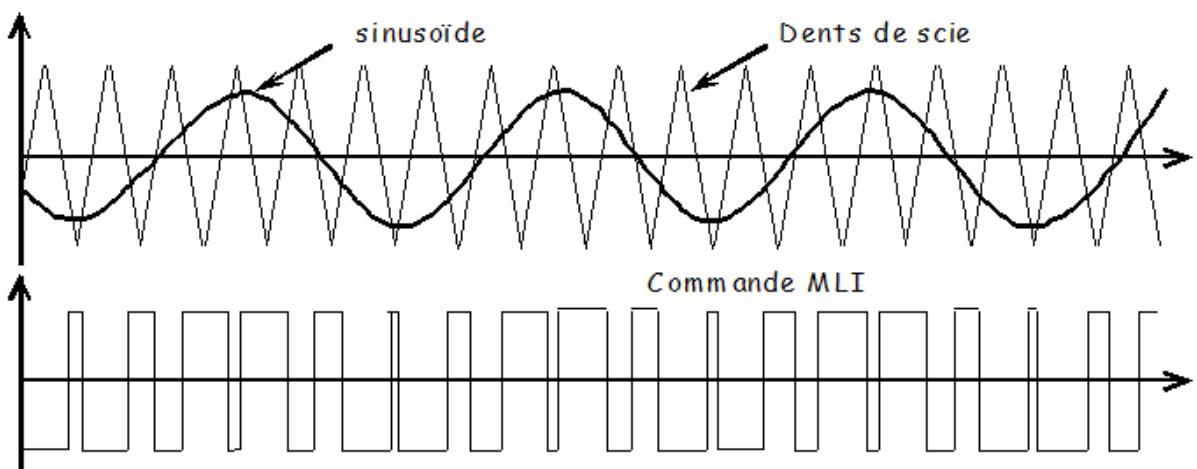


Figure (II. 11): Principe de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)

❖ **Caractéristiques de la MLI**

- Indice de modulation : $m = \frac{f_p}{f}$
- Coefficient de réglage : $r = \frac{V_{max}}{V_{tmax}}$

Dans notre cas, l'architecture de commande utilise une stratégie de MLI conventionnelle (ou prédictive dans le chapitre suivant) pour assurer la commande dynamique des IGBT.

II.2.2.3 Régulation de tension continue

La source d'alimentation du filtre n'est pas une source de tension autonome mais une capacité qui se charge et se décharge. La tension aux bornes de cette dernière n'est pas constante, à cause de sa sensibilité aux échanges de puissance active entre la charge polluante et le réseau. Les pertes dans les composantes de puissance font aussi varier la tension aux bornes de la capacité, d'où la nécessité de réguler cette tension de la maintenir à un niveau constant.

Les principales causes susceptibles de modifier cette tension sont [29-30]:

- Les pertes dans le filtre actif.
- L'injection des courants fondamentaux pendant les régimes transitoires de la charge polluante.
- Les pertes de commutation et par conduction des interrupteurs de puissance.

Afin d'assurer le rôle de source de tension continue, une régulation de cette tension est nécessaire [24]. Pour cela, nous pouvons utiliser un régulateur PI. Si nous négligeons les pertes au niveau de l'onduleur et dans le filtre de sortie, la relation entre la puissance absorbée par le condensateur et la tension à ses bornes peut s'écrire sous la forme suivante :

$$P_{dc} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) \quad (\text{II.33})$$

Appliquons la transformation de Laplace sur cette relation, nous obtenons :

$$P_{dc}(s) = \frac{1}{2} s C_{dc} V_{dc}^2(s) \quad (\text{II.34})$$

La tension aux bornes du condensateur est donnée par :

$$V_{dc}^2(s) = \frac{2P_{dc}(s)}{C_{dc}(s)} \quad (\text{II.35})$$

A partir de la relation (II.35), et en tenant compte du régulateur PI, la boucle de régulation de tension continue peut être représentée par la Figure. II.12. Le choix des paramètres K_{pdc} et K_{idc} aura pour objectif d'obtenir un temps de réponse minimal afin de ne pas nuire la dynamique du filtre actif.

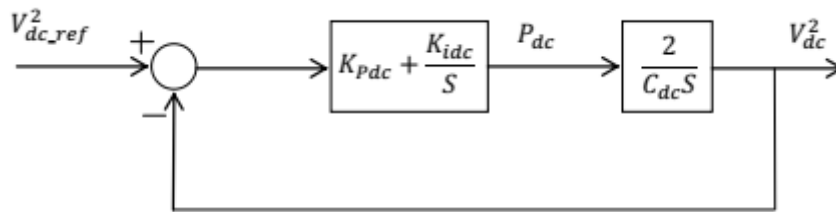


Figure (II. 12)- Boucle de régulation de la tension continue

A partir de la Figure. II.12, la fonction de transfert représentant la régulation en boucle fermée de la tension continue est donnée par :

$$G_{BF} = \frac{\left(1 + \frac{K_{pdc}}{K_{idc}}s\right)}{s^2 + 2\frac{K_{pdc}}{C_{dc}}s + 2\frac{K_{idc}}{C_{dc}}} \quad (\text{II.36})$$

Comparant cette équation avec la forme générale d'une fonction de transfert de deuxième ordre, on trouve :

$$K_{idc} = \frac{1}{2} C_{dc} \omega_c^2 \quad \text{tel que :} \quad \omega_c = 2\pi f \quad \text{et} \quad K_{pdc} = \xi \sqrt{2C_{dc}K_{idc}}$$

II.2.3. Modélisation de la charge polluante

La charge polluante utilisée est un redresseur triphasé à diodes débitant sur une charge résistive R_{ch} en série avec une inductance L_{ch} , elle est illustrée par la Figure.II.13 [31].

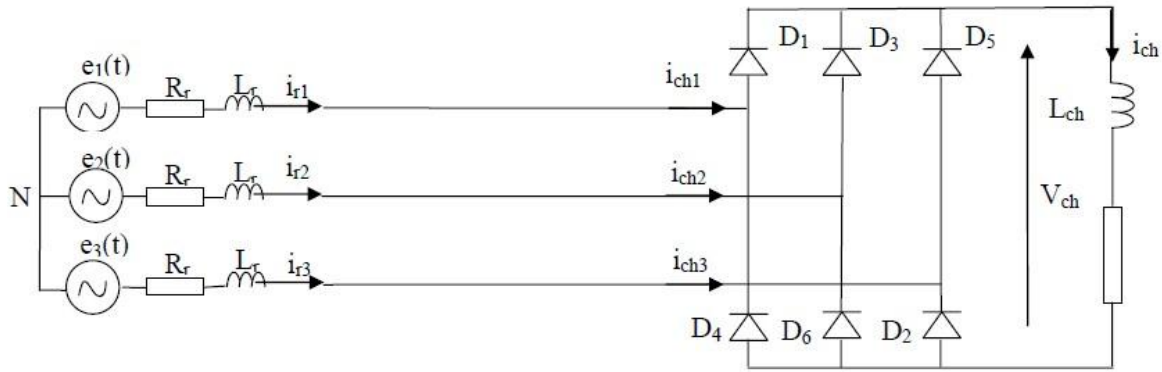


Figure (II. 13)- Schéma de la charge polluante (redresseur à diodes).

II.3. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié en détail le filtre actif parallèle (FAP) en abordant sa structure matérielle (partie puissance) ainsi que les différentes méthodes de commande (partie contrôle) permettant l'identification et l'injection des courants de compensation. Nous avons particulièrement mis l'accent sur les méthodes d'identification temporelle telles que la méthode des puissances instantanées (p-q), la méthode du référentiel synchrone (SRF), ainsi que leur amélioration par l'introduction du filtre multivariable (FMV), permettant une meilleure extraction des composantes harmoniques, même en présence de perturbations dans la tension du réseau.

Nous avons également présenté le rôle fondamental du circuit PLL dans la synchronisation avec le réseau, et son interaction avec le FMV pour renforcer la robustesse du système de commande.

Enfin, nous avons introduit brièvement le principe de commande de l'onduleur, qui représente l'élément clé dans la régulation du courant injecté.

Dans le chapitre suivant, nous développerons en détail la commande prédictive de courant, qui constitue une stratégie avancée et efficace pour piloter le FAP de manière dynamique, tout en assurant une qualité d'énergie optimale, même dans des conditions de fonctionnement complexes.

Chapitre III. Intégration d'un système photovoltaïque MPPT avec commande prédictive pour un filtre actif parallèle

Chapitre III. Intégration d'un système photovoltaïque MPPT avec commande prédictive pour un filtre actif parallèle

III.1. Introduction

Dans le contexte actuel de la transition énergétique et de la montée en puissance des sources d'énergie renouvelable, l'intégration efficace des systèmes photovoltaïques (PV) dans les réseaux électriques devient une priorité stratégique. Ces systèmes sont appelés à non seulement produire de l'énergie propre, mais également à contribuer activement à la qualité de l'énergie injectée dans le réseau, notamment en atténuant les effets des charges non linéaires.

Ce chapitre est consacré à l'étude de l'intégration d'un système photovoltaïque avec un filtre actif parallèle (FAP), dans le but de compenser les harmoniques et d'améliorer la qualité de l'énergie électrique. Pour ce faire, une approche de commande prédictive du courant est adoptée, permettant une régulation rapide et optimale du FAP.

Dans un premier temps, nous présentons le principe de fonctionnement du système photovoltaïque et ses modèles de base. Ensuite, la technique de suivi du point de puissance maximale (MPPT), basée sur la logique floue, est décrite en détail. Par la suite, nous exposons la méthode de génération des courants de référence à l'aide de la transformation MSRF. Enfin, le principe de la commande prédictive appliquée au FAP est abordé, avant de présenter l'architecture globale du système proposé et les résultats de simulation obtenus.

Cette étude vise à démontrer l'efficacité de la commande prédictive combinée à une source d'énergie renouvelable dans la compensation harmonique en milieu résidentiel ou industriel.

III.2. Présentation du système photovoltaïque

III.2.1. Effet photovoltaïque

III.2.1.1. Définition

Il existe deux technologies qui permettent d'exploiter directement l'énergie solaire:

- a- Le solaire thermique (pour le chauffage de l'eau chaude sanitaire)
- b- Le solaire photovoltaïque (pour la production d'électricité) :

Le solaire photovoltaïque exploite l'effet photoélectrique, c'est-à-dire le phénomène de transmission de l'énergie issue des photons de la lumière solaire aux électrons liés à la matière constituante du panneau photovoltaïque.

Le résultat de cette conversion lumineuse est un courant électrique directement exploitable, on retrouve des installations photovoltaïques aussi bien à l'échelle de grandes centrales, profitant d'une énergie lumineuse stratégique et réinjectant l'électricité produite sur le réseau, qu'à l'échelle plus locale du particulier, avec consommation directe ou non de l'électricité [32]. Le rayonnement solaire est constitué de photons transportant chacun une énergie E_{ph} qui répond, elle-même, à la relation suivante :

$$E_{ph} = \frac{h \times c}{\lambda} \quad \text{(III.1)}$$

Où :

E_{ph} : représente la quantité d'énergie.

λ : la longueur d'onde.

h : la constante de Planck.

C : la vitesse de la lumière.

Passons à présent à la modélisation électrique du générateur photovoltaïque.

