

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLICUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR  
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
جامعة فرحات عباس - سطيف - 1  
UNIVERSITE FERHAT ABBAS - SETIF 1  
UFAS (ALGERIE)

## **THESE**

Présenté à la Faculté de Technologie

Département D'électrotechnique

Pour l'Obtention du Diplôme de

**DOCTORAT 3<sup>ème</sup> cycle (LMD)**

**Domaine : Science et Technologie**

**Filière : Electrotechnique**

**Option : Electrotechnique**

Par

**Boualem BOUKEZATA**

## **Etude et commande d'une chaine de conversion d'énergie d'un système solaire photovoltaïque**

Soutenu le : ..... devant un Jury composé de:

Lazhar RAHMANI	Prof à l'université de Sétif 1	Président
Abdelmadjid CHAOUI	HDR à l'université de Sétif 1	Rapporteur
Mabrouk HACHEMI	Prof à l'université de Sétif 1	Co-rapporteur
Jean-Paul GAUBERT	Prof à l'université de Poitiers	Co-rapporteur
Toufik REKIOUA	Prof à l'université de Bejaia	Examineur
Abdelouahab BOUAFIA	HDR à l'université de Sétif 1	Examineur
Achour BETKA	Prof à l'université de Biskra	Invité

## ***Remerciements***

Je remercie tout d'abord **ALLAH** de m'avoir prêté santé et volonté pour mener à terme cette thèse du doctorat.

Je remercie chaleureusement toutes les personnes qui m'ont aidé pendant l'élaboration de ma thèse et notamment mon directeur de thèse Dr. **Abdelmadjid CHAOUI**, pour son intérêt et son soutien, sa grande disponibilité et ses nombreux conseils durant la réalisation de ma thèse.

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à Professeur **Mabrouk HACHEMI**, mon codirecteur de thèse en Algérie pour la confiance qu'il m'a accordée, sa contribution à ma formation universitaire, son soutien et ses conseils au cours de l'élaboration de cette thèse

J'exprime également ma reconnaissance à l'égard de mon directeur de thèse à Poitiers Professeur **Jean-Paul GAUBERT** pour sa sympathie et sa confiance sa grande disponibilité et ses nombreux conseils durant les validations expérimentales de mes travaux de thèse dans le laboratoire LIAS de Poitiers.

Je tiens également à remercier vivement les membres de jury pour avoir accepté d'évaluer cette thèse :

Monsieur **Lazhar RAHMANI**, Professeur à l'Université de Sétif 1, d'avoir accepté de juger mon travail et de présider le jury de soutenance de cette thèse.

Messieurs **Toufik REKIOUA**, Professeur à l'Université de Bejaia, **Achour BETKA**, Professeur à l'Université de Biskra et **Abdelouahab BOUAFIA** Dr à l'Université de Sétif 1 pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être les examinateurs de cette thèse.

***Dédicace***

*À mes parents (**Smail et Saliha**) pour leurs encouragements, leurs soutiens et pour les sacrifices qu'ils ont enduré.*

*À mes frères (**Redha, Bilel et Loay**), mes sœurs (**Meriem, Sara, Nadia et Chaima**) et docteure **Khadidja HENNI**, merci pour vos encouragements.*

*À mon enseignant de physique au Lycée M : **Ridha HAFASSA**, merci pour votre soutien.*

*À mon Ami **Oussama BOUTALBI**, merci pour votre fraternité*

*À tout le corps enseignant et administratif qui a contribué à ma formation universitaire.*

