الجمهورية الجزائرية الديموقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université Yahia Farés de Médéa
Faculté de Technologie

Thèse de Doctorat

Présentée pour l'obtention du Diplôme de Doctorat 3éme Cycle LMD

en Génie électrique

Option : Automatique et Systèmes

THEME :

Commande d'un system photovoltaïque alimentant un filtre actif de puissance connecté au réseau

Présenté par :

Mr. KHELIL CHERFI Mohamed

Soutenue publiquement le 07 Juin 2023 devant le jury composé de :

Mr. CHIBA Younes	Prof	Univ Yahia Fares de Médéa	Président
Mr. HENINI Noureddine	Prof	Univ Yahia Fares de Médéa	Examinateur
Mr. BELAZZOUG Messaoud	M.C.A	Université de Blida 1	Examinateur
Mr. GACEMI Abderezzak	M.C.A	Univ Yahia Fares de Médéa	Directeur
Mr. MORSLI Abdelkader	M.C.A	Univ Yahia Fares de Médéa	Co-directeur

Année universitaire 2022/2023


بسم الله الرحمن الرحيم

ملخص

في هذا العمل، تم تقديم نظام تعويض توافقي، هو عبارة عن مرشح طاقة نشط موازٍ ($SAPF$) يستخدم لتعويض الاضطرابات الناتجة عن الأحمال غير الخطية مثل التيارات التوافقية، الاستطاعة التفاعلية واختلالات التيار. طريقتان استخدمتا لتحديد التيارات المرجعية التوافقية، طريقة الاستطاعة اللحظية النشطة والتفاعلية ($p-q$) وخوارزمية ترشيح *Kalman* وذلك باستخدام تعديل عرض النبض (PWM) كونه بسيط وسهل للتحكم في العاكس الذي يكون المرشح. عقب ذلك، تم اقتراح مرشح نشط موازي مغذي بالطاقة الكهروضوئية استطاعته القصوى مولدة من طرف محول $DC-DC$ من النوع الرافع للجهد متحكم فيه بطريقتين لتتبع الاستطاعة القصوى ($MPPT$) تعتمدان على خوارزميات *metaheuristique* هما خوارزمية سرب الجسيمات (PSO)و خوارزمية بحث الوقواق (CSA) وهذا بهدف مقارنتهما مع خوارزمية الاضطراب والمراقبة الكلاسيكية ($P\&O$) من أجل جعل النظام بأكمله أكثر اقتصادا وسرعة وكفاءة.

كلمات مفتاحية : طريقة الاستطاعة اللحظية النشطة والتفاعلية ($p-q$)، مرشح طاقة نشط موازٍ ($SAPF$)، خوارزمية ترشيح *Kalman*، تعديل عرض النبض (PWM)، الطاقة الكهروضوئية، محول $DC-DC$، طريقة تتبع الاستطاعة القصوى ($MPPT$)، خوارزمية خوارزمية سرب الجسيمات (PSO)، خوارزمية بحث الوقواق (CSA)، خوارزمية الاضطراب والمراقبة ($SAPF$)

Résumé

Dans ce travail, un système de compensation des harmoniques a été présenté. Il s'agit d'un filtre actif parallèle de puissance *(FAPP)*, qui sert à compenser les perturbations générées par les charges non linéaires telles que les courants harmoniques, la puissance réactive et les déséquilibres de courant.02 méthodes d'identification des courants harmoniques de référence en été utilisées, la méthodes des puissances instantanées active et réactive *(p-q)* et l'algorithme de filtrage de kalman et ce en utilisant la modulation de largeur d'impulsion *(MLI*), étant simples et faciles pour contrôler l'onduleur qui comporte le filtre. Ensuite, une structure du filtre actif parallèle alimenté par un générateur photovoltaïque a été proposée, la puissance maximale est conçue l'aide d'un convertisseur *DC-DC* de type boost Controller par 02 types de commande de suivi de point maximum de puissance *(MPPT)* basé sur les algorithmes metaheuristique a savoir l'algorithme d'essaim de particules *(PSO)* et l'algorithme de recherche de coucou *(CSA)* dans le but de les comparés avec l'algorithme classique perturbation et observation *(P&O)*, afin de rendre l'ensemble du système plus économique plus, rapide et performant.

Mots clés *:* Filtre actif parallèle de puissance *(FAPP)*, Méthodes des puissances instantanées active et réactive *(p-q)*, L'algorithme de filtrage de kalman, Modulation de largeur d'impulsion *(MLI)*, Photovoltaïque, Convertisseur *(DC-DC)*, Suivi du point de puissance maximale (*MPPT)*, L'algorithme d'essaims de particules *(PS*O), L'algorithme de recherche de coucou *(CSA),* L'algorithme perturbation et observation *(P&O)*

Abstract

In this work, a harmonic compensation system has been presented. It is a shunt active power filter *(SAPF*), which is used to compensate for disturbances generated by non-linear loads such as harmonic currents, reactive power and current imbalances.02 methods of identifying currents reference harmonics in summer used, instantaneous active and reactive power *(p-q)* method and kalman's filtering algorithm using pulse width modulation *(PWM)*, being simple and easy to control the inverter which contains the filter. Then, a structure of the shunt active power active filter powered by a photovoltaic generator was proposed, the maximum power is designed using a boost type *DC-DC* converter Controller by 02 kinds of maximum power point tracking control *(MPPT)* based on the metaheuristic algorithms namely the particle swarm algorithm *(PSO)* and the cuckoo search algorithm *(CSA)* in order to compare them with the classical algorithm perturb and observe *(P&O)*, in order to make the whole system more economical, fast and high performance.

Keywords: Shunt active power filter *(SAPF*), Instantaneous active and reactive power *(p-q)* methods, Kalman's filtering algorithm, Pulse width modulation *(PWM*), Photovoltaic, *(DC-DC)* converter, Maximum power point tracking *(MPPT)*, Particle Swarm Algorithm *(PSO)*, Cuckoo Search Algorithm *(CSA)*, Perturb and Observe *(P&O)* Algorithm

Remerciements

Tout d'abord, je remercie Allah qui m'a permis de réaliser et mené à bien ce travail.

Je tiens à exprimer ma gratitude et toute ma reconnaissance à mes directeurs de thèses, Monsieur ***GACEMI Abderezzak*** *MCA à l'université de Médéa, ainsi qu'à Monsieur* ***MORSLI Abdelkader*** *MCA à l'université de Médéa, pour m'avoir suggéré ce sujet et pour toute la confiance qu'ils mon accorder, pour leur intérêt constant, pour leurs conseils, et surtout pour leurs nombreuses critiques et suggestions.*

J'adresse mes remerciements au Monsieur ***CHIBA Younes*** *professeur à l'université de Médéa Pour l'honneur qu'ils m'a fait en acceptant de présider le jury. Mes remerciements vont également à Monsieur* ***HENINI Noureddine*** *professeur à l'université de Médéa et à Monsieur* ***BELAZZOUG Messaoud*** *MCA à l'université de Blida 1 d'avoir acceptés d'examiner mon travail.*

Dédicace

Je dédie particulièrement ce travail :

A mes chers parents pour leurs sacrifices et leurs encouragements constants;

A ma femme et mes enfants ainsi qu'à toute ma famille;

A Tous mes amis ;

A tous ceux qui m'ont soutenu de près ou de loin ;

P	Puissance active (W)
Q	Puissance réactive (VAR)
S	Puissance apparente (VA)
D	Puissance déformante (VAD)
C_{dc}	Capacité de condensateur de stockage d'énergie (F)
V_{dc}	Tension continue de condensateur (V)
L_f	Inductance de filtre de sortie (H)
R_f	Résistance de filtre de sortie
$u_{1,2,3}$	Fonctions de commutation des interrupteurs de puissance.
$v_{f1,2,3}$	Tensions à la sortie de l'onduleur (V)
$v_{s1,2,3}$	Tension simple côté alternatif sur les trois phases (V)
$i_{inj\ 1,2,3}$	Les courants injectés par l'onduleur dans le réseau triphasé (A)
V_{f12}, V_{f23} et V_{f31}	Les tensions composées à la sortie de l'onduleur (V)
i_{dc}	Courant côté continu de l'onduleur (A)
$i_{ref\ 1,2,3}$	Les courants de référence (A)
$V_{dc\ ref}$	Tension continue de référence (V)
P_c	Puissance absorbée par le filtre actif (W)
$i_{c1,2,3}$	Courants de charge sur les trois phases du réseau électrique (A)
$P_{(k)}$	Covariance de l'erreur d'estimation
$P^{-}_{(k)}$	Covariance d'erreur prédite
K_k	Gain de Kalman
I	Matrice d'identité
I_{ph}	Le photo-courant (A)
q	La charge de l'électron = $1{,}6.10^{-19}$ C
I_{pv}	Le courant généré par la cellule solaire (A)
A	Le facteur de qualité de la cellule (A)
V_{pv}	La tension aux bornes de la cellule (V)
K	la constante de Boltzmann=$1{,}38.10^{-23}$ J/K
T	La température de fonctionnement en Kelvin
R_{sh}	La résistance shunt (Ω)
V_{th}	Tension thermique (V)

Is	Le courant de saturation (A)
w	Le poids d'inertie de la particule i
r_1 , r_2	Des nombres aléatoire entre 0 et 1
c_1 , c_2	Les constantes d'accélération
Γ	La fonction gamma
LMS	Least Mean Squar
$G(s)$	Fonction de transfert de l'onduleur
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
FAP	Filtre Actif Parallèle
FAS	Filtre Actif Serie
p-q	Puissances Instantanées Réelle et Imaginaire
d-q	Référentiel synchrone
PLL	Boucle à verrouillage de phase
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor (transistor bipolaire à grille isolée
PI	Régulateur Proportionnel Intégral
D	Rapport cyclique
DC	Courant continue
PV	Photovoltaïque
MPPT	Maximum power point tracking (Suivi du point maximal de puissance)
P&O	Algorithme Perturbation et observation
PSO	Algorithme d'essaims de particules
CSA	Algorithme de recherche de coucou

Table des matières

Résumé	ii
Remerciements	iv
Dédicace	v
Liste des symboles et abréviations	vi
Table des matières	viii
Liste des tableaux	xii
Liste des figures	xiii
Introduction générale	1
Chapitre I : Problématique de la qualité d'énergie	
I.1 Introduction	4
I.2 Qualité de l'énergie électrique	4
I.2.1 Qualité de la tension	4
I.2.1.1 Amplitude	4
I.2.1.2 Fréquence	5
I.2.1.3 Forme d'onde	5
I.2.1.4 Symétrie	5
I.2.2 Qualité du courant	6
I.3 Classification des perturbations électriques	6
I.4 Creux de tension et coupures brèves	8
I.5 Surtensions et surintensités	9
I.6 Variations de tension	10
I.7 Déséquilibre	10
I.8 Perturbations harmoniques	11
I.8.1 Harmoniques	12
I.8.1.1 Convertisseurs statiques	12
I.8.1.2 Dispositifs à caractéristique tension-courant non linéaire	13
I.8.2 Interharmoniques	13
I.9 Solutions de dépollution des réseaux électriques	14
I.9.1 Solutions traditionnelles	14
I.9.1.1 Intervention sur la structure de l'installation	14
I.9.1.2 Surdimensionnement ou déclassement de l'installation électrique	14

I.9.1.3 Renforcement de la puissance de court-circuit 15
I.9.1.4 Rééquilibrage des courants du réseau électrique 15
I.9.1.5 Filtrage passif 15
I.9.2 Solutions modernes 16
I.10 Conclusion 17
Chapitre II: Filtrage actif de puissance
II.1 Introduction 18
II.2 Les filtres actifs de puissance 18
II.2.1 Le filtre actif parallèle (FAP) 18
II.2.2 Le filtre actif série (FAS) 19
II.2.3 La combinaison parallèle série actifs 19
II.2.4 Combinaison hybride active et passive 20
II.3 Le filtre actif parallèle FAP et les stratégies de commande 23
II.3.1 Mise en œuvre d'un FAP 23
II.3.2 Structure générale du filtre actif parallèle 24
II.3.3 Etude de la partie puissance 25
II.3.3.1 Modèle dynamique de l'onduleur de tension triphasé 25
II.4 Etude de la partie contrôle commande 30
II.4.1 Introduction à la stratégie de commande 30
III.4.2 Identification des courants harmoniques 30
II.4.2.1 Algorithme du filtre coupe-bande (notch filter) 31
II.4.2.2 Algorithme du référentiel synchrone d-q 32
II.4.2.3 Algorithme des puissances instantanés p-q 34
II.4.2.4 Algorithme de filtrage de Kalman 37
II.4.3 Commande de l'onduleur 40
II.4.4 Régulation du courant 43
II.4.5 Régulation de la tension continue 44
II.5 Conclusion 45
Chapitre III: Le system photovoltaïque
III.1. Introduction 46
III.2. Les ressources des énergies renouvelables 46

III.2.1. Définition d'énergie renouvelable 47
III.3. L'énergie solaire 47
III.3.1. Rayonnement solaire 48
III.3.2. Spectre du rayonnement 49
III.4. Description des éléments d'un système photovoltaïque 50
III.4.1. Cellule photovoltaïque 50
III.4.1.1. Historique 50
III.4.1.2. Constitution de la cellule photovoltaïque 50
III.4.2. L'effet photovoltaïque 51
III.4.3. La cellule photovoltaïque 52
III.4.3.1. Caractéristiques électriques d'une cellule photovoltaïque 52
III.4.3.2. Paramètres d'une cellule photovoltaïque 56
III.5 Le Convertisseur DC/DC 58
III.5.1 L'étage d'adaptation entre le générateur PV et la charge 58
III.5.2 Les type des convertisseurs DC-DC 59
III.5.2.1 Le convertisseur survolteur (Boost) 59
III.5.2.2 Le convertisseur dévolteur (Buck) 62
III.5.2.3 Le convertisseur dévolteur-survolteur (Buck-Boost) 65
III.5.2.3 Le calcul des valeurs de L, C_{pv} et C_{dc} 66
III.5.3 Recherche du point de la puissance maximale (MPPT) 68
III.5.3.1 MPPT basé sur l'algorithme perturbation et observation (P&O) 69
III.5.3.2 MPPT basé sur les algorithmes Metaheuristique 71
III.5.3.2.1 Les algorithmes metaheuristique 71
III.5.3.2.2 MPPT basé sur l'optimisation d'essaim essaim de particules (PSO) 72
III.5.3.2.3 MPPT basé sur l'algorithme de recherche de coucou (CSA) 74
III.6. Conclusion 78
Chapitre IV: Résultats de simulations et interprétations
IV.1 Filtre actif parallèle alimenté par Capacité de stockage d'énergie 79
IV.1.1 FAP utilisant le filtre Butterworth 80
IV.1.2 FAP utilisant le filtre de Kalman 81
IV.2 Filtre actif parallèle alimenté par source photovoltaïque 83

IV.2.1 FAP en appliquant la MPPT par l'algorithme P&O 84
IV.2.2 FAP en appliquant la MPPT par l'algorithme PSO 85
IV.2.3 FAP en appliquant la MPPT par l'algorithme de recherche de coucou CS 90
IV.3 Conclusion 87
Conclusion générale 93
Référence bibliographique 94

Chapitre I : Problématique de la qualité d'énergie

Tableau I.1 vue d'ensemble des principales perturbations électrique 7

Chapitre II: Filtrage actif de puissance

Tableau II.1 Tensions générées par l'onduleur 26

Tableau II.2 Tensions générées par l'onduleur 27

Tableau II.3 Modèle dynamique de l'onduleur de tension triphasé 29

Chapitre IV: Résultats de simulations et interprétations

Tableau IV.1 Les valeurs des simulations 79

Tableau IV.2 Les paramètre de l'estimateur du Filtre de Kalman 82

Tableau IV.3 Les caractéristique électriques du module SPR-76R-BLK-U 83

Tableau IV.4 Les valeurs du convertisseur DC-DC boost 84

Tableau IV.5 Les paramètres de l'algorithme PSO 87

Tableau IV.6 Les paramètres de l'algorithme CS 90

Liste des figures

Chapitre I : Problématique de la qualité d'énergie

Figure I.1 Caractéristique principales d'une tensions alternatif triphasé 4

Figure I.2 Creux et coupure de tension 8

Figure I.3 Amplitude d'un creux de tension provoqué par :(a) un court-circuit, 9
(b) le démarrage d'un moteur de forte puissance

Figure I.4 Exemple de surtension 9

Figure I.5 Exemple de variation de tension 10

Figure I.6 Exemple de déséquilibre des amplitudes et des phases 11

Figure 1.7 Harmoniques (a) et inter harmoniques (b) 12

Figure I.8 Filtre passif résonnant 15

Figure I.9 Filtre passif amorti 15

Chapitre II: Filtrage actif de puissance

Figure II.1 Filtre actif parallèle 18

Figure 1I.2 Filtre actif série 19

Figure II.3 Combinaison des filtres actifs série et parallèle 20

Figure II.4 Filtre actif série assisté par filtre passif 21

Figure II.5 Filtre actif série et passif parallèle connectés en série assisté 22

Figure II.6 Filtre actif parallèle assisté par filtre passif 22

Figure II.7 Structure générale du filtre actif parallèle 24

Figure II.8 Onduleur de tension triphasé 25

Figure II.9 Génération des courants de référence par l'algorithme du filtre coupe-bande 32

Figure II.10 Diagramme de blocs de génération des courants de référence selon l'algorithme du référentiel synchrone *d-q* 32

Figure II.11 Diagramme de blocs d'une PLL 34

Figure II.12 Diagramme de blocs de génération des courants de référence par la théorie *p-q* 34

Figure II.13 Estimation des harmoniques par le filtre de Kalman 38

Figure II.14 Le cycle du filtre de Kalman 40

Figure II.15 Principe de commande des courants par hystérésis 41

Figure II.16 Commande des interrupteurs par hystérésis. 41

Figure II.17 Principe de commande des courants par MLI 42

Figure II.18 Commande des interrupteurs par MLI 42

Figure II.19 : Schéma de la régulation des courants du l'onduleur 43
Figure II.20 Schéma de la régulation de la tension continue 45
Chapitre III: Le system photovoltaïque
Figure III.1 Composante du rayonnement global sur un plan horizontal 49
Figure III.2 Spectre du rayonnement global sur un plan horizontal 49
Figure III.3 Schéma d'une cellule élémentaire 51
Figure III.4 Schéma équivalent d'une cellule solaire 52
Figure III.5 Schéma équivalent simplifié d'une cellule solaire réelle connectée à une 54
Figure III.6 Caractéristiques I-V et P-V d'une cellule photovoltaïque 55
Figure III.7 Chaîne de conversion d'énergie solaire comprenant une commande MPPT 58
Figure III.8 Étage d'adaptation entre le GPV et la charge 59
Figure III.9 Schéma de principe du convertisseur survolteur (Boost) 60
Figure III.10 Schémas équivalents du convertisseur survolteur (Boost). *(a) K fermé, (b)K ouvert* 60
Figure III.11 Formes d'ondes tension et courant 62
Figure III.12 Schéma de principe du convertisseur dévolteur (Buck) 63
Figure III.13 Schémas équivalents du hacheur dévolteur *(a) K fermé, (b)K ouvert* 63
Figure III.14 Schéma de principe d'un convertisseur Buck-Boost 65
Figure III.15 Schéma équivalents du hacheur Buck-Boost *(a) K fermé, (b) K ouvert* 65
Figure III.16 schéma de principe d'une commande MPPT 69
Figure III.17 Recherche du PPM par l'algorithme (P&O) 70
Figure III.18 Organigramme du MPPT par l'algorithme perturbation et observation 70
Figure III.19 Différence entre un optimum global et des optima locaux 71
Figure III.20 Déplacement d'une particule 72
Figure III.21 Organigramme du MPPT par l'algorithme d'essaim de particules (PSO) 74
Figure III.22 Principe de l'algorithme de recherche de coucou 75
Figure III.23 1000 pas de mouvement brownien (gauche),1000 pas de vol Levy (droite) 76
Figure.III.24 Organigramme du MPPT par l'algorithme de recherche de coucou (CSA) 77
Chapitre IV: Résultats de simulations et interprétations
Figure IV.1 Circuit de base du filtre actif parallèle 79
Figure IV.2 La forme du courant de source avant l'insertion du filtre actif parallèle 80

Figure IV.3 THD *iSa* avant l'insertion du filtre actif parallèle 80
Figure IV.4 La forme du courant de source après l'insertion du filtre actif parallèle 81
Figure IV.5 THD *iSa* après l'insertion du filtre actif parallèle 81
Figure IV.6 La forme du courant de source après l'insertion du filtre actif parallèle 82
Figure IV.7 THD *iSa* après l'insertion du filtre actif parallèle 82
Figure IV.8 Courant et puissance PV sous différentes températures 84
Figure IV.9 Courant et puissance PV sous différents niveaux d'éclairement. 84
Figure IV.10 La tension V*pv* (V) 85
Figure IV.11 Le rapport cyclique D 85
Figure IV.12 La tension V*dc* (V) 86
Figure IV.13 La tension de source *vSa* (V) et le courant de source *iSa* (A) 86
Figure IV.14 Le THD de courant de source phase a 86
Figure IV.15 Le courant de source, de charge et de filtre de la phase a 87
Figure IV.16 La tension V*pv (*V) 88
Figure IV.17 Le rapport cyclique D 88
Figure IV.18 La tension V*dc* (V) 88
Figure IV.19 La tension de source *vSa* (V) et le courant de source *iSa* (A) 89
Figure IV.20 Le THD de courant de source phase a 89
Figure IV.21 Le courant de source, de charge et de filtre de la phase a 89
Figure IV.22 La tension V*pv (*V) 90
Figure IV.23 Le rapport cyclique D 91
Figure IV.24 La tension V*dc* (V) 91
Figure. IV.25 La tension de source *vSa* (V) et le courant de source *iSa* (A) 92
Figure IV.26 Le THD de courant de source phase a 92
Figure IV.27 Le courant de source, de charge et de filtre de la phase a 92

Introduction générale

L'énergie électrique principalement distribuée sous la forme d'un système triphasé sinusoïdal permet de fournir la puissance électrique nécessaire aux équipements et matériels de l'électrotechnique. C'est particulièrement l'aspect sinusoïdal de la tension d'origine qu'il est nécessaire de conserver, afin de lui préserver ses qualités essentielles pour la transmission de la puissance utile aux équipements terminaux. Lorsque la forme de l'onde de tension n'est plus sinusoïdale, on rencontre alors des perturbations qui génèrent des dysfonctionnements et des échauffements des récepteurs et appareillages raccordés sur un même réseau d'alimentation électrique. L'utilisation croissante des équipements informatiques et de l'électronique de puissance sur les réseaux électriques contribue à la dégradation de la tension d'alimentation. En effet, des récepteurs, tels que les moteurs asynchrones et les transformateurs participent à la distorsion de l'onde sinusoïdale de la tension. Mais ce ne sont pas les uniques et principaux responsables. L'électronique de puissance présente aujourd'hui au sein de nombreux matériels d'électrotechnique, ainsi que l'électronique des équipements informatiques, contribuent essentiellement à la prolifération de ces perturbations électriques. Ces charges dites déformantes, ou encore appelées récepteurs non linéaires, appellent sur le réseau électrique des courants déformés qui en fonction de l'impédance du réseau, ou lorsqu'ils sont importants en amplitude, vont modifier l'allure de la tension sinusoïdale. Le signal déformé ainsi obtenu et composé d'harmoniques qui se traduisent par des pertes électriques ou encore des dysfonctionnements sur le réseau électrique d'alimentation. De plus en plus, les perturbations liées à la pollution harmonique sont présentes dans les installations et deviennent un véritable « casse-tête » pour les utilisateurs et producteurs d'électricité et ceci quel que soit le secteur d'activité industriel ou tertiaire [1]. Les courants harmoniques, lorsqu'ils traversent l'impédance interne des générateurs, donnent naissance (loi d'Ohm) à des tensions harmoniques qui viennent s'ajouter, ou se déduire, des tensions fondamentales générées par le réseau d'alimentation du distributeur d'énergie électrique. De ce fait, la tension qui en résulte n'est plus sinusoïdale et elle a donc un impact sur tous les autres récepteurs du réseau, avec pour conséquences les manifestations suivantes :

- Augmentation des pertes par effet Joule et effet de peau ainsi que les pertes supplémentaires pour les fréquences élevées.
- Augmentation de la facturation de l'énergie électrique.
- Dégradation du facteur de puissance de l'installation.

- Vieillissement prématuré des équipements électriques (exemple : câble de neutre).
- Dysfonctionnements fréquents.
- Destruction de certains matériels (condensateurs par exemple).

Cette pollution, préjudiciable pour le bon fonctionnement de tous les récepteurs raccordés sur ce réseau, est identifiée depuis plusieurs années. La problématique qu'elle engendre est aujourd'hui, au cœur des préoccupations du distributeur d'énergie électrique ainsi que des industriels et utilisateurs d'énergie électrique.

Les filtres passifs ont été traditionnellement utilisés pour atténuer la déformation due aux courants harmoniques dans les systèmes d'alimentation industriels, mais leurs performances dépendantes de l'impédance du système et du courant harmonique de la charge non-linéaire, les rendent inefficaces sous certaines conditions et laissent des possibilités aux propagations des harmoniques dans le système d'alimentation. Pour remédier à ces inconvénients, les filtres actifs de puissance sont introduits. Ils injectent une tension ou un courant harmonique avec une amplitude et angle de phase appropriées dans le système et compensent les harmoniques des charges non linéaires. De nombreuses configurations de filtres actifs ont été introduites dans la littérature. Celles qui répondent le mieux aux contraintes industrielles de nos jours sont les filtres actifs parallèles, les filtres séries ou même la combinaison série-parallèle. Dans le cas où les courants de la source sont non linéaires, le filtre actif parallèle est la meilleure solution pour la réduction des perturbations de faible et moyenne puissance. Le filtrage actif est plus avantageux lorsqu'une réponse rapide est nécessaire en présence d'une charge dynamique. D'autre part, il est important de noter que les performances des filtres actifs sont profondément liées à l'algorithme de détection des références harmoniques ainsi qu'à la méthode utilisée pour la poursuite de ces références [2].

La présente thèse est organisée selon le plan suivant : Le premier chapitre est consacré à la présentation des perturbations dans les réseaux électriques d'alimentation, en courant et en tension, connectés à des charges polluantes, ainsi que les origines de ces perturbations et leurs conséquences sur les installations électriques. Après, les techniques et les méthodes de dépollution des réseaux électriques sont exposées. Le deuxième chapitre est dédié à l'étude du filtre actif parallèle triphasé, nous exposerons les différents éléments constitutifs du filtre, les différentes boucles de commande de la tension du bus continu, et les différentes méthodes d'extractions des

courants harmoniques de référence. Le troisième chapitre, nous décrivons le système photovoltaïque et ses différents composants tel que la source photovoltaïque, les convertisseurs DC-DC ainsi que les techniques de poursuite du maximum de puissance afin de réaliser une alimentation propre et stable pour le filtre actif parallèle. Le quatrième chapitre constitue la synthèse des simulations réaliser sous Matlab /Simulink et les commentaires des résultats des méthodes proposer. Enfin, une conclusion générale pour mettre en relief l'essentiel de cette thèse et des perspectives pour des futurs travaux à réaliser.

Chapitre I

Problématique de la qualité d'énergie

I.1 Introduction

Ce chapitre définit le terme « qualité de l'énergie électrique », et présente les principales perturbations électriques ainsi que leurs origines, caractéristiques et conséquences. Volontairement, nous prenons systématiquement comme base le système triphasé, le monophasé étant considéré comme un cas particulier.

I.2 Qualité de l'énergie électrique

La qualité de l'énergie électrique est considérée comme une combinaison de la qualité de la tension et de la qualité du courant. Nous allons donc définir ces deux notions dans la suite de ce paragraphe

I.2.1 Qualité de la tension

Dans la pratique, l'énergie électrique distribuée se présente sous la forme d'un ensemble de tensions constituant un système alternatif triphasé, qui possède quatre caractéristiques principales : l'amplitude, la fréquence, la forme d'onde et la symétrie, figure (I.1).

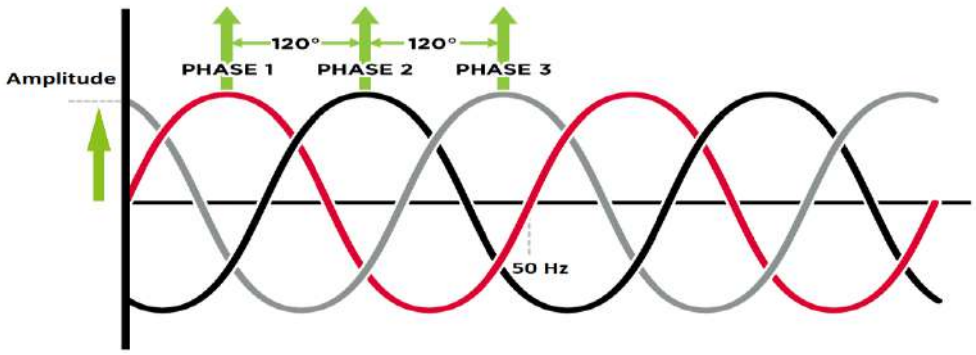


Figure I.1 Caractéristique principales d'une tensions alternatif triphasé

I.2.1.1 Amplitude

L'amplitude de la tension est un facteur crucial pour la qualité de l'électricité [3]. Elle constitue en général le premier engagement contractuel du distributeur d'énergie. Habituellement, l'amplitude de la tension doit être maintenue dans un intervalle de ±10% autour de la valeur nominale. Dans le cas idéal, les trois tensions ont la même amplitude, qui est une constante. Cependant, plusieurs phénomènes perturbateurs peuvent affecter l'amplitude des tensions. En fonction de la variation de l'amplitude on distingue deux grandes familles de perturbations :

- Les creux de tension, coupures et surtensions : Ces perturbations se caractérisent par des variations importantes de l'amplitude. Elles ont pour principale origine des court-circuit, et peuvent avoir des conséquences importantes pour les équipements électriques.

- Les variations de tension : Ces perturbations se caractérisent par des variations de l'amplitude de la tension inférieure à 10% de sa valeur nominale. Elles sont généralement dues à des charges fluctuantes ou des modifications de la configuration du réseau.

I.2.1.2 Fréquence

Dans le cas idéal, les trois tensions sont alternatives et sinusoïdales d'une fréquence constante de 50 ou 60 Hz selon le pays (en Algérie 50 Hz). Des variations de fréquence peuvent être provoquées par des pertes importantes de production, de l'îlotage d'un groupe sur ses auxiliaires ou son passage en réseau séparé, ou d'un défaut dont la chute de tension résultante entraîne une réduction de la charge [4]. Cependant, ces variations sont en général très faibles (moins de 1%) et ne nuisent pas au bon fonctionnement des équipements électriques ou électroniques. Pour les pays dont les réseaux sont interconnectés, la norme EN 50160 précise que la fréquence fondamentale mesurée sur 10s doit se trouver dans l'intervalle $50Hz \pm 1\%$ pendant 99,5% de l'année, et $-6\% \div 4\%$ durant 100% du temps. Il faut également remarquer que les variations de fréquence peuvent être bien plus importantes pour les réseaux autonomes.

I.2.1.3 Forme d'onde

La forme d'onde des trois tensions formant un système triphasé doit être la plus proche possible d'une sinusoïde. En cas de perturbations au niveau de la forme d'onde, la tension n'est plus sinusoïdale et peut en général être considérée comme une onde fondamentale à 50 Hz associée à des ondes de fréquences supérieures ou inférieures à 50 Hz appelées également harmoniques. Les tensions peuvent également contenir des signaux permanents mais non-périodiques, alors dénommés bruits.

I.2.1.4 Symétrie

La symétrie d'un système triphasé se caractérise par l'égalité des modules des trois tensions et celle de leurs déphasages relatifs. La dissymétrie de tels systèmes est communément appelé déséquilibre.

I.2.2 Qualité du courant

La qualité du courant est relative à une dérive des courants de leur forme idéale, et se caractérise de la même manière que pour les tensions par quatre paramètres : l'amplitude, la fréquence, la forme d'onde et la symétrie. Dans le cas idéal, les trois courants sont d'amplitude et de fréquence constante, déphasés de 120° entre eux, et de forme purement sinusoïdale. Le terme « qualité du courant » est rarement utilisé, car la qualité du courant est étroitement liée à la qualité de la tension et la nature des charges. Pour cette raison, « la qualité de l'énergie électrique » est souvent réduite à « la qualité de la tension ». C'est l'hypothèse que nous ferons dans la suite de ce document, où le terme de « qualité de l'énergie » s'applique uniquement à celle de la tension.

I.3 Classification des perturbations électriques

En se basant sur les paramètres caractérisant la tension et énumérés au paragraphe précédent, on distingue quatre familles de perturbations électriques :

- Les variations de l'amplitude (creux de tensions, coupures brèves et surtensions, flicker).
- Les fluctuations de la fréquence autour de la fréquence fondamentale,
- Les modifications de la forme d'onde (harmoniques, inter-harmoniques, bruits),
- La dissymétrie du système triphasé : déséquilibre.

Un autre type de classification des perturbations électriques peut également être élaboré en se basant sur leur durée [5] :

- Les perturbations transitoires.
- Les perturbations de courte durée.
- Les perturbations permanentes.

Les perturbations électriques transitoires ont une durée de moins d'une demi période fondamentale. Elles ont pour principale origine les manœuvres d'ouverture et de fermeture sur le réseau de transport et de distribution, mais également des phénomènes naturels tels que la foudre.

Les perturbations de courte durée sont les creux de tension, les coupures brèves et les surtensions, qui sont généralement provoquées par la présence de court-circuit. Elles se

caractérisent par des variations importantes de l'amplitude de la tension, et peuvent avoir des conséquences néfastes et coûteuses sur les équipements électriques.