III.2.1.2. Système PV

Le système de production d'énergie photovoltaïque repose sur deux composants principaux. Premièrement, les panneaux solaires, constitués de jonctions en silicium, sont configurés soit en série, en parallèle, ou selon une combinaison des deux. Ils jouent un rôle essentiel dans le système en générant la tension. Le second composant est le convertisseur élévateur (boost), qui permet non seulement d'augmenter la tension d'entrée, mais aussi de réguler les fluctuations de la tension photovoltaïque. Le convertisseur à courant continu est commandé par un régulateur MPPT, chargé de suivre le point de puissance maximale même en cas de variations soudaines de l'irradiance [33].

III.2.1.3. Panneau solaire

Un panneau solaire est constitué d'un ensemble de cellules solaires qui agissent comme des récepteurs de la lumière solaire. Ces cellules sont interconnectées au sein d'un

cadre spécifique, et sont raccordées soit en série, soit en parallèle. Les panneaux solaires représentent l'élément fondamental d'un système d'énergie solaire [34].

Le modèle à une seule diode est largement utilisé pour la modélisation des panneaux solaires en raison de ses performances remarquables. Un schéma de circuit équivalent est présenté dans la figure 1. Pour déterminer le courant de charge, le modèle à une diode peut être caractérisé à l'aide de la loi des courants de Kirchhoff, comme indiqué dans l'équation (III.2).

$$I = I_{ph} - I_d - \frac{v_{pv} + R_s \times I}{R_p} \quad \text{(III.2)}$$

Où I_{ph} est le photocourant ; I_d est le courant traversant la diode ; V_{pv} représente la tension de la cellule PV ; R_s est la résistance série ; et R_p est la résistance parallèle de la cellule photovoltaïque. Le photo courant I_{ph} peut être exprimé comme dans l'équation (III.3) :

$$I_{ph} = \frac{G}{G_{ref}} [I_{phref} + \mu_{sc}(T_{cell} - T_{ref})] \quad \text{(III.3)}$$

Où T_{cell} et T_{ref} représentent respectivement la température de la cellule PV et la température de référence (en kelvins) ; G désigne l'irradiance solaire ; et μ_{sc} est le coefficient de température.

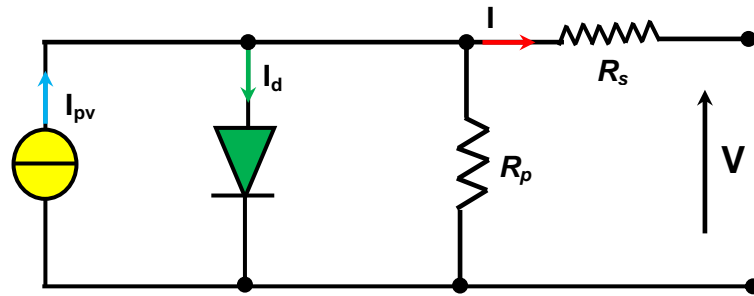


Figure (III. 1)- Schéma équivalent de la cellule solaire à une diode

$$I = I_{ph} - I_s \left[\exp \left(\frac{q(V + R_s I)}{A k T} \right) - 1 \right] - \frac{(V + R_s I)}{R_p} \quad \text{(III.4)}$$

Avec :

I_{pv} (A) : photo courant de la cellule.

I_s (A) : courant de saturation.

T (K) : la température

A : facteur d'idéalité

q : la charge élémentaire ($q=1.602.10^{-19}C$).

K : constante de Boltzmann ($K= 1.38.10^{-38} J/K$).

R_s : résistance série.

R_p : résistance parallèle.

Après avoir modélisé le générateur photovoltaïque, passons maintenant à l'étape cruciale du suivi du point de puissance maximale (MPPT).

III.2.2. Technique MPPT pour le suivi du point de puissance maximale

La logique floue (FLC) est l'un des systèmes d'intelligence artificielle les plus connus pour les unités de contrôle, en raison de ses excellentes performances et de sa faible complexité de mise en œuvre. Elle repose sur trois étapes importantes : la fuzzification, l'évaluation des règles et la défuzzification. Lors de la phase de fuzzification, les variations mesurées du courant et de la tension de sortie photovoltaïques sont utilisées pour déterminer les fonctions d'appartenance (MF) de l'unité de contrôle MPPT basée sur la FLC. Lors de la phase d'évaluation des règles, la procédure de contrôle est déterminée en fonction des règles linguistiques de la FLC, comme illustré dans le tableau 1. Lors de la défuzzification de l'unité de contrôle FL, la valeur attendue de la sortie MF est obtenue et transmise au reste du système. Un contrôleur flou est conçu avec deux entrées et une sortie. La figure (III.2) illustre le mécanisme de la logique floue. Les variables d'entrée sont l'erreur (E) et la variation d'erreur (CE), telles que définies dans (III.5) et (III.6) pour les temps d'échantillonnage (k) [35].

$$E(k) = \frac{P(k) - P(k-1)}{V(k) - V(k-1)} \quad \text{(III.5)}$$

$$CE(k) = E(k) - (k-1) \quad \text{(III.6)}$$

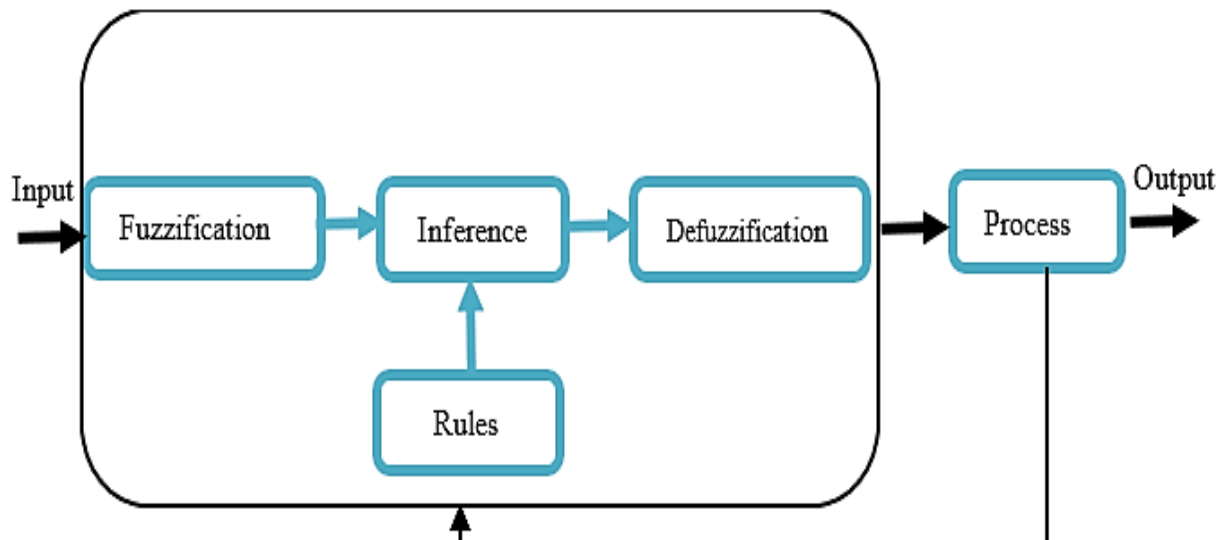


Figure (III. 2)- Structure de la logique floue

Tableau (III. 1): Les règles du contrôleur à logique floue

CE/E	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	NM	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PB	PB	NS
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	ZE
PB	PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB

Note: Change of Error/Error (CE/E) Négatif-Big (NB), Négatif-Medium (NM), Négatif-Small (NS), Zero (ZE), Positif-Big (PB), Positif-Medium (PM), Positif-Small (PS)

D'après l'équation (III.3), Les caractéristiques électriques d'un générateur **PV** et la production de puissance varient fortement en fonction des paramètres métrologique à savoir la température et l'éclairement.

Pour avoir la meilleure adaptation entre le générateur PV une source non linéaire et une charge, la recherche de point de puissance maximum (MPPT) est développée, ce qui permet au générateur de travailler à son maximum de puissance (MPP). Pour ce faire, un contrôleur électronique d'un convertisseur DC-DC survolteur est incorporé entre le générateur PV et la charge comme l'indique la Figure.III.3.

Le principe de fonctionnement de convertisseur DC/D C'est basé sur la fermeture cyclique de l'interrupteur (semi conducteur IGBT). Il est fermé pendant la durée $T_{on}(t \in [0, \alpha T])$ et ouvert pendant la durée $T_{off}(t \in [\alpha, T])$. Le convertisseur est commandé par une MPPT dont le rôle est de faire varier le rapport cyclique α de telle sorte que la puissance fournie par le générateur PV soit maximale [40]-[41].

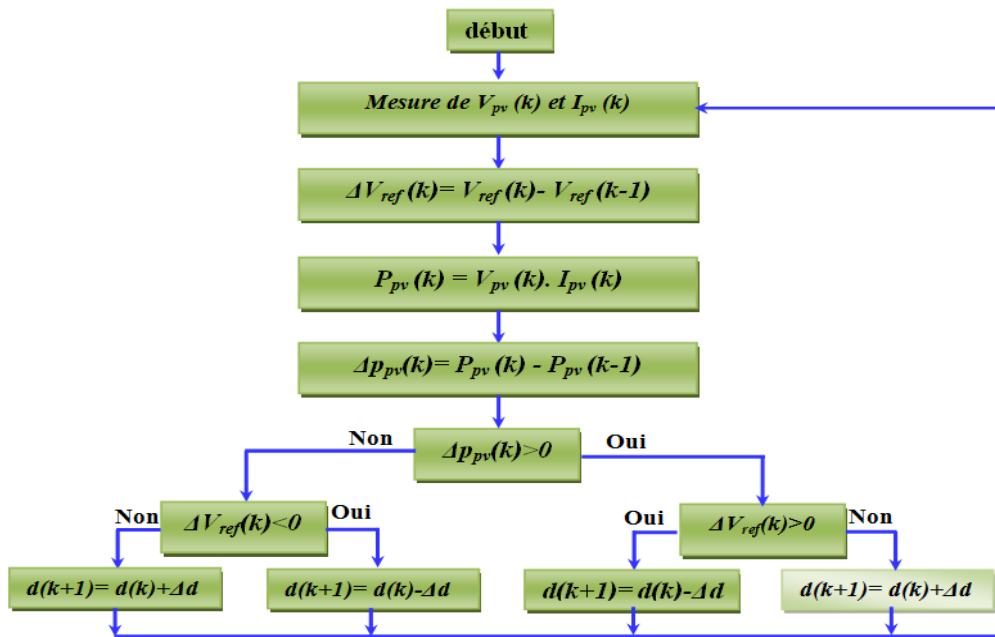


Figure (III. 3)- Organigramme de l'algorithme perturbation et observation

On peut déduire les cas possibles d'après la Figure.III.3 comme suit :

- Si $\Delta P = 0$, la tension pour l'échantillon suivant $V(k+1)$ ne sera pas modifiée puisque le système fonctionne au MPP.
- Si $\Delta P > 0$ et $\Delta V > 0$, $V(k)$ est sur la gauche du MPP et le $V(k+1)$ sera situé sur un point avec une valeur de tension plus élevée de façon à atteindre le MPP.
- Si $\Delta P > 0$ et $\Delta V < 0$, $V(k)$ est sur la droite du MPP et le $V(k+1)$ sera situé sur un point avec une valeur de tension inférieure de manière à atteindre le MPP.
- Si $\Delta P < 0$ et $\Delta V > 0$, $V(k)$ est sur la droite du MPP et le $V(k+1)$ sera situé sur un point avec une valeur de tension inférieure de manière à atteindre le MPP.
- Si $\Delta P < 0$ et $\Delta V < 0$, $V(k)$ est sur la gauche du MPP et le $V(k+1)$ sera situé sur un point avec une valeur de tension plus élevée de façon à atteindre le MPP.