*À toute ma famille et mes amis.*

## Listes des Symboles et Acronymes

### Symboles :

$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$	Les valeurs instantanées des courants de source
$v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}$	Les valeurs instantanées des tensions au point de couplément au réseau
$e_{sa}, e_{sb}, e_{sc}$	Les valeurs instantanées des tensions réseau
$i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}$	Les valeurs instantanées des courants de charge
$i_{fa}, i_{fb}, i_{fc}$	Les valeurs instantanées des courants de filtre
$v_{fa}, v_{fb}, v_{fc}$	Les valeurs instantanées des tensions de filtre
$I_{pv,cel}$	Courant généré par la lumière incidente
$I_d$	Courant de la diode de Shockley
$I_{o,cel}$	Courant de fuite de la diode
$q$	La charge électrique
$k$	La constante de Boltzmann
$T$	La température de la jonction p-n
$I_{pv}$	Courant photovoltaïque (PV)
$I_o$	Courant de saturation inverse
$V_t$	La tension thermique
$N_s$	Les cellules connectées en série
$N_p$	Les cellules connectées en parallèle
$I_{pv,n}$	Courant solaire généré dans les conditions de tests standard
$T_n$	La température nominale
$G$ (W/m <sup>2</sup> )	Irradiation sur la surface du dispositif
$G_n$	L'irradiation nominale
$K_I$	Le coefficient du courant
$E_g$	L'énergie de la bande interdite du semi conducteur
$V_{t,n}$	La tension thermique nominale
$J_0$	La densité du courant de saturation du semi-conducteur
$V_{co,n}$	La tension du circuit ouvert nominal
$I_{cc,n}$	Le courant de court-circuit nominal
$K_V$	Coefficient de la tension
$N_{pp}$	Nombre de modules PV connectés en parallèle
$N_{ss}$	Le nombre de modules PV connectés en série.
$V_O$	La tension de sortie continu
$V_I$	La tension d'entrée continu
$L$	Inductance
$D$	Diode
$C$	Condensateur de filtrage
$R_L$	Charge résistive
$f_s$	La fréquence de commutation

$V_{mpp}$	La tension du point de puissance maximale
$V_{co}$	La tension du circuit ouvert
$k_1$	Constante de proportionnalité
$k_2$	Constante de proportionnalité
$I_{mpp}$	Courant du point de puissance maximale
$I_{cc}$	Courant de court circuit
$\Delta V$	Perturbation de tension
$\Delta P$	Perturbation de puissance
$I/V$	La conductance instantanée
$\Delta I/\Delta V$	L'incrément de conductance
$V_{ref}$	La tension de référence
$E$	L'erreur
$\Delta E$	Le changement dans l'erreur
$w_{ij}$	Poids
$n$	Le nombre maximum de règles efficaces
$w_i$	Le facteur de pondération
$\Delta D_i$	La valeur correspondant à la fonction d'appartenance de $\Delta D$ .
$T_{MPP}$	Période d'échantillonnage
$V_{com}$	Tension de contrôle
$I_{lim}$	Courant de limitation de contrôle
$I_{ren}$	Courant renouvelable
$P_{ren}$	La puissance renouvelable
$V_{dc}$	La tension du bus continu
$P_f$	la puissance totale disponible dans l'onduleur
$P_{perte}$	les pertes dans l'onduleur
$P_s$	La puissance active instantanée
$q_s$	La puissance réactive instantanée
$\alpha/\beta$	Repère stationnaire
$\theta$	L'angle de rotation de la tension réseau
$H_p, H_q$	la largeur de la bande d'hystérésis
$d, q$	Repère de Park
$\hat{\theta}$	Angle de rotation estimé
$\omega_n, \xi$	la fréquence naturelle et le coefficient d'amortissement
$T_e$	Temps d'échantillonnage
$d_p$	La sortie du régulateur d'hystérésis de puissance active
$d_q$	La sortie du régulateur d'hystérésis de puissance réactive
$T_s$	Temps d'échantillonnage discret
$i_{c(f)}^{\alpha\beta}$	Le courant fondamental de la charge non linéaire
$i_{c(h)}^{\alpha\beta}$	le courant harmonique de la charge non linéaire
$\bar{v}_{f(i)}^\alpha, \bar{v}_{f(i)}^\beta$	les formes des tensions normalisées de l'onduleur

$P_c(t)$	La puissance de la charge
$I_{fl}$	La composante active fondamentale du courant du FAP
$S_a, S_b, S_c$	Signaux de commande des interrupteurs de puissance
$g$	La fonction de coût
$i_p(k + 1)$	Vecteur de courant prédit
$\bar{P}_s, \bar{q}_s$	Les puissances continues liées à la composante fondamentale active du courant et de la tension.
$\tilde{P}_s, \tilde{q}_s$	Les puissances alternatives liées à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension.
$a-b-c$	Repère stationnaire triphasé