Dans la catégorie « perturbations permanentes » on retrouve les harmoniques, le bruit, le déséquilibre et les variations de tension et de fréquence. Elles sont généralement provoquées par la présence de charges non linéaires et fluctuantes au sein du réseau électrique. Elles se caractérisent par de faibles variations de l'amplitude, et sont à l'origine d'échauffement, de pertes supplémentaires, de vieillissement prématuré des équipements électriques et de dysfonctionnements sur certains appareillages de contrôle-commande. On peut également remarquer que les origines des perturbations électriques peuvent être classées en deux grandes perturbations, leurs origines ainsi que leurs conséquences. L'amplitude de la tension est également indiquée en pu (per unit) pour les perturbations importantes au niveau de l'amplitude et en % pour les variations faibles d'amplitude.

Tableau I.1 vue d'ensemble des principales perturbations électrique

Durée	Type de Perturbations	Amplitude	Origine	Conséquences
<10ms	Transitoires (Impulsions et Oscillations)	-	Déclenchement des appareils, enclenchement des condensateurs, commutations	Dysfonctionnements gênants
10ms – 1min	Creux de tension	0.1 – 0.9 pu	Courts-circuits, démarrage de gros moteurs, saturation des transformateurs	Arrêts d'équipements, pertes de production
	Coupures brèves	<0.1 pu	Courts-circuits	Arrêts d'équipements, pertes de production
	Surtensions	1.1 – 1.8 pu	Courts-circuits, débranchement des charges importantes	Déclenchements, dangers pour les personnes et pour les matériels
Régime établi	Déséquilibre	-	Charges asymétriques ou monophasées	Echauffements des machines tournantes, vibrations
	Variations rapides de tension (Flicker)	0.1 – 7 %	Charges fluctuantes (fours à arc, moteur à démarrage fréquent, soudeuses, éoliennes)	Papillotements de l'éclairage
	Harmoniques	0 – 20%	Charges non linéaires (structures d'électronique de puissance, arcs électriques	Echauffements, vieillissements, pertes supplémentaires, troubles fonctionnels
	Inter-harmoniques	0 – 2%	Charges non linéaires et fluctuantes (fours à arc, soudeuses, éoliennes)	Papillotements de l'éclairage

	Bruit	0 – 1%	Fours à arc, charges non linéaires	Echauffements, pertes, Vieillissements
	Variations de la fréquence	-	Déséquilibre entre la production et la consommation	Dysfonctionnements des équipements électriques

I.4 Creux de tension et coupures brèves

Par définition, un creux de tension est une chute de tension de 10% à 90% de la valeur nominale pour une durée de 10ms jusqu'à 1min [6]. Une coupure brève représente une chute de tension supérieure à 90% de la valeur nominale et d'une durée de 10ms à 1min, la figure (I.2) montre clairement un creux et une coupure de tension. Les creux de tension ont pour principale origine les courts-circuits affectant le réseau électrique ou les installations raccordées, et le démarrage des moteurs de forte puissance.

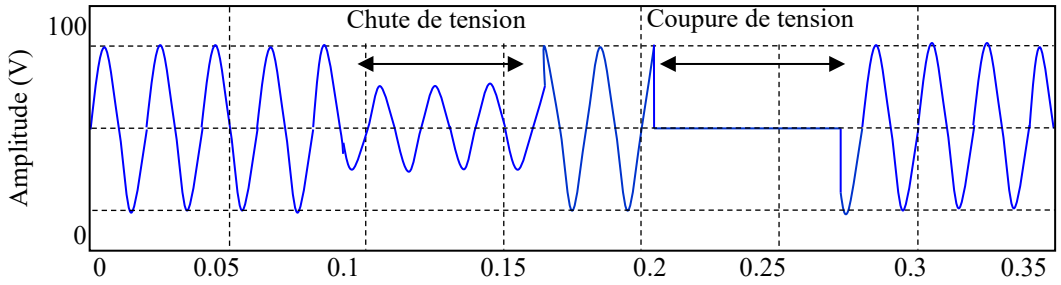
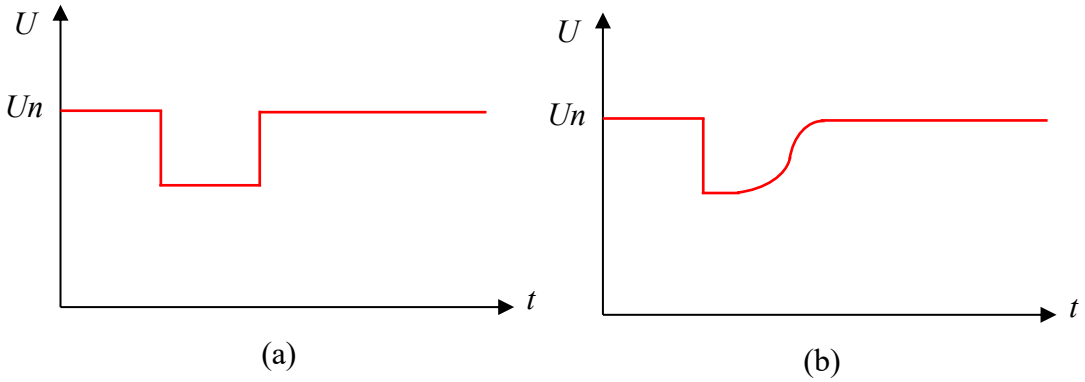


Figure I.2 Creux et coupure de tension

Toutefois, les courts-circuits restent la principale cause de creux de tension et de coupures brèves. Ils engendrent des variations brusques de l'amplitude de la tension et pour cette raison, les creux de tension correspondants se caractérisent par une forme rectangulaire en fonction de temps, voir figure (I.3a). Les courts-circuits peuvent affecter une, deux ou trois des phases et peuvent engendrer des déphasages supplémentaires entre elles. Les moteurs de forte puissance (asynchrones essentiellement) peuvent également être à l'origine des creux de tension. En général, le courant des moteurs atteint au moment de leur démarrage 5 à 6 fois le courant nominal et diminue progressivement lorsque la machine se rapproche de sa vitesse nominale. Cette surintensité produit une chute de tension qui décroît avec la diminution du courant, voir figure (I.3b). Les creux de tensions engendrés par le démarrage des moteurs de forte puissance durent entre quelques secondes et quelques dizaines de seconde et se caractérisent par des chutes de tension sur les trois phases. Enfin, les creux de tension peuvent également être engendrés par la saturation des transformateurs ou des modifications dans la structure du réseau. Cependant, ces perturbations provoquent rarement des chutes de tension importantes. Les creux de tension sont les perturbations électriques les plus pénalisantes du fait de leur fréquence et de

la sensibilité de nombre d'appareillages présents dans les réseaux industriels. Il faut néanmoins souligner que les coupures brèves peuvent avoir des conséquences plus graves (à la reprise), mais sont bien moins fréquentes



(a) (b)

Figure I.3 Amplitude d'un creux de tension provoqué par :
(a) un court-circuit, (b) le démarrage d'un moteur de forte puissance

I.5 Surtensions et surintensités

Les surtensions correspondent à des augmentations de l'amplitude de la tension de 1,1 pu à 1,8 pu. Les surtensions sont moins fréquentes que les creux de tension et sont généralement dues à des courts circuits dans les systèmes à neutre isolé qui engendrent à la fois des creux de tension et des surtensions, la figure (I .4) présent un exemple de surtension. En cas de court-circuit monophasé dans un tel système, les deux phases non concernées par le défaut peuvent prendre une valeur pouvant aller jusqu'à 1,73 pu, c'est à dire la tension composée [7]. En cas de court-circuit biphasé, la phase non affectée par le défaut se caractérise par une surtension qui peut aller jusqu'à 1,5 pu.

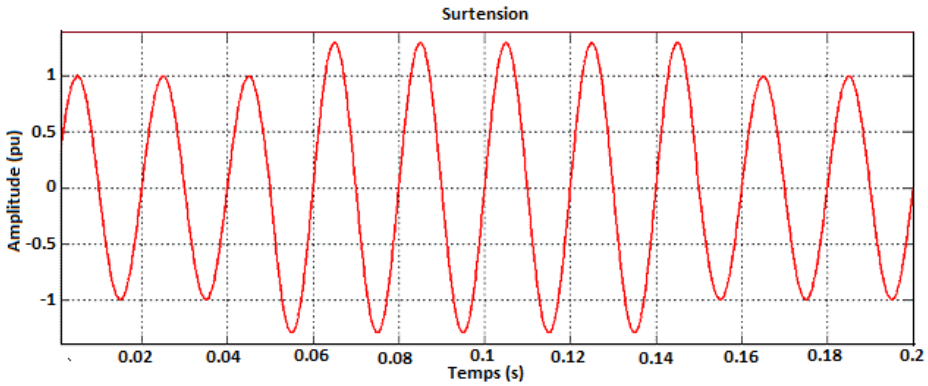


Figure I.4 Exemple de surtension

Des surtensions peuvent également être provoquées par des phénomènes d'origine atmosphérique (foudre), par des déclenchements de charges importantes, par des mauvais

fonctionnements de régulateurs de tensions, par Ferro résonance ou par des manœuvres sur le réseau. Ce type de surtensions se caractérise généralement par une durée très brève et s'assimile le plus souvent à des transitoires.

I.6 Variations de tension

La mise en service ou hors service des appareils électriques et le fonctionnement de certaines charges à puissance variable entraînent des variations de tension comme indique la figure (I .5), se manifestent sous deux formes principales :

- Des variations lentes de tension se produisant à des intervalles de temps supérieurs à quelques secondes. Ces variations sont dues principalement au branchement et débranchement des charges et en général ne dépassent pas les ±10% de la tension nominale. Ils ne causent pas de préjudice pour la plupart des équipements électriques.

- Des variations rapides de tension conduisant à une composition spectrale de fréquence dans la bande 0,5 et 25*Hz*. Ces variations sont dues aux charges dont la puissance absorbée fluctue de manière rapide, tels que les fours à arc, les machines à souder, les moteurs à couples pulsatoires ou à démarrages fréquents. Ces fluctuations rapides sont particulièrement ressenties sur le flux lumineux des lampes car elles provoquent un papillotement de la lumière, connu aussi comme flicker et qui est fort désagréable pour les consommateurs.

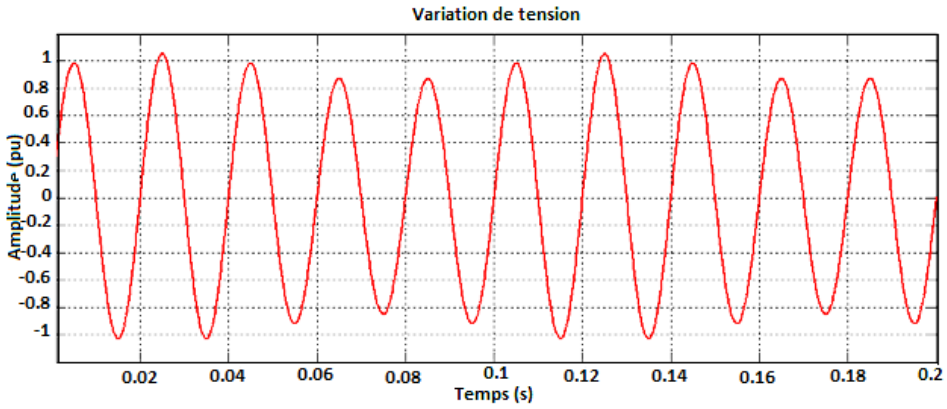


Figure I.5 Exemple de variation de tension

I.7 Déséquilibre

Trois grandeurs de même nature et de même pulsation forment un système triphasé équilibré lorsqu'elles ont la même amplitude et lorsqu'elles sont déphasées de ±120°. Lorsque les grandeurs ne vérifient pas ces conditions de phase et d'amplitude, on parle d'un système triphasé déséquilibré. Les déséquilibres sont généralement dus à des charges monophasées car

dans ce cas les courants absorbés sur les trois phases sont d'amplitude et/ou de phase différente, d'où un déséquilibre des trois tensions. Le déséquilibre des tensions peut également être dû à des charges triphasées, lorsque celles-ci ne sont pas symétriques. On parle d'un déséquilibre d'amplitude lorsque les trois tensions n'ont pas la même valeur efficace, et d'un déséquilibre de phase lorsque le déphasage entre les trois phases successives n'est pas de 120°, figure (I.6). Le niveau de déséquilibre est lié à la fois à la puissance et la localisation des charges perturbatrices, et à la puissance de court-circuit du réseau amont.

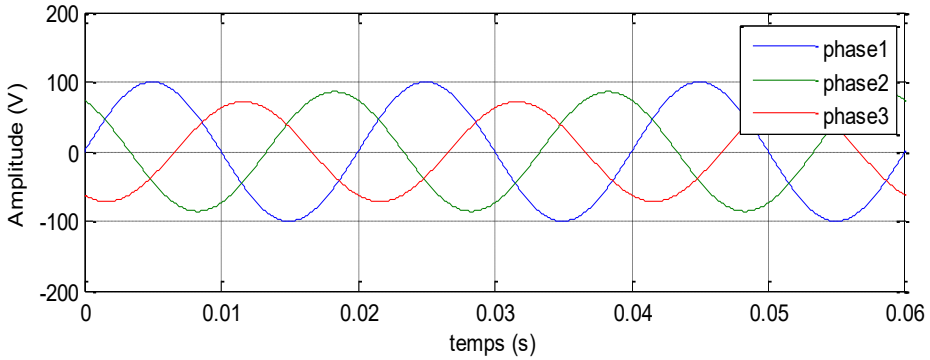


Figure I.6 Exemple de déséquilibre des amplitudes et des phases

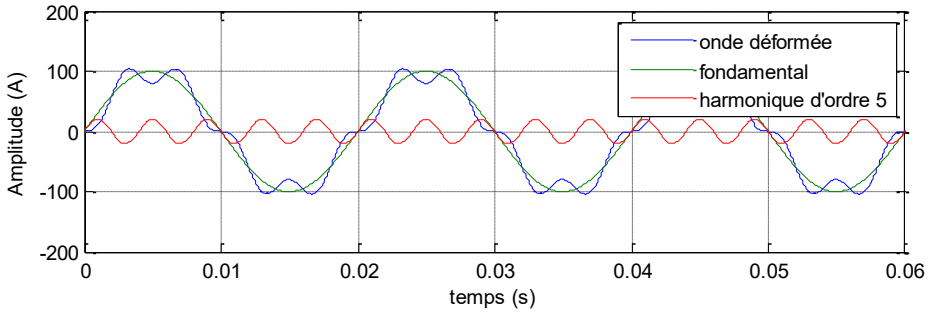
Le bouclage des réseaux, favorable à l'obtention d'une puissance de court-circuit élevée, permet de diminuer le degré de déséquilibre. Les déséquilibres de tension engendrent des composantes inverses de courant, qui provoquent des couples de freinage parasites et des échauffements dans les moteurs à courant alternatif. Ils peuvent également perturber le fonctionnement des dispositifs à thyristors à commande de phase.

I.8 Perturbations harmoniques

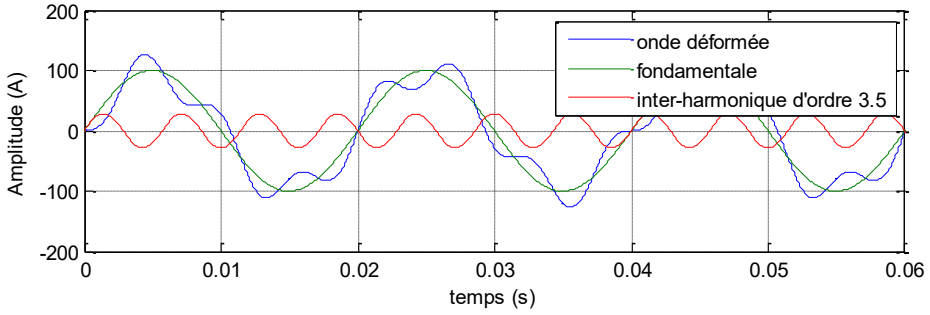
Les composantes sinusoïdales d'un signal de fréquences multiples de sa fréquence fondamentale s'appellent harmoniques,la figure (I.7 a). L'harmonique de fréquence kf_0, où f_0 est la fréquence fondamentale et k est un nombre réel positif est dit de rang k.

Les composantes sinusoïdales dont la fréquence n'est pas un multiple entier de la fréquence fondamentale du signal sont nommées les interharmoniques. Les composantes sinusoïdales, dont la fréquence est inférieure à la fréquence fondamentale sont appelées infraharmoniques comme le montre la figure (I.7 b). Les perturbations harmoniques sont dues à l'insertion au réseau des charges non linéaires comme les équipements intégrant de l'électronique de puissance (variateurs, onduleurs, convertisseurs statiques, gradateurs de lumière, etc.). Les harmoniques provoquent des échauffements qui, à terme, diminuent la durée de vie des

équipements. Ils peuvent également être à l'origine de troubles fonctionnels (synchronisation, commutation) et d'erreurs de mesure.



(a)



(b)

Figure 1.7 Harmoniques (a) et inter harmoniques (b).

I.8.1 Harmoniques

Les principales sources d'harmoniques sont les dispositifs contenant des éléments qui commutent (les convertisseurs statiques), et les dispositifs à caractéristique tension- courant non linéaire (fours à arc, inductances saturées, transformateurs, machines tournantes, etc.).

I.8.1.1 Convertisseurs statiques

Les convertisseurs statiques sont les sources d'harmoniques les plus gênantes du fait du nombre et de la puissance des dispositifs installés. On peut citer de manière non exhaustive :

- Les redresseurs monophasés et triphasés. Ils génèrent des harmoniques dont la fréquence dépend sensiblement de la commande adoptée. Un redresseur commandé en pleine onde de p pulsations engendre, du côté continu, des harmoniques de rang pn, (n=1,2,3…) et du côté alternatif, des harmoniques de rang pn ± 1. Un redresseur commandé en MLI synchrone engendre des harmoniques de rang pair du côté continu et de rang impair du côté alternatif, si

l'indice de modulation m = f_{MLI} / f_0 est impair et des harmoniques pairs et impairs de deux côtés si m est pair.

- Les cycloconvertisseurs utilisés pour régler la vitesse des moteurs à courant alternatif. Ils génèrent des spectres complexes, généralement riches en fréquences et dépendant de leur structure et de leur commande.
- Les gradateurs utilisés dans les entraînements de faible puissance, les systèmes d'éclairage et de chauffage et les systèmes de conduite des réseaux. Les gradateurs génèrent des harmoniques dont l'amplitude et la phase dépendent de l'angle d'allumage des thyristors.

I.8.1.2 Dispositifs à caractéristique tension-courant non linéaire

Parmi les dispositifs à caractéristique tension-courant non linéaire on distingue : Les fours à arc. Les fours à arc sont connectés directement au réseau de transmission, généralement sans recours à un filtrage adéquat. Leur impédance varie de manière aléatoire et de surcroît, elle est particulièrement asymétrique. Par ailleurs les fours à arc génèrent des harmoniques de toutes les fréquences, ainsi que des interharmoniques dont les amplitudes dépassent nettement le bruit de fond.

- Les inductances saturées. De telles inductances ont leur impédance fonction de l'amplitude du courant qui les traverse, et de ce fait provoquent par contre-réaction des déformations notables de ce courant.
- Les transformateurs. A cause de leur caractéristique tension-courant non linéaire, les transformateurs génèrent des harmoniques qui dépendent sensiblement de l'amplitude et de la forme de la tension d'alimentation.
- Les machines tournantes. Elles engendrent des harmoniques d'amplitudes souvent négligeables.
- Les petites machines synchrones sont toutefois génératrices de tensions harmoniques de rang 3.

I.8.2 Interharmoniques

L'analyse harmonique des courants et des tensions nous indique qu'en plus des harmoniques de rang entier, il existe des interharmoniques. Ceux-ci ont d'ordinaire une amplitude relativement réduite, mais peuvent être gênants s'ils provoquent des résonances. Ils peuvent également avoir des effets très néfastes lorsque leur fréquence se situe dans les plages de fréquence réservées pour les signaux de commande.

Les interharmoniques ont principalement pour origine:

- Les imperfections du convertisseur et de sa commande (chutes de tension dans les thyristors, variation ou inégalité des angles de commutation, variation de l'impédance vue du côté continu du redresseur [8]).

- L'association de plusieurs convertisseurs fonctionnant à des fréquences différentes : variateurs de vitesse des moteurs à courant alternatif [9] [10].

- Les convertisseurs statiques de commande non périodique.

- Les fours à arc et les cycloconvertisseurs.

I.9 Solutions de dépollution des réseaux électriques

Pour avoir de bonne qualité d'énergie électrique, tout d'abord, il faut remédier les signaux perturbés à cause de la charge non linéaire par des solutions proposées, les solutions traditionnelles et les solutions modernes [11].

I.9.1 Solutions traditionnelles

Ce sont des techniques qui doivent être connues par tous les électriciens, elles apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs).

I.9.1.1 Intervention sur la structure de l'installation

Il est souhaitable d'alimenter un grand pollueur par un transformateur à part, afin de le séparer d'un récepteur sensible. Face à un pollueur moyen il est préférable d'effectuer l'alimentation par des câbles distincts au lieu de les connecter en parallèle. Une distribution en étoile permet le découplage par les impédances naturelles et/ou additionnelles.

I.9.1.2 Surdimensionnement ou déclassement de l'installation électrique

On procède généralement au surdimensionnement des équipements afin d'assurer leur tenue aux surcharges harmoniques. Cette solution n'agit pas sur les harmoniques qui ne subissent aucune action curative de la part de l'utilisateur. Par cette approche, les problèmes liés à la pollution harmoniques sont résolus pendant une durée limitée.

Le déclassement des équipements de distribution électrique soumis aux harmoniques est utilisé dans le cas des installations existantes. Cette méthode cause un surcoût de production et ne tire pas profit du potentiel réel de l'installation.

I.9.1.3 Renforcement de la puissance de court-circuit

La diminution de l'impédance totale en amont de la charge non linéaire permet de réduire la tension créée par les harmoniques de courant, et donc de diminuer le taux de distorsion harmonique en tension au point de raccordement. Cependant, les courants harmoniques ne sont pas atténués.

I.9.1.4 Rééquilibrage des courants du réseau électrique

C'est une solution qui permet de répartir les charges d'une manière équilibré sur les trois phases. En effet, les charges monophasées et biphasées mal réparties engendrent des courants déséquilibrés dans un réseau électrique basse tension.

I.9.1.5 Filtrage passif

Le principe du filtrage passif consiste à insérer en amont de la charge, un ou plusieurs circuits accordés sur les harmoniques à rejeter. Ainsi, pour filtrer un courant à une fréquence particulière, un filtre résonnant série est placé en parallèle sur le réseau, figure (I.8). Cependant, ce type de filtre est très sélectif. Pour atténuer toute une bande de fréquences, un filtre passif amorti du second ordre, figure (I.9) est préférable. Le dimensionnement de ces filtres dépend des harmoniques à éliminer, des performances exigées, de la structure du réseau et de la nature des récepteurs. Par cette technique, il est en général plus aisé de rejeter les harmoniques de rang élevé que celles de rang faible. Malgré sa large utilisation dans l'industrie, ce dispositif simple a tout de même certains inconvénients :

- Une connaissance approfondie de la configuration du réseau électrique est nécessaire.
- Les variations de l'impédance du réseau peuvent détériorer les performances du filtre.
- Le réseau peut former un système résonnant avec le filtre et les fréquences voisines de la fréquence de résonnance sont amplifiées.
- Equipements volumineux.
- Inadaptabilité et perte d'efficacité lorsque les caractéristiques du réseau électrique évoluent [12].

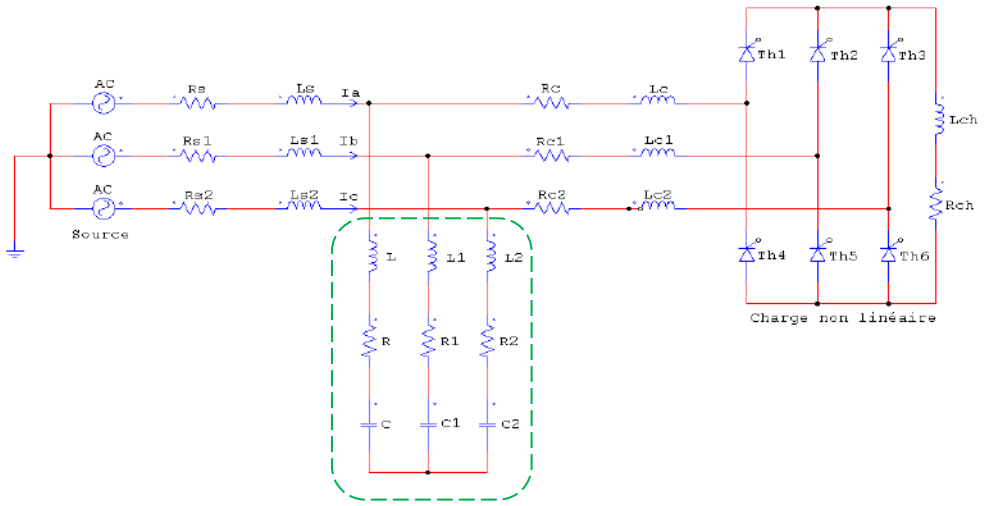


Figure I.8 Filtre passif résonnant

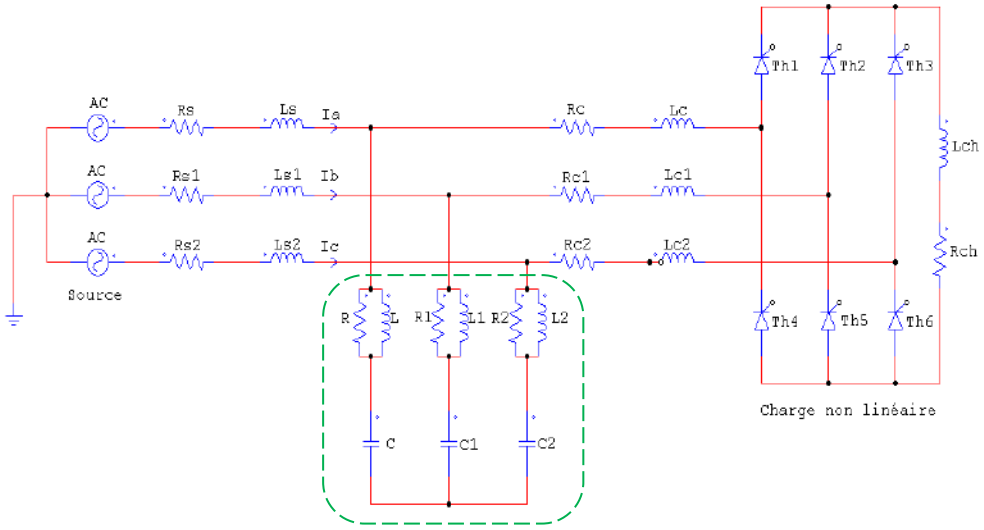


Figure I.9 Filtre passif amorti

I.9.2 Solutions modernes

Deux raisons principales ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtrage moderne et efficace appelée filtre actif. La première raison est due aux inconvénients inhérents des solutions traditionnelles de dépollution qui ne répondent plus à l'évolution décharges et des réseaux électriques. La seconde raison fait suite à l'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT. Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à compenser les perturbations responsables de la dégradation des performances des équipements et installations électriques. Nous citerons quatre topologies possibles de filtres actifs :

- Le filtre actif parallèle (FAP) : conçu pour compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive.

- Le filtre actif série (FAS) : conçu pour compenser toutes les perturbations de tension comme les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension.

- La combinaison série-parallèle : solution universelle pour compenser toutes les perturbations en courant et en tension.

- La combinaison hybride active et passive : Ces structures sont conçues dans le but d'optimiser le rapport performance/coût.

I.10 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté les principales perturbations électriques et leurs caractéristiques. Une attention particulière est portée aux perturbations les plus gênantes et les plus communément rencontrées. Les charges non linéaires sont de plus en plus présentes comme récepteur consommateur dans les réseaux de distribution industrielle, Elles produisent une pollution électrique harmonique qui nécessite généralement un dispositif d'élimination de ces perturbations et compensation de l'énergie réactive qu'ils consomment. Puis on a abordé les principales perturbations harmoniques et les moyens techniques permettant de les limiter dont il existe plusieurs, les solutions classiques présentent de nombreuses contraintes pour répondre à un besoin actif de dépollution, elles sont souvent pénalisées en termes d'encombrement, de résonance et d'une mauvaise adaptation face à l'évolution du réseau et aux charges polluant.

Chapitre II

Filtrage actif de puissance

II.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons traiter les différents types des filtres actifs ainsi que la structure générale d'un filtre actif parallèle triphasé permettant de compenser les harmoniques de courant d'un réseau électrique triphasé à trois fils en introduisant les trois blocs principaux de la partie puissance, à savoir l'onduleur triphasé à structure tension et le filtre de sortie. Dans ce chapitre, nous présentons les principaux algorithmes d'identification des courants de référence, la poursuite des courants de référence et la régulation de la tension continue**.**

II .2 Les filtres actif de puissance

II.2.1 Le filtre actif parallèle (FAP)

Appelé aussi compensateur shunt, il est connecté en parallèle sur le réseau de distribution (figure II.1). Il est le plus souvent commande comme un générateur de courant. Il restitue dans le réseau électrique les courants harmoniques i_f égaux à ceux absorbés par la charge non linéaire mais en opposition de phase, de telle sorte que le courant fourni par le réseau i_s soit sinusoïdal et en phase avec la tension simple correspondante. Son indépendance vis-à-vis de la source et de la charge lui assure auto-adaptabilité, fiabilité et performance.

Le filtre actif parallèle empêche les courants harmoniques, réactifs et déséquilibres de circuler à travers l'impédance du réseau. Il améliore ainsi les taux de distorsion en courant et en tension.

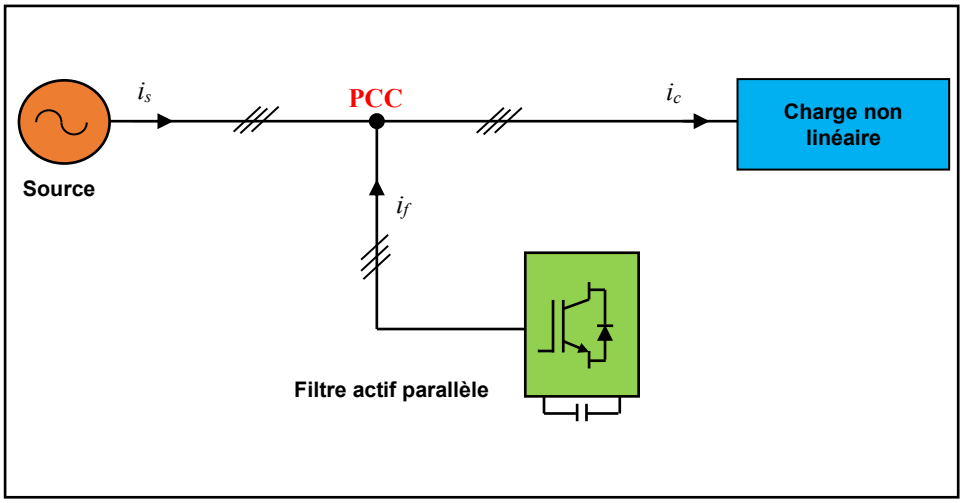


Figure II.1 Filtre actif parallèle

II.2.2 Le filtre actif série (FAS)

Le filtre actif série est connecté en série sur le réseau (figure II.2). Ce filtre injecte une tension de compensation en série avec la tension d'alimentation. Ainsi, il agit comme une source de tension qui peut être commandée pour compenser les tensions harmoniques, la chute de tension et le dépassement ets.... Il est destiné à protéger les installations sensibles à des tensions perturbatrices (harmoniques, creux, déséquilibres) provenant de la source et également celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Cette structure est proche, dans le principe, des conditionneurs de réseau. Toutefois, cette topologie présente quelques difficultés et inconvénients lors de sammies en œuvre : elle ne permet pas, par exemple, de compenser les courants harmoniques produits par la charge

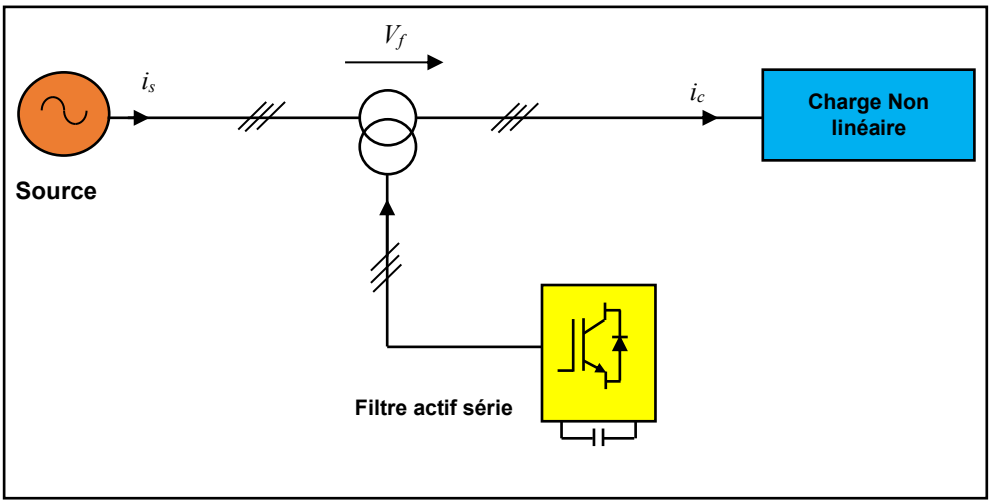


Figure 1I.2 Filtre actif série

II.2.3 La combinaison parallèle série actif

C'est une solution de compensation universelle basée sur le fonctionnement simultané des filtres actifs parallèle et série (figure II.3). Cette nouvelle topologie est appelée combinaison parallèle-série actifs ou Unified Power Quality Conditioner (UPQC). L'UPQC possède les avantages cumules des filtres actifs parallèle et série. Le filtre actif série, lorsqu'il est place en amont du filtre actif parallèle, permet de dépolluer la source des tensions perturbatrices. Lorsqu'il est placé en aval, il permet d'isoler la charge de la source perturbée.