Après le MPPT, nous devons générer les courants de référence pour le filtre actif. Pour cela, nous adoptons la méthode MSRF.

III.3. Génération de courants harmoniques de référence (Méthode MSRF)

Cette méthode est basée sur la technique SRF et implique la génération simplifiée de vecteurs unitaires plutôt qu'un circuit de boucle à verrouillage de phase (PLL) à des fins de synchronisation [36]-[37]. Il a été démontré que cette méthode permet d'obtenir de meilleures performances même lorsque le réseau est perturbé ou déséquilibré. Elle implique la transition

d'un système triphasé équilibré (abc) à un système biphasé (d-q). La transition du système réel (abc) au système (d-q) est réalisée par la transformation de Clark dans le référentiel fixe et orthogonal ($\alpha\beta$), suivie d'une rotation de l'axe. Basée sur la transformation de Park, cette méthode fait passer les courants (i_α, i_β) de la charge aux courants (i_d, i_q) dans un référentiel biphasé (d-q). Cette transformation est réalisée par l'angle électrique θ . Ici, nous utilisons des filtres passe-bas (LPF) pour minimiser les harmoniques de tension des signaux d'entrée, car ils sont essentiels au contrôle. La configuration de base de la méthode du champ récepteur multispatial (MSRF) est illustrée à la figure.III.4.

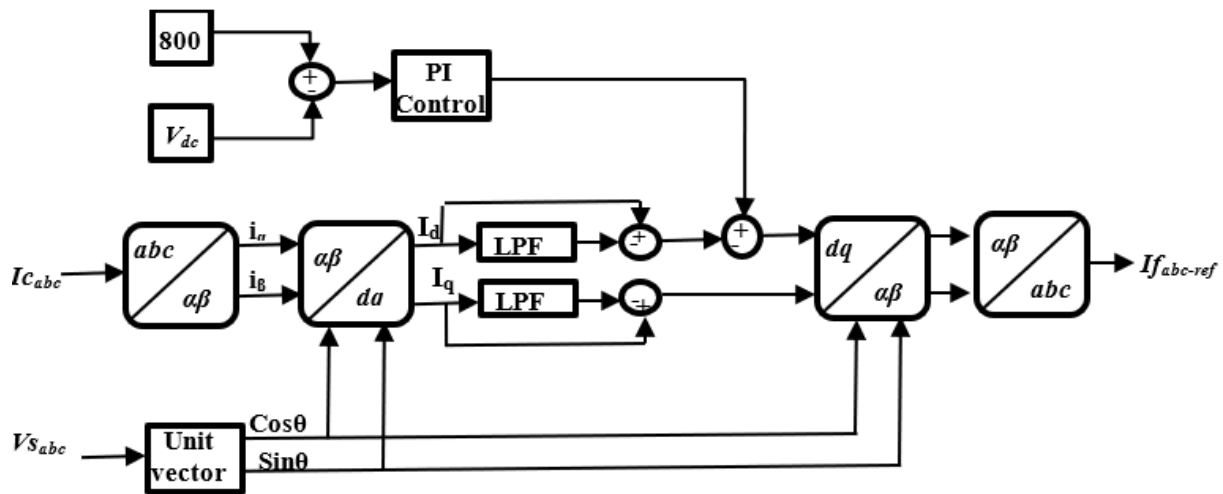


Figure (III. 4)- Schéma fonctionnel de la méthode du référentiel synchrone modifié

Nous pouvons maintenant intégrer le système PV avec le FAP pour constituer une architecture complète.

III.4. Intégration du système PV avec le filtre actif parallèle

III.4.1.Description de la topologie du FAP alimenté par source PV

La structure de la topologie du filtre actif parallèle alimenté par une source photovoltaïque est montrée dans la Figure.III.5, dans ce cas l'alimentation du bus continu C_{dc} est assurée par un générateur photovoltaïque.

L'hacheur survolteur soulève la tension du générateur photovoltaïque à une tension de référence du condensateur du bus continu du FAP. Ce hacheur survolteur, qui force également la circulation du courant dans le bus continu, remplit en fait également la fonction du

Chapitre III. Intégration d'un système photovoltaïque MPPT avec commande prédictive pour un filtre actif parallèle

Le schéma complet du système PV-FAP mis en œuvre est montré dans la Figure.III.5. Ce système PV-FAP sera implémenté par simulation (Matlab/Sumilink), nous avons varié du clairement pour envisager le comportement du FAP avec source.

Les paramètres du système photovoltaïque utilisés pour examiner le comportement du filtre actif avec une source photovoltaïque sont résumés dans le tableau ci-dessous [5]:

Tableau (III. 3): Paramètres du système photovoltaïque-FAP utilisés dans la simulation

Paramètres	Valeurs et unités
f_c (Boost)	15 KHz
MPPT -PI	$K_p=0.16, K_I=0.53$
C_d	2300 μF
L_h	10 mH
R_d	100 Ω
L_d	15 mH

La Figure.III.6 montre les formes d'ondes du courant absorbé par la charge, du courant et la tension de source, du courant injecté par le filtre actif et la tension du bus continu du FAP.

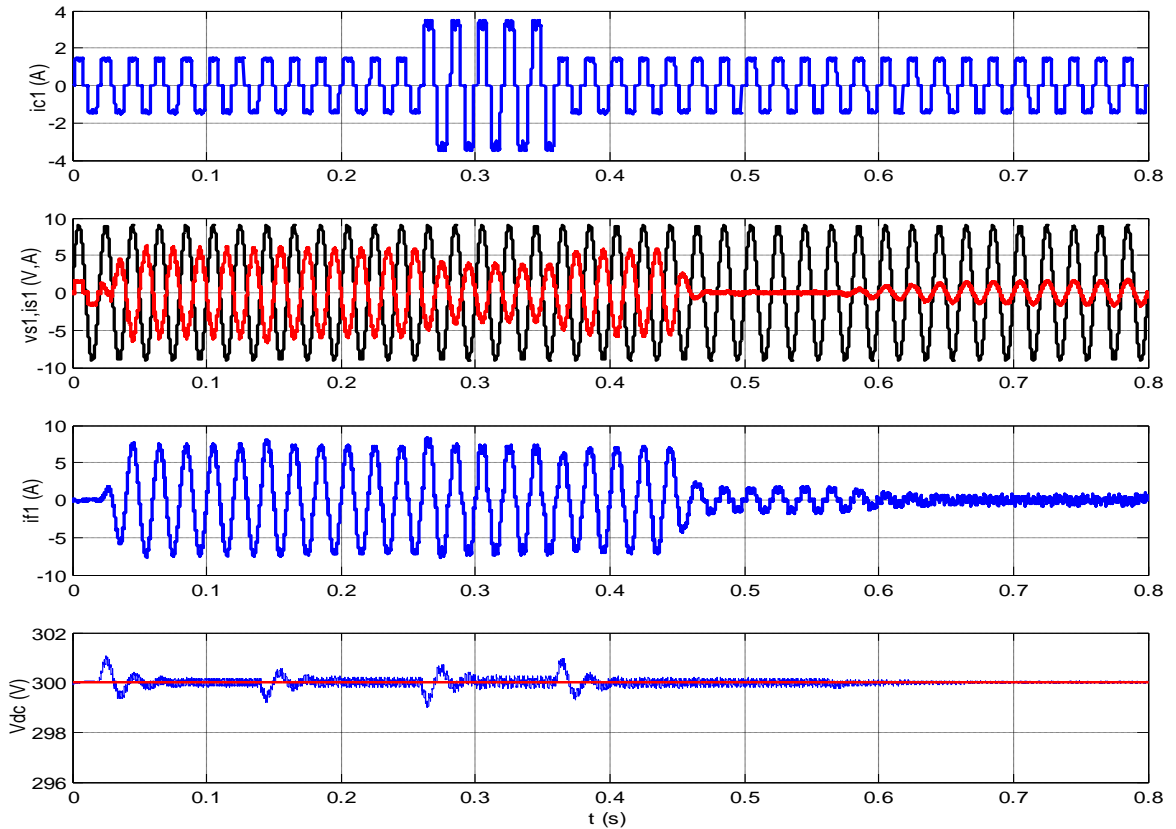


Figure (III. 6)- Modes de fonctionnement du système FAP avec source PV en fonction du clairément.

Chapitre III. Intégration d'un système photovoltaïque MPPT avec commande prédictive pour un filtre actif parallèle

D'après ces formes d'ondes, on peut constater le mode de fonctionnement, ces modes sont partagés par des intervalles de temps en fonction de la valeur du clairément imposée, ces modes seront montrés dans les figures suivantes et seront discutés de manière détaillée afin d'appréhender le comportement majeur du FAP associé avec générateur photovoltaïque.

La Figure.III.28 montre la puissance active du réseau électrique en fonction de la valeur du clairément et la charge non linéaire imposée, la puissance est négative pour un clairément de 800w/m^2 , elle nul pour un clairément de 150w/m^2 et positive pour un clairément nul. Le changement de signe de la puissance signifie un mode de fonctionnement spécifique du système FAP-PV.

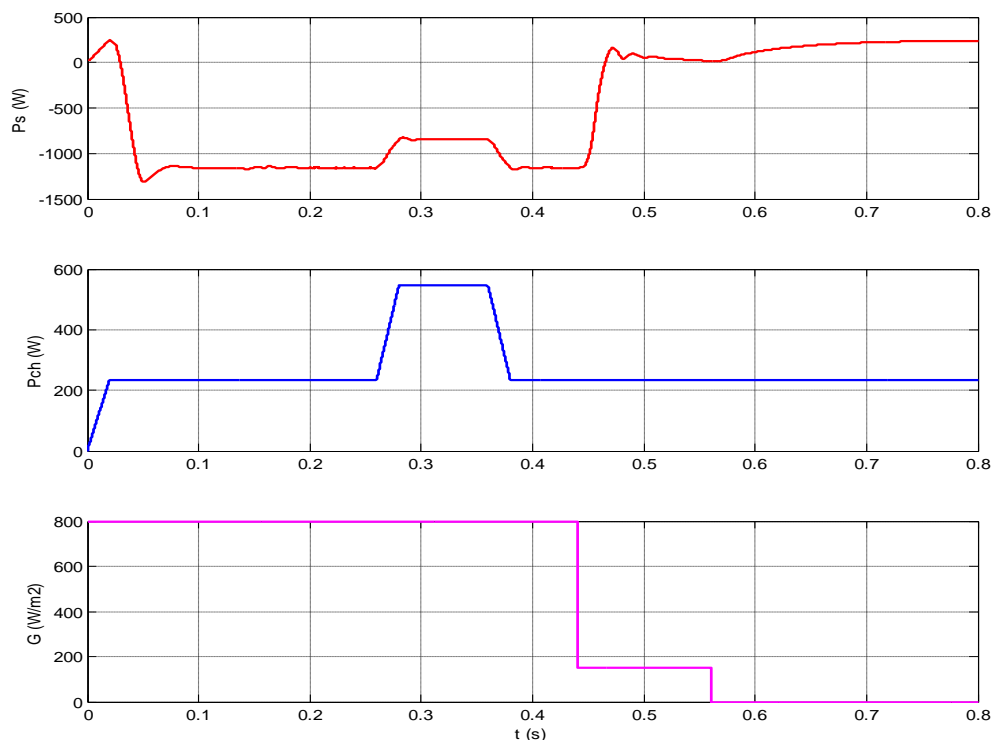


Figure (III. 7)- Puissance active de la charge et réseau en fonction du clairément

La Figure.III.7 montre le fonctionnement du système FAP-PV dans l'intervalle $[0\text{s}-0.28\text{s}]$, le clairément est fixé à 800w/m^2 , avant d'appliquer les courants de charge, on remarque que le courant injecté par le filtre est purement sinusoïdale avec un faible THD de 2,2%, néanmoins le courant de source est déformé, avec un THD de 8.54%, il est en opposition de phase avec la tension de réseau ce qui signifie que la puissance réactive est compensée, on peut constater que le filtre actif injecte seulement la fondamentale générée par le système PV.