**Acronymes :**

FPGA	field-programmable gate array
MPP	Maximum power point
FLC	Contrôleurs de logique floue
MPPT	Maximum power point tracking
ANN	réseaux de neurones artificiels
DPC	contrôle direct de puissance
DTC	Direct Torque Control
PLL	une boucle à verrouillage de phase
PCC	Point de raccordement au réseau
PD3	Pont à diodes triphasé
SOGI	Algorithme intégrateur généralisé du second ordre
MOSFET ou IGBT	Interrupteur de puissance
PCC	Point de couplément commun
HPF	Filtre passe haut
FA	Filtre Actif
FAP	Filtre Actif Parallèle
FAS	Filtre Actif Série
UPQC	Conditionneurs de qualité de puissance unifiée
FAH	Filtre Actif Hybride
MR	Micro réseau
PD	Production décentralisée
HTB1	Haute Tension : Tension nominale entre 63kV et 90kV
HTA	Haute Tension comprise entre 1000V et 50kV
BT	Basse Tension
AIE	Agence Internationale de l'Energie

## ***Table de Matières***

Introduction générale.....	1
<b>Chapitre 1</b>	
<b>Production Décentralisée et Qualité de l'Énergie Électrique</b>	
Introduction.....	4
1.1 Les énergies renouvelables.....	5
1.1.1 L'énergie solaire.....	5
1.1.1.1 Énergie solaire thermique.....	6
1.1.1.2 Énergie solaire photovoltaïque.....	6
1.1.2 Energie éolienne.....	6
1.1.3 Hydraulique.....	7
1.2 Systèmes solaires photovoltaïques.....	7
1.2.1 Systèmes autonomes.....	7
1.2.2 Systèmes connectés au réseau.....	8
1.3 La qualité de l'énergie électrique sur le réseau de distribution.....	9
1.3.1 Notion fondamentale de la distorsion harmonique.....	9
1.3.2 Impacts de la distorsion harmonique sur la qualité de l'énergie électrique.....	11
1.4 Les solutions de dépollution des réseaux électriques.....	12
1.4.1 Filtrage passif des harmoniques.....	12
1.4.2 Filtrage actif des harmoniques.....	14
1.4.2.1 Filtre actif parallèle (FAP).....	15
1.4.2.2 Filtre actif série (FAS) .....	16
1.4.2.3 Filtre actif hybride (FAH).....	17
1.5 Production décentralisée.....	18
1.5.1 Impacts de la distorsion harmonique sur les systèmes de productions décentralisées (PD).....	19
1.5.2 Source d'énergie renouvelable interfacée avec des filtres actifs (systèmes multifonctionnels).....	21
1.5.3 Catégories des systèmes multifonctionnels.....	21
1.5.4 Configuration envisagée dans cette thèse.....	25
1.6 Conclusion.....	26

## **Chapitre 2**

### **Modélisation des panneaux solaires photovoltaïques et algorithmes de recherche du point de puissance maximale (MPPT)**

Introduction.....	28
2.1 Modèle électrique d'un générateur photovoltaïque (PV).....	30
2.1.1 Effets des conditions climatiques sur les modules PV.....	33
2.1.1.1 Influence de l'éclairement.....	33
2.1.1.2 Influence de la température.....	34
2.2 Convertisseur dc-dc boost.....	34
2.3 Algorithmes de recherche du point de puissance maximale (MPPT).....	35
2.3.1 Méthode basée sur la tension du circuit ouvert.....	35
2.3.2 Méthode basée sur le courant de court-circuit.....	36
2.3.3 Algorithme basé sur la perturbation et l'observation (P&O).....	36
2.3.4 Algorithme à partir de l'incrément de conductance.....	38
2.3.5 Algorithme basé sur la logique floue.....	39
2.3.6 Méthode basée sur les réseaux de neurone artificiel (ANN).....	42
2.4 L'algorithme floue proposé.....	43
2.4.1 Résultats de simulation.....	44
2.4.2 Description du banc d'essai expérimental .....	48
2.4.3 Résultats expérimentaux.....	49
2.5 Conclusion.....	51