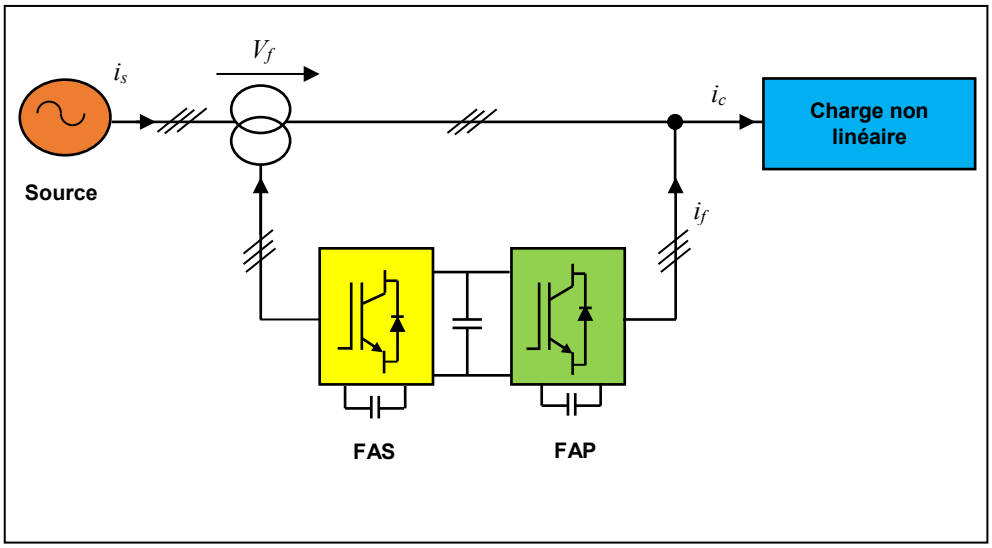


Figure II.3 Combinaison des filtres actifs série et parallèle

II.2.4 Combinaison hybride active et passive

Il faut noter l'existence de plusieurs autres combinaisons mixtes de filtres actifs avec cette fois-ci les filtres passifs. Ces structures sont conçues dans le but d'optimiser le rapport performance/coût.

Plusieurs configurations ont été présentées dans la littérature, les plus étudiées étant :

– Filtre actif série avec des filtres passifs parallèles ;

– Filtre actif série connecte en série avec des filtres passifs parallèles ;

– Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.

a) Filtre actif série avec des filtres passifs parallèles

Le schéma de principe de ce système de filtrage est donné par la figure (II.4), il est constitué de filtre passif accordé aux fréquences des harmoniques prédominantes et d'un filtre série. Plusieurs études ont confirmé que les performances des filtres actifs peuvent être améliorées par ce couplage.

Cette configuration permet d'une part de minimiser la puissance du filtre actif car une grande partie des courants harmoniques est absorbée par les filtres passifs et d'autre part d'améliorer les performances des filtres passifs [13]. Il réduit ainsi les risques d'antirésonance entre les éléments du filtre passif et l'impédance du réseau.

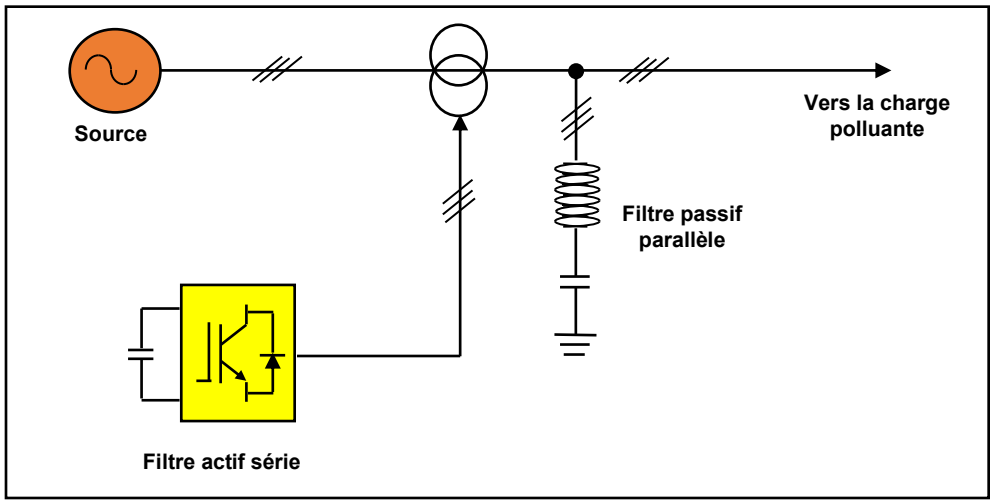


Figure II.4 Filtre actif série assisté par filtre passif

b) Filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles

Le principe de fonctionnement de cette configuration, présentée en Figure (II.5), est le même que le précédent avec l'avantage de réduire encore le dimensionnement du filtre actif série c'est à dire la puissance de ce filtre est plus faible que celle du filtre hybride car le courant qui le traverse est moins important. De plus, le filtre actif série est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge [15].

Dans cette configuration, le compensateur n'agit que sur les courants harmoniques, et améliore l'efficacité des filtres passifs : il évite l'amplification des tensions harmoniques amont aux fréquences d'anti résonance des filtres passifs, il atténue fortement les courants harmoniques entre charge et source par « abaissement » de l'impédance globale (filtres passifs plus compensateur actif). Puisque le compensateur actif n'est pas traversé par la totalité du courant réseau, son dimensionnement (et en particulier celui du coupleur magnétique) peut être réduit.

Cette structure est donc bien adaptée à traiter les réseaux de puissance et tensions élevées, tout en assurant le ré phasage des composantes fondamentales. Son principal inconvénient est que les filtres passifs sont définis en fonction de la nature de chaque charge :

Une étude préalable est impérative. Enfin, la quasi-totalité des tensions harmoniques préexistantes (sur la source) sont présentes côté charge. Dans ce sens, cette configuration peut être assimilée au compensateur actif de type « shunt » [16].

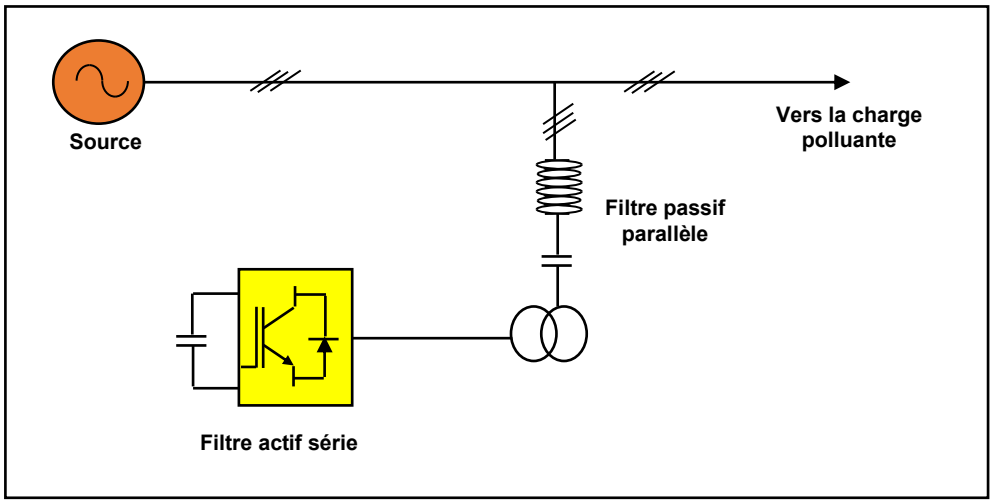


Figure II.5 Filtre actif série et passif parallèle connectés en série assisté

c) Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

Le rôle du filtre actif parallèle dans cette configuration, montrée en Figure (II.6), est la compensation des courants harmoniques basses fréquences émis par la charge polluante. Le filtre passif accordé sur une fréquence élevée, élimine les harmoniques hautes fréquences compris ceux créés par le filtre actif parallèle.

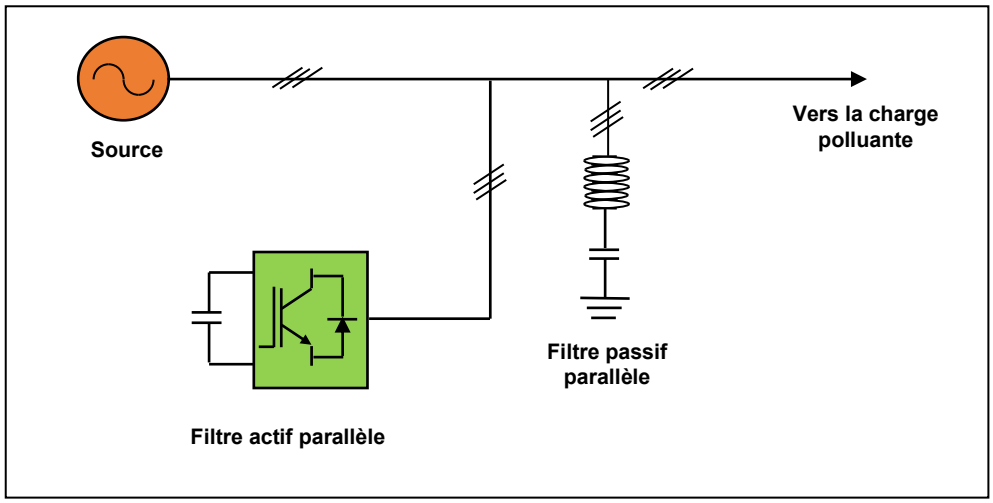


Figure II.6 Filtre actif parallèle assisté par filtre passif

II.3 Le filtre actif parallèle FAP et les stratégies de commande

Depuis sa vulgarisation, le filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension, reste l'une des méthodes de compensation les plus étudiées et les plus développées. Cette méthode qui allie rapidité et efficacité, présente des avantages certains et un potentiel de développement important. La technologie utilisée dans les structures de filtre actif de type shunt permet, en se basant sur les mêmes structures, de développer de nouvelles stratégies de contrôle et de les comparer avec celles qui existent. Les perturbations de courant étudiées dans ce travail sont de type harmonique. Pour éliminer ces harmoniques, nous aborderons une structure de filtre actif parallèle associant un filtre du premier ordre en sortie de l'onduleur. La structure du FAP a été divisée en deux parties : la partie puissance et la partie contrôle-commande. Dans la partie puissance, nous introduirons la modélisation des trois principaux blocs à savoir l'onduleur de tension, l'élément de stockage d'énergie, et le filtre de sortie. Dans la partie contrôle-commande, nous aborderons les quatre principaux blocs qui sont l'identification des courants harmoniques, la commande de l'onduleur (hystérésis et MLI), la régulation des courants injectés, et la régulation de la tension continue.

II.3.1 Mise en œuvre d'un FAP

En 1976, une première famille de filtre actif parallèle a été conçue à partir d'onduleurs à transistors de puissance commandés en MLI [17]. En effet, à cette époque, il était presque impossible de trouver sur le marché des interrupteurs de puissance capables de fonctionner aux fréquences exigées par la réalité industrielle. Cette barrière technologique sera franchie, dès 1977, lors de conception d'un premier prototype de filtre actif parallèle à base de thyristors à commutations naturelles pour la compensation de courant harmonique [18]. Cependant, l'application des onduleurs à base de thyristors a tout de suite posé le problème de génération non désirée de composantes injectées sur le réseau à la fréquence de commutation. Au cours des années 1980, des progrès importants dans le domaine des semi-conducteurs ont permis de développer de nouveaux composants de puissance associant hautes fréquences de commutation et fortes puissances. Profitant de ces avancées, et de l'événement des interrupteurs de puissance du type GTO et IGBT, de nombreux onduleurs de puissance, commandés en MLI, ont pu être conçus en vue de répondre aux contraintes industrielles de Structure du filtre actif parallèle et stratégies de commande conception des Filtres Actif Parallèle. Ainsi, ces derniers ont commencé à être

commercialisés et installés à travers le monde, et plus spécialement dans les pays les plus industrialisés comme le Japon. Parmi les chercheurs les plus en vue dans le domaine du filtrage actif, on peut citer le professeur Hirofuni Akagi de l'institut de technologie de Tokyo [19-20]. Il a publié plus de 130 articles dans le domaine de l'électronique de puissance. On lui doit le développement de la méthode des puissances instantanées réelle et imaginaire (p & q) [22, 21] pour l'identification des harmoniques dans les réseaux de distribution.

II.3.2 Structure générale du filtre actif parallèle

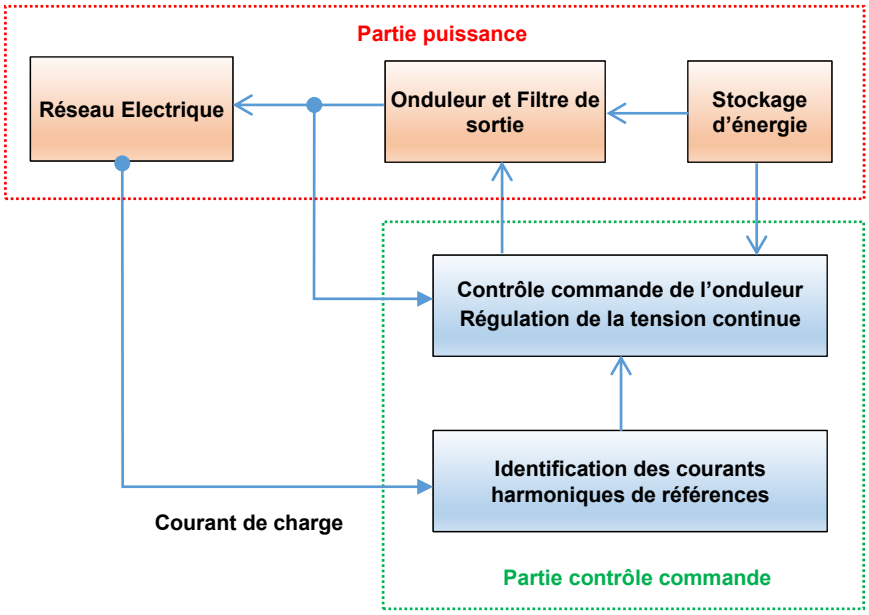


Figure II.7 Structure générale du filtre actif parallèle [23]

La structure générale d'un FAP triphasé de type tension est présentée par la Figure (II.7) où l'on distingue que le FAP est composé de deux parties la partie puissance et la partie contrôle-commande [24]. La partie puissance est généralement constituée d'un onduleur de tension à base d'interrupteurs de puissance dont les états des interrupteurs de l'onduleur sont contrôlés par le régulateur à hystérésis dont la bande d'hystérésis Δh vaut 0.4A [25], d'un circuit de stockage d'énergie et d'un filtre passif de sortie [24-26]. La partie commande est composée d'une première étape qui fait l'identification des harmoniques de références, et d'une seconde qui réalise la régulation du bus tension continue. Une troisième génère la commande de l'onduleur

II.3.3 Etude de la partie puissance

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet, de manière réversible, la conversion de tension continue en tension alternative. La figure (II.8) présente un onduleur triphasé à structure tension. Il se compose de trois bras à interrupteurs réversibles en courant, commandés à la fermeture et à l'ouverture, réalisés à partir d'un transistor IGBT et d'une diode en antiparallèle. Le stockage de l'énergie du côté continu se fait par l'intermédiaire d'un condensateur C_{dc} de tension continue V_{dc}. Le filtre de sortie est un filtre passif habituellement du premier ordre (L_F, R_F) qui permet de connecter l'onduleur de tension au réseau électrique.

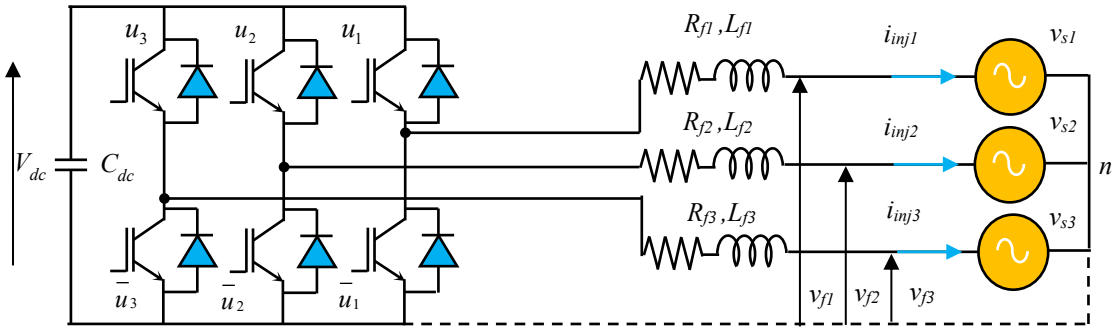


Figure II.8 Onduleur de tension triphasé

Cette structure d'onduleur ne permet pas la fermeture simultanée des semi-conducteurs d'un même bras sous peine de court-circuiter le condensateur de stockage. Par contre, ils peuvent être tous les deux ouverts (pendant un temps mort). La continuité des courants est alors assurée par la mise en conduction d'une des diodes d'un même bras.

II.3.3.1 Modèle dynamique de l'onduleur de tension triphasé

Dans ce modèle, on considère que tous les éléments sont linéaires et invariants dans le temps. De même, les interrupteurs et les sources de tension sont considérés comme idéaux. L'état des interrupteurs est indiqué par une fonction de commutation u_k pour l'interrupteur k. l'interrupteur k fermé indique u_k =1, inversement u_k= -1 correspond à l'interrupteur k ouvert. Notons par ailleurs que les interrupteurs d'un même bras sont complémentaires, leur état est défini par la fonction suivante :

$$u_k = \begin{cases} 1, & \bar{u}_k = -1 \\ -1, & \bar{u}_k = 1 \end{cases} \qquad \text{Pour } k = 1,2,3 \qquad \text{(II.1)}$$

Ainsi, on pourra exprimer huit cas possibles de tension de sortie du filtre actif v_f (référées au neutre *n* de la source), comme le montre le Tableau. II.1 [27].

Tableau II.1 Tensions générées par l'onduleur

N° du cas	u_3	u_2	u_1	v_{f3}	v_{f2}	v_{f1}
1	*-1*	*-1*	*-1*	*0*	*0*	*0*
2	*-1*	*-1*	*1*	*$-V_{dc}/3$*	*$-V_{dc}/3$*	*$2V_{dc}/3$*
3	*-1*	*1*	*-1*	*$-V_{dc}/3$*	*$2V_{dc}/3$*	*$-V_{dc}/3$*
4	*-1*	*1*	*1*	*$-2V_{dc}/3$*	*$V_{dc}/3$*	*$V_{dc}/3$*
5	*1*	*-1*	*-1*	*$2V_{dc}/3$*	*$-V_{dc}/3$*	*$-V_{dc}/3$*
6	*1*	*-1*	*1*	*$V_{dc}/3$*	*$-2V_{dc}/3$*	*$V_{dc}/3$*
7	*1*	*1*	*-1*	*$V_{dc}/3$*	*$V_{dc}/3$*	*$-2V_{dc}/3$*
8	*1*	*1*	*1*	*0*	*0*	*0*

Dans l'hypothèse d'avoir un système équilibré, les tensions du côté alternatif sont définies comme:

$$\begin{aligned} v_{s1} &= V_m \cos(wt) \\ v_{s2} &= V_m \cos(wt - 2\pi/3) \\ v_{s3} &= V_m \cos(wt + 2\pi/3) \end{aligned} \tag{II.2}$$

Où *V m et* w sont, respectivement, l'amplitude de la tension simple et la pulsation du réseau. L'hypothèse d'un système équilibré implique :

$$\sum_{k=1}^{3} v_{sk} = 0 \tag{II.3}$$

En appliquant la loi de Kirchoff côté alternatif, on obtient :

$$\begin{aligned} {}_{f1}\frac{d_{inj1}}{dt} &= -v_{s1} - R_{f1} i_{inj1} + v_{f1} \\ L_{f2}\frac{d_{inj2}}{dt} &= -v_{s2} - R_{f2} i_{inj2} + v_{f2} \\ L_{f3}\frac{d_{inj3}}{dt} &= -v_{s3} - R_{f3} i_{inj3} + v_{f3} \end{aligned} \tag{II.4}$$

De manière condensée, on utilisera la représentation matricielle suivante :

$$L_f \frac{d_{inj}}{dt} = -v_s - R_f i_{inj} + v_f \qquad \text{(II.5)}$$

Avec $v_s = \begin{bmatrix} v_{s1} & v_{s2} & v_{s3} \end{bmatrix}^T$, $v_f = \begin{bmatrix} v_{f1} & v_{f2} & v_{f3} \end{bmatrix}^T$ qui représentent les tensions par rapport au point neutre de la figure (II.8), et $i_{inj} = \begin{bmatrix} i_{inj1} & i_{inj2} & i_{inj3} \end{bmatrix}^T$ qui sont les courants injectés par l'onduleur dans le réseau triphasé.

Egalement, les tensions composées sont définies comme suit :

$$\begin{aligned} V_{f12} &= v_{f1} - v_{f2} \\ V_{f23} &= v_{f2} - v_{f3} \\ V_{f31} &= v_{f3} - v_{f1} \end{aligned} \qquad \text{(II.6)}$$

On notera également que $V_f = \begin{bmatrix} V_{f12} & V_{f23} & V_{f31} \end{bmatrix}^T$

Ainsi, on pourra exprimer les huit cas possibles des tensions composées, comme le montre le Tableau. II. 2 :

Tableau II.2 Tensions générées par l'onduleur

N° du cas	u_3	u_2	u_1	V_{f31}	V_{f23}	V_{f12}
1	*-1*	*-1*	*-1*	*0*	*0*	*0*
2	*-1*	*-1*	*1*	*-V_{dc}*	*0*	*V_{dc}*
3	*-1*	*1*	*-1*	*0*	*V_{dc}*	*-V_{dc}*
4	*-1*	*1*	*1*	*-V_{dc}*	*V_{dc}*	*0*
5	*1*	*-1*	*-1*	*V_{dc}*	*-V_{dc}*	*0*
6	*1*	*-1*	*1*	*0*	*-V_{dc}*	*V_{dc}*
7	*1*	*1*	*-1*	*V_{dc}*	*0*	*-V_{dc}*
8	*1*	*1*	*1*	*0*	*0*	*0*

On établira ensuite la liaison entre le côté alternatif et le côté continu. A partir de l'équation (II. 6) et le Tableau. II.2, on peut conclure les relations suivantes entre V_{dc} et les tensions composées V_f. par exemple, pour la première équation de (II. 6) on a :

$$\begin{aligned} &V_{f12} = V_{dc} \quad si \quad u_1 = 1 \quad et \quad u_2 = -1 \\ &V_{f12} = -V_{dc} \quad si \quad u_1 = -1 \quad et \quad u_2 = 1 \\ &V_{f12} = 0 \quad si \quad u_1 \, et \quad u_2 \quad ont \quad la \quad meme \quad valeur \end{aligned} \qquad \text{(II.7)}$$

On note que l'équation (II.7) peut être mise sous la forme compacte suivante :

$$V_{f12} = \frac{1}{2} V_{dc} \left(u_1 - u_2 \right) \tag{II. 8}$$

En suivant la même démarche, le reste des tensions composant le vecteur V_f peut être mis sous une forme matricielle compacte :

$$V_f = \tfrac{1}{2} V_{dc} \widetilde{M} u \tag{II.9}$$

Ou $u = \begin{bmatrix} u_1 & u_2 & u_3 \end{bmatrix}^T$ et $\widetilde{M}$ est donnée par :

$$\widetilde{M} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{II.10}$$

D'une façon similaire, l'équation (II.6) peut être mise sous la forme matricielle suivante :

$$V_f = \widetilde{M} v_f \tag{II.11}$$

On peut vérifier aisément que l'obtention d'une expression de v_f en fonction de l'état des interrupteurs et de la tension continue n'est pas possible en raison de la singularité de $\widetilde{M}$.

D'autre part, le fait d'avoir la somme des tensions et courants côté alternatif égale à zéro implique que $v_{f1} + v_{f2} + v_{f3} = 0$. En ajoutant cette équation à (II.11), on obtient le système suivant:

$$V_f = \hat{M} v_f \tag{II.12}$$

avec $\hat{M}$ donnée par :

$$\hat{M} = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{II.13}$$

Ainsi, la solution des équations (II.9) et (II.12) pour le vecteur de tensions v_f, nous donne l'expression recherchée :

$$\begin{aligned} v_f &= \tfrac{1}{2} V_{dc} \hat{M}^{-1} \widetilde{M} u \\ &= \tfrac{1}{6} V_{dc} K \end{aligned} \tag{II.14}$$

Avec K donnée par :

$$K = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \tag{II.15}$$

Finalement, en remplaçant (II.14) dans (II.5), on déduit l'équation de couplage des côtés alternatif et continu

$$L_f \frac{di_{inj}}{dt} = -v_s - R_f i_{inj} + \frac{1}{6} V_{dc} K u \tag{II.16}$$

Le modèle complet s'obtient alors par l'ajout de la dynamique côté continu [27] :

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = i_{dc} \tag{II.17}$$

Sachant que le courant côté continu i_{dc} injecté, s'exprime par

$$\begin{aligned} i_{dc} &= \frac{1}{2} u^T i_{inj} \\ &= \frac{1}{2}\left(u_1 i_{inj1} + u_2 i_{inj2} + u_3 i_{inj3}\right) \end{aligned} \tag{II.18}$$

L'équation (II.17) devient alors :

$$\begin{aligned} C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} &= \frac{1}{2} u^T i_{inj} \\ &= \frac{1}{2}\left(u_1 i_{inj1} + u_2 i_{inj2} + u_3 i_{inj3}\right) \end{aligned} \tag{II.19}$$

On aboutit enfin au système présenté dans le Tableau. II.3 suivant :

Tableau II.3 Modèle dynamique de l'onduleur de tension triphasé

$L_f \frac{di_{inj}}{dt} = -v_s - R_f i_{inj} + v_f$	
Avec	$v_f = \frac{1}{6} V_{dc} K u$
$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{2} u^T i_{inj}$	
Avec	$i_{inj1} + i_{inj2} + i_{inj3} = 0$

Le modèle topologique de l'onduleur de tension triphasé correspond à celui d'un système non linéaire avec des perturbations dépendant du temps.

II.4 Etude de la partie contrôle commande

II.4.1 Introduction à la stratégie de commande

La structure du système de commande de l'onduleur peut être séparée en deux sous-systèmes ayant des dynamiques différentes : l'une dite rapide qui est liée aux courants, et une autre dite lente qui est associée à la tension continue. On peut de ce fait, synthétiser deux régulateurs, un pour la boucle interne des courants et un autre pour la boucle externe de la tension continue. D'autre part, il est bien connu que la performance de la boucle des courants joue un rôle essentiel dans la performance globale du système ; c'est pourquoi une commande ayant une réponse rapide et un bon comportement en état stationnaire s'avère nécessaire. Pour le réglage de la tension continue, l'utilisation de commandes classiques, en particulier du type proportionnel intégral (PI), semble être suffisante pour obtenir des performances acceptables. C'est pour cette raison que ce travail est plutôt consacré à l'étude des différentes lois de commande pour la boucle interne des courants. Par ailleurs, les algorithmes de contrôle doivent être tels que l'on respecte non seulement les contraintes fréquentielles imposées par la technologie des interrupteurs, mais aussi des critères standards en électronique de puissance tels que le taux de distorsion harmonique (THD) faible et une qualité spectrale des courants tant en basses qu'en hautes fréquences. La qualité de la compensation des harmoniques dépend fortement des performances de la méthode d'identification choisie. En effet, le système de commande, même très efficace, ne pourra pas à lui seul effectuer des corrections suffisantes si les harmoniques parasites sont mal identifiées.

III.4.2 Identification des courants harmoniques

Les différentes méthodes d'identification du courant perturbateur peuvent être regroupées en deux familles. La première utilise la transformée de Fourier dans le domaine fréquentiel, pour extraire les harmoniques du courant. Cette méthode est bien adaptée aux charges où le contenu harmonique varie lentement. Elle donne aussi l'avantage de sélectionner les harmoniques individuellement et de ne choisir de compenser que les plus prépondérants. Il est à noter que cette méthode nécessite une grande puissance de calcul afin de réaliser, en temps réel, toutes les transformations nécessaires pour extraire les harmoniques [28-29].

La deuxième famille est basée sur le calcul des puissances instantanées dans le domaine temporel. Une transformation des courants et des tensions dans le repère des puissances (repère diphasé) permet l'utilisation d'un filtre passe bas afin de séparer les puissances active et réactive continues des puissances active et réactive alternatives. Une autre méthode, appelée la méthode de détection synchrone, et reposant sur la transformée de Park, a été proposée [30]. Cette méthode basée essentiellement sur le calcul de la pulsation fondamentale obtenue par une PLL (boucle à verrouillage de phase). Plusieurs algorithmes d'identification des courants harmoniques de référence et de nombreuses techniques de commande et de régulation ont été développés depuis la mise en place des premiers filtres actifs. Parmi les plus utilisés on décrit :

II.4.2.1 Algorithme du filtre coupe-bande (notch filter)

C'est le plus simple des algorithmes de calcul des courants de référence, comme l'illustre le diagramme représenté Figure (II.9). Proposé en 1992 par C. A. Quinn & N. Mohan [31], cet algorithme est destiné à la fois à générer les courants de consigne d'un système à 04 fils (muni du fil du neutre) et à réguler la tension continue du filtre actif. L'opération est très aisée: il suffit de faire passer chacun des courants triphasés de charge par un filtre coupe bande réglé sur la fréquence fondamentale à éliminer. En sortie, on obtient les courants harmoniques de référence de chaque fil y compris le conducteur neutre, étant la somme négative des références des trois phases. Ensuite, les tensions de source vont intervenir afin de fournir seulement la composante fondamentale du courant nécessaire à la charge. Ainsi, le courant du neutre se trouvera démuni de composantes harmoniques. Idéalement, le filtre actif n'est sensé fournir que de la puissance réactive. La valeur moyenne du courant du côté continu est donc nulle. Cependant, les pertes dans un filtre actif non idéal peuvent engendrer la décharge de l'élément de stockage d'énergie. Ceci peut être évité ajoutant aux courants de référence calculés, des composantes fondamentales dont l'amplitude peut être déterminée en comparant la valeur actuelle de la tension *Vdc* par la valeur désirée *Vdc* désirée.

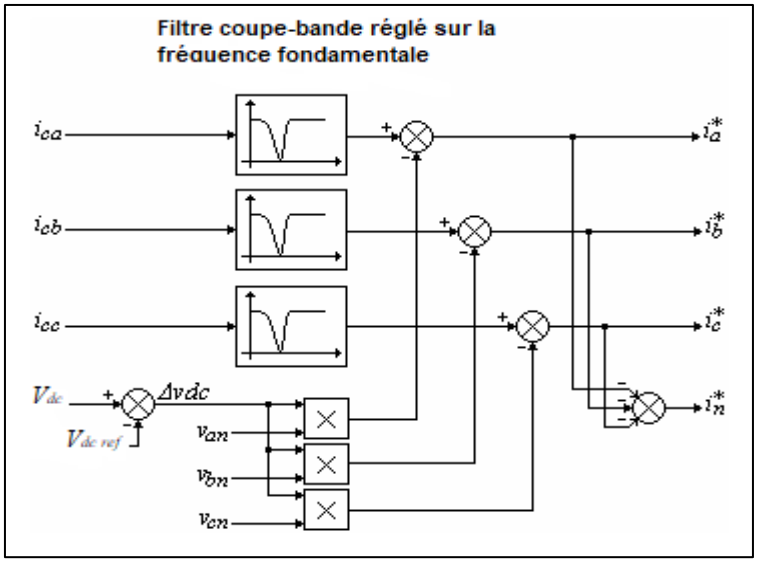


Figure II.9 Génération des courants de référence par l'algorithme du filtre coupe-bande

II.4.2.2 Algorithme du référentiel synchrone d-q

Le diagramme de blocs d'un générateur de courants de référence utilisant l'algorithme du référentiel synchrone est présenté dans la Figure. (II.10).

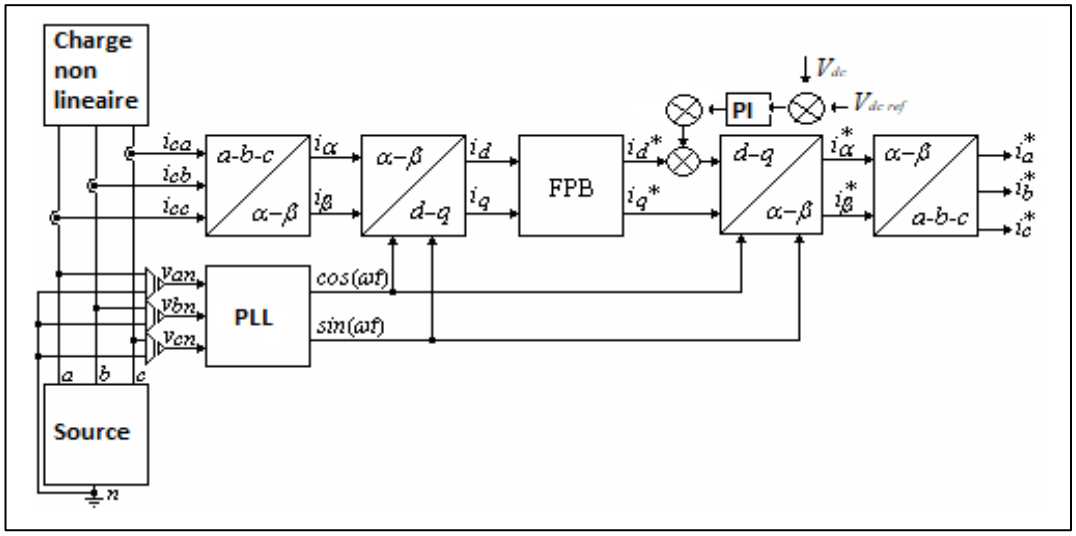


Figure II.10 Diagramme de blocs de génération des courants de référence selon l'algorithme du référentiel synchrone *d-q*

Dans ce cas, les courants réels 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:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(wt) & \sin(wt) \\ \sin(wt) & \cos(wt) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{II.20}$$

Comme pour la théorie de la puissance réactive instantanée, les termes *d* et *q* sont constitués d'une composante DC et d'un multiple de composantes AC, tels que:

$$\begin{cases} i_d = i_{ddc} + i_{dac} \\ i_q = i_{qdc} + i_{qac} \end{cases} \tag{II.21}$$

Les signaux de compensation dans ce référentiel s'expriment par:

$$i_{dref} = -i_{dac} \tag{II.22}$$

$$i_{qref} = -i_{qdc} - i_{qac} \tag{II.23}$$

Enfin, les courants de référence sont générés dans le plan triphasé *a-b-c* via :

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(wt) & -\sin(wt) \\ 0 & \sin(wt) & \cos(wt) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_{dref} \\ i_{qref} \end{bmatrix} \tag{II.24}$$

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) [31]. Le diagramme de fonctionnement d'une PLL est présenté dans la Figure (II.11).