Après l'application des courant de charge à l'instant 0.15s, on remarque que la forme d'onde du courant de source est sinusoïdale et présente un THD de 2.62%, et le courant

Chapitre III. Intégration d'un système photovoltaïque MPPT avec commande prédictive pour un filtre actif parallèle

injecté par le filtre est déformé, son THD est de 6.64%, ce qui signifie que filtre actif injecte la fondamentale et les harmoniques.

La tension V_{dc} est maintenue autour de sa valeur de référence 300V. On peut constater dans ce cas que le générateur photovoltaïque a alimenté la charge non linéaire par la puissance dont elle a besoin et injecté l'excès de puissance au réseau. Le signe négatif du courant de source indique que le réseau ne fournit aucune puissance à la charge et lui aussi c'est récepteur.

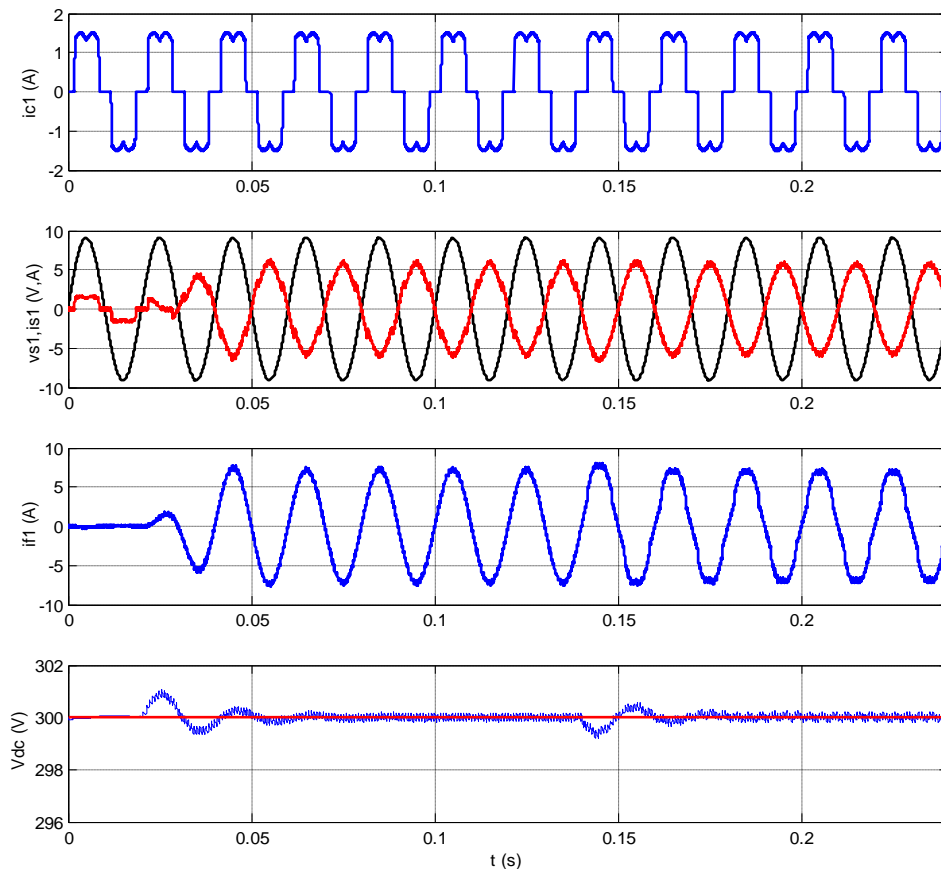


Figure (III. 8)- Mode de fonctionnement dans l'intervalle [0s-0,28s]

La Figure.III.9 montre le fonctionnement du système sous un clairment de $800W/m^2$, à l'instant $0.26s$, on remarque que le courant de source diminue avec l'augmentation de du courant de charge, la forme d'onde du courant de source reste sinusoïdale avec un THD de 4,85%, par contre la déformation du courant de filtre a augmenté, cette déformation est causée par l'augmentation des amplitudes des harmoniques injectés. On remarque aussi que la tension de source est en opposition de phase avec le courant de source ce qui signifie que le générateur photovoltaïque assure l'alimentation de la charge non linéaire et le reste de puissance est l'injecte au réseau. La tension du bus continu présente une fluctuation faible causée par cette variation et rapidement atteint le régime permanant.

Chapitre III. Intégration d'un système photovoltaïque MPPT avec commande prédictive pour un filtre actif parallèle

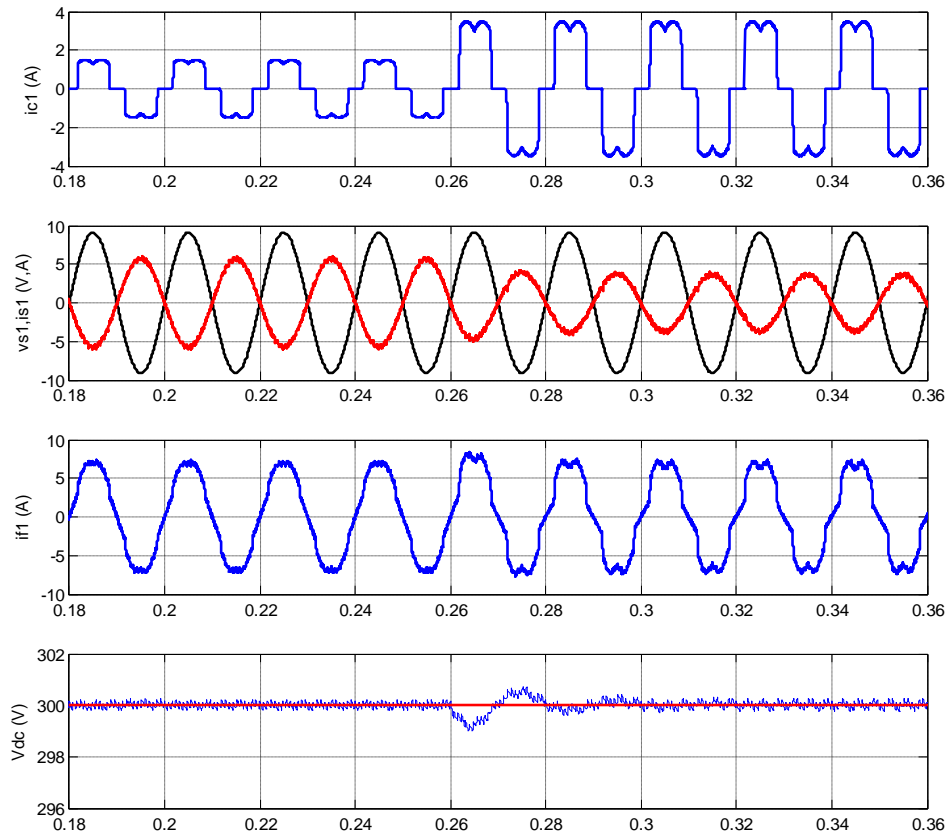


Figure (III. 9)- Mode de fonctionnement dans l'intervalle [0,18s-0,36s]

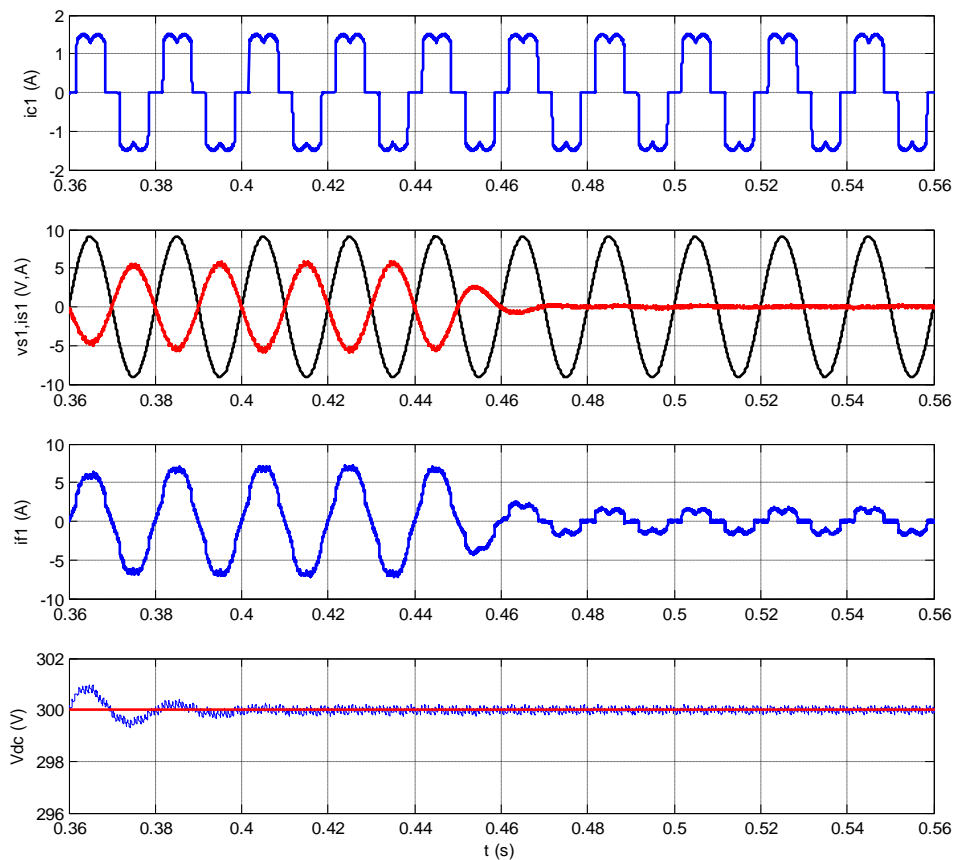


Figure (III. 10)- Mode de fonctionnement dans l'intervalle [0,36s-0,58s]

Chapitre III. Intégration d'un système photovoltaïque MPPT avec commande prédictive pour un filtre actif parallèle

Dans la Figure.III.10, et à l'instant 0,44s, on a diminué le clairement à 150W/m^2 , on remarque que le courant du réseau est nul et le courant injecté par le filtre est presque l'image du courant de charge, leurs THD est de 29,06% et 29,74% respectivement. On peut constater que toute la puissance générée par le système PV est consommée par la charge non linéaire. Le courant de réseau nul signifie que le réseau reste neutre dans cette opération, il ne reçoit pas et ne fournit pas de la puissance.