## **Chapitre 3**

### **Modélisation et Commande d'un Système Solaire Photovoltaïque Connecté au Réseau Électrique**

Introduction.....	52
3.1 Production décentralisée issue d'un système solaire photovoltaïque .....	53
3.1.1 La tension du bus continu et le fonctionnement du contrôle de puissance.....	54
3.1.2 Algorithme de poursuite du point de puissance maximale (MPPT).....	55
3.2 Stratégies de contrôle d'un système photovoltaïque connecté au réseau.....	56
3.2.1 État de l'art des techniques du Contrôle Direct de Puissance (DPC).....	56
3.2.2 Le principe de base du Contrôle Direct de Puissance (DPC) .....	57
3.2.2.1 Calcul des puissances instantanées.....	58

3.2.2.2	Sélection du secteur et contrôleurs à hystérésis.....	59
3.2.2.3	Table de commutation.....	60
3.2.3	Boucle à Verrouillage de Phase (P.L.L.).....	60
3.2.3.1	Structure de la PLL.....	62
3.2.4	Régulation du bus continu.....	63
3.2.5	Résultats de simulation.....	63
3.2.6	Description du banc d'essai expérimental.....	69
3.2.7	Résultats expérimentaux.....	71
3.2.7.1	Comportement avant compensation .....	71
3.2.7.2	Mode Filtrage Actif Parallèle (FAP) seul.....	73
3.2.7.3	Mode FAP interfacé avec un générateur photovoltaïque.....	74
3.2.7.4	L'évolution du système sans charge non linéaire.....	75
3.3	Le contrôle direct de puissance avec la nouvelle table de commutation.....	77
3.3.1	Résultats de simulation.....	82
3.3.2	Résultats expérimentaux.....	83
3.3.2.1	Mode Filtrage Actif Parallèle (FAP) seul.....	83
3.3.2.2	Mode FAP interfacé avec un générateur photovoltaïque.....	84
3.3.2.3	L'évolution du système sans charge non linéaire.....	85
3.3.2.4	Etude comparative entre les deux tables.....	87
3.3.2.5	Régime transitoire : variation de l'irradiation.....	88
3.3.2.6	Régime transitoire : variation de la charge.....	89
3.4	Principe de compensation par un contrôle indirect de courant.....	90
3.4.1	Le contrôle par hystérésis.....	91
3.4.2	Résultats de simulation.....	92
3.4.3	Résultats expérimentaux.....	89
3.4.3.1	Mode Filtrage Actif Parallèle (FAP) seul.....	94
3.4.3.2	Mode FAP interfacé avec un générateur photovoltaïque.....	95
3.4.3.3	L'évolution du système sans charge non linéaire.....	96
3.5	Conclusion.....	97

## **Chapitre 4**

### **Contrôle Prédicatif du Courant d'un Système Solaire Photovoltaïque Connecté au Réseau Électrique**

Introduction.....	99
-------------------	----

---

4.1	Principes de base du contrôle prédictif.....	100
4.2	Contrôle prédictif des courants d'un filtre actif parallèle (FAP).....	101
4.2.1	Convertisseur dc-dc boost et estimation de ses paramètres.....	102
4.2.2	Contrôle prédictif des courants.....	103
4.2.3	La fonction coût.....	104
4.2.4	Modèle électrique du filtre actif parallèle (FAP).....	105
4.2.5	Modèle de prédiction discret.....	106
4.2.6	Génération des courants de référence.....	107
4.2.6.1	Contrôle direct du courant.....	107
4.2.6.2	Méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées.....	108
4.2.6.3	Algorithme intégrateur généralisé du second ordre (SOGI).....	110
4.2.7	Résultats de simulation.....	112
4.2.8	Résultats expérimentaux.....	116
4.2.8.1	Mode Filtrage Actif parallèle (FAP) seul.....	116
4.2.8.2	Mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque.....	118
4.3	Le contrôle par hystérésis.....	119
4.3.1	Résultats de simulation.....	120
4.3.2	Résultats expérimentaux.....	121
4.3.2.1	Mode Filtrage Actif parallèle (FAP) seul.....	121
4.3.2.2	Mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque.....	122
4.4	Etude comparative entre les différents algorithmes de commandes.....	123
4.4.1	Performance dynamique de la commande proposée.....	124
4.4.2	Comportement dynamique en présence d'une variation de l'irradiation.....	124
4.4.3	Comportement dynamique en présence d'une variation de la charge.....	125
4.5	Conclusion.....	126
	Conclusion générale et perspectives.....	128