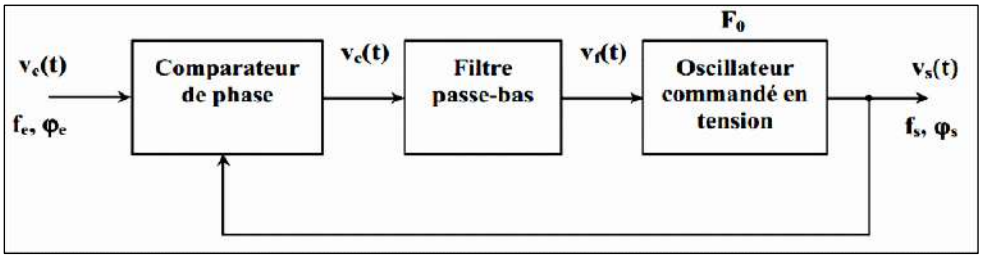


Figure II.11 Diagramme de blocs d'une PLL [32]

Comme l'algorithme de génération des courants harmoniques présente des similitudes avec la procédure mathématique appliquée à l'algorithme précédent, les effets introduits par le filtre passe-bas sont les mêmes que ceux affectant la théorie de la puissance instantanée réactive.

Afin de stabiliser la tension côté DC du VSI, la tension de mesure, *Vdc* mesurée doit suivre la tension de référence $V_{dc\ réf}$, la boucle de régulateur de tension améliorée est conçue en intégrant un contrôleur PI approprié.

II.4.2.3 Algorithme des puissances instantanés p-q

Il est important de rappeler ici que la méthode la plus utilisée pour l'identification des courants harmoniques est la théorie des puissances active et réactive instantanées dont le diagramme de blocs d'un générateur de courants de référence utilisant l'algorithme du des puissances instantanés est présenté dans la Figure (II.12).

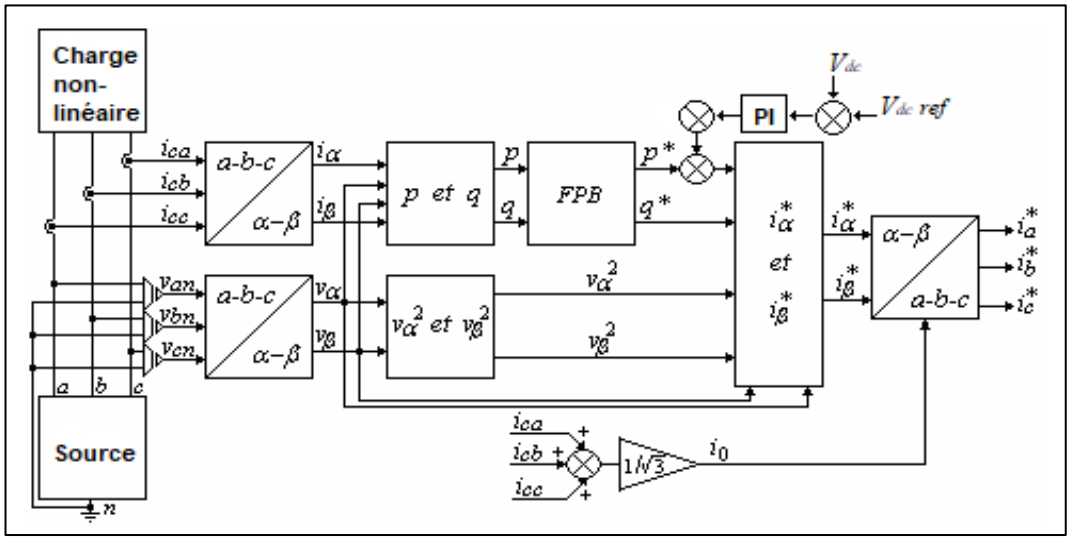


Figure II.12 Diagramme de blocs de génération des courants de référence par la théorie *p-q* [33]

En 1983 Akagi. Konazawa et A. Nabae [19] [34] ont introduit cette théorie aussi appelée « théorie p-q », où p est la puissance réelle et représente le flux d'énergie total dans le système triphasé à trois fils ; q est la puissance imaginaire et a une signification physique non traditionnelle et donne la mesure de la quantité de courant ou de puissance qui circule dans chaque phase sans transporter d'énergie à aucun instant. Cette théorie est principalement utilisée pour la génération du courant de référence du compensateur de puissance réactive, car elle définit clairement la puissance. L'identification est la première étape consiste à transformer les tensions et les courants du plan triphasée (a, b et c) en plan diphasée(α-β), en utilisant la transformation directe Concordia. En présence d'harmoniques, la puissance apparente est composée des trois parties puissance active, puissance réactive et puissance déformante exprimées ci-dessous.

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \tag{II.25}$$

Où

S : Puissance apparente, P : Puissance active, Q : Puissance réactive, D : Puissance déformante.

Constater les tensions ligne-neutre et les courants de ligne du système triphasé sans homopolaire par (V_{sa} ,V_{sb},V_{sc}) et (I_{sa},I_{sb},I_{sc})

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \tag{II.26}$$

Où, V_{sa},V_{sb} et V_{sc} sont les tensions phase-neutre des phases a, b et c respectivement

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \tag{II.27}$$

Où, I_{sa},I_{sb},I_{sc}, sont les courants de ligne des phases a, b et c respectivement. La puissance réelle instantanée p et la puissance réactive instantanée q peuvent être exprimées de manière équivalente dans le système diphasé et exprimées comme suit :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{II.28}$$

Où, v_α , v_β tensions dans le plan α et β

Cela donnera :

$$\begin{cases} p = v_\alpha . i_\alpha + v_\beta . i_\beta \\ q = v_\alpha . i_\beta - v_\beta . i_\alpha \end{cases} \quad \text{(II.29)}$$

Où i_α , i_β courants dans le plan α and β

Le p et q peut être décomposé comme suit :

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad \text{(II.30)}$$

Où $\bar{p}$ et $\bar{q}$ sont respectivement les puissances moyennes active et réactive, correspondant au courant fondamental de charge (50 Hz) tandis que, $\tilde{p}$ et $\tilde{q}$ correspondent aux composés alternatifs liés aux courants harmoniques.

La génération des courants harmoniques totaux est effectuée par le FAP et injectée dans la source de courant alternatif et ainsi la compensation est obtenue. Par conséquent, l'élimination du composé fondamental est réalisée par deux filtres passe-bas. De l'équation (II.27) donnant les puissances instantanées réelles et imaginaires, on déduit l'équation actuelle suivante :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad \text{(II.31)}$$

En considérant, les équations (II.29) et (II.30), le courant peut être séparé dans le plan(α - β) en trois composés (actif et réactif à la fréquence fondamentale et aux harmoniques). Cela conduira à l'équation obtenue ci-dessous:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad \text{(II.32)}$$

Cette expression permet d'identifier les courantes de références dans le plan (α - β). Ensuite les courants triphasés sont obtenus à partir des courants diphasés i_α et i_β par la transformation l'inverse de Concordia :

$$\begin{bmatrix} i_{refa} \\ i_{refb} \\ i_{refc} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad \text{(II.33)}$$

Où i_{refa} , i_{refb} , i_{refc} , sont les courants de références dans le plan (a, b ,c).

II.4.2.4 Algorithme de filtrage de Kalman

Les filtres passe-bas sont utilisés pour déterminer la composante continue. Cependant, un déphasage des harmoniques et une réponse transitoire élevée sont généralement obtenus dans le système avant que le système n'atteigne son état stable. Par conséquent, l'estimateur KF est utilisé pour surmonter le problème du filtre passe-bas initialement utilisé afin de s'éparer la composante DC de la puissance active et réactive qui va nous donner par la suite les courant de harmoniques de référence après une transformation inverse de Concordia.

Le Filtre de kalman utilise une forme de contrôle par rétroaction dans laquelle le filtre estime le processus à tout moment et obtient ensuite une rétroaction sous la forme d'une mesure bruitée [35]. Ainsi, les équations du FK sont mises en œuvre en 02 étapes :

- Équations de mise à jour temporelle, connue sous le nom d'équation prédicatrice chargée de projeter vers l'avant (dans le temps) l'état actuel et estimer la covariance d'erreur pour obtenir l'estimation au pas de temps suivant
- Equations de mise à jour des mesures, appelée équations de correction elle est responsable de la rétroaction pour incorporer une nouvelle mesure dans l'estimateur afin d'améliorer encore plus l'estimation. Ainsi, l'estimation ressemble à la combinaison de l'algorithme prédicteur-correcteur utilisé dans le système.

À l'origine, KF a été conçu pour les systèmes linéaires qui se définissent comme ;

$$\begin{aligned} x_k &= Ax_{k-1} + Bu_{k-1} + w_{k-1} \\ z_k &= Hx_k + v_k \end{aligned} \quad \text{(II.34)}$$

Où;

x_k État du système

z_k État de mesure

u_{k-1} Entrée de commande du système

A Matrice de l'état précédent à l'état actuel

B Matrice de l'entrée de commande à l'état actuel

H Matrice de l'état de mesure au système

w_{k-1} Erreur système

v_k Erreur de mesure

Pour séparer les harmoniques du fondamental des courants de charge, il suffit de séparer le terme direct du système d'état et l'état de mesure de l'équation d'origine

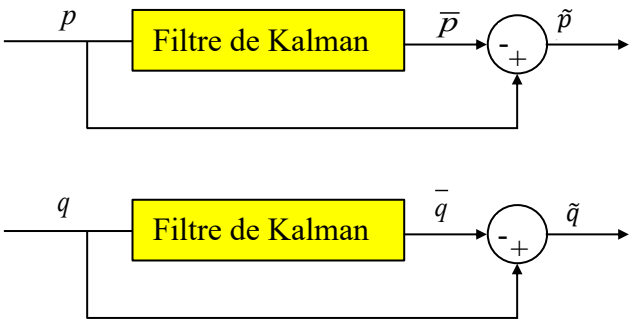


Figure II.13 Estimation des harmoniques par le filtre de Kalman

La figure (II.13) montre le principe de ce filtre d'extraction. Basé sur l'équation.(II.34).Puisqu'il n'y a pas d'installation à contrôler, le signal d'entrée u_{k-1} et l'erreur système w_{k-1} peuvent être négligés les états d'estimation du système dynamique peuvent être obtenus à partir de la mesure bruitée comme;

$$\begin{aligned} p_{(k)} &= Ap_{(k-1)} \\ \bar{p}_{(k)} &= Hp_{(k)} + v_k \end{aligned} \qquad \text{(II.35)}$$

En exploitant l'équation (II.35), la mise à jour de temps (prédicateur) et la mise à jour de la mesure (correcteur) sont affichées dans l'équation. (II.36) et (II.37).

Équation de mise à jour de temps :

$$\hat{p}_{(k)}^{-} = A\hat{p}_{(k-1)}$$
$$P_k^{-} = AP_{(k-1)}A^T + Q \tag{II.36}$$

Équation de mise à jour des mesures :

$$\hat{p}_{(k)} = \hat{p}_{(k)}^{-} + K_k(p_{(k)} - H\hat{p}_{(k)}^{-})$$
$$K_k = \frac{P_k^{-}H^T}{HP_k^{-}H^T + R} \tag{II.37}$$
$$P_k = (I - K_k H)P_k^{-}$$

Où

$p_{(k)}$ Mesure de la puissance DC

$\hat{p}_{(k)}$ La puissance DC de référence estimé

$\hat{p}_{(k)}^{-}$ État prévu du puissance DC de référence

$P_{(k)}$ Covariance de l'erreur d'estimation

$P_{(k)}^{-}$ Covariance d'erreur prédite

K_k Gain de Kalman

I Matrice d'identité

L'équation de mise à jour temporelle et l'équation de mise à jour des mesures ont été calculées en continu pour chaque pas de temps. Le cycle de la mise à jour de temps et l'équation de mise à jour des mesures ont été présentés dans la figure (II.14) .L'erreur de mesure R peut être spécifiée hors ligne, avant le fonctionnement du filtre, alors que la mesure de la covariance d'erreur du système Q est difficile à déterminer en raison de l'incapacité d'observer directement le processus d'estimation

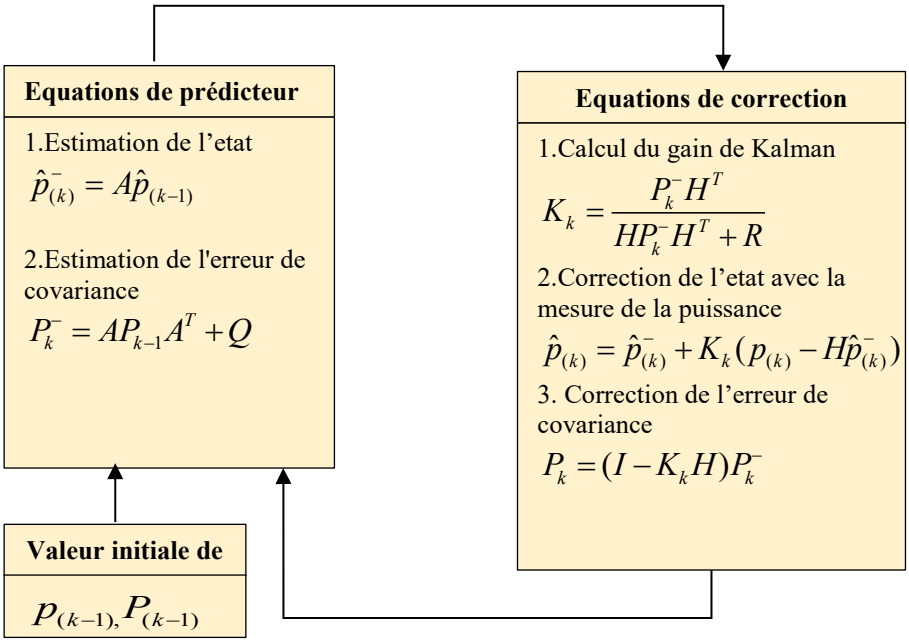


Figure II.14 Le cycle du filtre de Kalman

II.4.3 Commande de l'onduleur

L'objectif de la commande de l'onduleur est de réinjecter les courants de références dans le réseau électrique. Cette opération se fait par une loi de commande à travers la partie puissance (l'onduleur de tension, l'élément de stockage d'énergie et le filtre de sortie représentés sur les figures (II.7 et II.8). Différentes commandes sont recensées dans la littérature.

On peut citer la commande par hystérésis, la commande MLI (Modulation par Largeur d'Impulsion).

a) Commande par hystérésis

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existant entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur [36, 37]. L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis. Dès que l'erreur atteinte la bande inférieure ou supérieure, un ordre de commande est envoyé de manière à rester à l'intérieur de la bande. La simplicité de la mise en œuvre, comme le montre la Figure (II.15), est le principal atout de cette technique.

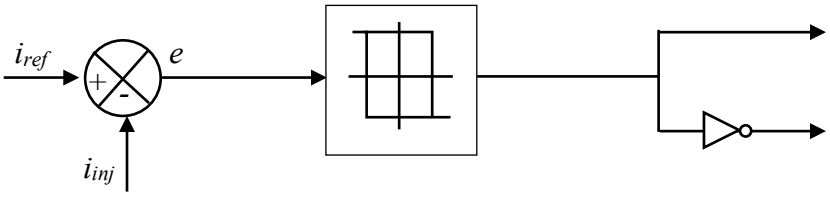


Figure II.15 Principe de commande des courants par hystérésis

Ce type de commande est robuste et facile à mettre en œuvre. Elle possède un bon temps de réponse en régime dynamique, une bonne stabilité et une bonne précision. Le seul paramètre de régulation dans cette commande est la largeur de la bande d'hystérésis qui détermine l'erreur sur les courants et la fréquence de commutation bien que cette dernière reste inconnue. Le principe de la commande des interrupteurs est illustré par la Figure (II.15):

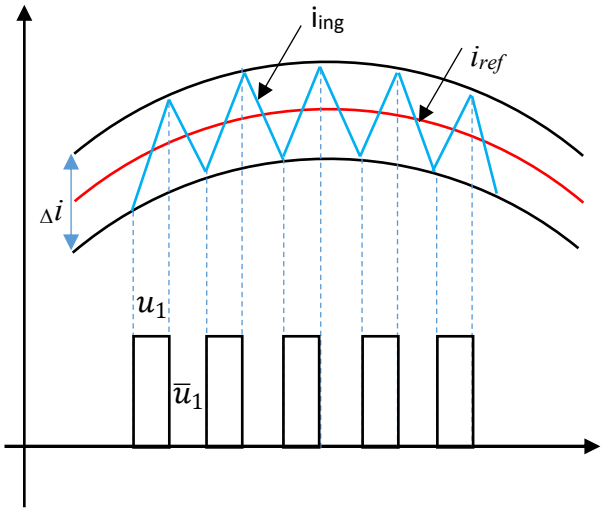


Figure II.16 Commande des interrupteurs par hystérésis

Dans la Figure (II.16) Δi est la largeur de bande hystérésis. D'un autre côté, cette méthode présente quelques désavantages qui limitent son usage dans des applications demandant une haute performance, comme par exemple son incapacité de fixer la fréquence de commutation.

b) Commande par modulation de largeur d'impulsion

Afin de contourner les problèmes précédents, nous introduisons une deuxième famille de commande de l'onduleur : la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI). La

technique de commande par MLI résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en fonctionnant avec une fréquence fixe facile à filtrer en aval de l'onduleur.

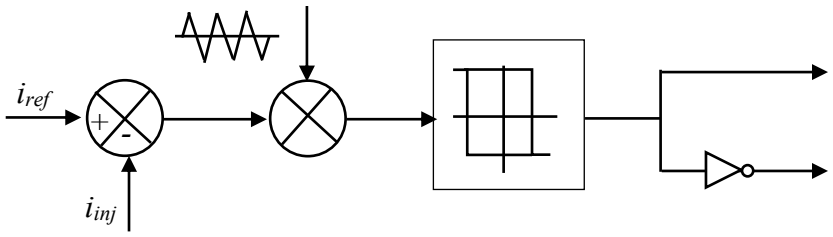


Figure II.17 Principe de commande des courants par MLI

La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la MLI à échantillonnage naturel, figure (II.17). Cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur (modulatrice) à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence [38]. Cette dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs. Le schéma de principe est donné par la Figure (II.18). D'autres techniques de MLI existent également dans la littérature comme la MLI à échantillonnage régulier où on peut distinguer deux méthodes :

- la MLI à échantillonnage régulier symétrique où la référence est échantillonnée à chaque période de la porteuse,

- la MLI à échantillonnage régulier asymétrique où la référence est échantillonnée à la demi période de la porteuse.

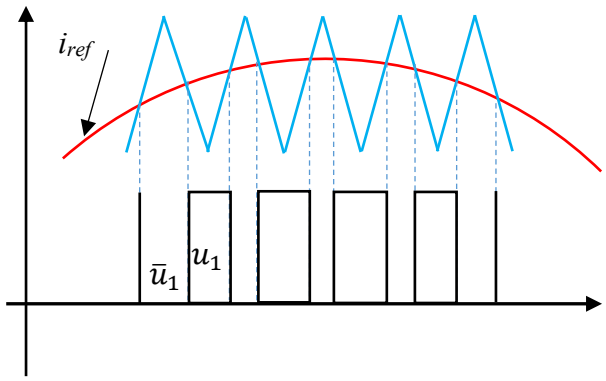


Figure II.18 Commande des interrupteurs par MLI

II.4.4 Régulation du courant

Notons par Δi la différence entre le courant de référence et le courant mesuré à partir de la relation suivante :

$$\Delta i = i_{ref} - i_{inj} \tag{II.38}$$

Avec les équations (III.5) et (II.38), nous obtenons l'expression ci-dessous :

$$L_f \frac{d\Delta i}{dt} + R_f = \left(v_s + L_f \frac{di_{ref}}{dt} + R_f i_{ref} \right) + v_f \tag{II.39}$$

Le premier terme de la partie droite de la relation (II. 21) peut être défini comme tension de référence (v_{f-ref}), ce qui nous donne l'expression suivante :

$$v_{f-ref} = v_s + L_f \frac{di_{ref}}{dt} + R_f i_{ref} \tag{II.40}$$

L'écart entre v_{f-ref} et $_f v$ produit alors une erreur sur le courant. Selon la relation (II.40), la tension de référence est composée de deux termes à fréquences différentes. Le premier représente la tension du réseau $_s v$ directement mesurable. Le second est égal à la tension aux bornes de l'inductance L_f et la résistance R_f, lorsque celles-ci sont traversées par un courant égal à celui de la référence. Ce terme doit être élaboré par un régulateur de courant, comme le montre la Figure (II.19).

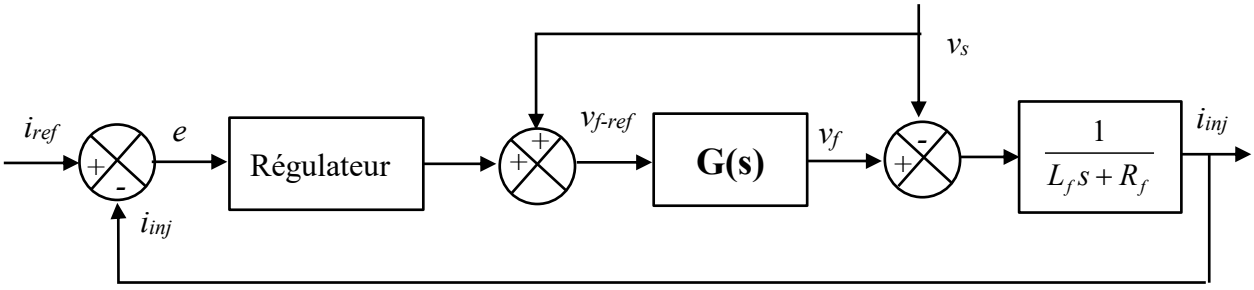


Figure II.19 : Schéma de la régulation des courants du l'onduleur

La fonction de transfert de l'onduleur peut être du premier ordre donné comme suit [38] :

$$G(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \tag{II.41}$$

Où t est un retard correspondant à une période d'échantillonnage. Les ordres de commande transmis à l'onduleur lors d'une implantation numérique, ne peuvent être pris en compte qu'après une première période d'échantillonnage. Dans ce cas, le régulateur doit satisfaire aux objectifs généraux de la régulation ainsi qu'aux contraintes liées au rejet des perturbations. Des actions proportionnelles, intégrales et dérivées peuvent être utilisées (PID), tout comme un régulateur RST, composé de trois polynômes et basé sur le principe de la commande par retour d'état. A l'inverse du régulateur PID, le régulateur RST aboutit généralement à un très bon compromis entre rapidité et filtrage [39]. Un régulateur RST amélioré est conçu dans [40], il réduit sensiblement le déphasage entre le courant de référence et celui injecté. Par conséquent, pour résoudre des problèmes plus complexes de contrôle-commande de filtre actif parallèle, il est souhaitable d'aborder des régulateurs plus avancés. Comme pour la partie d'identification des courants du FAP.

II.4.5 Régulation de la tension continue

La régulation de la tension continue aux bornes du condensateur est nécessaire, car elle permet de :

- Maintenir cette tension à un niveau fixe tout en assurant une compensation des pertes dans le FAP,
- Limiter des variations en régime dynamique afin de ne pas détériorer les performances du FAP.

Les pertes de puissance active dans le filtre actif (les pertes par commutation des interrupteurs et les pertes par effet de Joule dans les composants du filtre de sortie) sont les principales causes susceptibles de modifier la tension. La régulation de la tension moyenne aux bornes du condensateur de stockage d'énergie doit se faire par l'adjonction des courants actifs ne produisant pas de puissance réactive dans les courants de référence. La sortie du régulateur P_c s'ajoute, à un signe près, à la puissance active perturbatrice et donne lieu à un courant fondamental actif corrigeant ainsi V_{dc}, Figure (II.20). La puissance P_c représente la puissance active nécessaire pour maintenir la tension V_{dc} égale à la valeur de la tension de référence souhaitée $V_{dc\text{-}ref.}$ La relation entre la puissance absorbée par le filtre actif et la tension aux bornes du condensateur peut s'écrire sous la forme suivante [40]:

$$P_c = \frac{d}{dt}\left(\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2\right) \tag{II.42}$$

Sachant que cette équation est non linéaire. Pour des faibles variations de la tension V_{dc} autour de sa référence $V_{dc\text{-}ref,}$ la linéarisation de cette équation au voisinage de la référence nous donne la relation suivante :

$$P_c = C_{dc} V_{dc-ref} \frac{d}{dt}(V_{dc}) \tag{II.43}$$

Le contrôleur utilisé pour contrôler la tension aux bornes du condensateur est un PI donné par la relation suivante :

$$C(s) = K_p + K_i \frac{1}{s} \tag{II.44}$$

En négligeant les pertes de commutations dans l'onduleur ainsi que l'énergie stockée dans le filtre de sortie et à partir des relations (II.43 et II.44), la régulation de la tension continue peut-être fonctionnellement représentée par la Figure (II.20).

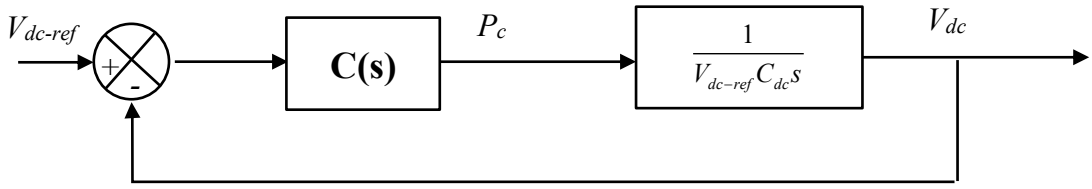


Figure II.20 Schéma de la régulation de la tension continue

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents types de filtre actifs, Ainsi nous avons dans ce chapitre pu présenter et définir la plupart des éléments constituant la structure générale d'un FAP. Cette structure a d'abord été partagée en deux parties, l'une dite partie puissance, et l'autre dite partie contrôle-commande. Nous avons exprimé les critères qui nous ont guidé dans le choix de chacun des éléments des parties concernées. Ainsi, nous avons pu fixer le choix des éléments de la partie contrôle-commande, tels que l'identification des courants harmoniques, la commande de l'onduleur et la régulation de la tension continue, de même que ceux de la partie puissance, comme le modèle de l'onduleur, l'élément de stockage et le filtre de sortie. Le bon fonctionnement du FAP est directement lié aux choix des techniques à utiliser dans la partie contrôle-commande.

Chapitre III

Le système photovoltaïque

III.1 Introduction

Répondre aux besoins énergétiques actuels sans compromettre les besoins des générations futures, accroître l'indépendance énergétique des pays en développement et fournir de l'énergie aux deux milliards de personnes sur la planète qui vivent encore sans électricité : tels sont les enjeux du XXI^{e} siècle Le soleil est une boule de gaz géante qui émet un puissant rayonnement.

Elle est à l'origine de toutes les sources d'énergie de la planète : le pétrole, le charbon et le gaz sont devenus les plus traditionnellement consommés. Ce sont des énergies fossiles : elles sont épuisables et polluantes. Il faut alors conserver ces énergies et chercher d'autres sources de chaleur : le concept d'énergie solaire est né. S'il faut conserver les ressources épuisables, réduire les rejets radioactifs et les émissions de gaz à effet de serre, les énergies renouvelables restent une solution potentielle. Exploiter l'énergie solaire pour réaliser le meilleur profit et aux meilleures conditions de prix. [41]

L'énergie photovoltaïque est produite à partir de la conversion directe de la lumière du soleil en énergie électrique par des cellules qui reposent généralement sur du silicium cristallin qui reste le secteur le plus avancé technologiquement et industriellement, en fait le silicium est l'un des éléments les plus abondants sur terre sous forme de non-toxique silice. [42] La tension et le courant produits par le GPV peuvent varier en fonction du matériau utilisé pour fabriquer la cellule. La connexion de plusieurs cellules photovoltaïques en série/parallèle crée un générateur photovoltaïque (GPV) qui a une caractéristique de tension non linéaire (I-V) qui présente un point de puissance maximale. [43]

Dans ce chapitre, nous passons en revue les énergies renouvelables, l'énergie solaire, le rayonnement, l'effet photovoltaïque, les ressources énergétiques renouvelables, décrivons les éléments d'un système photovoltaïque, la protection des modules solaires, la modélisation des cellules photovoltaïques, la simulation du générateur photovoltaïque, les avantages et les inconvénients d'une installation photovoltaïque.

III.2 Les ressources des énergies renouvelables

Le développement et l'exploitation des énergies renouvelables ont connu une forte croissance ces dernières années. D'ici 20-30 ans, tout système énergétique durable sera basé sur l'utilisation rationnelle des sources traditionnelles et sur un recours accru aux énergies renouvelables. Ces énergies satisfont quant à elles 13 % de la demande, dont 10 % pour hydraulique. Comparé aux

énergies classiques (fossiles et nucléaires), les énergies renouvelables présentent le double avantage de ne pas être source d'émissions de gaz à effet de serre lors de leur utilisation et de présenter des gisements renouvelables donc inépuisables. Ce sont des énergies de flux, par opposition aux énergies dites de stock (gaz, fioul, charbon, uranium, …).

La production d'électricité décentralisée par sources d'énergies renouvelables offre une plus grande sûreté d'approvisionnement des consommateurs tout en respectant l'environnement. [44].

III.2.1 Définition d'énergie renouvelable

On considère qu'une énergie est renouvelable, toute source d'énergie qui se renouvelle assez rapidement pour être considérée comme inépuisable (d'où son nom) c'est- à-dire, sa vitesse de formation doit être plus grande que sa vitesse d'utilisation. Les énergies renouvelables sont issues de phénomènes naturels réguliers ou constants provoqués principalement par le Soleil (l'énergie solaire mais aussi hydraulique, éolienne et biomasse...), la Lune (énergie marémotrice, certains courants : énergie hydrolienne...) et la Terre (géothermique profonde...), à l'échelle de la durée de vie d'humanité. Ce n'est pas le cas pour les combustibles fossiles et nucléaires. [43].

III.3 L'énergie solaire

Le soleil est une source d'énergie presque inépuisable qui envoie un rayonnement à la surface de la terre qui représente environ 8 400 fois la consommation énergétique de l'humanité chaque année. Cela correspond à une puissance instantanée reçue de 1kWc/m^2 répartie sur tout le spectre, de l'ultraviolet à l'infrarouge. Les déserts de notre planète reçoivent en 6 heures plus d'énergie du soleil que l'humanité n'en consomme en un an. L'énergie solaire est produite et utilisée de plusieurs façons ;

- L'énergie solaire thermique: qui consiste simplement à produire de la chaleur à l'aide de panneaux sombres. Nous pouvons également produire avec de la vapeur à partir de la chaleur du soleil, puis convertir la vapeur en électricité.

- L'énergie solaire photovoltaïque : qui consiste à produire de l'électricité directement à partir de la lumière grâce à des panneaux solaires. Cette forme d'énergie est déjà exploitée dans de nombreux pays, notamment dans les pays ou les régions qui ne disposent pas de ressources énergétiques conventionnelles telles que les hydrocarbures ou le charbon.

- L'énergie solaire passive: est une autre forme d'utilisation de l'énergie solaire qui consiste à utiliser la lumière directement pour le chauffage [42]

III.3.1 Rayonnement solaire

Le rayonnement solaire est la matière première de l'énergie solaire. C'est une propagation d'une onde de longueur qui varie entre 0.2et 4.10^{-6} m. sans la nécessite d'un support physique pour se déplacer, il arrive au sol après la perte d'une grande partie de son intensité, à cause d'une partie de l'ultraviolet, qui s'absorbe [43].

♦ **Le rayonnement direct:** est reçu directement du soleil, sans diffusion par l'atmosphère. Ses rayons sont parallèles entre eux, il forme donc des ombres et peut être concentré par des miroirs. Il peut être mesuré par un pyrhéliomètre (instrument destiné à mesurer l'irradiance solaire directe) [41].

♦ **Le rayonnement diffus:** est constitué par la lumière diffusée par l'atmosphère (air, nébulosité, aérosols). La diffusion est le phénomène qui répartit un faisceau parallèle en une multitude de faisceaux partant dans toutes les directions. Dans le ciel, ce sont à la fois les molécules d'air, les gouttelettes d'eau (nuages) et les poussières qui produisent cet (éclatement) des rayons du soleil. Cela dépend donc avant tout des conditions météorologiques.

♦ **Le rayonnement solaire réfléchi:** ou l'albédo du sol est le rayonnement qui est réfléchi par le sol ou par des objets se trouvant à sa surface. Cet albédo peut être important lorsque le sol est particulièrement réfléchissant (eau, neige).

♦ **Le rayonnement global :** est la somme de tous les rayonnements reçus, y compris le rayonnement réfléchi par le sol et les objets qui se trouvent à sa surface. Il est mesuré par un pyranomètre (un capteur qui convertit le rayonnement solaire global qu'il reçoit en un signal électrique qui peut être mesuré) ou un Solari mètre (un instrument permettant de mesurer, en watt par mètre carré, l'intensité du rayonnement solaire reçue en un point) sans écran. Les stations météorologiques généralement mesurer le rayonnement global horizontal par un pyranomètre placé horizontalement à l'endroit requis figure (III.1).