La Figure.III.11 montre qu'à l'instant 0,58s le clairement est nul, le courant de réseau est devenu en phase avec la tension du réseau, ce qui signifie que la puissance réactive est compensée, la forme d'onde du courant du réseau est sinusoïdale ce qui signifie que le filtre actif injecte seulement les harmoniques et le générateur photovoltaïque ne produit pas aucune puissance. Dans ce cas, le système fonctionne seulement comme filtre actif parallèle.

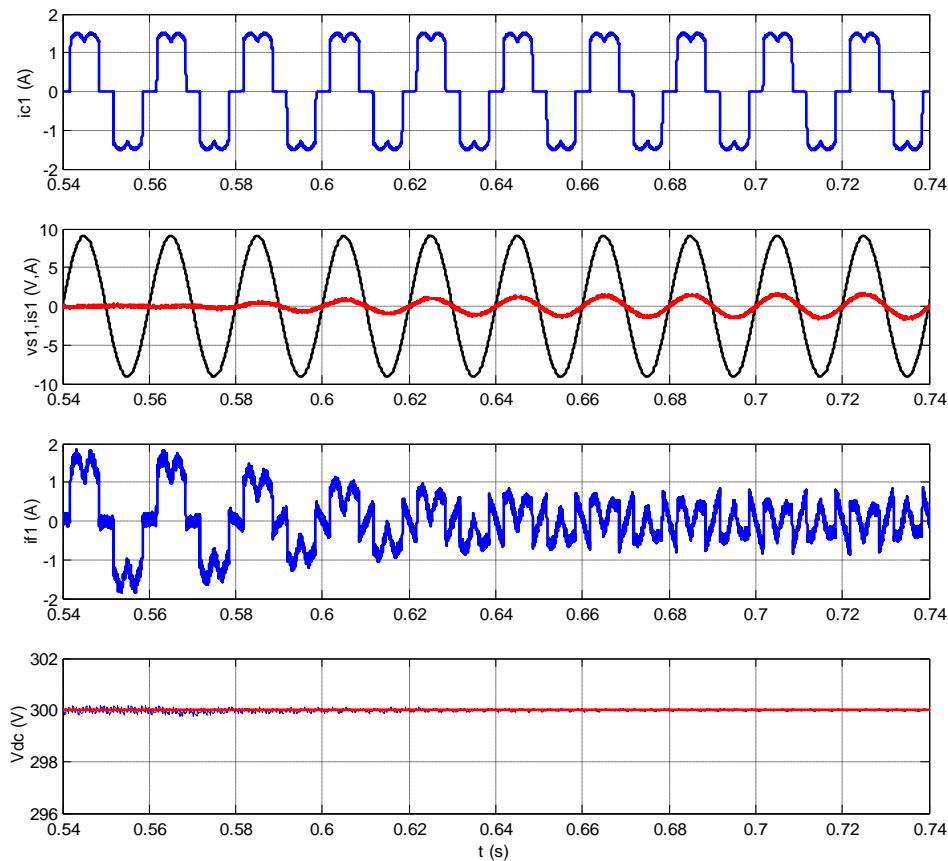


Figure (III. 11)- Mode de fonctionnement [0,54s-0,74s]

Dans cette structure, le boost assure la régulation de la tension DC du bus continu, tout en servant de convertisseur MPPT. Une fois le système intégré, la stratégie de commande adoptée pour le FAP est la commande prédictive de courant. Voyons maintenant son principe.

III.5. Principe de la commande prédictive appliquée au FAP

Le MPC repose sur le fait qu'un onduleur ne peut générer qu'un nombre fini d'états de commutation possibles et que des modèles système peuvent être utilisés pour prédire le comportement des variables à chaque état de commutation. Pour appliquer l'état de commutation approprié, un critère de sélection doit être défini. Ce critère de sélection est exprimé sous la forme d'une fonction de coût, qui sera déterminée pour les valeurs attendues des variables sous contrôle [38]-[39]. L'état de commutation qui minimise la fonction de coût est choisi. Un schéma fonctionnel du MPC utilisé pour la régulation du courant d'un onduleur triphasé est illustré à la figure (III.12). Les étapes fondamentales de cette approche de contrôle peuvent être limitées à trois étapes :

- 1) Création d'un modèle permettant de prédire le comportement futur des variables au fil du temps.
- 2) Création d'une fonction de coût pour calculer l'écart entre le modèle et sa valeur de référence.
- 3) Enfin, la meilleure performance est obtenue en réduisant la fonction de coût.

III.5.1. Modèle d'onduleur

L'onduleur de tension triphasé à deux niveaux basé sur des transistors bipolaires à grille isolée (IGBT) est composé de six interrupteurs de courant bidirectionnels (commandés pour la mise sous tension et la mise hors tension), permettant la conduction du courant dans les deux sens à travers des diodes antiparallèles [35]. Généralement, il est connecté à deux étages passifs : l'un côté courant alternatif (AC) et l'autre côté courant continu (DC). L'étage passif situé du côté AC est principalement destiné au filtrage et est constitué d'une inductance de sortie.

La tension de sortie peut être décrite comme un vecteur spatial dans un repère stationnaire (α - β), selon l'équation (III.7) :

$$v_{\alpha\beta} = R_f i_{\alpha\beta} + L_f \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} + e_{\alpha\beta} \quad \text{(III.7)}$$

Où :

- R_f et L_f représentent respectivement la résistance et l'inductance du filtre,
- $i_{\alpha\beta}$ désigne le courant traversant le filtre,

- $v_{\alpha\beta}$ est la tension délivrée par le SAPF,
- et $e_{\alpha\beta}$ est la force contre-électromotrice estimée (*back-emf*)

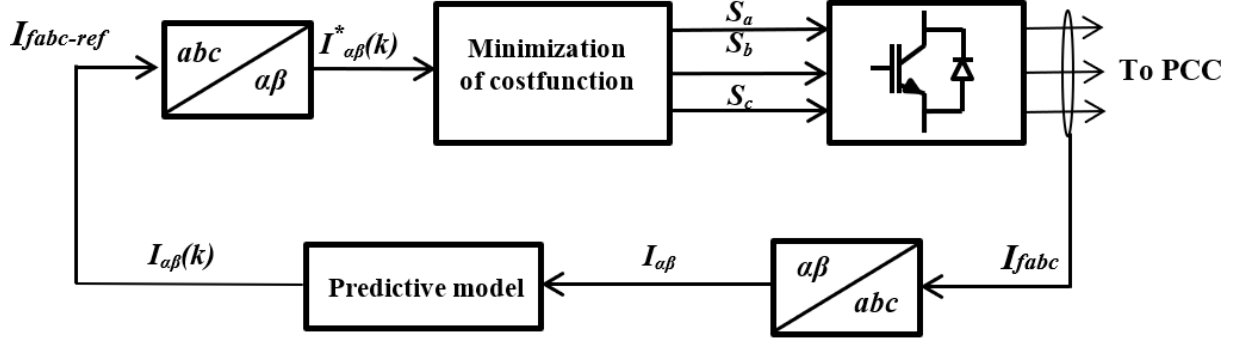


Figure (III. 12)- Schéma fonctionnel de la commande prédictive du courant

III.5.2. Modèle à temps discret pour la prédiction

La clé de la technique MPC réside dans la compréhension du mécanisme permettant de suivre le courant mesuré du filtre et sa référence tout au long de la période d'échantillonnage. Pour obtenir de bons résultats et une haute précision, un modèle à temps discret est nécessaire [35]. En appliquant un modèle à temps discret pendant la période d'échantillonnage T_s , et en dépendant de l'approximation d'Euler de (III.7), la valeur future du courant du filtre à l'instant $(k+1)$ peut être prédite comme dans (III.8) :

$$i_{\alpha\beta}(k+1) = \left(1 - \frac{R_f T_s}{L_f}\right) i(k) + \frac{T_s}{L_f} (v_{\alpha\beta}(k) - \hat{e}_{\alpha\beta}(k)) \quad \text{(III.8)}$$

À partir de (III.8), nous extrayons la force contre-électromotrice estimée comme dans (III.9) :

$$\hat{e}_{\alpha\beta}(k-1) = v_{\alpha\beta}(k-1) - \frac{L}{T_s} i_{\alpha\beta}(k) - \left(R - \frac{L}{T_s}\right) i_{\alpha\beta}(k-1) \quad \text{(III.9)}$$

Où $\hat{e}_{\alpha\beta}(k-1)$ est la valeur estimée de $\hat{e}_{\alpha\beta}(k)$.

III.5.3. La fonction de coût

L'erreur entre les courants de référence et les courants prédits au moment de l'échantillonnage est évaluée par la fonction de coût. Cette fonction peut être exprimée par plusieurs expressions analytiques [35]. Dans notre étude, nous introduisons une expression pour cette fonction, définie par la formule (III.10) :

$$g = |i_{\alpha}^*(k+1) - i_{\alpha}(k+1)| + |i_{\beta}^*(k+1) - i_{\beta}(k+1)| \quad (\text{III.10})$$

Où $i_{\alpha}^*(k+1)$ et $i_{\beta}^*(k+1)$ représentent les composantes réelle et imaginaire du courant de référence, et $i_{\alpha}(k+1)$ et $i_{\beta}(k+1)$ représentent également les composantes réelle et imaginaire du courant prédictif. L'organigramme de l'algorithme MPC pour le SAPF est présenté à la figure.III.13.

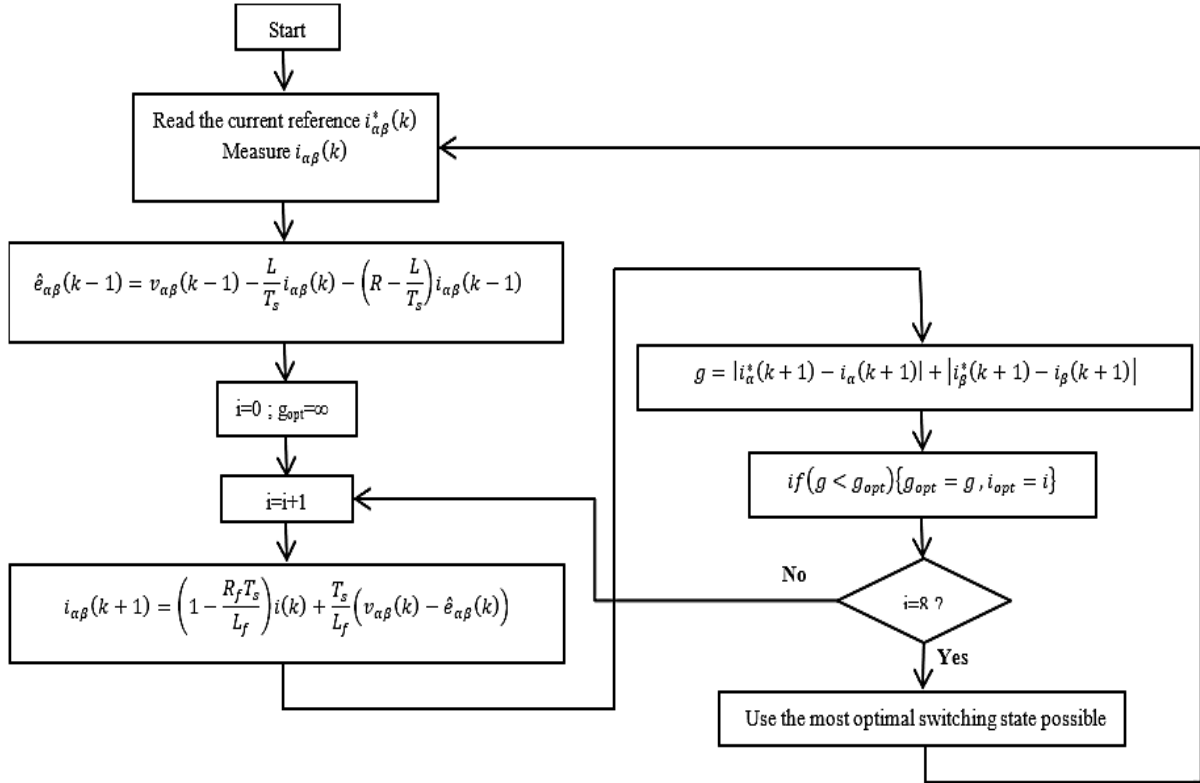


Figure (III. 13)- Etapes du contrôle prédictif du courant

III.6. Architecture globale du système (PV+ MPPT+ FAP+ Commande prédictive)

Le système complet intègre un générateur PV, un MPPT à logique floue, un convertisseur boost, un FAP et une commande prédictive. L'ensemble est simulé sous Matlab/Simulink.