## *Table des Figures*

<b>1. 1</b>	Système photovoltaïque autonome avec stockage.....	8
<b>1. 2</b>	Système photovoltaïque connecté au réseau électrique.....	9
<b>1. 3</b>	Représentation en série de Fourier d'une forme d'onde déformée.....	10
<b>1. 4</b>	Courants déformés transitant via l'impédance série linéaire du système de distribution de puissance engendrant la distorsion de la tension au PCC.....	11
<b>1. 5</b>	Les configurations de filtres passifs de puissance.....	13
<b>1. 6</b>	Schéma de principe généralisé d'un filtre actif.....	14
<b>1. 7</b>	Subdivision des FAP selon la configuration et les connexions.....	15
<b>1. 8</b>	Configuration de base d'un filtre actif parallèle (FAP).....	16
<b>1. 9</b>	Configuration de base d'un filtre actif série (FAS).....	17
<b>1. 10</b>	Filtres Actifs hybrides : (a) Combinaison FAP et Filtre passif shunt et (b) Combinaison FAS et Filtre passif shunt.....	18
<b>1. 11</b>	Schéma synoptique d'un système de production décentralisée.....	19
<b>1.12</b>	Subdivision des techniques d'estimation du signal de référence.....	24
<b>1.13</b>	Plusieurs catégories de systèmes multifonctionnels dans différentes considérations : (a) la classification à base les approches de contrôle, (b) la classification basée sur la modulation.....	25
<b>1. 14</b>	Schéma de base de la combinaison entre le FAP et le système photovoltaïque (PV).....	26
<b>2. 1</b>	Modèle à une seule diode de la cellule photovoltaïque et le circuit équivalent d'un module photovoltaïque réel, y compris les résistances série et parallèle....	30
<b>2. 2</b>	Caractéristiques I-V et P-V d'une cellule photovoltaïque MSX 60W.....	30
<b>2. 3</b>	Caractéristiques I-V et P-V d'un module photovoltaïque (PV) MSX 60W.....	31
<b>2.4</b>	Effet de l'éclairement sur la caractéristique P-V et I-V pour une température constante.....	33
<b>2.5</b>	Effet de l'éclairement sur la caractéristique P-V et I-V pour une température constante.....	34
<b>2. 6</b>	Convertisseur boost et ses circuits équivalents idéaux pour la CCM : (A) circuit global ; (B) circuit équivalent lorsque l'interrupteur S conduit (ON) et la diode D est ouverte (OFF) ; (C) circuit équivalent lorsque l'interrupteur S est ouverte (OFF) et la diode D fermée (ON).....	34