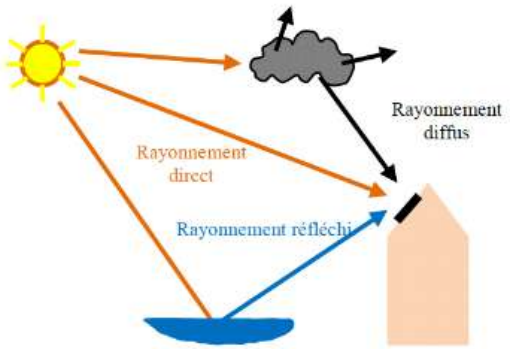


Figure III.1 Composante du rayonnement global sur un plan horizontal

III.3.2 Spectre du rayonnement

Le rayonnement électromagnétique est composé de « grains » de lumière appelés photons. L'énergie de chaque photon est directement liée à la longueur d'onde : Le spectre du rayonnement extraterrestre figure (III.2) correspond environ à l'émission d'un corps noir porté à 5800° K. Une courbe standard, compilée selon les données recueillies par les satellites, est désignée sous le nom d'AM0. Sa distribution en énergie est répartie en: Ultraviolet 0.20 < l < 0.38 µm 6.4%, Visible 0.38 < l < 0.78 µm 48.0%, Infrarouge 0.78 < l < 10 µm 45.6%.

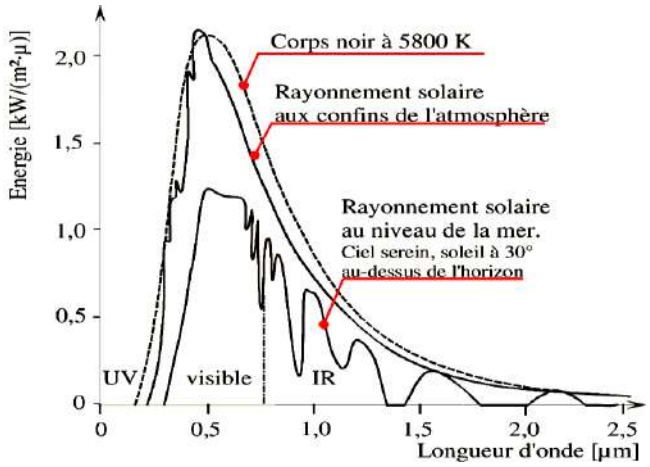


Figure III.2 Spectre du rayonnement global

III.3.3 Durée d'insolation:

La durée d'insolation correspond au nombre d'heures dans la journée, entre le lever et le coucher du soleil, où celui-ci est bien visible. Le relevé est fait au moyen de l'héliographe de Campbell- Stokes dans lequel une sphère de cristal concentre les rayons du soleil sur un papier qu'il brûle en se déplaçant. Ainsi, seuls les moments où le soleil est biens visible sont enregistrées on parle alors de durée d'insolation réelle ou effective et dépend du fait que le soleil levé soit visible du point d'observation ou caché par les nuages. Au défaut de l'héliographe, il est possible à partir du calcul du mouvement astronomique relatif du soleil et de la terre d'évaluer la durée théorique du jour ; c'est-à-dire, celle qu'il y aurait si les nuages ne cachaient pas le soleil [43].

III.4 Description des éléments d'un système photovoltaïque:

III.4.1 Cellule photovoltaïque:

III.4.1.1 Historique:

IL est important de citer les dates les plus importantes dans l'histoire du photovoltaïque qui noté: 1839: Le physicien français [Edmond becquerel] découvre le processus de l'utilisation de l'ensoleillement pour produire du courant électrique dans un matériau solide. C'est l'effet photovoltaïque. 1875: Werner Von siemens expose devant l'académie des Sciences de Berlin un article sur l'effet photovoltaïque dans les semi-conducteurs. Mais jusqu'à la Seconde Guerre Mondiale, le phénomène reste encore une curiosité de laboratoire. 1954: Trois chercheurs américains, chapin, Pearson et Prince, mettent au point une cellule photovoltaïque à haut rendement au moment où l'industrie spatiale naissante cherche des solutions nouvelles pour alimenter ses satellites. 1958: Une cellule avec un rendement de 9 % est mise au point. Les premiers satellites alimentés par des cellules solaires sont envoyés dans l'espace. 1973: La première maison alimentée par des cellules photovoltaïques est construite à l'université de Delaware. 1983: La première voiture alimentée par énergie photovoltaïque parcourt une distance de 4000km en Australie.

III.4.1.2 Constitution de la cellule photovoltaïque

Une cellule photovoltaïque est assimilable à une diode photosensible. Son fonctionnement est basé sur les propriétés des matériaux semi-conducteurs. Une cellule est constituée de deux couches minces d'un semi-conducteur qui sont dopées différemment, Figure (III.3). Pour la couche N, c'est

un apport d'électrons périphériques et pour la couche P c'est un déficit d'électrons, les deux couches présentes ainsi une différence de potentiel. L'énergie des photons lumineux captés par les électrons périphériques (couche N) leur permet de franchir la barrière de potentiel et d'engendrer un courant électrique continu Pour effectuer la collecte de ce courant, des électrodes sont déposées par sérigraphie sur les deux couches du semi-conducteur. L'électrode supérieure est une grille permettant le passage des rayons lumineux. Une couche antireflet est ensuite déposée sur cette électrode afin d'accroître la quantité de lumière absorbée.

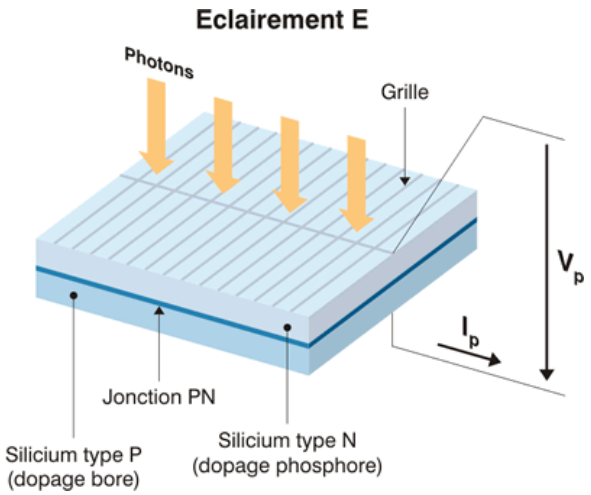


Figure III.3 Schéma d'une cellule élémentaire.

III.4.2 L'effet photovoltaïque

C'est la conversion de l'énergie portée par les photons de lumière lorsqu'ils entrent en collision avec des matériaux semi-conducteurs convenablement traités en énergie électrique capable de créer un courant d'électrons à travers un circuit externe. La clé pour produire un courant électrique utile est d'extraire les électrons qui sont libérés. Une méthode consiste à introduire des éléments chimiques dans le matériau semi-conducteur qui aident à produire des électrons et des trous en excès. Ces éléments, qui altèrent significativement les propriétés intrinsèques du semi-conducteur, sont appelés dopants et le matériau est dit dopé lorsque le processus d'incorporation dans le semi-conducteur est terminé. Un dopant approprié pour le silicium est le bore. La structure créée et appelée semi-conducteur de type P (positif). Un autre dopant possible pour le silicium est le phosphore. Le semi-conducteur est dit de type N (négatif). Si les photons de la lumière incidente transmettent de l'énergie aux électrons dans le semi-conducteur, certains électrons peuvent

traverser la barrière de potentiel, étant expulsés du semi-conducteur vers un circuit externe. Cela génère un courant électrique. Les électrons, après avoir parcouru le circuit extérieur, reviennent dans le semi-conducteur par la face opposée

Le matériau semi-conducteur ne stocke donc pas d'énergie électrique mais la génère en transformant l'énergie incidente. La physique quantique prédit un rendement théorique pour la cellule silicium de 26% mais les cellules commerciales obtenues industriellement ne dépassent pas 17%. Ces valeurs, impliquant une limitation de la puissance électrique pouvant être obtenue, montrent que seule une petite partie de l'énergie solaire peut générer de l'électricité [44].

III.4.3 La cellule photovoltaïque

III.4.3.1 Caractéristiques électriques d'une cellule photovoltaïque

La cellule photovoltaïque est formée par un matériau semi-conducteur de type P-N. La taille de chaque cellule varie de quelques centimètres carrés jusqu'à 100 cm^2 ou plus. Sa forme est circulaire, carrée ou dérivée des deux géométries. La tension maximale de la cellule est d'environ 0,6 V pour un courant nul. Cette tension est appelée tension de circuit ouvert (Voc). Le courant maximal se produit lorsque les bornes de la cellule sont court-circuitées, il est appelé courant de court-circuit (I_{SC}) et dépend fortement du niveau d'éclairement. La figure (III.4), représente le schéma équivalent d'une cellule PV.

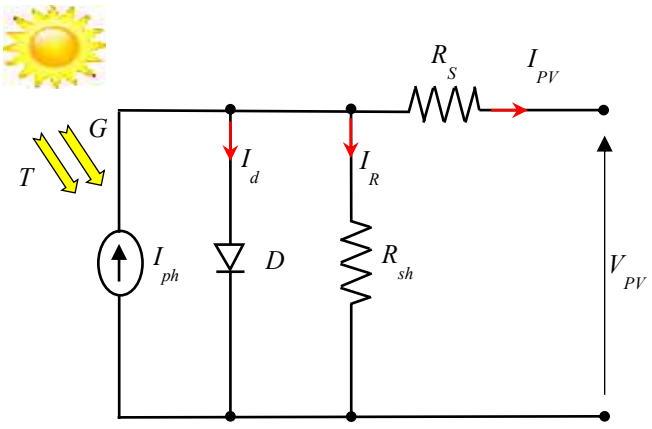


Figure III.4 Schéma équivalent d'une cellule solaire

Et par conséquent, une cellule PV composée d'une jonction PN à base de silicium peut être modélisée par l'équation suivante :

$$I = I_{ph} - I_d - I_{sh} \quad \text{(III.1)}$$

$$I = I_{ph} - I_S\left[\exp\left(q\frac{V + Rs.I}{A.K.T}\right) - 1\right] - \frac{V + Rs.I}{Rsh} \quad \text{(III.2)}$$

$$V_{th} = \frac{A.K.T}{q} \quad \text{(III.3)}$$

Où:

I_{ph}: Le photo-courant.

q: La charge de l'électron = $1{,}6.10^{-19}$ C.

I_{pv} : Le courant généré par la cellule solaire.

A: Le facteur de qualité de la cellule.

V_{pv}: La tension aux bornes de la cellule.

K: la constante de Boltzmann=$1{,}38.10^{-23}$ J/K

R: La résistance série.

T: La température de fonctionnement en Kelvin.

R_{sh}: La résistance shunt.

V_{th} : Tension thermique.

I_S: Le courant de saturation

Cinq paramètres doivent être évalués, quelles que soient les conditions d'éclairage et de température, ce sont : R_s ; I_s ; R_{sh} ; I_{ph} ; V_{th}.

Nous pouvons les déterminer à savoir:

- La tension en circuit ouvert V_{OC}
- Le courant de court-circuit I_{SC}
- La puissance caractéristique P
- La puissance maximale P_{max}

- Le facteur de forme FF, et le rendement énergétique η

De brèves définitions de ces paramètres, ainsi que leurs déterminations caractéristiques sont données ci-dessous [45]

Le facteur de qualité de la cellule A dépend des mécanismes de recombinaison ; il est égal à 2 pour les cellules cristallines et compris entre 1 et 2 pour les cellules amorphes. Il est proche de 1 pour les forts courants et passe à 2 pour les faibles courants [46]

La résistance R_{sh} provient des pertes par recombinaison principalement dues à l'épaisseur, aux effets de surface, ainsi qu'à la non-idéalité de la jonction. En pratique, cette résistance est très grande par rapport à la résistance série (de l'ordre du méga Ohm), son effet est négligé. Il en résulte un circuit électrique équivalent simplifié comme illustré dans la figure (III.5) ci-dessous.

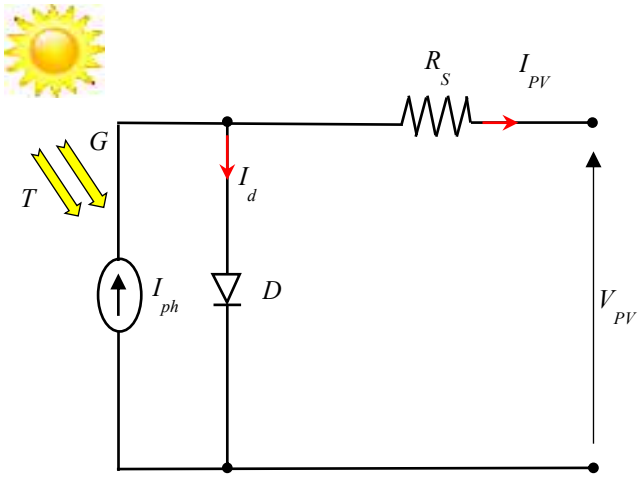


Figure III.5 Schéma équivalent simplifié d'une cellule solaire réelle connectée à une charge

Son équation originale devient alors:

$$I = I_{ph} - Is\left[\exp\left(q\frac{v + Rs.I}{A.K.T}\right) - 1\right] \qquad \text{(III.4)}$$

Une cellule PV a, comme on le voit sur la figure (III.6), une caractéristique I = f (V) et P = f (V) non linéaire. L'utilisation du modèle électrique de la cellule PV permet de simuler son comportement dans l'environnement MATLAB de MathWorks

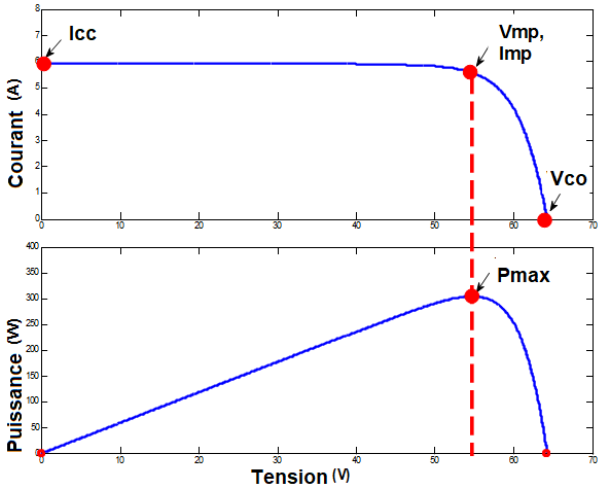


Figure III.6 Caractéristiques I-V et P-V d'une cellule photovoltaïque

a) La résistance série *Rs*:

La résistance série *Rs* représente les différentes résistances de contact et de connexion, elle est principalement due aux pertes par effets Joule à travers les grilles de collecte et à la résistance propre des semi-conducteurs, ainsi qu'aux mauvais contacts (semi-conducteur, électrodes). Elle joue un rôle important sur la pente de la courbe (I-V) en circuit ouvert, En pratique, la résistance série *Rs* est très faible (de l'ordre de quelques milli-ohms). Il a pour relation:

$$Rs = -\frac{dv}{dI} V_{OC0} - \frac{1}{Xv} \tag{III.5}$$

$$Xv = \frac{I_{s0}}{V_{th0}} e^{\frac{V_{oc0}}{V_{th0}}} \tag{III.6}$$

b) Le courant de saturation *Is*:

Le courant de saturation Is de la diode à une température T_0 est donné par:

$$I_{s0} = \frac{I_{sc0}}{\left(e^{\frac{V_{co0}}{V_{th0}^{-1}}} \right)} \tag{III.7}$$

Ça dépend de la température. Sa valeur pour une température donnée est calculée par l'équation suivante:

$$Is = I_{s0}.\left(\frac{T}{T_0}\right)^{\frac{3}{n}}.e^{-\frac{qVg}{nk}\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_0}\right)} \quad \text{(III.8)}$$

c) Photo courant I_{ph}:

La photo actuelle I_{ph} est directement proportionnelle au rayonnement solaire E (W/m^2) pour une température choisie T_0 (° Kelvin). Lorsque la cellule est court-circuitée, un courant négligeable traversera la diode. Il est donné par:

$$I_{ph}T_0 = \frac{I_{sc0}}{E_0}.E = C_1.E \quad \text{(III.9)}$$

$$I_{ph} = I_{ph}T_0.\left(1 + K_0\left(T - T_0\right)\right) \quad \text{(III.10)}$$

$$K_0 = \frac{IscT_2 - I_{SC0}}{T_2 - T_0} \quad \text{(III.11)}$$

Avec un coefficient de température de K_0 de I_{ph} (généralement indiqué par le fabricant sur la fiche technique en pourcentage de variation par degré Celsius).

III.4.3.2 Paramètres d'une cellule photovoltaïque

Ces paramètres peuvent être déterminés à partir des courbes courant-tension et puissance-tension, ou de l'équation caractéristique, Les paramètres les plus usuels d'un panneau PV sont cités comme suit :

a) La tension en circuit ouvert V_{co}

C'est la tension aux bornes de la cellule lorsqu'elle n'est pas connectée à une charge. Sa valeur diminue avec la température et change peu avec l'irradiation. Elle est obtenue quand le courant de la cellule est nul [47].

b) Le courant de court-circuit I_{cc}

Le courant de court-circuit correspond à la valeur du courant lorsque la cellule est en condition de court-circuit. Le courant de court-circuit est très proche du photo-courantIpv.

c) La puissance maximale P_{max}

La puissance maximale P_{max} délivrée par une cellule photovoltaïque correspond au maximum du produit de la tension maximale appliquée par le courant maximale mesuré aux bornes de la cellule.

La puissance maximale mesurée dans les conditions de référence (STC: Standard Test Condition), c'est-à-dire sous l'ensoleillement de 1000 W/m² et à la température de 25 °C

d) Le rendement

Le rendement énergétique (η) d'une cellule est défini comme étant le rapport entre la puissance maximale générée P_{max} et la puissance du rayonnement solaire, qui arrive sur la cellule photovoltaïque.

$$\eta = \frac{P_{\max}}{E.S} \qquad \text{(III.12)}$$

Où

η : Rendement énergétique.

E : Éclairement (W/m^2).

S : Surface active de la cellule (m^2).

P_{max} : Puissance maximale (W)

e) La réponse spectrale de la cellule PV

La réponse spectrale est l'une des méthodes de caractérisation utilisée pour la détermination des paramètres du dispositif durant l'étape recherche et développement et durant la production des cellules solaires. La distribution spectrale du courant est sensible à la variation des Spectres solaires.

f) Le facteur de forme

Il représente le rapport entre la puissance maximale que peut délivrer la cellule notée P_{max} et la puissance formée par le rectangle I_{cc}* V_{co}. Ce facteur est défini par la relation suivante :

$$FF = \frac{P_{\max}}{I_{cc}.V_{co}} \qquad \text{(III.13)}$$

III.5 Le Convertisseur DC/DC

Les caractéristiques d'un module photovoltaïque, montrent bien que la puissance maximale générée, dépend fortement de l'intensité des radiations solaires, ainsi que de la température, en plus de ces dépendances, le module PV ne peut générer sa puissance maximale, que pour une certaine tension et courant de fonctionnement, la position de ce point de fonctionnement, dépendant à son tour de l'ensoleillement, la température et la charge.

Afin que le module PV fournisse sa puissance maximale disponible, il faut une adaptation permanente de la charge avec le générateur photovoltaïque, cette adaptation pourra être réalisée par l'insertion d'un convertisseur DC-DC (hacheur) contrôlé par un mécanisme de poursuite « Maximum Power Point Tracking » (MPPT), afin d'assurer la puissance maximale [48]**.** La figure (III.7) décrit le système qui nous sera utilisé dans notre travail

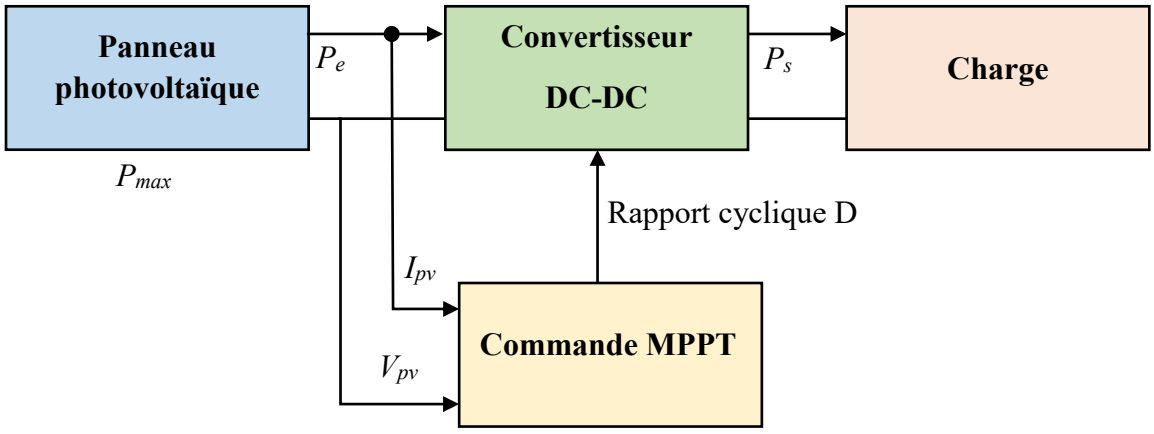


Figure III.7 Chaîne de conversion d'énergie solaire comprenant une commande MPPT

Le but de ce chapitre est l'étude de quelques types de convertisseurs DC-DC, utilisés dans les systèmes photovoltaïques, comme le hacheur dévolteur, le hacheur survolteur et le hacheur mixte (dévolteur-survolteur), en se basant sur la simulation et la réalisation d'un montage convertisseur DC-DC de type Boost. Parce que Ce type de convertisseur n'est constitué que par des éléments réactifs (Selfs, Capacités) qui, dans le cas idéal, ne consomment aucune énergie. C'est pour cette raison qu'ils sont caractérisés par un grand rendement.

III.5.1 L'étage d'adaptation entre le générateur PV et la charge

Afin d'extraire le maximum de puissance disponible, aux bornes du GPV et de la transférer à la charge, un étage d'adaptation est utilisé, cet étage joue le rôle d'interface entre les deux éléments,

il assure à travers une action de contrôle, le transfert du maximum de puissance fournie par le générateur à la charge, présenter sur la figure (III.8). L'adaptateur le plus souvent utilisé en photovoltaïque, est un convertisseur statique (convertisseur de puissance DC/DC), sa structure de conversion est choisie en fonction de la charge à alimenter, elle peut être survoltrice ou dévoltrice, si par exemple la charge est une batterie au plomb, ce sont ses plages de tension de charge et de décharge qui vont permettre d'établir la structure la plus adéquate [49].

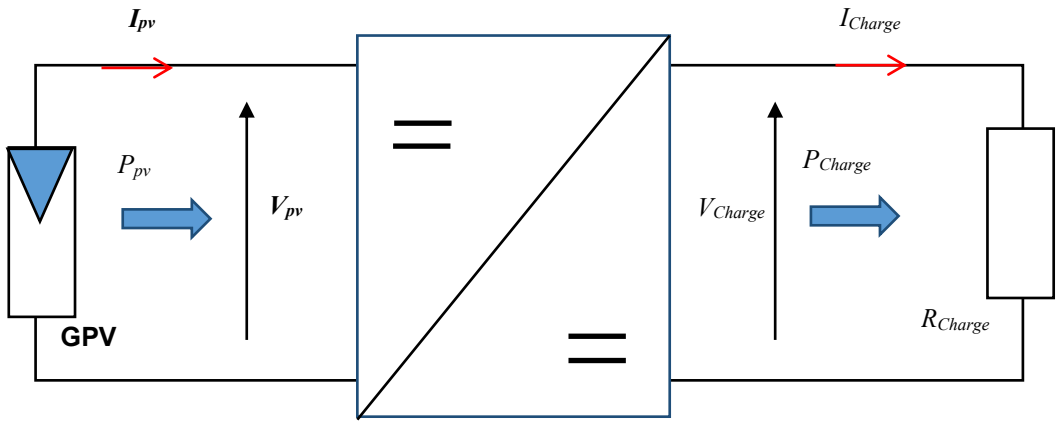


Figure III.8 Étage d'adaptation entre le GPV et la charge

III.5.2 Les type des convertisseurs DC-DC

Il existe plusieurs types de convertisseurs statiques (DC/DC) dont les plus connus sont : Le convertisseur statique dévolteur (Buck), le convertisseur statique survolteur (Boost) et le convertisseur mixte dévolteur-survolteur (Buck-Boost). Ces convertisseurs sont utilisés fréquemment dans les systèmes PV pour générer les tensions et les courants souhaités ainsi que pour l'adaptation des panneaux PV avec les déférentes charges.

III.5.2.1 Le convertisseur survolteur (Boost)

Le convertisseur survolteur, connu aussi sous le nom de « Boost » ou hacheur parallèle, il est utilisé pour convertir sa tension d'entrée en une tension de sortie supérieure, Son schéma de Principe est présenté sur la figure (III.9).

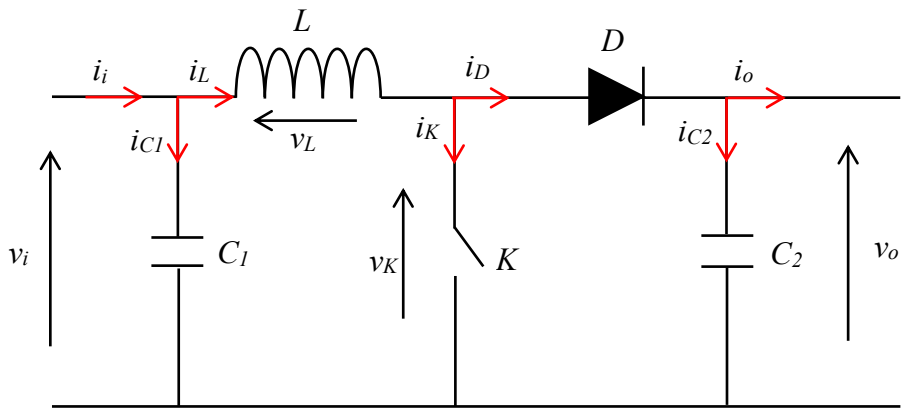


Figure III.9 Schéma de principe du convertisseur survolteur (Boost)

Afin de pouvoir synthétiser les fonctions du convertisseur survolteur à l'état d'équilibre, il est nécessaire de présenter les schémas équivalents du circuit à chaque position de l'interrupteur K. La figure (III.10) représente les deux schémas équivalents du convertisseur survolteur pour les deux cycles de fonctionnements.

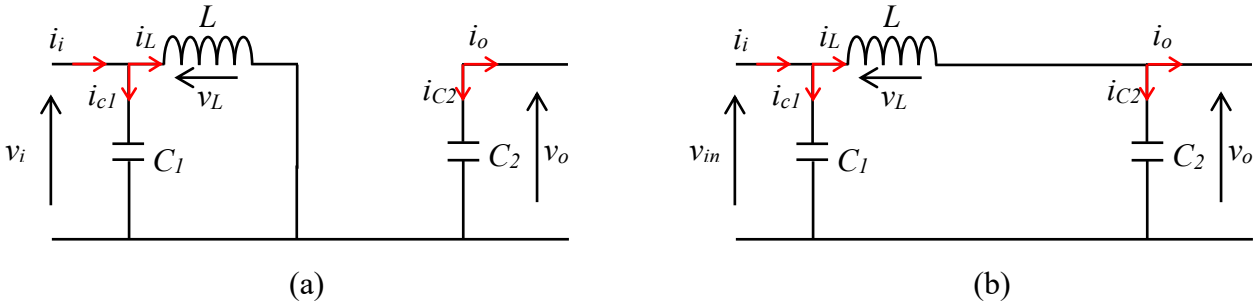


Figure III.10 Schémas équivalents du convertisseur survolteur (Boost).

(a) K fermé, (b)K ouvert

Lorsqu'on applique la loi de Kirchhoff sur les deux circuits équivalents du convertisseur survolteur des deux phases de fonctionnement, on aura les deux systèmes d'équations suivantes :

D: le rapport cyclique ; *Ts* : la période ; $V_i=V_{in}=V_{pv}$; $V_o=V_{out}=V_{charge}$

Pour la première période *DTs :*

$$\begin{aligned} i_{c1}(t) &= C_1 \frac{dV_{in}(t)}{dt} = i_{in}(t) - i_L(t) \\ i_{c2}(t) &= C_2 \frac{dV_{out}(t)}{dt} = -i_{out}(t) \\ V_L(t) &= L \frac{di_L(t)}{dt} = -V_{in}(t) \end{aligned} \quad \text{(III.14)}$$

Pour la deuxième période (1-*D*) *Ts* :

$$\begin{aligned} i_{c1}(t) &= C_1 \frac{dV_{in}(t)}{dt} = i_{in}(t) - i_L(t) \\ i_{c2}(t) &= C_2 \frac{dV_{out}(t)}{dt} = i_L(t) - i_{out}(t) \\ V_L(t) &= L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{in}(t) - V_{out}(t) \end{aligned} \quad \text{(III.15)}$$

Pour trouver une représentation dynamique valable pour toute la période *Ts,* on utilise généralement l'expression suivante **:**

$$\langle \frac{dx}{dt} \rangle Ts = \frac{dx}{dtDTs} dTs + \frac{dx}{dt(1-D)Ts}(1-D)Ts \quad \text{(III.16)}$$

Où $\langle \frac{dx}{dt} \rangle$ est la valeur moyenne de la dérivée de *x* sur une période *Ts* cette relation est valide si :

$\frac{dx}{dtDTs}$ et $\frac{dx}{dt(1-D)Ts}$ sont constants les périodes DTs et $(1-D)Ts$ respectivement. En appliquant la relation (III.16) sur les systèmes d'équations (III.14) et (III.15), on trouve le modèle approximé du convertisseur survolteur.

$$\begin{aligned} i_L(t) &= i_{in}(t) - C_1 \frac{dV_{in}(t)}{dt} \\ i_{out}(t) &= (1-D)i_L - C_2 \frac{dV_{in}(t)}{dt} \\ V_{in}(t) &= L \frac{di_L}{dt} = (1-D)V_{out} \end{aligned} \quad \text{(III.17)}$$

Pour une étude en régime continu, en éliminant les dérivées des variables dynamiques et en remplaçant ces signaux par leurs valeurs moyennes, le système d'équations devient :

$$i_{out}(t) = (1-D)i_L$$
$$i_L = i_{in} \qquad \text{(III.18)}$$
$$V_{in}(t) = (1-D)V_{out}$$

Le rapport de conversion est défini comme étant le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée comme suit :

$$M = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \qquad \text{(III.19)}$$

Donc le hacheur survolteur est bien élévateur de tension comme indique la figure (III.11).

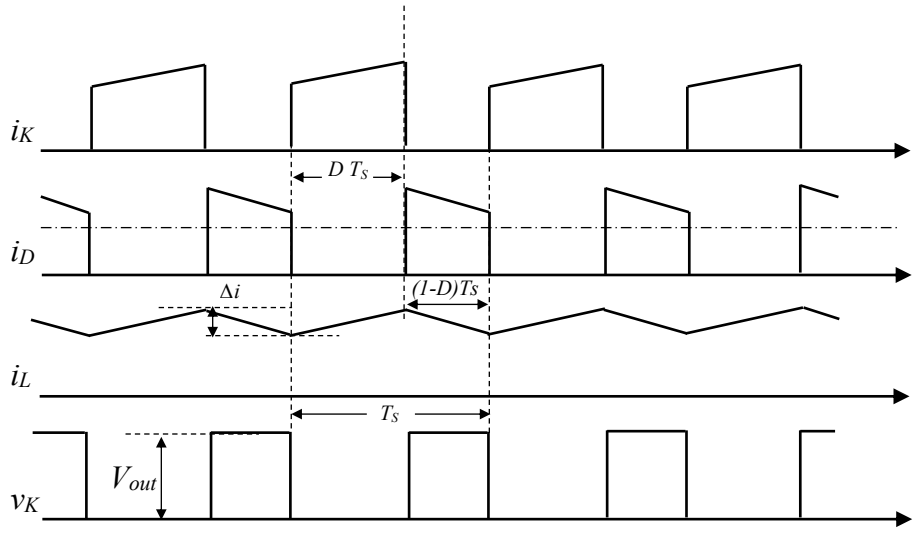


Figure III.11 Formes d'ondes tension et courant

III.5.2.2 Le convertisseur dévolteur (Buck)

Le convertisseur dévolteur peut être souvent trouvé dans la littérature sous le nom de hacheur « Buck » ou hacheur série, son application typique est de convertir sa tension d'entrée en une tension de sortie inférieure. La figure (III.12) représente le schéma de principe du convertisseur dévolteur**.**

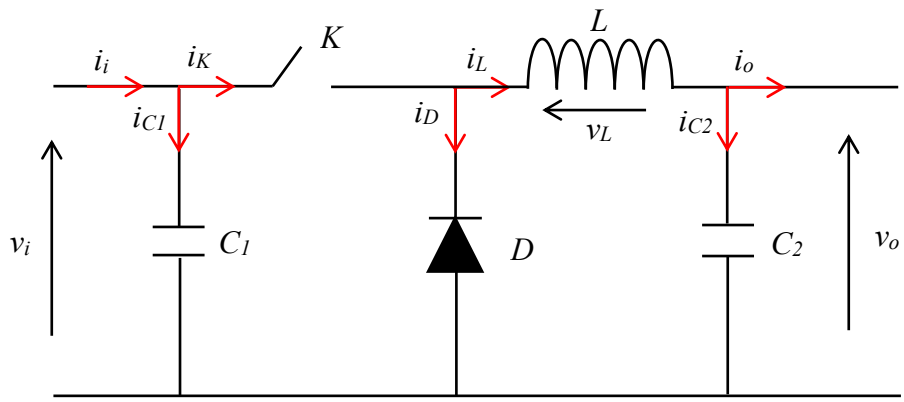


Figure III.12 Schéma de principe du convertisseur dévolteur (Buck)

Afin de pouvoir synthétiser les fonctions du convertisseur dévolteur à l'état d'équilibre, il est nécessaire de présenter les schémas équivalents du circuit à chaque position de l'interrupteur K. La figure (III.13) représente les deux schémas équivalents du convertisseur dévolteur pour les deux cycles de fonctionnements.