Chapitre III. Intégration d'un système photovoltaïque MPPT avec commande prédictive pour un filtre actif parallèle

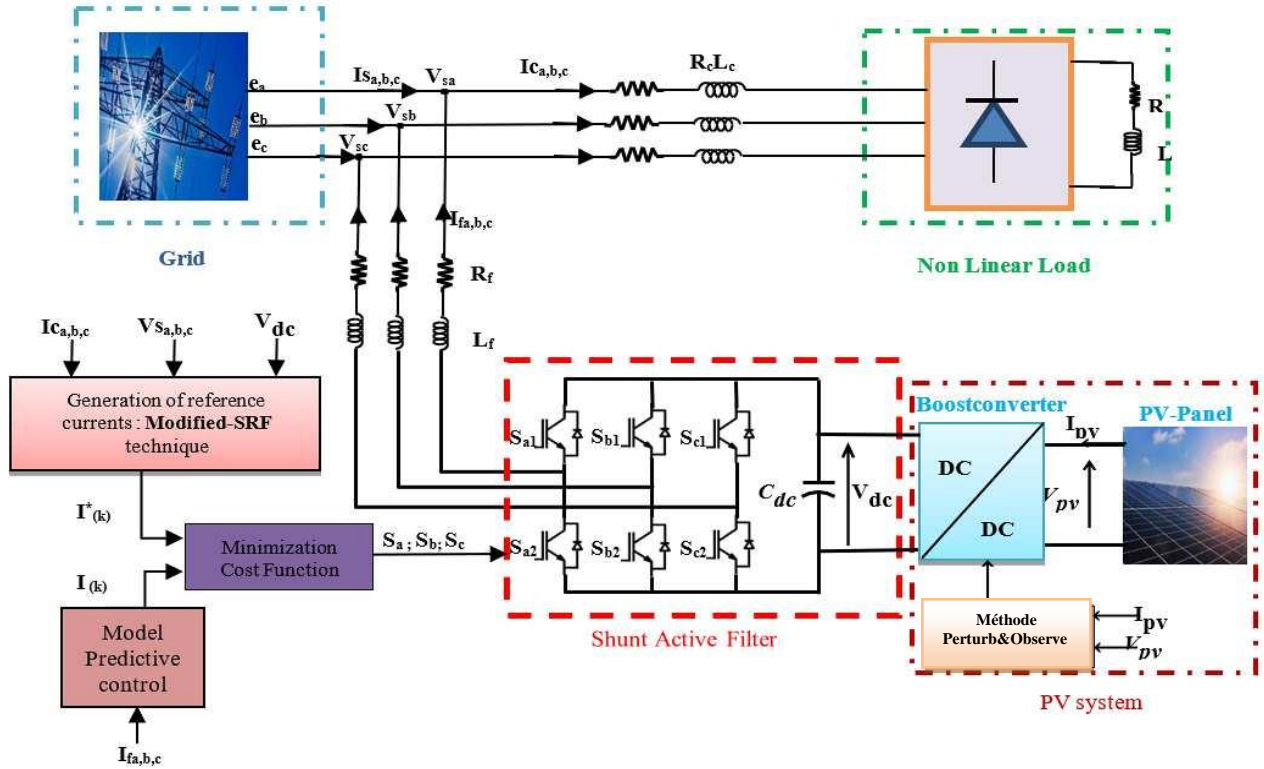


Figure (III. 14)- Plan global du système

Tableau (III. 4): Paramètres de système du simulation

Paramètres	Valeurs	Unités
Résistance de source (R_s)	20	mΩ
Inductance de source (L_s)	0.5	mH
Capacité du DC-Lien (C_{dc})	2300	μF
Fréquence de source (f)	50	Hz
Tension de source (V_s)	100	V
Inductance de couplage (L_f)	4.3	mH
Résistance de couplage (R_f)	1	Ω
Resistance de charge (R_d)	290	Ω
Inductance de charge (L_d)	2	mH
Inductance de boost (L_b)	0.04	H
Capacité de charge (C_d)	1800	μF
Paramètres K_I et K_P	0.1, 15	/
Fréquence de commutation du Boost(f_c)	15000	Hz
Courant de court-circuit (I_{sc})	8.21	A
Tension en circuit ouvert (V_{oc})	26.5	V
Courant au point maximal (I_{mpp})	5.375	A
Tension au point maximal (V_{mpp})	65	V
Puissance maximal (P_{mux})	200	W
Caractéristique électrique (STC)	1000	W/m ²

III.7. Résultats de la simulation

Sous une irradiation de 900 W/m², avant l'activation du FAP, le courant réseau est déformé et le courant du filtre est nul. Après l'activation du FAP à t = 0,05 s, mais sans commande PQ, le courant reste déformé et hors phase avec la tension. Le THD atteint 25,14 %, indiquant aucune compensation harmonique

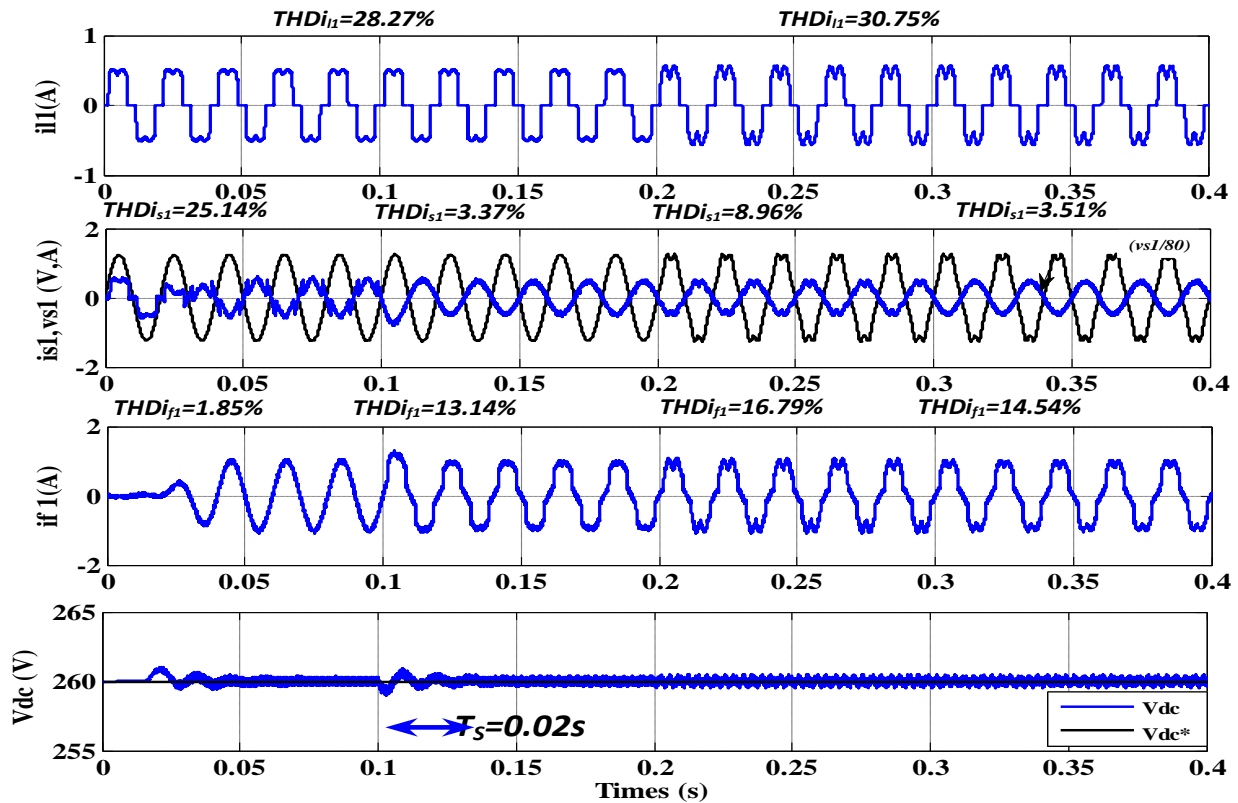


Figure (III. 15)- Performance du système proposé avec une irradiation solaire de 900W/m²

Après l'activation du contrôle PQ à 0,1 s, le THD du courant réseau chute à 3,37 %, montrant une bonne compensation.

Mais à 0,2 s, quand la tension devient déformée, le THD remonte à 8,96 %, ce qui révèle les limites de l'algorithme PQ.

L'activation de STF-PQ permet de retrouver un courant sinusoïdal, confirmant ses meilleures performances.

➤ Comportement du système sous une tension réseau non idéale

Comme le montre la Figure (III.17), sous une tension réseau déséquilibrée et déformée à 0,2 s, le courant réseau devient déformé, ce qui montre l'inefficacité de l'algorithme PQ.