<b>2. 7</b>	Organigramme de l'algorithme P&O.....	37
<b>2. 8</b>	Algorithme P&O sous l'évolution rapide d'irradiation.....	38
<b>2. 9</b>	Organigramme de l'algorithme Inc-Cond.....	39
<b>2. 10</b>	La structure de base de FLC.....	40
<b>2. 11</b>	Les fonctions d'appartenance pour les entrées et la sortie du contrôleur flou....	41
<b>2. 12</b>	Exemple de réseau de neurone.....	42
<b>2. 13</b>	Schéma sous Simulink du système global implémenté.....	45
<b>2. 14</b>	Puissance à la sortie des panneaux PV et le rapport cyclique obtenu avec la méthode P&O classique du MPPT pour un profil d'irradiation trapézoïdal.....	46
<b>2. 15</b>	Puissance à la sortie des panneaux PV et le rapport cyclique obtenu avec la méthode proposée pour un profil d'irradiation trapézoïdal.....	46
<b>2. 16</b>	Allures du rendement pour les deux méthodes :(a) P&O classique (b) l'algorithme floue proposé .....	47
<b>2. 17</b>	Prototype expérimental du laboratoire.....	48
<b>2. 18</b>	Synoptique de contrôle de l'émulateur du générateur PV.....	49
<b>2. 19</b>	Evolution expérimentale de la puissance, du courant et de la tension du générateur PV en utilisant l'algorithme de base P&O classique.....	49
<b>2. 20</b>	Evolution expérimentale de la puissance PV, du courant et de la tension du générateur PV en utilisant l'algorithme FLC proposé.....	50
<b>2. 21</b>	Caractéristiques P-V expérimentales du générateur PV sous Control Desk des deux algorithmes étudiés.....	50
<b>3. 1</b>	Synoptique des configurations simple et double étage de conversion.....	54
<b>3. 2</b>	Le diagramme équivalent d'un système renouvelable connecté au réseau. ....	55
<b>3. 3</b>	Algorithme de la méthode P&O.....	56
<b>3. 4</b>	Schéma synoptique du contrôle DPC sur l'architecture proposée.....	58
<b>3. 5</b>	Choix du secteur de la tension réseau.....	59
<b>3. 6</b>	Contrôleur par hystérésis à deux niveaux.....	60
<b>3. 7</b>	Schéma global du système à base de PLL.....	62
<b>3. 8</b>	Profil d'irradiation trapézoïdal.....	65
<b>3. 9</b>	Résultats de simulation avec l'algorithme MPPT de type P&O: (a) la puissance du générateur solaire photovoltaïque, (b) le courant de sortie du générateur solaire photovoltaïque.....	66
<b>3. 10</b>	Résultats de simulation de la commande DPC : (a) le courant de source, (b) le	

	courant du filtre actif, (c) la tension du bus continu, (d) l'évolution des différentes puissances actives du système, (e) l'évolution des différentes puissances réactives du système.....	68
<b>3. 11</b>	Analyse spectrale de la commande DPC classique: (a) le courant de source avant filtrage, (b) et (c) le courant du filtre actif et le courant de la source en mode FAP, (d) et (e) le courant du filtre actif et le courant de la source en mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque.....	69
<b>3. 12</b>	Le prototype expérimental développé.....	70
<b>3. 13</b>	Les résultats expérimentaux du système proposé seul: (a) la tension et le courant de source, la tension du bus continu, courant du filtre actif. (b) la puissance active et réactive du réseau, la puissance du générateur PV.....	72
<b>3. 14</b>	Les résultats obtenus issue de l'analyseur de puissance sans le FAP.....	73
<b>3. 15</b>	Les résultats expérimentaux de la commande proposée dans le Mode FAP: (a) la tension et le courant de source, la tension du bus continu, courant du filtre actif. (b) la puissance active et réactive du réseau, la puissance du générateur PV.....	74
<b>3. 16</b>	Les résultats obtenus issus de l'analyseur de puissance dans le mode FAP.....	74
<b>3. 17</b>	Les résultats expérimentaux de la commande DPC dans le Mode FAP interfacé avec un générateur photovoltaïque: (a) la tension et le courant de source, la tension du bus continu, courant du filtre actif. (b) la puissance active et réactive du réseau, la puissance active du générateur PV.....	75
<b>3. 18</b>	Les résultats obtenus issus de l'analyseur de puissance dans le mode FAP interfacé avec un générateur photovoltaïque.....	75
<b>3. 19</b>	Les résultats expérimentaux de la commande DPC dans le mode FAP interfacé sur le générateur photovoltaïque mais sans charge non linéaire.....	76
<b>3. 20</b>	Les résultats obtenus issus de l'analyseur de puissance dans le mode FAP interfacé avec un générateur photovoltaïque mais sans charge non linéaire.....	77
<b>3. 21</b>	Schéma équivalent du FAP.....	78
<b>3. 22</b>	L'évolution de la variation des puissances active et réactive selon les vecteurs de l'onduleur pour les différents secteurs.....	82
<b>3. 23</b>	Analyse spectrale du contrôle DPC avec la nouvelle table: (a) et (b) le courant	