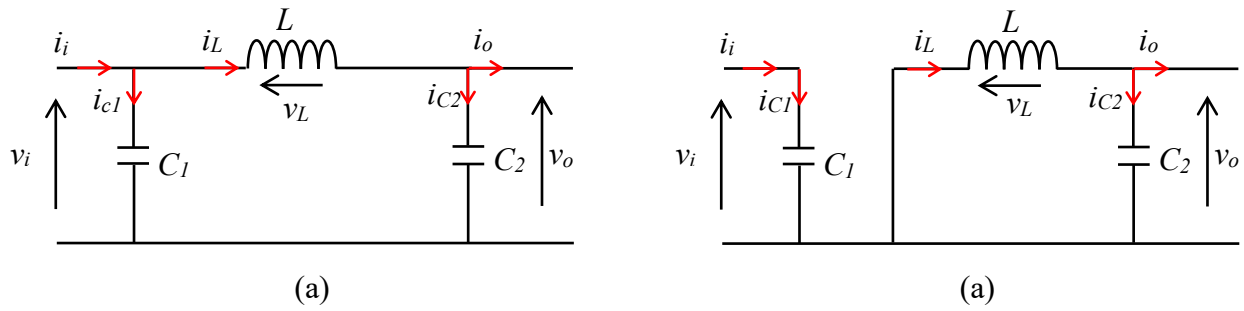


Figure III.13 Schémas équivalents du hacheur dévolteur

(a) K fermé, (b)K ouvert

Comme pour le convertisseur survolteur, en appliquant les lois de Kirchhoff sur les deux circuits de la figure (III.11), on obtient les systèmes d'équations suivants :

Pour la première période *DTs :*

$$\begin{aligned} i_{c1}(t) &= C_1 \frac{dV_{in}(t)}{dt} = i_{in}(t) - i_L(t) \\ i_{c2}(t) &= C_2 \frac{dV_{out}(t)}{dt} = i_L(t) - i_{out}(t) \\ V_L(t) &= L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{in}(t) - V_{out}(t) \end{aligned} \quad \text{(III.20)}$$

Pour la deuxième période *(1-D) Ts :*

$$\begin{aligned} i_{c1}(t) &= C_1 \frac{dV_{in}(t)}{dt} = i_{in}(t) \\ i_{c2}(t) &= L \frac{di_L(t)}{dt} = i_L(t) - i_{out}(t) \\ V_L(t) &= L \frac{di_L(t)}{dt} = -V_{out}(t) \end{aligned} \quad \text{(III.21)}$$

En appliquant la relation (II.16) sur les systèmes d'équations (II.20) et (II.21), on trouve le modèle approximé du convertisseur dévolteur.

$$\begin{aligned} i_{out}(t) &= i_L(t) - C_2 \frac{dV_{out}(t)}{dt} \\ i_L(t) &= \frac{1}{D}(i_{in}(t) - C_1 \frac{dV_{in}(t)}{dt}) \\ V_{in} &= \frac{1}{D}(L \frac{di_L(t)}{dt} + V_{out}(t)) \end{aligned} \quad \text{(III.22)}$$

Pour une étude en régime continu, en éliminant les dérivées des variables dynamiques, et en remplaçant ces signaux par leurs valeurs moyennes. Le système d'équations devient:

$$\begin{aligned} i_{in} &= di_L \\ i_{out} &= i_L \\ dV_{in}(t) &= V_{out} \end{aligned} \quad \text{(III.23)}$$

Le rapport de conversion du convertisseur dévolteur est donné par**:**

$$M = \frac{V_{out}}{V_{in}} = D \quad \text{(III.24)}$$

Donc le hacheur série est bien abaisseur de tension.

III.5.2.3 Le convertisseur dévolteur-survolteur (Buck-Boost)

Le convertisseur dévolteur-survolteur a acquis les caractéristiques et les propriétés électriques des deux types évoqués précédemment, il présente donc une sortie d'un transformateur hybride (abaisseur/élévateur) pour une tension d'entrée/sortie continue ; son schéma de base est illustré par la figure (III.14).

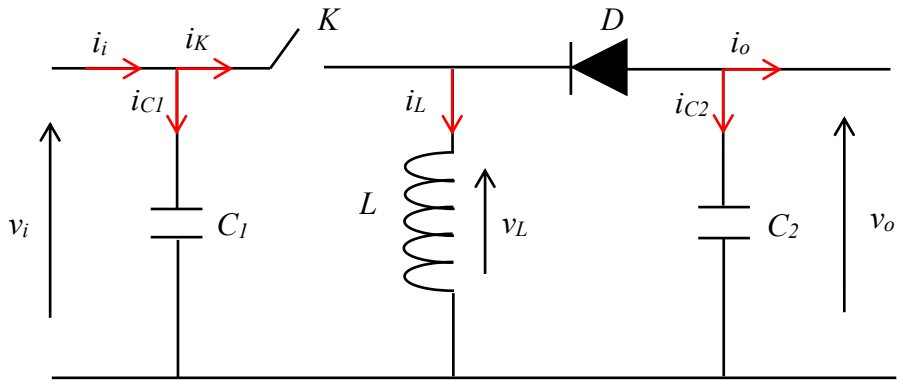


Figure III.14 Schéma de principe d'un convertisseur Buck-Boost

Le fonctionnement d'un convertisseur Buck-Boost peut être divisé en deux configurations en mode de Conduction continu suivant l'état de l'interrupteur k. La Figure (III.15).

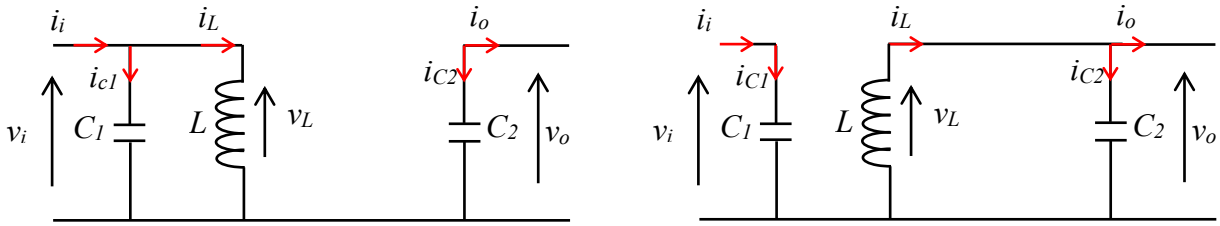


Figure III.15 Schéma équivalents du hacheur Buck-Boost

(a) K fermé, (b) K ouvert

En appliquant les lois de Kirchhoff sur les deux circuits, on obtient les systèmes d'équations suivants:

Pour la première période *DTs :*

$$i_{C1}(t) = C_1 \frac{dV_{in}(t)}{dt} = i_{in}(t) - i_L(t)$$
$$i_{C2}(t) = C_2 \frac{dV_{out}}{dt} = -i_{out}(t) \quad \text{(III.25)}$$
$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{in}(t)$$

Pour la deuxième période *(1-D) Ts :*

$$i_{C1}(t) = C_1 \frac{dV_{in}(t)}{dt} = i_{in}(t) - i_L(t)$$
$$i_{C2}(t) = C_2 \frac{dV_{out}}{dt} = i_L(t) - i_{out}(t) \quad \text{(III.26)}$$
$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{out}(t)$$

En appliquant la relation (III.16) sur les systèmes d'équations (III.25) et (III.26), on trouve le modèle approximé du convertisseur dévolteur-survolteur:

$$i_L(t) = \frac{1}{D}(i_{in}(t) - C_1 \frac{dV_{in}(t)}{dt})$$
$$i_{out}(t) = -(1-D)i_L(t) - C_2 \frac{dV_{out}}{dt}$$
$$V_{in}(t) = \frac{1}{D}(-(1-D)V_{out}(t) + L \frac{di_L(t)}{dt})$$

Le rapport de conversion du convertisseur dévolteur est donné par**:**

$$M = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \quad \text{(III.27)}$$

III.5.2.3 Le calcul des valeurs de *L*, C_{pv} et C_{dc}

- **L'inductance *L***

Les valeurs d'inductance d'entrée peuvent être calculées en fonction de l'énergie déchargée pendant les temps T_{on} et T_{off} et des ondulations de courant. Dans un système photovoltaïque, le convertisseur élévateur fonctionne dans les modes de conduction discontinu et continu. Le mode de conduction du convertisseur peut changer en fonction des conditions atmosphériques [50].

L'inductance est ensuite calculée sur la base du courant d'inductance maximal et à la puissance d'entrée maximale. Dans [51] et [52], l'inductance du convertisseur boost est donnée par:

$$L \geq \frac{V_{om} D_m (1 - D_m)}{f_s \left| \Delta I_{Lripple} \right|} \quad \text{(III.28)}$$

Où

D_m : rapport cyclique de l'interrupteur à la puissance d'entrée maximale du convertisseur

f_s : fréquence de découpage

V_{om} : maximum de la composante continue de la tension de sortie

$\Delta I_{Lripple}$: courant d'ondulation de l'inductance

- **La capacité de découplage C_{pv}**

Le condensateur de découplage de puissance C_{pv} est le condensateur relié en parallèle avec le générateur PV. C'est le condensateur à l'entrée du convertisseur élévateur. Le condensateur de découplage est calculé dans [52] avec :

$$C_{pv} \geq \frac{I_{om} D_m^2}{0.02(1 - D_m) f_s V_{pv_mpp}} \quad \text{(III.29)}$$

Où

I_{om} : courant de sortie à la puissance de sortie maximale

V_{pv_nmpp} : tension de sortie PV au point de puissance maximale

- **La capacité de charge C_{dc}**

Le condensateur en parallèle avec la charge est le condensateur du circuit intermédiaire. La valeur du condensateur dépend de la tension d'ondulation minimale. Il est donné dans [53] avec:

$$C_{dc} \geq \frac{V_{charge} D}{f_s \Delta V_{charge} R_{charge}} \quad \text{(III.30)}$$

Où

V_{charge} : tension de sortie du convertisseur boost

ΔV_{charge}: tension d'ondulation de sortie

La tension de sortie du générateur photovoltaïque dépend de la variation de température et de l'ensoleillement. Pour compenser la variation de la tension de sortie du PV, un condensateur de

liaison DC est installé entre le PV et l'onduleur. Il aide à réduire l'ondulation de tension et fournit un stockage d'énergie pendant une courte période et pour un changement rapide de la tension PV.

III.5.3 Recherche du point de la puissance maximale (MPPT)

Le MPPT est une technique de régulation, permettant de tirer le maximum d'énergie d'une installation solaire photovoltaïque. Le régulateur MPPT permet d'optimiser le rendement des panneaux solaires jusqu'à 30% : pour un panneau photovoltaïque donné, les batteries recevront 30% de l'électricité en plus par rapport à un régulateur solaire classique. Les cellules PV utilisent pour fournir de l'énergie dans le but d'obtenir la puissance maximale du panneau. Le MPPT est utilisé pour la commande de l'hacheur. Cette technique a été développée depuis 1968 [54] et il a eu un rôle essentiel pour le fonctionnement des panneaux PV. Le principe de la commande est de faire varier le rapport cyclique D automatiquement jusqu'à ce que l'on obtient la valeur optimale de manière à maximiser la puissance du panneau, ainsi quels que soient les conditions météorologiques (Température et ensoleillement), la commande du convertisseur place le système au point de fonction maximum.

Dans la littérature il existe plusieurs techniques permettant la recherche du point de puissance maximale d'une installation photovoltaïque. Par ailleurs parmi les méthodes les plus utilisées dans le monde industriel on peut citer en titre d'exemple : Algorithme de la Tension Constante (CV, Constant Voltage), Algorithme du Courant constant (Constant Current), Perturbation et Observation (P&O), (Perturb and Observe) et Conductance Incrémentale (IncCond), (Incremental. Conductance). Ainsi que de nombreuses recherches des schémas de contrôle intelligents MPPT qui ont été introduit afin de trouver un système optimal tel que les intelligences artificielles et les algorithmes d'optimisation Metaheuristique. La Figure (III.16) illustre le schéma de principe d'une commande MPPT associer à un convertisseur DC-DC.

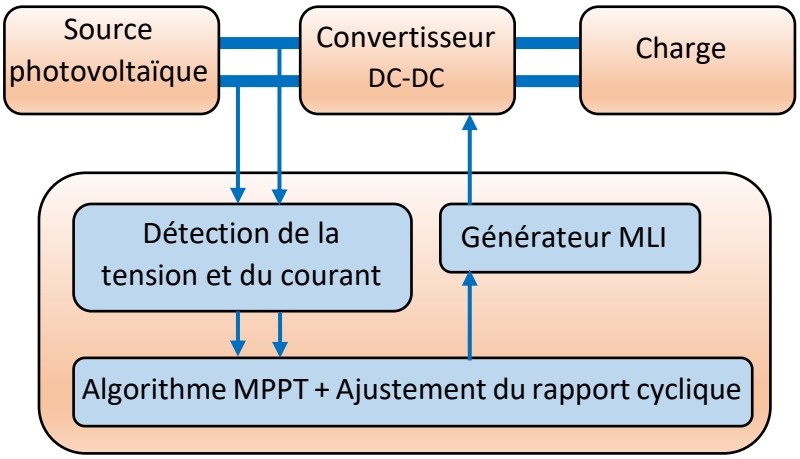


Figure III.16 schéma de principe d'une commande MPPT

III.5.3.1 MPPT basé sur l'algorithme perturbation et observation (P&O)

Le principe des commandes MPPT de type P&O consiste à perturber la tension V_{PV} d'une faible amplitude autour de sa valeur initiale et d'analyser le comportement de la Variation de puissance P_{PV} qui en résulte, Ainsi, comme l'illustre la figure (III.17), on peut déduire que si une incrémentation positive de la tension V_{PV} engendre un accroissement de la puissance P_{PV}, cela signifie que le point de fonctionnement se trouve à gauche du MPPT. Si au contraire, la puissance décroît, cela implique que le système a dépassé le MPPT. Un raisonnement similaire peut être effectué lorsque la tension décroît. A partir de ces diverses analyses sur les conséquences d'une variation de tension sur la caractéristique P_{PV} (V_{PV}), il est alors facile de situer le point de fonctionnement par rapport au MPPT, et de faire converger ce dernier vers le maximum de puissance à travers un ordre de commande approprié. En résumé, si suite à une perturbation de tension, la puissance PV augmente, la direction de perturbation est maintenue. Dans le cas contraire, elle est inversée pour reprendre la convergence vers le nouveau MPPT.

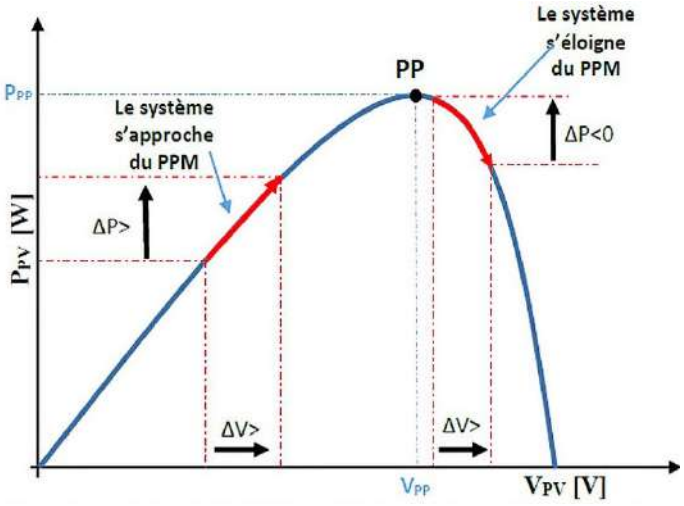


Figure III.17 Recherche du PPM par l'algorithme (P&O)

La Figure (III.18) représente l'organigramme associé à une commande MPPT de type P&O, où l'évolution de la puissance est analysée après chaque perturbation de tension. Pour ce type de commande, deux capteurs (courant et tension du GPV) sont nécessaires pour déterminer la puissance du PV à chaque instant.

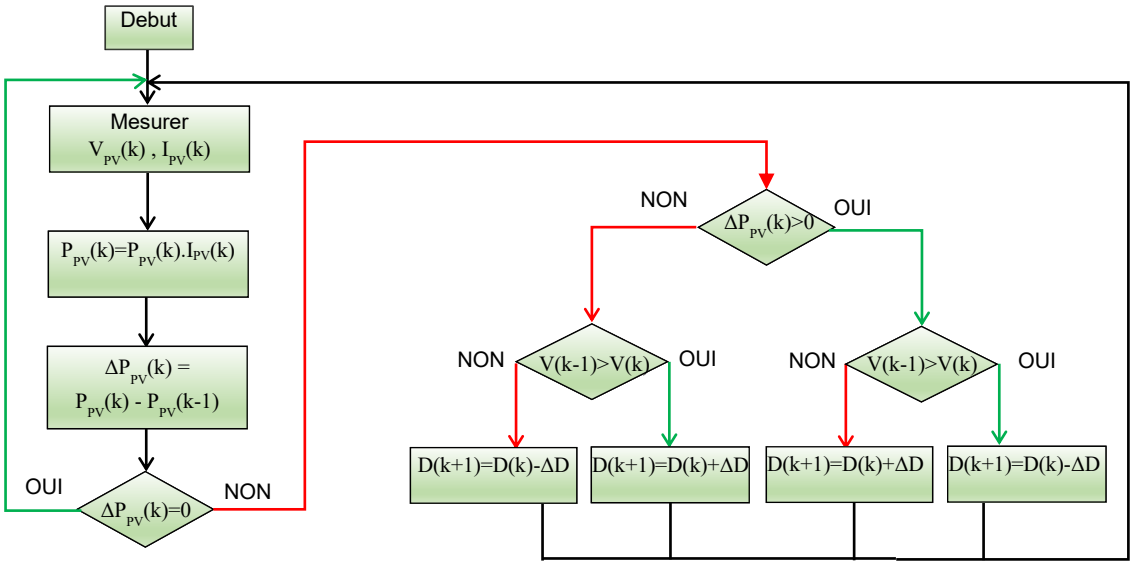


Figure III.18 Organigramme du MPPT par l'algorithme perturbation et observation (P&O)

Avec :

$P_{PV}(k)$: la nouvelle puissance

$P_{PV}(k-1)$: la puissance dans le temps (t-1)

La méthode P&O est aujourd'hui largement utilisée de par sa facilité d'implémentation, cependant elle présente quelques problèmes liés aux oscillations autour du PPM qu'elle engendre en régime établi car la procédure de recherche du PPM doit être répétée périodiquement, obligeant le système à osciller en permanence autour du PPM, une fois ce dernier atteint. Ces oscillations peuvent être minimisées en réduisant la valeur de la variable de perturbation. Cependant, une faible valeur d'incrément ralenti la recherche du PPM, il faut donc trouver un compromis entre la précision et la rapidité, ce qui rend cette commande difficile à optimiser.

III.5.3.2 MPPT basé sur les algorithmes Metaheuristique

III.5.3.2.1 Les algorithmes metaheuristique

Le mot métaheuristique est dérivé de la composition de deux mots grecs : heuristique qui signifie "trouver" et meta qui est un suffixe signifiant "au-delà" [55]. Une métaheuristique est une heuristique dans un niveau supérieur. Une métaheuristique est un processus de génération itérative qui guide une heuristique subordonnée en combinant intelligemment différents concepts pour explorer et exploiter l'espace de recherche. Il existe un grand nombre de métaheuristiques différentes, allant de la simple recherche locale à des algorithmes complexes de recherche globale. Ces méthodes utilisent cependant un haut niveau d'abstraction, leur permettant d'être adaptées à une large gamme de problèmes différents Les algorithmes metaheuristique sont des algorithmes généralement inspirés de la nature. Elles utilisent un échantillonnage probabiliste dont elles tentent de trouver l'optimum global d'un problème d'optimisation sans être piégé par les optima locaux [56], figure (III.19).

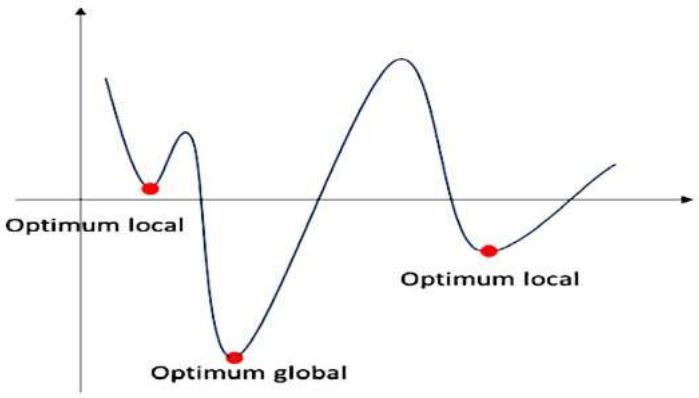


Figure III.19 Différence entre un optimum global et des optima locaux

III.5.3.2.2 MPPT basé sur l'optimisation d'essaim essaim de particules (PSO)

L'optimisation par essaim de particules (PSO : Particle Swarm Optimization) a été inventée par Russel Eberhart et James Kennedy en 1995 [57]. Elle s'inspire des déplacements collectifs observés chez certains animaux sociaux tels que les poissons et les oiseaux migrateurs qui ont tendance à imiter les comportements réussis qu'ils observent dans leur entourage, tout en y apportant leurs variations personnelles. Elle trouve ses origines dans les travaux de C. Reynolds [58] et de Heppner et Grenander [59] qui ont créé des modèles mathématiques permettant de simuler des vols groupés d'oiseaux et de bancs de poissons. L'essaim particulaire correspond à une population d'agents appelés « particules ». Chaque particule, modélisée comme une solution potentielle au problème d'optimisation, parcourt l'espace de recherche, en quête de l'optimum global. Le déplacement d'une particule est influencé par trois composantes, figure (III.20) :

- **Une composante physique** : la particule tend à suivre sa direction courante de déplacement.
- **Une composante cognitive** : la particule tend à se diriger vers le meilleur site par lequel elle est déjà passée.
- **Une composante sociale** : la particule tend à se fier à l'expérience de ses congénères et, ainsi, à se diriger vers le meilleur site déjà atteint par ses voisins.

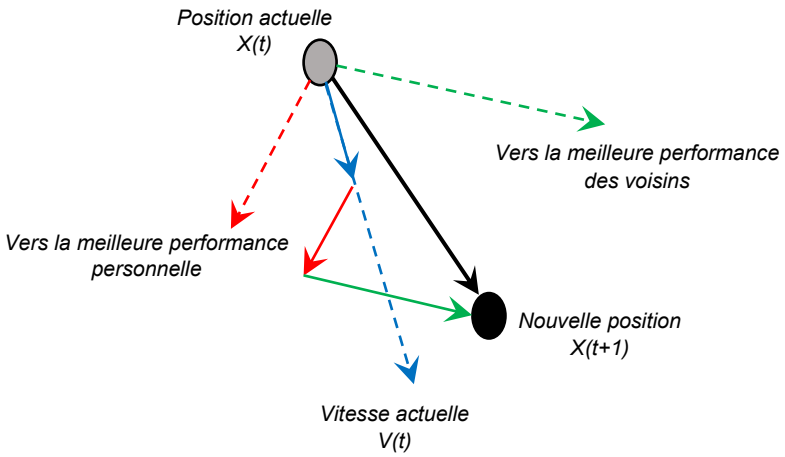


Figure III.20 Déplacement d'une particule

Le voisinage peut être défini spatialement en prenant par exemple la distance euclidienne entre les positions de deux particules ou socio métriquement, en prenant la position de l'individu dans l'essaim [60]. Chaque particule *i* de l'essaim est caractérisée à la fois par sa position par un vecteur de changement de position (appelé vélocité ou vitesse). Chaque particule dispose d'une mémoire lui permettant de se souvenir de sa meilleure solution, découverte par le passé, que l'on note personal best *(pbest)* ainsi que de la meilleure position connue de son voisinage, notée global best *(gbest*). À chaque itération, chaque particule se déplace dans l'espace de recherche en suivant un vecteur calculé comme somme pondérée des vecteurs représentant sa vitesse courante ainsi que son *pbest* et son *gbest*. Sa nouvelle vitesse, est déterminée de la façon suivante

$$v_i^{k+1} = w.v_i^k + c_1.r_1(pbest_i - x_i^k) + c_2.r_2(gbest_i - x_i^k) \quad \text{(III.31)}$$

$$x_i^{k+1} = x_i^k + v_i^{k+1} \quad \text{(III.32)}$$

v_i^k : Vitesse actuelle de la particule *i* à l'itération *k*.

x_i^k : Position actuelle de la particule *i* à l'itération *k*.

w : Le poids d'inertie de la particule *i*.

r_1, r_2 : Des nombres aléatoire entre 0 et 1.

c_1, c_2 : Les constantes d'accélération entre 0 et 2.

$pbest_i$: La meilleure position de la particule *i*

$gbest_i$: La meilleure position du groupe de particule *i*

La commande MPPT exploitant l'optimisation d'essaim particulaire (PSO), où l'évolution de la puissance est analysée à chaque itération en fonction du rapport cyclique, La figure (III.21) présente l'organigramme associer, dont le rapport cyclique local *D* correspond au *pbest*., tandis que le rapport cyclique global *D* correspond au *gbest,* [61] [62]. Ainsi le nouveau rapport cyclique sera calculé comme

$$P_{pv}(D_i^k) > P_{pv}(D_i^{k-1}) \quad \text{(III.33)}$$

$$D_i^{k+1} = D_i^k + v_i^{k+1} \quad \text{(III.34)}$$

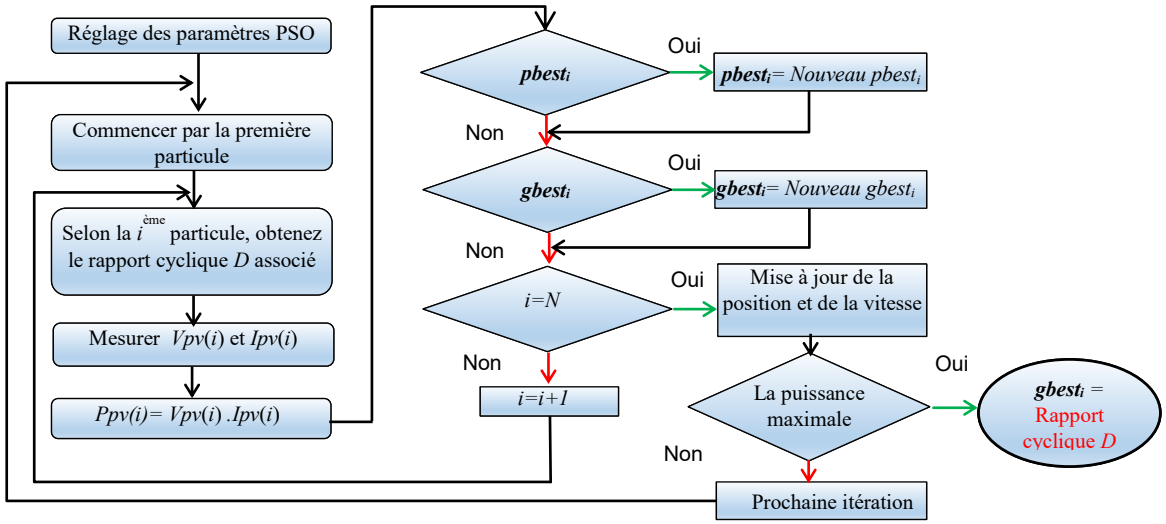


Figure III.21 Organigramme du MPPT par l'algorithme d'essaim de particules (PSO)

III.5.3.2.3 MPPT basé sur l'algorithme de recherche de coucou (CSA)

L'algorithme de recherche de coucou (CSA : Cuckoo Search Algorithm) a été inventée par Xin-She Yang et Suash Deb en (2009) [63]. L'algorithme de recherche de Coucou est une méthode d'optimisation métaheuristique bio inspirée. Elle se base sur le système productif agressif des oiseaux coucou. Il est calqué sur le comportement des femelles coucou lors de la période de couvaison. Les oiseaux coucou sont des oiseaux fascinants. Quelques espèces des oiseaux coucou ont un système agressif, en effet : Ils pondent leurs œufs dans des nids d'autres oiseaux, ils peuvent aussi enlever les œufs des autres pour augmenter la probabilité d'éclosion de leurs propres œufs [64]. Lorsqu'un oiseau hôte découvre qu'un œuf étranger est dans son nid, il engage un conflit direct avec les coucou parasites, comme il abandonne le nid en cours, ou bien il construit un autre ailleurs, figure (III.22). La force de CSA est sa manière d'exploiter et d'explorer l'espace de solutions à l'aide des coucous Le coucou montre une certaine intelligence de façon à détecter les meilleures solutions Donc, il représente un outil de contrôle direct pour intensifier ou diversifier les recherches.

L'algorithme de la recherche du coucou se résume autour des règles idéales suivantes:

- Chaque œuf du coucou dans un nid représente une solution.

- Chaque oiseau de coucou pondra un seul œuf à la fois, et choisira son nid de façon aléatoire. Donc, chaque individu de la population des coucous a le droit de générer aléatoirement une seule nouvelle solution.

- Les meilleurs nids de meilleure qualité d'œufs nous mèneront vers les nouvelles générations. Ici, on a introduit implicitement la notion d'intensification ou la recherche autour des meilleures solutions.

- Certaines nouvelles solutions doivent être générées par les vols du Lévy autour de la meilleure solution obtenue jusqu'ici. Cela accélérera la recherche locale.

- Le nombre de nids hôtes est fixe, et l'œuf pondu par l'oiseau est découvert par l'hôte avec une probabilité Pa ∈ [0,1] Dans ce cas, l'oiseau hôte choisi de se débarrasser de l'œuf, ou d'abandonner le nid et de reconstruire un autre nid quelque part.

- Pour la simplification, cette dernière hypothèse sera approximée par la fraction Pa des n nids qui sont remplacées par des nouveaux (nouvelles solutions aléatoires).

Une fraction importante des nouvelles solutions qui doivent êtres générées par randomisation vers des régions lointaines et dont les emplacements doivent être assez loin de la meilleure solution actuelle, ce qui fera que le système ne sera pas pris au piège dans un optimum local.

La qualité d'un nid ou d'une solution est mesurée en fonction de la fonction fitness (fonction objective) qui se varie d'un problème un autre [65].

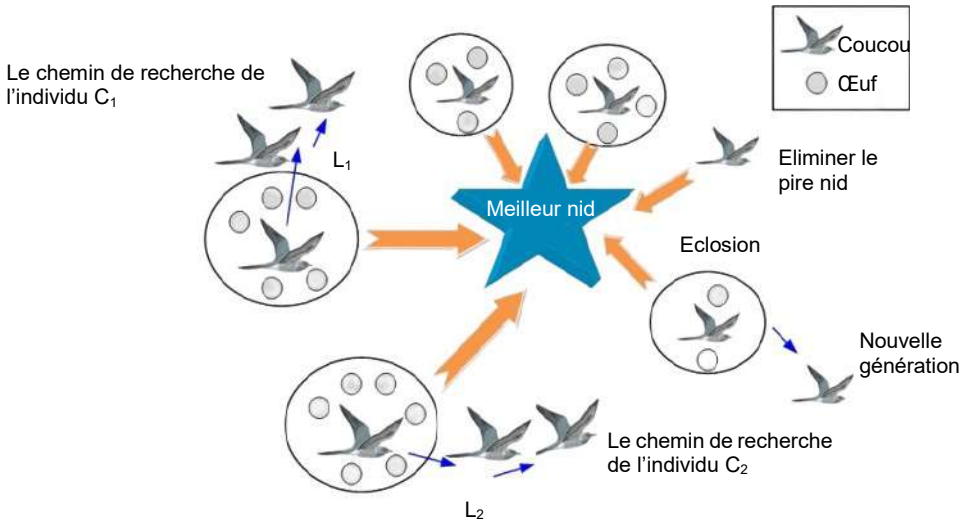


Figure III. 22 Principe de l'algorithme de recherche de coucou

Certaines fonctions mathématiques modélisent les choix de directions et de trajectoires des coucous. Le modèle le plus répandu qui décrit les étapes de la recherche du nid de coucou est le vol Levy. La recherche de nourriture dans la nature est aléatoire ou quasi-aléatoire, la figure (III.23) présente un exemple de 1000 pas de mouvement brownien et 1000 pas de vol Levy.

Donc le chemin de recherche de nourriture est une marche aléatoire et dépend de l'emplacement actuel et de la probabilité de transition. Etant donné que la prochaine direction est basée sur la probabilité, elle peut être modélisée mathématiquement.

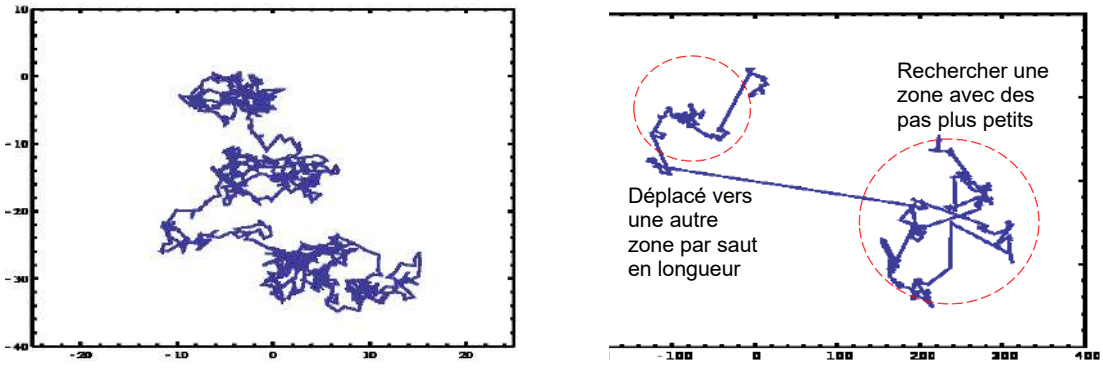


Figure III.23 1000 pas de mouvement brownien (gauche),1000 pas de vol Levy (droite)

Afin de générer de nouveaux coucous à partir de coucous existants, Yang et Deb ont intégré le vol Levy de la manière suivante :

$$x_i^{k+1} = x_i^k + \gamma \oplus Levy(\lambda) \tag{III.35}$$

$$\gamma = \gamma_0 (x_{best}^k - x_i^k) \tag{III.36}$$

Où x_i^k sont les échantillons (œufs), i est le nombre de coucou, k le nombre d'itération, $\gamma > 0$ est la taille de l'étape et γ_0 est le pas initial.