Après activation du STF-PQ à 0,3 s, le système devient robuste et s'adapte, tandis que la commande prédictive réagit rapidement en générant les signaux de commande pour le VSI du FAP

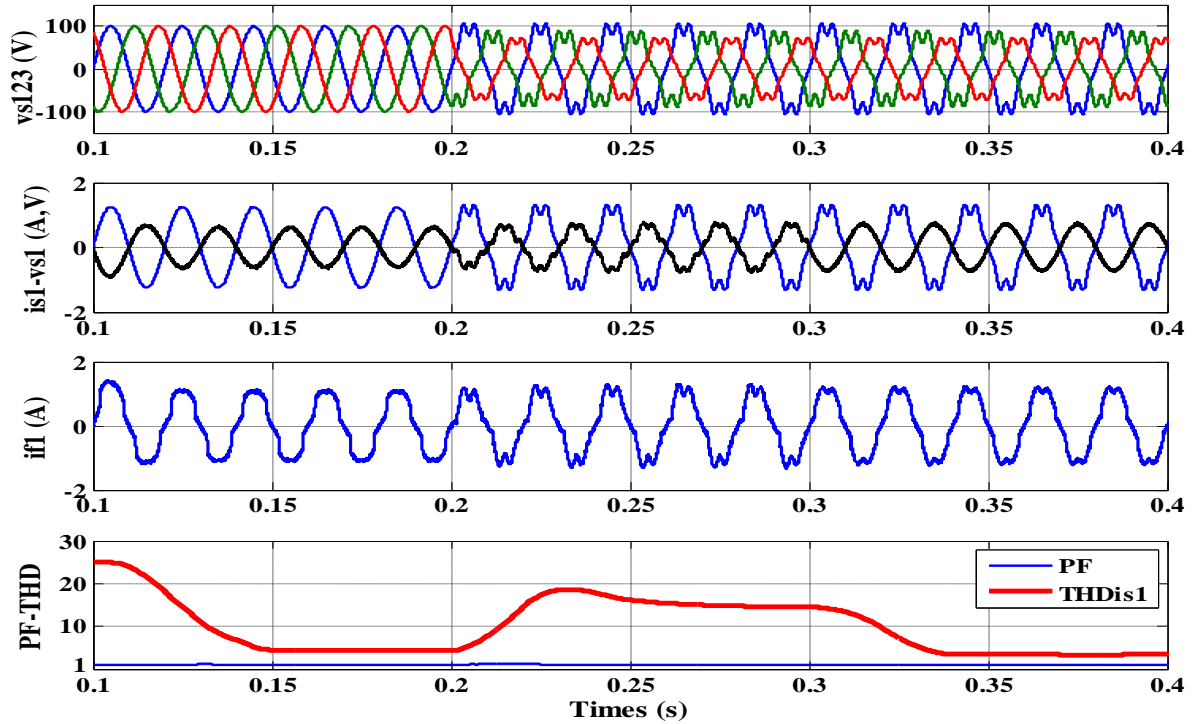


Figure (III. 16)- Performance du système sous une tension réseau déséquilibrée et déformée

Comme le montre la Figure (III.17), lors du changement brusque de l'irradiation solaire de 900 W/m^2 à 200 W/m^2 (entre 0,6 s et 0,85 s), et avec l'algorithme STF-PQ actif sous une tension réseau déformée (THD de $vs1 = 9,45 \%$), le courant source chute presque à zéro, indiquant que toute l'énergie produite par le PV est consommée par la charge non linéaire (NL), sans apport de puissance active par le réseau.

Dans un deuxième test, toujours sous 200 W/m^2 , on augmente le courant NL en réduisant la charge (entre 0,7 s et 0,8 s). On observe alors que le courant réseau reste sinusoïdal et en phase avec la tension, ce qui confirme la bonne performance du système.

Chapitre III. Intégration d'un système photovoltaïque MPPT avec commande prédictive pour un filtre actif parallèle

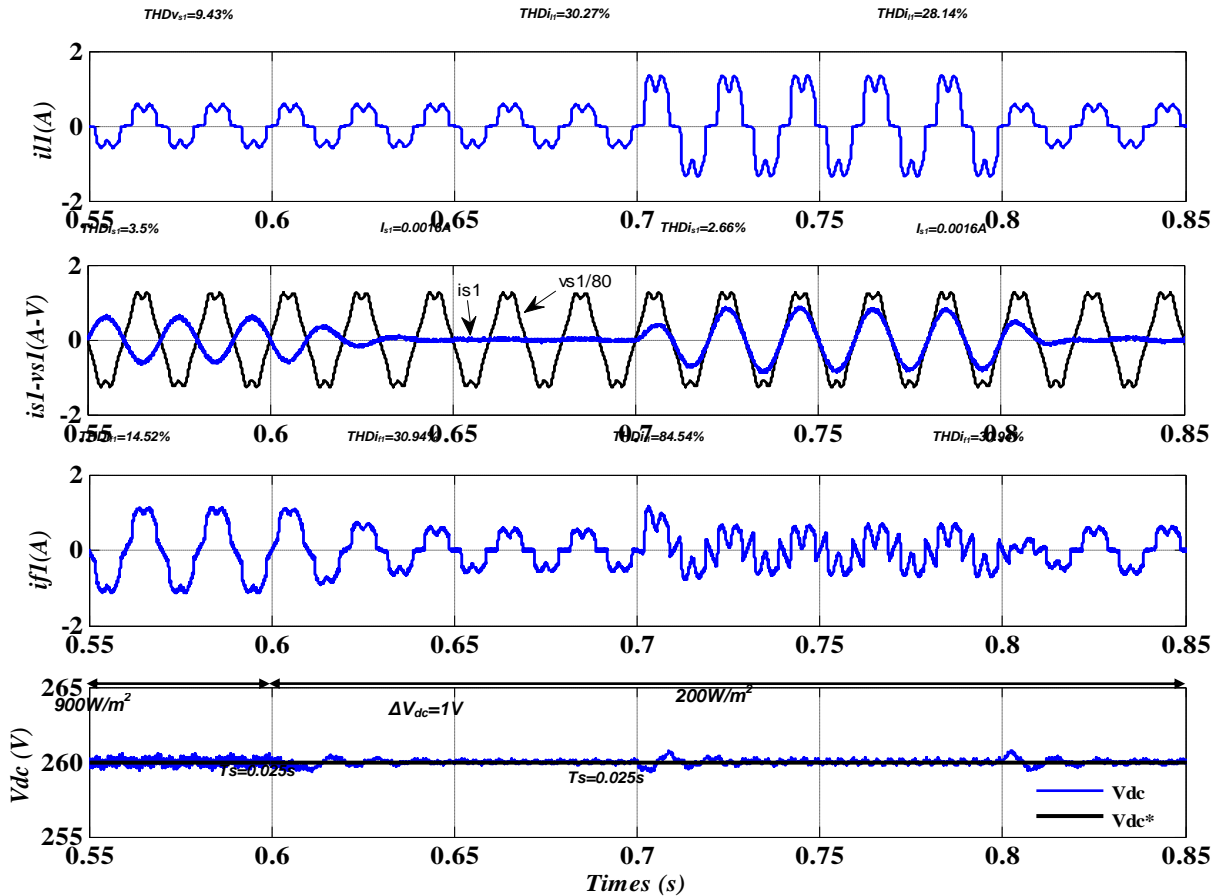


Figure (III. 17)- Comportement du système sous les fluctuations de l'irradiation solaire

La Figure (III.18) illustre le flux de puissance active et réactive, montrant que la commande proposée gère efficacement tous les modes de fonctionnement, même sous une tension réseau déformée.

Après l'activation du FAP, la puissance active du réseau (P_s) devient négative, ce qui indique que la puissance générée par le PV (P_{pv}) alimente d'abord la charge non linéaire (PL), puis injecte l'excédent dans le réseau.

La puissance réactive est quasi nulle, ce qui signifie que le facteur de puissance unitaire est atteint.

Cependant, ces performances se dégradent en présence de distorsions de la tension réseau, causant des fluctuations dans le système de puissance

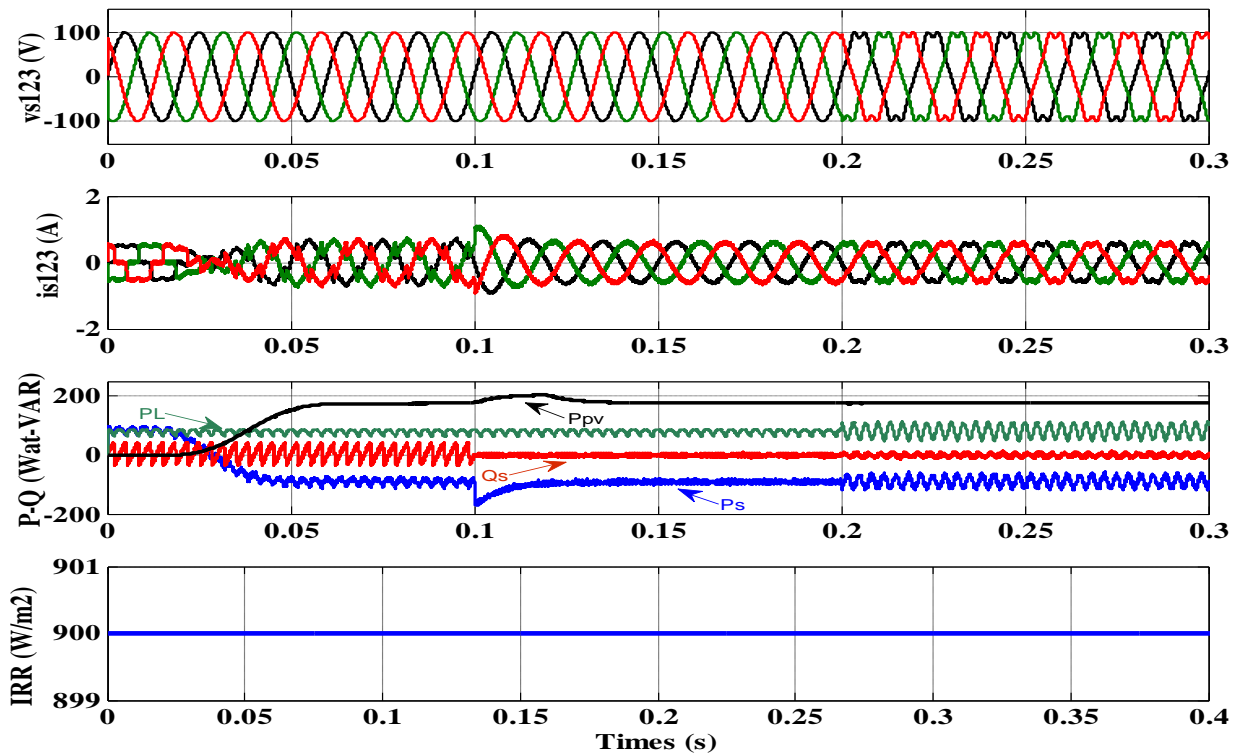


Figure (III. 18)- Comportement du réseau, du système PV et de la charge non linéaire sous une tension réseau déformée

III.8. Interprétation des résultats

Les simulations ont mis en évidence la performance du système proposé dans divers scénarios d'irradiation solaire et de qualité de tension du réseau. Sous une irradiance élevée (900 W/m²), le système PV alimente efficacement la charge non linéaire et injecte le surplus au réseau. Le courant de source devient presque sinusoïdal, avec un THD réduit à environ 2.62 %, traduisant une compensation harmonique réussie.

Lorsque l'irradiance diminue (200 W/m²), toute la puissance produite est utilisée localement, ce qui réduit l'appel de puissance depuis le réseau. Dans des conditions de tension réseau déformée, l'algorithme PQ montre ses limites, tandis que l'algorithme STF-PQ rétablit un courant sinusoïdal et améliore la compensation.

Enfin, en absence totale d'irradiation, le système passe en mode compensateur pur, où le FAP, alimenté par le condensateur du bus DC, continue à corriger les harmoniques et à maintenir la qualité du courant injecté. Le contrôleur PI a permis de stabiliser efficacement la tension du bus, malgré les fluctuations.