Une simplification de la distribution de Levy est donnée par

$$\gamma_0 (x_{best}^k - x_i^k) \oplus Levy(\lambda) \quad \approx \quad K \times \left(\frac{u}{(|v|)^{\frac{1}{\beta}}} \right) (x_{best}^k - x_i^k) \tag{III.37}$$

Où $\beta = 1.5$, K est le multiplicateur de prélèvement (choisi par le concepteur), tandis que u et v sont déterminés à partir des courbes de distribution normale :

$$u \approx N\left(0,\sigma_u^2\right) \quad , \quad v \approx N\left(0,\sigma_v^2\right) \tag{III.38}$$

Sachant que Γ dénote la fonction gamma, alors les variables σ_u^2 et σ_v^2 sont définies par :

$$\sigma_u = \left(\frac{\Gamma(1+\beta)\times\sin(\pi\times\beta/2)}{\Gamma\left(\frac{1+\beta}{2}\right)\times\beta\times 2^{\left(\frac{\beta-1}{2}\right)}} \right)^{\frac{1}{\beta}} \quad \text{and} \quad \sigma_v = 1 \tag{III.39}$$

La commande MPPT exploitant l'optimisation d'essaim particulaire (PSO), où l'évolution de la puissance est analysée à chaque itération en fonction du rapport cyclique *D*, La figure (III.24) présente l'organigramme associer. L'utilisation de CSA dans le suivi du point de puissance maximale (MPP) d'un système PV a eu lieu en 2013 [66] afin de trouver une maximisation de la puissance PV comme indiqué par

$$P_{pv}(D_i^k) > P_{pv}(D_i^{k-1}) \tag{III.40}$$

$$D_{i+1}^k = D_i^k + K \times \left(\frac{u}{|v|^{\frac{1}{\beta}}} \right) \times (D_{best} - D_i^k) \tag{III.41}$$

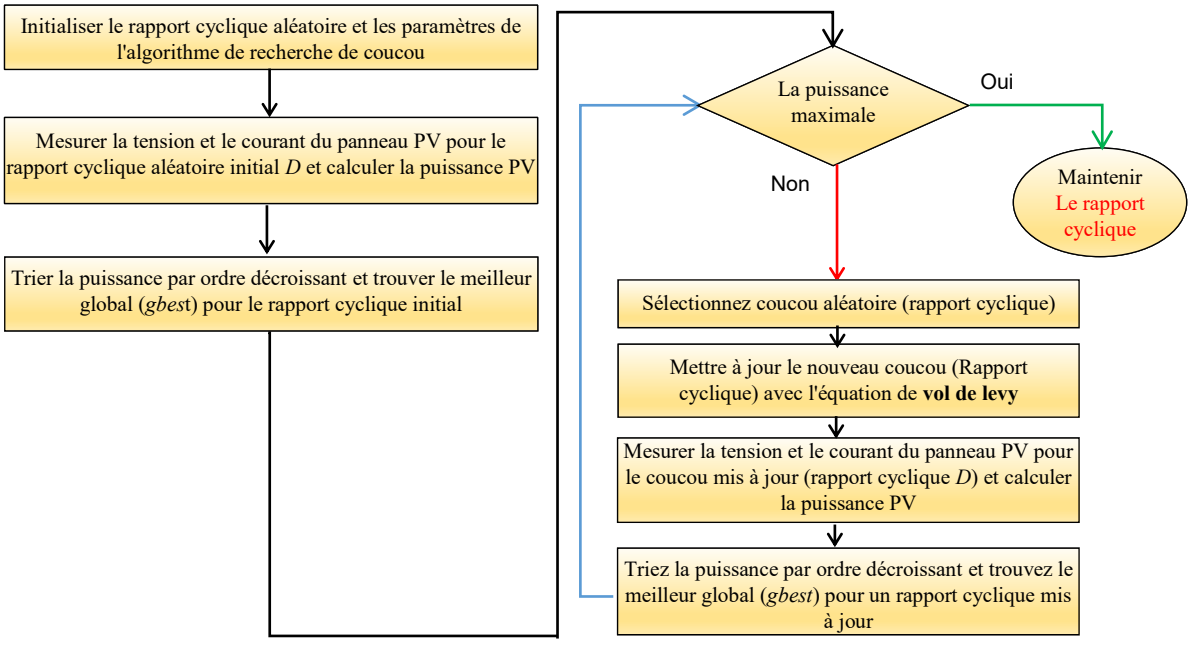


Figure III.24 Organigramme du MPPT par l'algorithme de recherche de coucou (CSA)

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le système photovoltaïque et ses éléments en commençant par la source photovoltaïque et ses caractéristiques, après en a étudié quelques types des convertisseurs statiques continu-continu utilisés dans les systèmes Photovoltaïques comme le convertisseur survolteur (Boost), le convertisseur dévolteur (Buck) et le convertisseur mixte (dévolteur-survolteur) (Buck-Boost). Nous avons rappelé brièvement la problématique de la recherche du PPM en établissant quelque classification des commandes MPPT présentes dans la littérature. En plus, nous avons étudié le principe de la commande MPPT ainsi que les différents types des méthodes de poursuite du point de puissance maximal générée par le générateur photovoltaïque.

Chapitre IV

Résultats de simulation et interprétations

IV.1 Filtre actif parallèle alimenté par Capacité de stockage d'énergie

Le circuit de base du filtre actif parallèle, est basé sur un onduleur de tension a deux niveaux placé entre un réseau triphasé et un pont de Graëtz à 6 thyristors avec un angle d'amorçage de 40° comme charge non-linéaire et polluante, la figure IV.1.

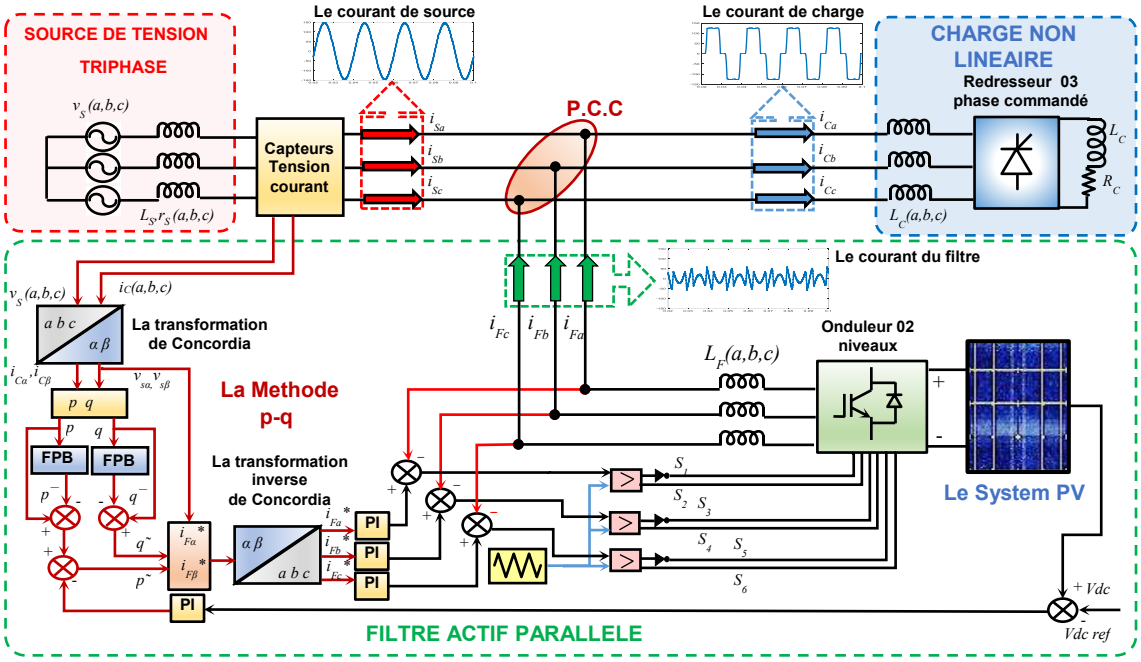


Figure. IV.1 Circuit de base du filtre actif parallèle

L'identification des courants harmonique de références est réalisée par la théorie des puissances actives et réactives instantanées p q, ainsi les courant de référence sont comparé à ce du filtre et transmis à une commande MLI dans le but de générer un signal de commutation de l'onduleur à deux niveaux qui fournira ensuite le courant de compensation d'harmoniques [67]. La simulation sous Matlab/Simulink dont les paramètres sont indiqués dans le tableau IV.1.

Tableau IV.1 Les valeurs de simulation

Réglages	Symboles	Valeurs
Réseau électrique	Valeur efficace phase neutre	230 V/50 Hz
	r_S	0.1 Ω
	L_S	0.03×10^{-3} H
Charge non linéaire	L_C	0.3×10^{-3} H
Charge linéaire	R	5 Ω
	L	25×10^{-3} H
FAP	L_F	1.310^{-3} H

Vdc	C	840×10^{-6} F

Avant l'insertion du filtre actif parallèle, On voit bien sur La figure IV.2 les effets de la charge non linéaire sur le courant de source en terme déformation de la forme sinusoïdale, ainsi la figure IV.3 montre bien le taux d'harmonique THD du courant de source de la phase i_{Sa} est 24.74%, une valeur très loin des normes CEI 61000 et IEEE 519-1992[68] qui exigent une valeur de THD courant de source inferieur a 5%.

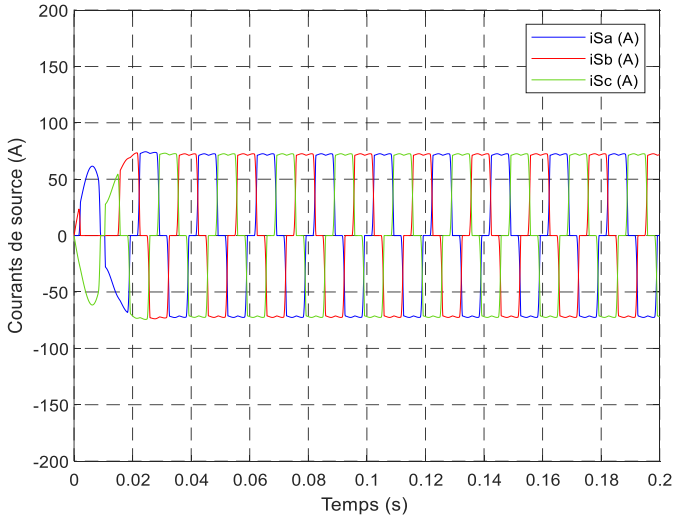


Figure IV.2 La forme du courant de source avant l'insertion du filtre actif parallèle

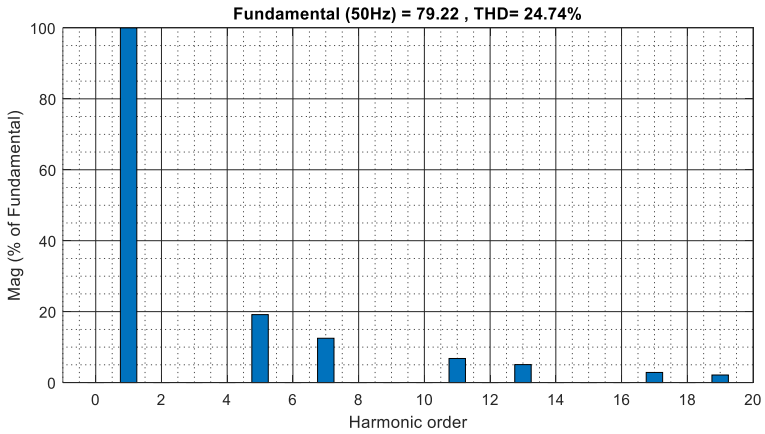


Figure IV.3 THD i_{Sa} avant l'insertion du filtre actif parallèle

IV.1.1 FAP utilisant le filtre Butterworth

L'intégration du filtre actif parallèle comme indique le montage de la figure (IV.1) en utilisant un filtre butterworth d'ordre 2 comme filtre passe bas pour extraire les composantes continues des puissances instantanées p es q, la figure (IV.4) montre bien l'effet du filtre sur le réseau en

améliorant la forme de courant de source des trois phases, et le THD est diminuer à la valeur de 2.15 % comme indique la figure (IV.5)

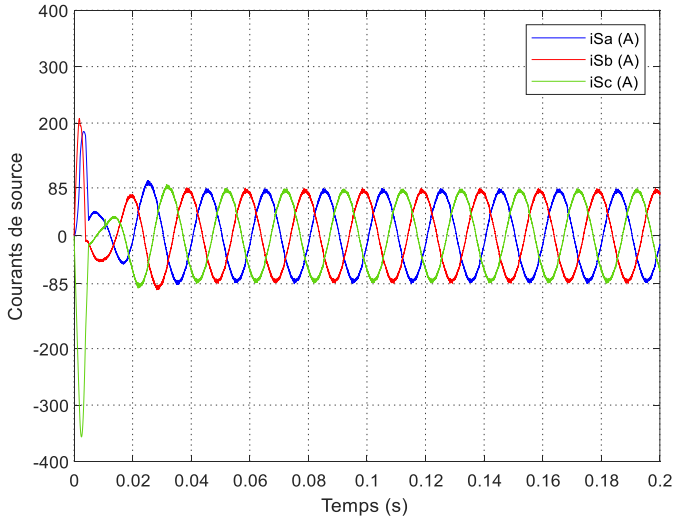


Figure IV.4 La forme du courant de source après l'insertion du filtre actif parallèle

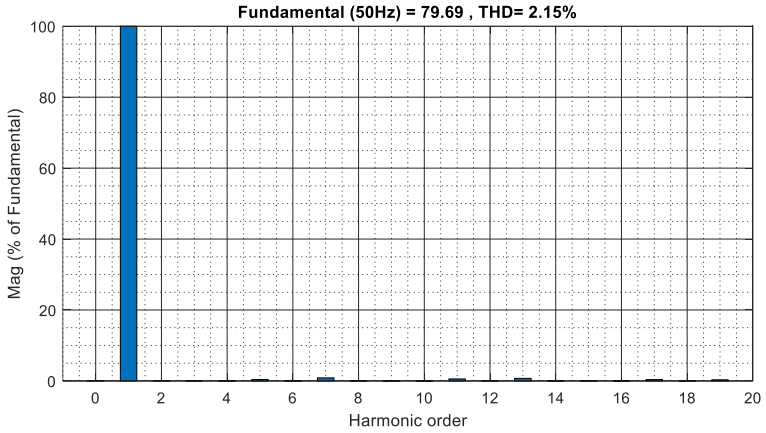


Figure IV.5 THD i_{Sa} après l'insertion du filtre actif parallèle

IV.1.2 FAP utilisant le filtre de Kalman

Le principe de base est de remplacer le filtre passe bas utiliser précédemment dans la méthode p-q. Les paramètres dont l'erreur de mesure R peut être spécifiée hors ligne, avant le fonctionnement du filtre, alors que la mesure de la covariance d'erreur du système Q est difficile à déterminer en raison de l'incapacité d'observer directement le processus d'estimation. Pour déterminer la valeur optimale de Q une étude a été menée en examinant le THD et en utilisant différentes valeurs de Q. La valeur la plus approprier est de10^{-8}.les autre paramètres sont présentés dans le tableau IV.2.

Tableau IV.2 Les paramètres du Filtre de Kalman

Variables	Condition initial
État de puissance estimé $\hat{p}_{(k-1)}$	0.5 (initiale)
Covariance d'erreur estimée P_{k-1}	1(initiale)
Matrice d'état A	[1]
Matrice de mesure H	[1]
Covariance du bruit de mesure R	4

Les figures (IV.6) illustre l'amélioration du courant de source après l'intégration du filtre comme le prouve la valeur du THD qui est de 2.05 % dans la figure (IV.7)

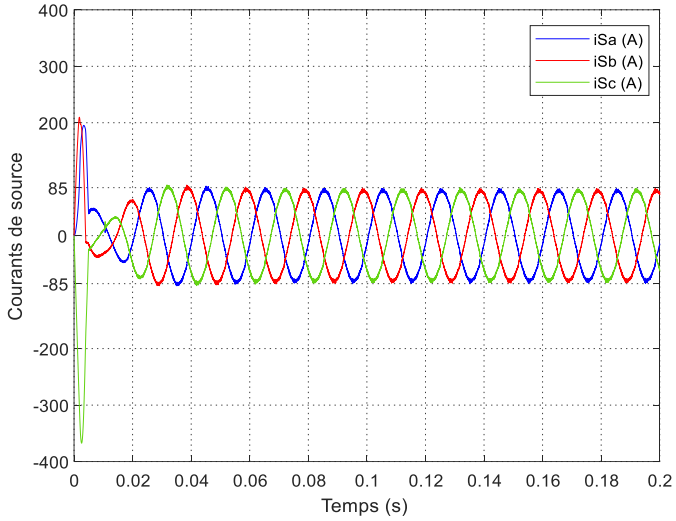


Figure IV.6 La forme du courant de source après l'insertion du filtre actif parallèle

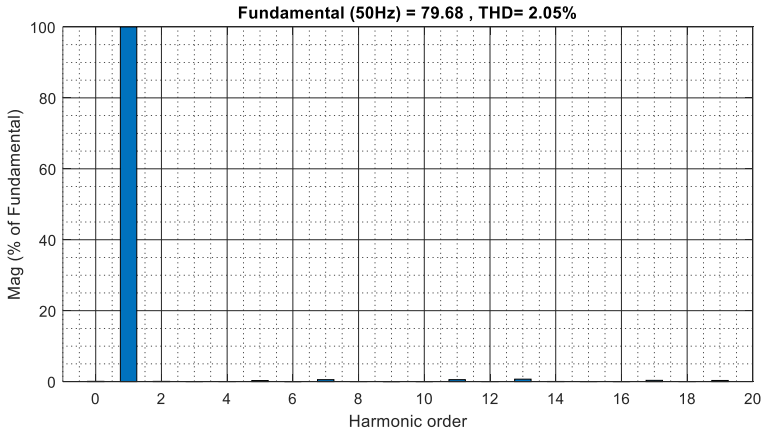


Figure IV.7 THD i_{Sa} après l'insertion du filtre actif parallèle

L'application du passe-bas (butterworth) a fait stabiliser le courant a 0.04s, tandis que le filtre de kalman l'a stabilisé a 0.03s donc avec une différence de 0.01s et même le THD est passé de

2.15% pour le filtre butterworth à 2.05 % pour le filtre de kalman, chose qui implique que le filtre de kalman est rapide et performant.

IV.2 Filtre actif parallèle alimenté par source photovoltaïque

Les panneaux photovoltaïques utilisés sont des ensembles de 20 chaîne parallèle et 25 module connecté en série par chaîne de technologie monocristallin dont la marque Sun power et le type SPR-76R-BLK-U. Le tableau IV.3 décrit bien ces caractéristiques électriques [69].

Tableau IV.3 Les caractéristiques électriques du module SPR-76R-BLK-U

Paramètres	Valeurs
Puissance à STC (W)	76
Puissance au PTC (W)	64.9
Bifaciale Non	Non
Bifacialité (%)	-
Tolérance de puissance inférieure (%)	-
Tolérance de puissance supérieure (%)	-
Densité de puissance à STC (W / m2)	140.741
Densité de puissance au PTC (W / m2)	120.185
Efficacité du module (%)	-
Efficacité de la cellule (%)	-
Vmp : Tension à la puissance maximale (V)	13.45
Imp : Courant à la puissance maximale (A)	5.65
Voc : Tension en circuit ouvert (V)	16.2
Isc : Courant de court-circuit (A)	6.02
Tension maximale du système (V)	-
Calibre du fusible série (A)	-
Diode de dérivation (Bypass)	-
Température nominale de fonctionnement de la cellule (°C)	55.4
Coefficient de température de tension en circuit ouvert (% / °C)	-0.379
Coefficient de température du courant de court-circuit (% / °C)	0.031
Coefficient de température de puissance max (% / °C)	-0.451

La figure (IV.8) présente les effets de la variation du température (10°,25° et 45°) sur la tension et le courant photovoltaïques ainsi la figure (IV.9) illustre les effets de changement de niveau d'éclairement (200 W/m^2, 500W/m^2 et 1000W/m^2) sur la tension et le courant photovoltaïque pour des panneaux de type SunPower SPR-76R-BLK-U.

Afin d'avoir une tension au environ 840 V, un système PV composé d'un hacheur boost et d'une commande MPPT le ramène dans les condition standard (25° et 1000 W /m^2) à partir d'une tension PV est de 400 V.

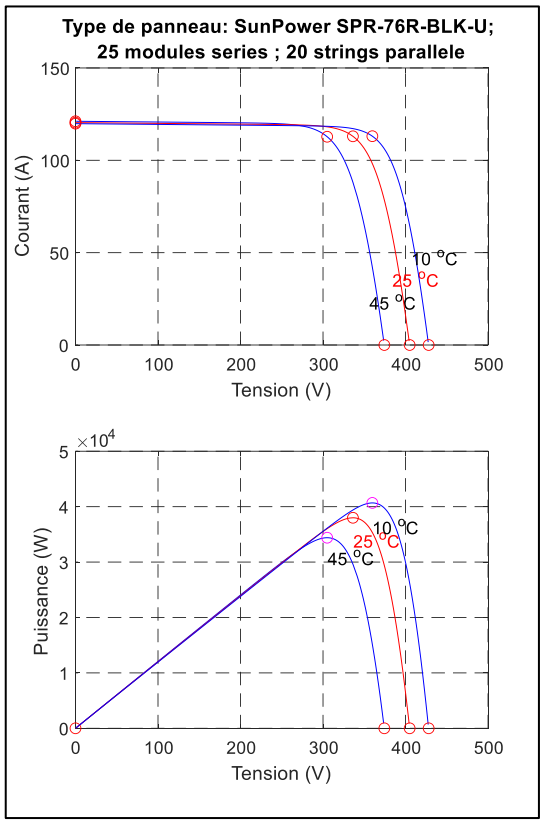


Figure IV.8 Courant et puissance PV sous différentes températures

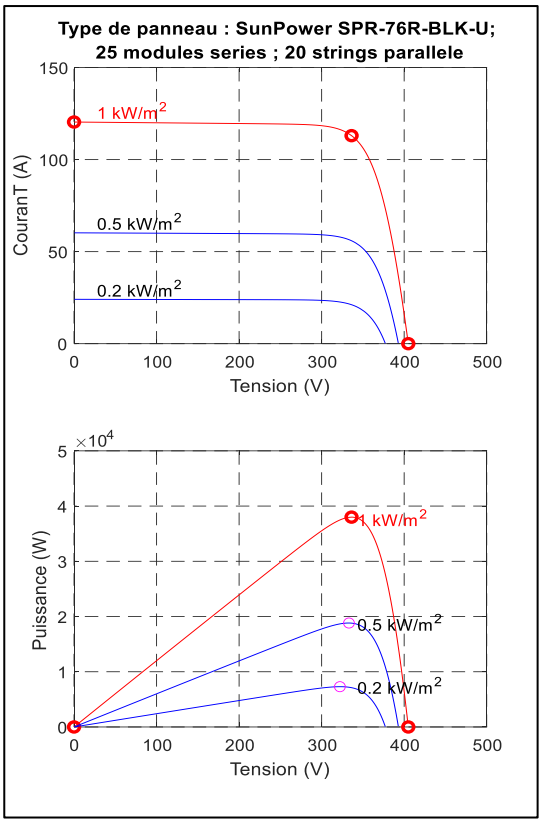


Figure IV.9 Courant et puissance PV sous différents niveaux d'éclairement.

Les paramètres du convertisseur DC-DC boost sont donner dans le tableau IV.4.

Tableau IV.4 Les valeurs du convertisseur DC-DC boost

Réglages	Symboles	Valeurs
Convertisseur DC-DC	C_1	1000 ×10^{-6} F
	C_2	800 ×10^{-6} F
	L	10 ×10^{-3} H

IV.2.1 FAP en appliquant la MPPT par l'algorithme P&O

L'application du système photovoltaïque avec la méthode P&O très répondu dans le domaine des énergies renouvelables[70] pour éliminer les courants harmoniques via le filtre actif parallèle

présente des résultats suivants : la figure (IV.10) présente la forme du tension délivrée par le source photovoltaïque, tandis que la figure (IV.11) illustre le rapport cyclique issu de la méthode P&O et montre bien un retard de 0.04 s pour atteindre la valeur de 0.53 avec une forme qui présente plusieurs oscillation du a la nature de l'algorithme.

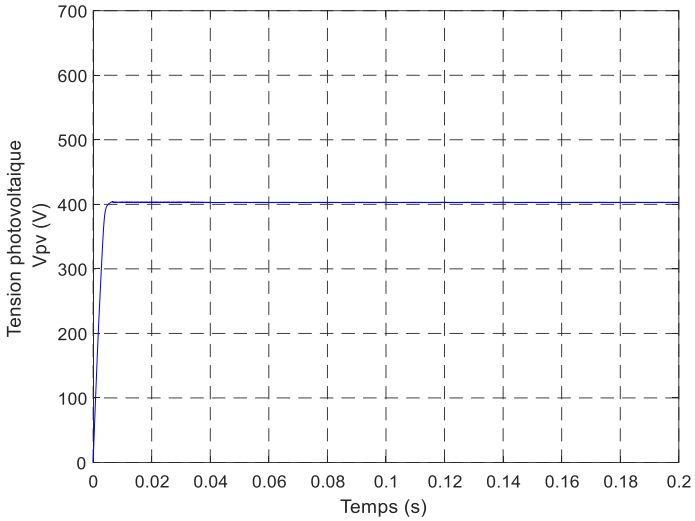


Figure IV.10 La tension V*pv* (V)

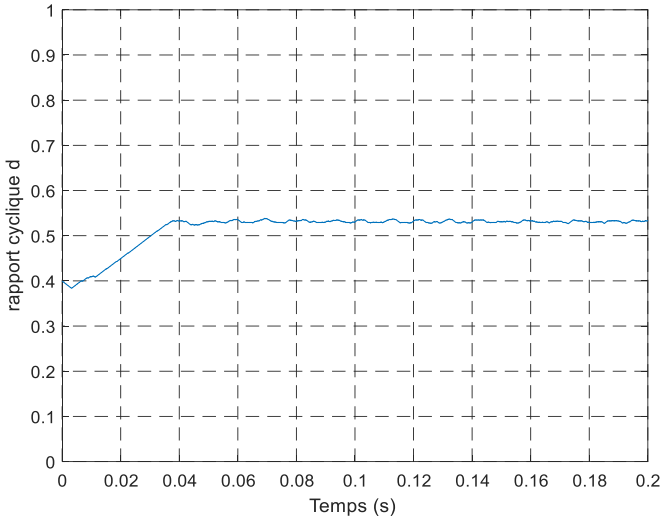


Figure IV.11 Le rapport cyclique D

La tension V_{dc} obtenue par le convertisseur DC-DC est affichée sur la figure (IV.12) dont la valeur maximum de 860V est atteinte a 0. 045s.La forme du courant de source est redevenue sinusoïdale comme le montre la figure (IV.13), ainsi le courant de source est en phase avec la tension de source avec un léger décalage de 0.0006s ce qui implique un cos φ= 0.98.

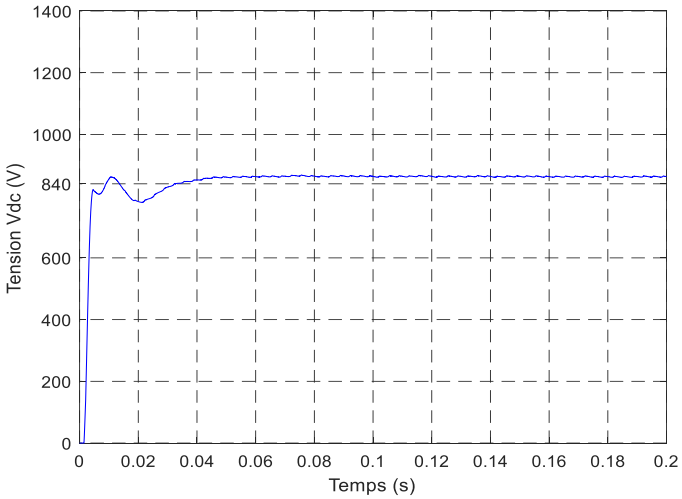


Figure IV.12 La tension V*dc* (V)

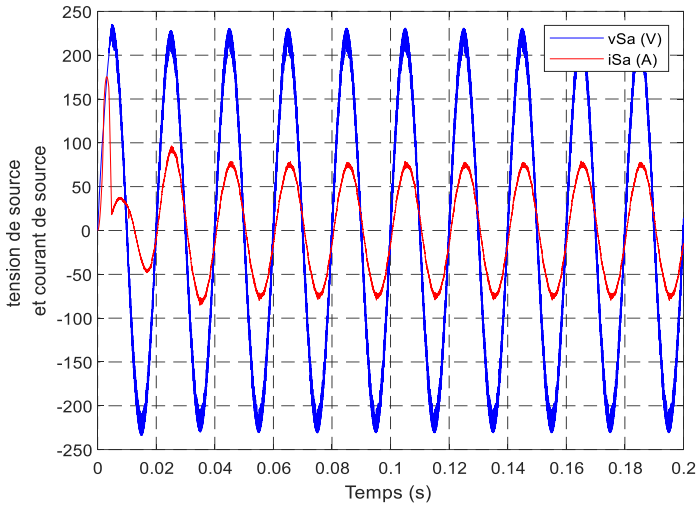


Figure IV.13 La tension de source v_{Sa} (V) et le courant de source i_{Sa} (A)

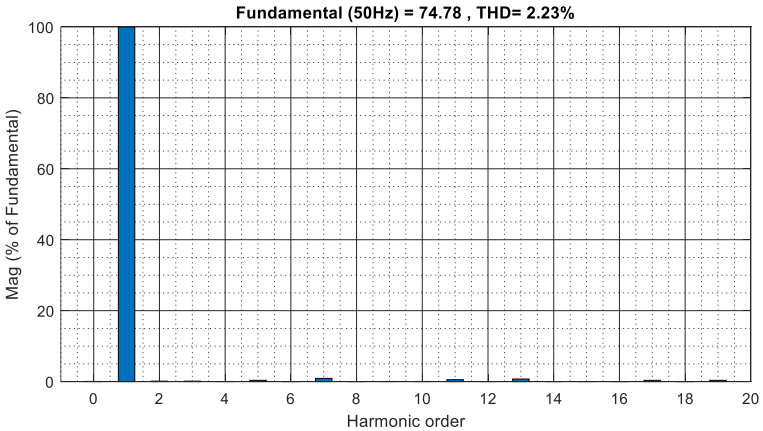


Figure IV.14 Le THD de courant de source phase a

La valeur du THD courant est redevenu 2.23% comme indique la figure (IV.14). Ainsi l'allure des courant de filtre, courant de charge et courant de source après compensation du filtre sont représentés dans la figure (IV.15).

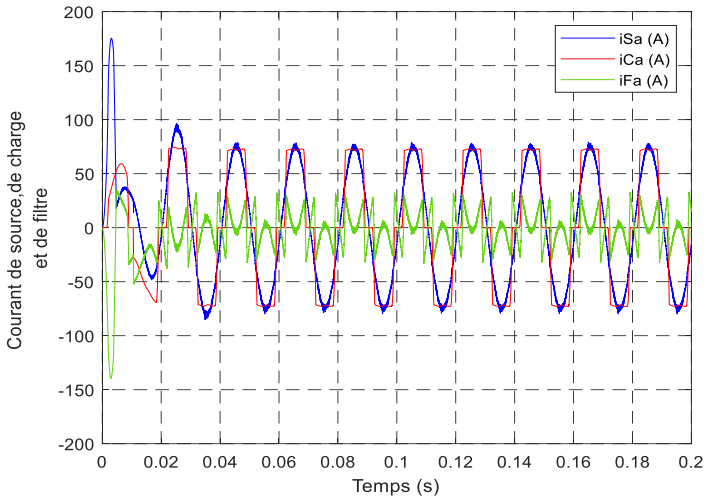


Figure IV.15 Le courant de source, de charge et de filtre de la phase a

IV.2.2 FAP en appliquant la MPPT par l'algorithme PSO

L'application du système photovoltaïque avec l'algorithme d'essaim de particules PSO [71] [72] dont les paramètres sont indiqués sur le tableau VI.5 cherche à trouver une approximation de la meilleure solution (rapport cyclique D) pour éliminer les courants harmoniques via le filtre actif parallèle.

Tableau IV.5 Les paramètres de l'algorithme PSO

Réglages	Symboles	Valeurs
Optimisation d'essaim de particules (PSO)	Constantes d'accélération C_1, C_2	1.2,2
	Poids d'inertie de la particule w	0.4
	Nombre de particules N	03
	Nombre d'itérations i	10

La figure IV.16 présente toujours la tension délivrée par les panneaux PV, tandis que le rapport cyclique donné par la figure (IV.17) et générer par la méthode PSO prend une valeur de 0.5 à 0.01s, chose qui prouve l'efficacité de l'algorithme utilisé et une stabilité à partir de 0.06 s. La tension V_{dc} obtenue par le convertisseur DC-DC est affichée sur la figure (IV.18) dont la valeur maximum de 845V est atteinte a 0. 036 s. La forme du courant de source est redevenue sinusoïdale

comme le montre la figure (IV.19), ainsi le courant de source est en phase avec la tension de source avec un léger décalage de 0.0006s ce qui implique un cos φ= 0.98.

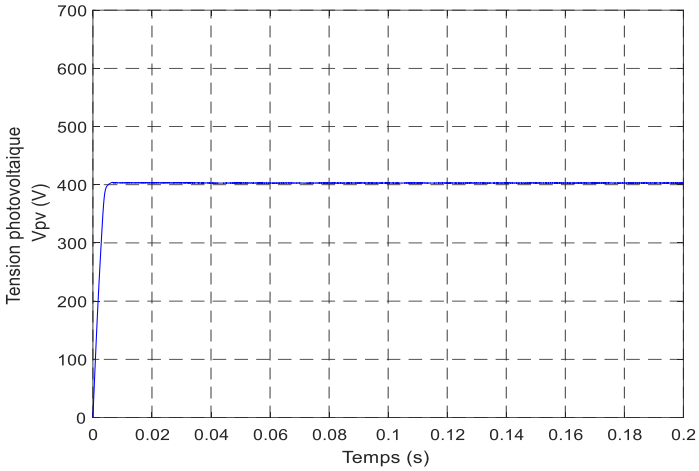


Figure IV.16 La tension V*pv* (V)

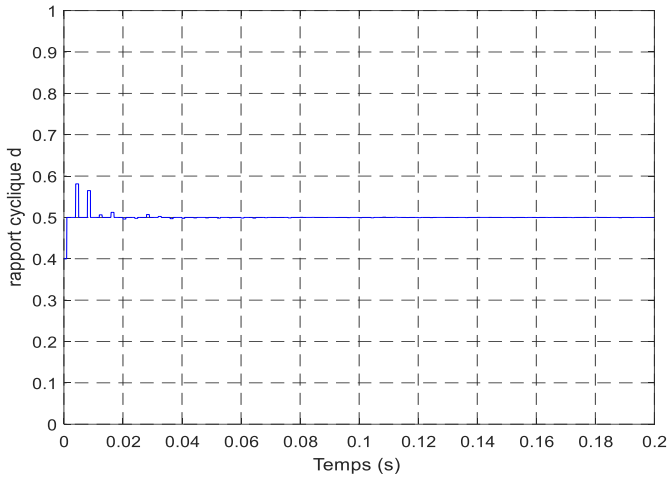


Figure IV.17 Le rapport cyclique D

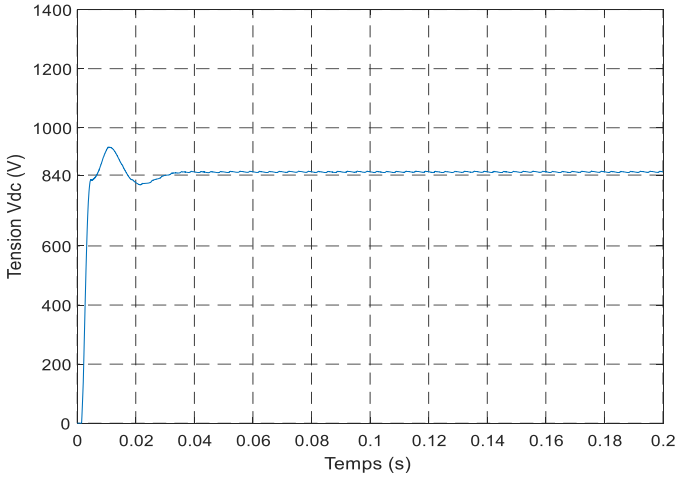


Figure IV.18 La tension V*dc* (V)

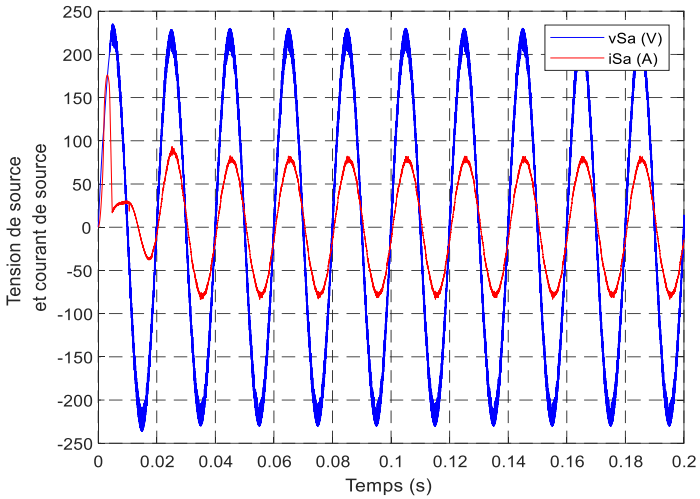


Figure IV.19 La tension de source v_{Sa} (V) et le courant de source i_{Sa} (A)

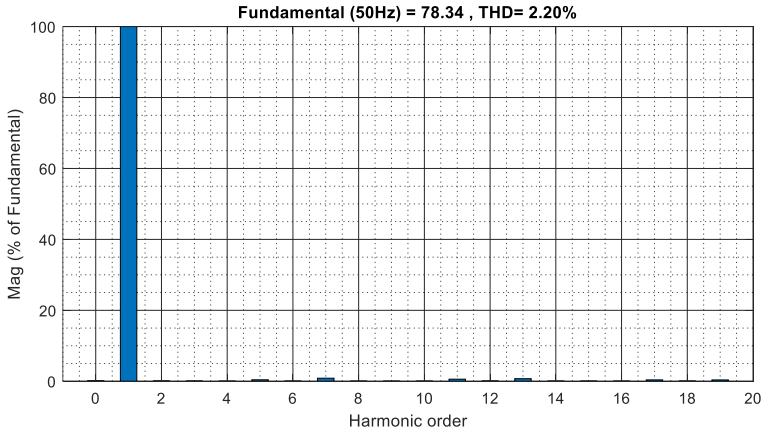


Figure IV.20 Le THD de courant de source phase a

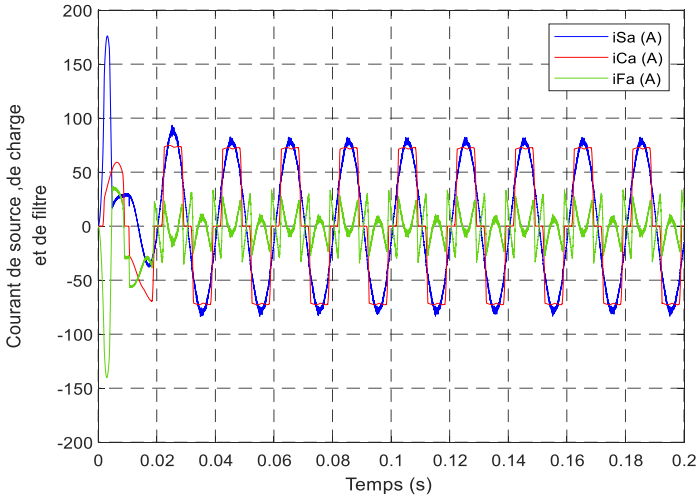


Figure IV.21 Le courant de source, de charge et de filtre de la phase a

La valeur du THD courant est redevenu 2.20% comme indique la figure (IV.20). Ainsi l'allure des courant de filtre, courant de charge et courant de source après compensation du filtre sont représentés dans la figure (IV.21).

IV.2.3 FAP en appliquant la MPPT par l'algorithme de recherche de coucou CS

L'application de système photovoltaïque avec l'algorithme de recherche coucou CS [73] dont les paramètres sont indiqués sur le tableau VI.6 cherche à trouver une approximation de la meilleure solution (rapport cyclique D) pour éliminer les courants harmoniques via le filtre actif parallèle.

Tableau IV.6 Les paramètres de l'algorithme CS

Réglages	Symboles	Valeurs
Algorithme de recherche de coucou (CS)	Levy multiplicateur *K*	0.8
	Probabilité *Pa*	0.25
	Nombre de nids *N*	04
	Nombre d'itérations *i*	10

La figure IV.22 présente toujours la tension délivrée par les panneaux PV, tandis que le rapport cyclique donné par la figure (IV.23) et générer par la méthode CSA prend une valeur de 0.49 à 0.02s, chose qui prouve l'efficacité de l'algorithme utilisé et une stabilité à partir de 0.04 s.

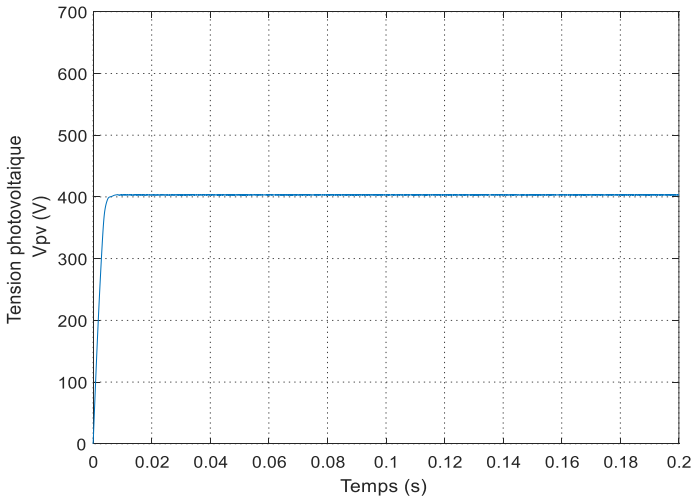


Figure IV.22 La tension V*pv* (V)

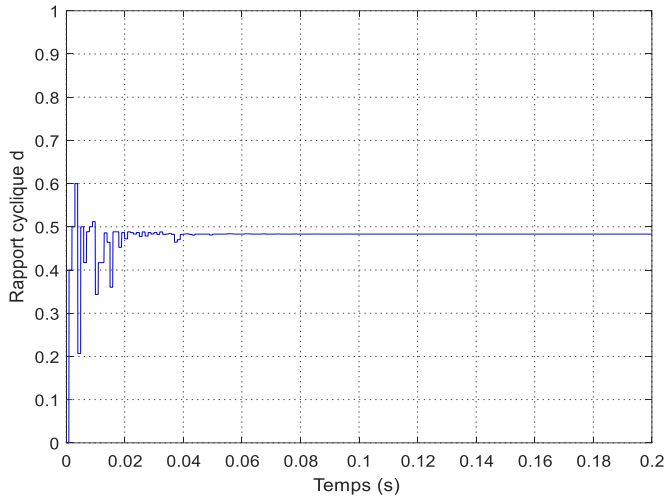


Figure IV.23 Le rapport cyclique D

La tension V_{dc} obtenue par le convertisseur DC-DC est affichée sur la figure (IV.24) dont la valeur maximum de 845V est atteinte a 0. 036 s.

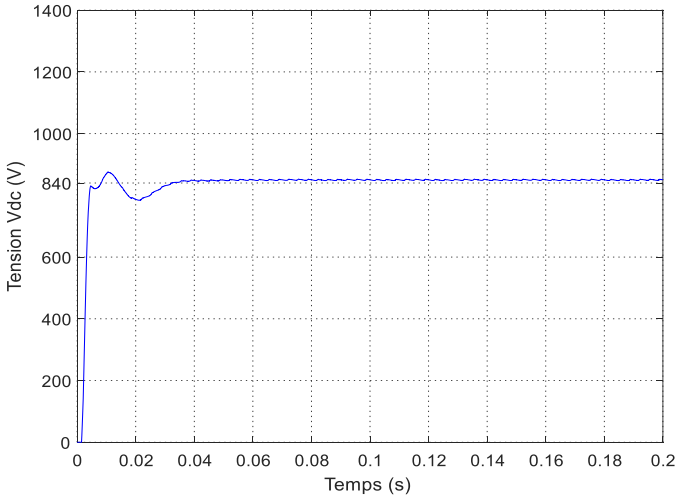


Figure IV.24 La tension V*dc* (V)

La forme du courant de source est redevenue sinusoïdale comme le montre la figure (IV.25), ainsi le courant de source est en phase avec la tension de source avec un léger décalage de 0.0006s ce qui implique un cos φ= 0.98. La valeur du THD courant est redevenu 2.18% comme indique la figure (IV.26). Ainsi l'allure des courant de filtre, courant de charge et courant de source après compensation du filtre sont représentés dans la figure (IV.27).

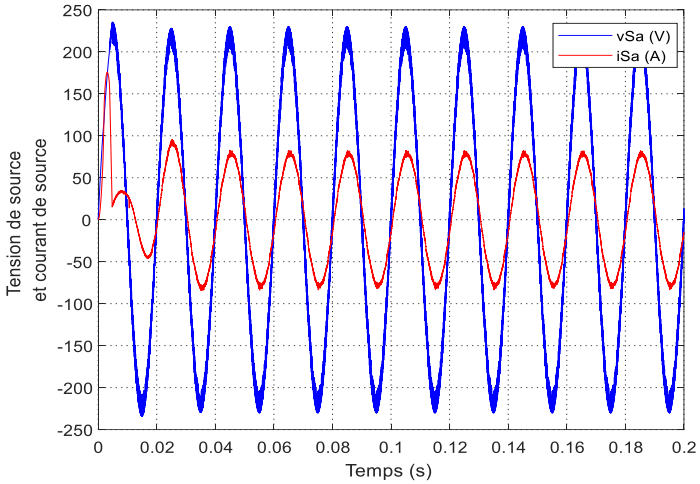


Figure IV.25 La tension de source v_{Sa} (V) et le courant de source i_{Sa} (A)

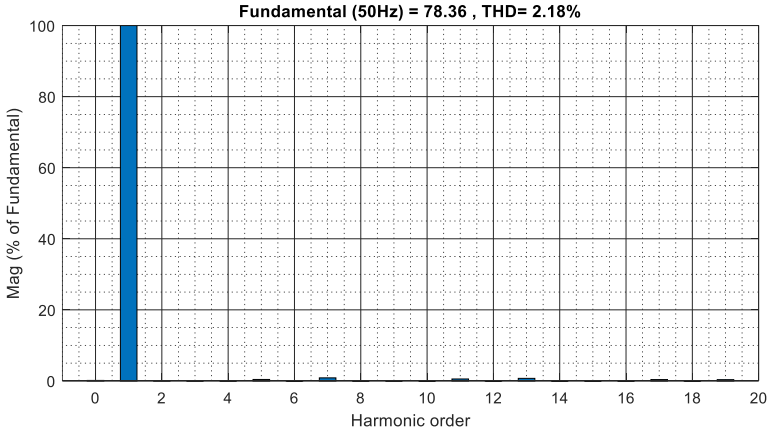


Figure IV.26 Le THD de courant de source phase a

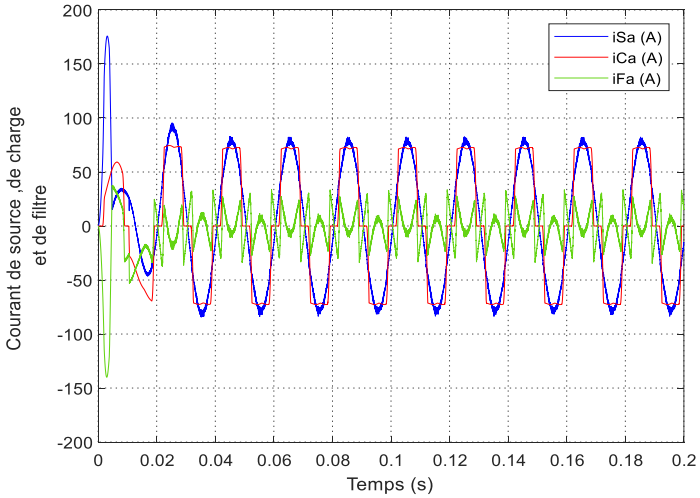


Figure IV.27 Le courant de source, de charge et de filtre de la phase a

IV.3 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté nos travaux sur le filtre actif parallèle dans le but d'obtenir une meilleure qualité de compensation des courant harmonique et ce en utilisant le filtre de Kalman dans l'identification de courant harmoniques et voir son efficacité en matière de temps de réponse, Ainsi on a appliqué l'énergie solaire comme source pour le FAP avec différent algorithme de MPPT Ce qui nous a donné des améliorations en utilisant les algorithmes metaheuristique comme le CS et le PSO en terme de rapidité de convergence et de rapidité contrairement au algorithme classique comme le P&O.

Conclusion générale

Dans le cadre de ce travail, nous avons présenté les différentes origines des perturbations affectant les réseaux électriques. Comme nous avons pu le constater, les harmoniques et les déséquilibres de courant et de tension ont des effets néfastes sur les équipements électriques. C'est ainsi que, plusieurs solutions traditionnelles et modernes de dépollution ont été présentées. Les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes. Ainsi, afin de répondre aux contraintes de l'évolution des charges polluantes, le développement des systèmes de compensation adaptatifs est favorisé. Cependant, de nos jours le filtre actif parallèle demeure la solution la plus pertinente pour la dépollution des réseaux.

Dans la première phase on a décrit que les charges non linéaires sont de plus en plus présentes comme récepteurs consommateurs dans les réseaux de distribution, Elles produisent une pollution harmonique qui nécessite généralement un dispositif d'élimination de ces perturbations et compensation de l'énergie réactive qu'ils consomment. Puis on a abordé les principales perturbations harmoniques et les moyens techniques permettant de les limiter dont il existe plusieurs, les solutions classiques présentent de nombreuses contraintes pour répondre à un besoin actif de dépollution, elles sont souvent pénalisées en termes d'encombrement, de résonance et d'une mauvaise adaptation face à l'évolution du réseau et aux charges polluant.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté les différents types de filtre actifs, des nouvelles méthodes ont été mises au point, ainsi nous avons présenté les différents éléments du FAP pour le rendre plus souple et plus performant pour cela des différentes méthodes d'identification de courants harmonique ont été conçu pour objectif d'améliorer la qualité d'énergie électrique qui doit être conforme aux nouvelles contraintes normatives.

Ensuite dans le troisième chapitre, nous avons fait une décomposition du système photovoltaïque allons de la source PV est ses caractéristiques jusqu'au diffèrent type de convertisseur DC-DC et en terminant par une classification des commandes MPPT présentes dans la littérature. Ainsi nous avons étudié la commande MPPT et son principe et les différents types des méthodes de poursuite du point de puissance maximal générée par le générateur photovoltaïque.

Finalement, les travaux de simulation et les comparatifs effectués sur nos travaux sur le filtre actif parallèle ont bénéficier d'une meilleure qualité de compensation des courant harmonique et ce en utilisant le filtre de Kalman dans l'identification de courant harmoniques et voir son efficacité

en matière de temps de réponse, ainsi l'intégration l'énergie solaire comme source pour le FAP avec différent algorithme de MPPT,ce qui nous a donné des améliorations en utilisant les algorithmes metaheuristique comme le CS et le PSO en terme de vitesse et de rapidité convergence contrairement au algorithme classique comme P&O. Ainsi nous avons constaté la simplicité de l'algorithme de recherche de coucou CSA par rapport à l'algorithmes l'optimisation par essaim de particules (PSO) de façon qu'il y a moins de paramètres à introduire donc, il est très facile à mettre en œuvre. Il est plus générique et plus efficace pour une grande gamme de problèmes d'optimisation. En outre, il se caractérise par un bon équilibre entre l'exploitation et l'exploration de l'espace de recherche.

Ce travail présent de nombreuses perspectives et d'orientations afin d'éliminer les courants harmoniques générer par les charges non linéaires comme :

1. L'utilisation des performances des algorithmes métaheuristique sous ombrage partielle et dans plusieurs environnement climatique (température,et irradiance).
2. L'utilisation des algorithmes métaheuristique pour le calcul des paramètres P et I des contrôleurs PI.
3. L'exploitation des nouvelles techniques d'optimisation métaheurestique comme l'algorithme de pollinisation des fleurs FPA (crée en 2012) et l'algorithme du loup gris GWO (crée en 2014), pour les MPPT ainsi que les algorithmes hybrides (metaheuristique –classique). (Metaheuristique- metaheuristique).
4. Refaire le même travail avec des onduleurs multiniveaux et Z source pour le FAP avec plus de techniques d'identification des harmoniques tel que l'Algorithme du référentiel synchrone DQ et le filtrage de Kalman tout en traitant d'autres algorithme MPPT comme la techniques classique Inc.-Cond.
5. Renforcement de notre modèle par des batteries de stockage et des techniques de basculement pour plus autonomie et de sécurité.
6. L'intégration d'autre source d'énergie renouvelable comme alimentation du FAP.

[1] E. Felice, Philippe Révilla " Qualité des réseaux électriques et efficacité énergétique" Dunod. Novembre 2009

[2] A. Boussaid " Filtrage Actif des Harmoniques Dans Les Réseaux Electriques. Contribution à L'amélioration de L'énergie Electrique", Thèse de Doctorat. Faculté des Sciences de la Technologie. Département D'électrotechnique. Université des Frères Mentouri, Constantine Janvier 2017

[3] V. Ignatova, " Méthodes D'analyse De La Qualité De L'énergie Electrique. Application Aux Creux De Tension Et A La Pollution Harmonique", Thèse De Doctorat, Université Joseph Fourier France ,2006

[4] P. Bornard, M. Pavard, "Réseaux d'interconnexion et de transport: réglage et fonctionnement", Techniques de l'ingénieur, mars 1993

[5] G.T. Heydt, "Electric Power Quality: A Tutorial Introduction", IEEE Computer Applications in Power, vol.11, no.1, January 1998, pp.15-19.

[6] IEEE Std. 1159 Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality, 1995

[7] A.D. Roux Le, J.A. Toit Du and J. Enslin, "Integrated active rectifier and power quality compensator with reduced current measurement", IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL. 46, NO. 3, June 1999.

[8] R. Carbone, A. Lo-Schiavo, P. Marino, A. Testa, A frequency domain model for AC/DC/AC conversion systems, PowerTech Budapest 1999

[9] J. Bonal, G. Séguier, Entraînements électriques à vitesses variable, vol.3, Technique & Documentation 2000

[10] F. Rosa, R. Langella, A. Sollazo, A. Testa, On the interharmonic components generated by adjustable speed drives, 10th International Conference of Harmonics and Power Quality

[11] A. Morsli, "Réduction de la pollution des réseaux électriques basses tensions fondée sur les compensateurs actifs : Théorie et réalisation", Thèse de doctorat. Ecole National Polytechnique. Alger

[12] D. Ould Abdeslam, "Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : Application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension", Thèse de Doctorat en génie électrique, Université de Haute-Alsace, France. 2005.

[13] A.D. Roux Le, J.A. Toit Du and J. Enslin, "Integrated active rectifier and power quality compensator with reduced current measurement", IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL. 46, NO. 3, June 1999.

[14] F. Richardeau, N. Aouada et T. Meynard, "Convertisseur de rééquilibrage de la tension d'un réseau", J.PHIS.III France 7, 1997, PP.5.66-5.71.

[15] L. Gyugyi et E. C. Strycula, "Active AC power filters", IEEE/IAS Annual Meeting, pp.529 535. 1976.

[16] N. Mohan, et al, "Active filters for ac harmonic suppression". IEEE/PES winter meeting, A77 026-8, 1977.

[17] H. Akagi, “New trends in active filters for power conditioning”. IEEE Trans. On Industry applications, vol. 32, No. 6, pp. 1312-1322, November/December 1996.

[18] H. Akagi, “Control strategy and site selection of a shunt active filter for damping of harmonic propagation in power distribution systems”. IEEE Trans. On power delivery, vol. 12, No. 1, pp. 354-363, January 1997.

[19] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, “Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits”. Proceeding 1983 International power electronics conference. Tokyo, Japan, PP. 1375-1386, 1983.

[20] H. Akagi, Y. Kanazawa et A. Nabae, “Instantaneous reactive power compensator comprising switching devices without energy storage components”. IEEE Trans. Ind. Appl.p. 625-630, 1984.

[21] N. Hamouda, K. E. Hemsas, H. Benalla “Etude comparative des techniques de filtrage actif sélectif par référentiel synchrone de Park d-q et approche FMV “Mediterranean Journal of Modeling and Simulation MJMS 01 (2014) 089–098

[22] H Akagi, 1994. Trends in Active Power Line, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 9, no. 3, pp. 263-268.

[23] M. Abdusalam, P. Poure, and S. Saadat, “Hardware implementation of a three phase active filter system with harmonic isolation based on Self-Tuning Filter”. PESC, 39th IEEE Power Electronics Specialists Conference, Island of Rhodes, Greece. 2008

[24] 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

[25] A. S. Toledo, “Commande directe et observation des convertisseurs de puissance : application à l’onduleur de tension triphasé”. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, novembre 2000.

[26] M. Boudjedaimi. “Commande d’un onduleur par des approches basées sur des réseaux de neurones artificiels”, Memoire De Magister, Universite Mouloud Mammeri Tizi Ouzou.2009

[27] J. Xu, “Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d’électricité”. Thèse de l’Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy 20 Janvier 1994.

[28] A. Phadke, J. Thorp et M. Adamiak, “A new measurement technique for tracking voltage phasors, local system frequency and rate of change of frequency”, IEEE Transactions on Power Apparat. Syst., vol. 102 p. 1025-1038, 1983.

[29] T. Nakajima et E. Masada, “An active power filter with monitoring of harmonic spectrum”, EPE-89, 3rd European conference on power electronics and applications, Aachen, Germany, 1989

[30] S. Guffon, “Modélisation et commandes a structure variable de filtres actifs de puissance”. Thèse de l’Institut National Polytechnique de Grenoble, 24 Juillet 2000.

[31] C. A. Quinn, N Mohan, & H. Mehta, “A four-wire, current-controlled converter provides harmonic neutralization in three-phase, four-wire systems”, in Proc. IEEE APEC’93, pp. 841–846, 1994.

[32] J. Kieffer ,“ Contribution au dimensionnement des PLL pour des modulations polaires larges bandes” ,Thèse de doctorat. Université De Grenoble, France .2014

[33] H. Djeghloud, “Filtrage Actif de puissance”. Thèse de doctorat en science et en Electrotechnique. Université Mentouri constantine.12 décembre 2007

[34] S. Bhatacharya & D. Divan, “Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system”, in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, pp. 2531–2540, 1995.

[35] A. Shukri Abu Hasim, Z. Ibrahim, Md. Hairul Nizam Talib and Mohd. Fairuz Syed Mohd. Dardin “Three-Phase Reference Current Generator Employing with Kalman Filter for Shunt Active Power Filter” J Electr Eng Technol.2016; 12(1): 151-160

[36] L. Benchaita, “Etude, par simulation numérique et expérimentation, d’un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle-commande”. Thèse de l’Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy 30 Octobre 1998.

[37] M. Bojrup, “Advanced Control of Active Filters in a Battery Charger Application”. Lund 1999.

[38] E. S. Gholipour, “Apport de l'UPFC à l'amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques”, Thèse de Doctorat, Département de Formation Doctorale Electrotechnique-Electronique, Faculté des Sciences & Techniques, Université Henri Poincaré, Nancy-I,France, Octobre 2003

[39] N. Bruyant, « Etude et commande généralisées de filtres actifs parallèles, Compensation globale ou sélective des harmoniques, Régime équilibré ou déséquilibré ». Thèse de doctorat, Université de Nantes, 1999.

[40] M. A. E. Alali, “Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension”. (Automatisation des systèmes de puissance électriques). Thèse de doctorat, Université Louis Pasteur, 2002.

[41] D. Boukhers, “optimisation d'un system d'énergie photovoltaïque application pompage”, mémoire de magister, Université Mentouri de Constantine, 2007.

[42] H. Mounir et K. Allel, “Etude et simulation d'un étage MPPT pour un générateur photovoltaïque à base d'un kit Arduino”, mémoire de magister, Université d’Adrar, 2017.

[43] N. Touil et S. ghenbazi, “Modélisation et Simulation d'un Système Photovoltaïque”, mémoire de master, Université Echahid Hama Lakhder d‟El-Oued, 2015.

[44] W. Bencasi, “Modélisation et simulation d‟un système photovoltaïque adapté par une commande MPPT”, mémoire de master, Université Kasdi Merbah–Ouargla, 2012.

[45] A. Bourabi, “Élaboration et Caractérisation des Couches Minces CuInSe2 par Électrodéposition”. Thèse de Doctorat, université Mentouri – Constantine .2009.

[46] G. Martin “Solar Cells Operating Principles, Technology, and System Applications Prentice” Hall Inc., October 1981

[47] H. Yatimi, E. Aroudam, et M. Louzazni, “Modeling and Simulation of photovoltaic Module using MATLAB/SIMULINK”. MATEC Web of Conferences, EDP Sciences, pages 1-5, 2014

[48] O. Bingöl, B. Özkaya, and S. Paçaci, “Comparison of fuzzy logic and perturb& observe control in maximum power point tracking for photovoltaic system using buck converter”, Mugla Journal of Science and Technology, vol. 3, no. 1, pp. 51–57, 2017.

[49] N. Debili, Thése de Magister, “Etude et optimisation en environnement Matlab/Simulink d’un système de pompage photovoltaïque”,Université Mentouri, Constantine, Algérie, 2015

[50] F. Falinirina. B.Sc Rakotomananandro, “Study of Photovoltaic System” Thesis Presented in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree Master of Science in the Graduate School of the Ohio State University. 2011

[51] N. Mohan, W. P. Robbin, and T. Undeland, “Power Electronics: Converters, Applications, and Design”, 2nd Edition, New York, Wiley,1995

[52] M. Sahlhi, R. El- Bachtiri, E Matagne, “The development of the new maximum power point tracker for a PV panel”, REPEER Group, LESSI laboratory, Faculty of sciences dhar el-Mehrez, USMBA University, received: 21 Sept 2007; accepted: 29 Oct 2007

[53] B.M. Hasaneen, A.A Elbaset Mohammed, “Design and simulation of DC/DC converter,” Power System Conference, 2008. MEPCON 2008. 12th International Middle-East, July 2008, pp. 335 - 340.

[54] A. F. Boehinger, “Self-adaptive DC converter for solar spacecraft power supply”, IEEE Transactions On Aerospace and Electronic Systems, pp. 102-111,1968

[55] I. Boussaïd, “Perfectionnement De Métaheuristiques Pour L’optimisation Continue” Thèse De Doctorat, Université Des Sciences et De La Technologie Houari Boumediene,2013

[56] N. Merzougui, “Métaheuristiques pour l’évaluation objective de la qualité d’images et de vidéos”, Thése de Doctorat, Université Mohamed Khider BISKRA.2022

[57] J. Kennedy & R. Eberhart. Particle swarm optimization. IEEE International Conference on Neural Networks, 4: 1942–1948, 1995.

[58] C. W. Reynolds. Flocks, herds, and schools: A distributed behavioral model. In Computer Graphics, vol. 21, pp. 25–34, 1987.

[59] F. Heppner, U. Grenander. A stochastic nonlinear model for coordinated bird flocks. In E. Krasner, editor, The ubiquity of chaos, pp. 233–238. AAAS Publications, 1990.

[60] J. Kennedy, R. Mendes. “Population structure and particle swarm performance”. Computational Intelligence, Proceedings of the World on Congress on, 2:1671–1676, 2002.

[61] K.H Chao “A High Performance PSO-Based Global MPP Tracker for a PV Power Generation System” Department of Electrical Engineering, National Chin-Yi University of Technology, Taichung 41170, 7 July 2015

[62] K. Ishaque, Z. Salam, M. Amjad, S. MEKHILEF “An Improved Particle Swarm Optimization (PSO) based MPPT for PV with Reduced Steady State Oscillation” August 2012 IEEE Transactions on Power Electronics 27(8):3627-33638 DOI:10.1109/TPEL.2012.2185713

[63] X.S Yang, S. Deb “Cuckoo search via levy flights” In 2009 World congress on nature & biologically inspired computing (NaBIC), pages 210–214. IEEE, 2009.

[64] Y. Teuschl, B. Taborsky, and M. Taborsky, “How do cuckoos find their hosts? the role of habitat imprinting,” Animal Behaviour, vol. 56, no. 6, pp. 1425–1433, 1998.

[65] X. S Yang, S Deb, “Engineering Optimization by cuckoo search” Int. J. Math. Modelling& Numerical Optimization, 1,330-343 (2010)

[66] J. Ahmed, Z. Salam, “A soft computing MPPT for PV system based on Cuckoo Search algorithm” In Proceedings of the 4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, Istanbul, Turkey, 13–17 May 2013; pp. 558–562

[67] M. Khelil Cherfi, A., A. Morsli “Shunt active power filter powered by fuzzy logic controlled photovoltaic system” 1st International Conference on Sustainable Energy and Advanced Materials IC-SEAM’21 April 21-22, 2021, Ouargla, Algeria

[68] IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonics Control in Electrical Power Systems IEEE 519-1992, IEEE Std., 1992.

[69] www.solarhub.com/solarhub_products/780-SPR-76R-BLK-U-SunPower. [Consulté le 10 Janvier 2023]

[70] M. Khelil Cherfi, A. Gacemi, A. Morsli “Compensation of Harmonics Using a Shunt Active Power Filter Connected to a Photovoltaic Source” 1er Séminaire national sur le Génie climatique, Énergie renouvelables & Efficacité énergétique (GÉCLEREE2021) 04-05 Décembre 2021, Médéa, Algérie

[71] M. Khelil Cherfi, A. Gacemi, A. Morsli “A Photovoltaic System Controlled by the Particle Swarm Optimization Algorithm Supplied a shunt Active Power Filter” Algerian Symposium on Renewable Energy and Materials ASREM2022, March 16-17, 2022 Medea- Algeria

[72] M. Khelil Cherfi, A. Gacemi, A. Morsli, A. Tlemçani “A Photovoltaic System Controlled by the Particle Swarm Optimization Algorithm Supplied Supplied a shunt Active Power Filter” European Journal of Electrical Engineering Vol. 24, No. 3, June, 2022, pp. 155-160, doi.org/10.18280/ejee.240305

[73] M. Khelil Cherfi, A. Gacemi, A. Morsli, A. Tlemçani “Photovoltaic Source Powered Shunt Active Power Filter Optimized by Cuckoo Search Algorithm” Journal Européen des Systèmes Automatisés Vol. 56, No. 1, February, 2023, pp. 49-54, doi.org/10.18280/jesa.560107