Ces résultats confirment que l'approche proposée, combinant commande prédictive et algorithme STF-PQ, assure une compensation fiable et une performance stable même sous des conditions dynamiques et perturbées

II.9. Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons présenté l'intégration d'un système photovoltaïque alimentant un filtre actif parallèle (FAP), contrôlé par une stratégie de commande prédictive. L'objectif était de compenser les courants harmoniques générés par une charge non linéaire, tout en tirant profit de l'énergie renouvelable produite par le système PV.

À travers une série de simulations sous MATLAB/Simulink, nous avons pu vérifier les performances dynamiques du système proposé dans différentes conditions de fonctionnement:

- Sous une tension réseau non idéale, le FAP commandé par la stratégie STF-PQ montre une forte capacité à maintenir un courant sinusoïdal.
- En cas de variation soudaine de l'irradiation solaire, le système s'adapte rapidement et continue d'assurer une bonne qualité de l'énergie injectée.
- Le contrôleur PI permet de réguler efficacement la tension du bus continu, malgré les fluctuations.
- La commande prédictive s'est révélée rapide et précise dans la génération des signaux de commutation du VSI.

Ces résultats confirment la robustesse et l'efficacité de l'approche proposée pour la compensation harmonique, même en présence de perturbations réseau et de conditions solaires variables.

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce travail de recherche s'inscrit dans le cadre de l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique, un enjeu majeur dans les réseaux modernes de plus en plus dominés par des charges non linéaires et des sources décentralisées. Face aux perturbations telles que les harmoniques de courant, les filtres actifs parallèles (FAP) se présentent comme une solution efficace et dynamique. Leur performance dépend fortement de la stratégie de commande adoptée et de la capacité à identifier les composantes perturbatrices en temps réel.

Dans le **premier chapitre**, nous avons étudié en détail les différents types de perturbations dans les réseaux électriques, en mettant l'accent sur leurs sources, leurs effets sur les équipements, et les normes à respecter pour garantir une bonne qualité d'énergie.

Le **deuxième chapitre** s'est consacré à la présentation du filtre actif parallèle, à ses principes de fonctionnement, ainsi qu'aux méthodes d'identification des harmoniques, condition essentielle pour une compensation ciblée et efficace.

Le **troisième chapitre** a introduit un système photovoltaïque comme source d'alimentation du FAP, avec un suivi du point de puissance maximale (MPPT), et a mis en œuvre une commande prédictive (Model Predictive Control) associée à un algorithme de détection harmonique STF-PQ. Les résultats de simulation ont montré que :

- Le système est capable de réduire significativement le THD du courant réseau.
- La commande STF-PQ améliore la performance même sous tension déformée.
- Le système reste stable et réactif face aux variations de l'irradiation solaire.
- La tension du bus continu est bien régulée grâce au contrôleur PI.

En conclusion, la solution proposée montre une grande efficacité pour la compensation harmonique et l'injection de puissance renouvelable dans un contexte de réseau perturbé. Ce travail ouvre la voie à des perspectives futures, telles que l'optimisation énergétique multi-sources, l'intégration dans des micro-réseaux intelligents, ou encore l'implémentation temps réel sur des plateformes embarquées.

Bibliographie références

REFERENCES

- [1] **J. Arrillaga, D. A. Bradley et P. S. Bodger.** "Power System Harmonies". Wiley, New York, 1983.
- [2] **C. Collombet, J.M. Lupin et J. Schonek,** "Perturbation harmoniques dans les réseaux pollués et leur traitement ", Schneider Electric, cahier technique No. 152, Septembre 1999.
- [3] **N. Bruyant,** "Etude et commande généralisées de filtres actifs parallèles, compensation global ou sélective des harmoniques, régime équilibré ou déséquilibré ". Thèse de doctorat de l'université de Nantes, France, (1999).
- [4] **W.M. Grady et S. Santoso,** « Understanding Power System Harmonies », IEEE Power Engineering Review, November 2001.
- [5] **HAMOUDA NOUREDDINE,** Amélioration de la qualité du réseau électrique à l'aide de compensateurs actifs, These de doctorat, Université frères mentouri-Constantine 1,2018.
- [6] **Subjak.J.S et Mcquilkin.J.S,** "Harmonies - Causes, Effects, Measurements, and Analysis: An Update" IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 26, No.6 ,pp. 1034-1042. Nov/Dec. 1990
- [7] **A. Chaoui,** "Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires", Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas – Sétif, Décembre 2010.
- [8] **"IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems"**, in IEEE Std. 519-1992, pp.1-112, April 1993
- [9] **P. Ferracci,** "Cahier technique n°199 la qualité de l'énergie électrique ", Revue Schneider Electric 2011.
- [10] **EN61000-3-2,** "Compatibilité électromagnétique (CEM), partie 3 : émission, section 2 : "limites pour l'émissions de courant (courant appelé par les appareils $\leq 16A$ par phase) "
- [11] **N. Bernard, B. Multon, H. Ben Ahmed,** "Le redresseur MLI en absorption sinusoïdale de courant ", Revue 3EI, pp.56-65. 2003.
- [12] **CEI 61000-2-2,** "Compatibilité électromagnétique (CEM)", – Partie 2: Environnement – Section 2: "Niveaux de compatibilité pour les perturbations conduites basse fréquence et la transmission de signaux sur les réseaux publics d'alimentation à basse tension",1990.
- [13] **G. Gong U. Drogenik et J.W. Kolar,** "12-Pulse Rectifier for More Electric Aircraft Applications", IEEE International Conference on Industrial Technology, pp.1096-1101. Maribor 2003.
- [14] **"Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits for harmonic current emissions (equipment input $<16 A$ per phase),"** International Electrotechnical Commission (IEC), standard, Geneva, 2005.

- [15] **Chang, G.W., et al.** “Passive Harmonic Filter Planning in a Power System With Considering Probabilistic Constraints,” IEEE Transactions on Power Delivery, , vol. 24(1), pp. 208-218, 2009.
- [16] **J.C. Das**, “Passive filters – potentialities and limitations,” IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 40. No.1 Jan./Feb 2004, pp.232-241.
- [17] **H. Sasaki et T. Machida**, “A New Method to Eliminate AC Harmonics Currents by Magnetic Compensation ”, IEEE Trans. on Power Application System, vol. 90, no. 5, pp. 2009-2019, Sept./Oct. 1971.
- [18] **H. Akagi**, “Active harmonic filters “, IEEE Trans. of Power Electronics, vol. 93, no. 12, pp. 2128-2141, Dec. 2005.
- [19] **B. Singh, K. Al-Haddad et A.C. Chandra**, « A Review of Active Filters for Power Quality Improvement », IEEE Trans. Industrial Electronics. Vol. 46, pp. 960-971, October 1999.
- [20] **H. Akagi et H. Fujita**, “New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems ”, IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 10, no. 3, pp. 1570-1575, Jul.1995.
- [21] **Abdelmalek Tarik** « Etude d’un filtre actif shunt triphasé commandé par hystérésis ». Mémoire d’ingénieur en électrotechnique. Université UMMTO de TIZIOUZOU, 2005.
- [22] **KEBIRI Samia** « Etude d’un filtre actif parallèle multiniveaux ». Mémoire de Magister. Université UMMTO de TIZI-OUZOU, 2009.
- [23] **Mohamad Alaa Eddine Alali** « Contribution à l’Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension ». Thèse de Doctorat. Université Louis Pasteur Strasbourg I, 2002.
- [24] **M. Tidjani** «Stratégies de Commande d’un Filtre Actif Parallèle à Quatre Fils», Thèse de magistère, CENTRE UNIVERSITAIRE D’EL-OUED, 2012.
- [25] **M. M. ABDUSALAM** « Structures et Stratégies de Commande des Filtres Actifs Parallèle et Hybride avec Validations Expérimentales », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré-Nancy-I-France, 2008.
- [26] **M. C. BENHABIB, E. JACQUOT et S. SAADATE**, « An Advanced Control Approach for a Shunt Active Power Filter », Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique-Nancy-France.
- [27] **I. GHADBANE**, « Commande d’un Filtre Actif Triphasé Parallèle Par Différents Régulateurs », Thèse de magistère, Université Mohamed Kheider-Biskra, 2009.
- [28] **H DJEGHLOUD** «FILTRAGE ACTIF DE PUISSANCE» Thèse de doctorat de l’UNIVERSITÉ MENTOURI CONSTANTINE, 2007.

- [29] **T. BENSLIMANE**, « Commande Numérique d'un Filtre Actif Parallèle Autonome », Thèse de Magister, Ecole Militaire Polytechnique-Alger, 2004.
- [30] **S. A. TADJER**, « Etude d'un Système de Compensation d'Harmonique en Utilisant un Générateur Photovoltaïque, GPV », thèse de magistère, Université M'Hamed Bougar Boumerdès, 2008.
- [31] **L. Gyugyi** et **E.C. Strycula**, « Active AC power filters », IEEE/IAS Annual Meeting, pp. 529-535. 1976.
- [32] **S E.IHADDADEN** et **A.BETTACHE** « Etude et simulation d'un filtre actif parallèle alimenté par un système photovoltaïque », Thèse de Magistère, Université SAAD DAHLAB de BLIDA, 2019.
- [33] **A. K. Podder**, **N. K. Roy** et **H. R. Pota**, « MPPT methods for solar PV systems: A critical review based on tracking nature », Article scientifique, IET Renewable Power Generation, vol. 13, no. 10, pp. 1615–1632, 2019.
- [34] **S. Seyam**, **I. Dincer** et **M. Agelin-Chaab**, « Development of a clean power plant integrated with a solar farm for a sustainable Community », Article scientifique, Energy Conversion and Management, vol. 225, 2020.
- [35] **L. Heguig**, **N. Mesbahi** et **Y. Guettaf**, « Control of shunt active power filter for power quality improvements with PV system using MPC approach », Article scientifique, International Journal of Power Electronics and Drive Systems, Vol. 16, No. 1, March 2025.
- [36] **L. Morán**, **J. Dixon** et **M. Torres**, « Active Filters », Article scientifique, Power Electronics Handbook, pp. 1301–1341, 2023.
- [37] **P. Patel**, **S. Samal**, **C. Jena** et **P. K. Barik**, « Shunt active power filter with MSRF-PI-AHCC technique for harmonics mitigation in a hybrid energy system under load changing condition », Article scientifique, Australian Journal of Electrical and Electronics Engineering, vol. 20, no. 1, pp. 63–77, 2023.
- [38] **Y. Luo**, **S. Wang**, **D. Yang**, **B. Zhou** et **T. Liu**, « Direct prediction compensation strategy of unified power quality conditioner based on FCS-MPC », Article scientifique, IET Generation, Transmission and Distribution, vol. 14, no. 22, pp. 5020–5028, 2020.
- [39] **P. Karamanakos**, **E. Liegmann**, **T. Geyer** et **R. Kennel**, « Model Predictive Control of Power Electronic Systems: Methods, Results, and Challenges », Article scientifique, *IEEE Open Journal of Industry Applications*, vol.1, pp. 95–114, 2020.
- [40] **R. Kadri**, **J-P.Gaubert** et **G. Champenois** « An improved maximum power point tracking for photovoltaic grid-connected inverter based on voltage-oriented control », IEEE Trans. On industrial electronics, Vol. 58, No. 1, Jan 2011.
- [41] **M. Cavalcanti** et **G.M.S. Azevedo** « Unified power conditioner in a grid connected photovoltaic system », Electrical power quality and utilization journal, Vol. XII, No.2, 2006.