	de source et du filtre actif en mode FAP, (c) et (d) le courant de source et de filtre actif en mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque.....	83
<b>3. 24</b>	Les résultats expérimentaux de la DPC avec la nouvelle table dans le mode FAP: (a) la tension et le courant de source, la tension du bus continu, courant du filtre actif. (b) la puissance active et réactive du réseau, la puissance du générateur PV.....	84
<b>3. 25</b>	Les résultats obtenus issus de l'analyseur de puissance dans le mode FAP.....	84
<b>3. 26</b>	Les résultats expérimentaux du contrôle DPC avec la nouvelle table dans le mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque: (a) la tension et le courant de source, la tension du bus continu, courant du filtre actif. (b) les puissances active et réactive du réseau, la puissance du générateur PV.....	85
<b>3. 27</b>	Les résultats obtenus issus de l'analyseur de puissance dans le mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque.....	86
<b>3. 28</b>	Les résultats expérimentaux de la commande DPC avec la nouvelle table de commutation dans le mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque sans charge non linéaire.....	86
<b>3. 29</b>	Les résultats obtenus issus de l'analyseur de puissance dans le mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque sans charge non linéaire.....	87
<b>3. 30</b>	Les résultats expérimentaux du contrôle DPC avec la table classique (a, b) et la nouvelle table (c, d) dans le mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque sous un changement instantané de l'irradiation.....	88
<b>3. 31</b>	L'évolution dynamique du système lors la variation de la charge non linéaire.....	89
<b>3. 32</b>	Schéma bloc de la commande indirecte en courant.....	91
<b>3. 33</b>	Principe du contrôle par hystérésis.....	92
<b>3. 34</b>	Analyse spectrale du contrôle par hystérésis: (a) et (b) le courant de source et du filtre actif en mode FAP, (c) et (d) le courant de source et du filtre actif en mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque. ....	93
<b>3. 35</b>	Les résultats expérimentaux du contrôle par hystérésis dans le mode FAP: (a) la tension et le courant de source, la tension du bus continu, courant du filtre actif. (b) les puissances active et réactive du réseau, la puissance du générateur PV.....	94

<b>3. 36</b>	Les résultats obtenus issus de l'analyseur de puissance dans le mode FAP.....	95
<b>3. 37</b>	Les résultats expérimentaux du contrôle par hystérésis dans le mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque: (a) la tension et le courant de source, la tension du bus continu, courant du filtre actif. (b) les puissances active et réactive du réseau, la puissance du générateur PV.....	95
<b>3. 38</b>	Les résultats obtenus issus de l'analyseur de puissance dans le mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque.....	96
<b>3. 39</b>	Les résultats expérimentaux d du contrôle par hystérésis dans le mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque sans charge non linéaire.....	96
<b>3. 40</b>	Les résultats obtenus issus de l'analyseur de puissance dans le mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque sans charge non linéaire.....	97
<b>4. 1</b>	Principe du contrôle prédictif à modèle interne. ....	101
<b>4. 2</b>	Schéma synoptique global de la chaîne de conversion proposée. ....	102
<b>4. 3</b>	Le générateur PV avec le convertisseur dc-dc boost. ....	103
<b>4. 4</b>	Schéma bloc de la commande prédictive en courant. ....	104
<b>4. 5</b>	Diagramme de l'algorithme de contrôle mis en œuvre. ....	107
<b>4. 6</b>	Schéma bloc du contrôle direct du courant. ....	108
<b>4. 7</b>	Synoptique général pour la génération des courants de référence selon la théorie $p-q$ .....	109
<b>4. 8</b>	Diagramme de bode des deux fonctions de transfert : (a) $F_1$ , (b) $F_2$ .....	111
<b>4. 9</b>	Synoptique pour l'extraction des courants de référence par la méthode SOGI..	112
<b>4. 10</b>	Profile d'Irradiation. ....	113
<b>4. 11</b>	Les résultats de simulation de la commande prédictive proposée: tension et courant de source, courant du filtre actif et courant de charge. ....	114
<b>4. 12</b>	Les résultats de simulation avec l'approche de contrôle proposée: l'évolution des puissances du système, la tension du bus continu et du courant PV. ....	115
<b>4. 13</b>	Analyse spectrale du contrôle prédictif: (a) et (b) le courant de source et du filtre actif en mode FAP, (c) et (d) le courant de source et du filtre actif en mode FAP interfacé par le système photovoltaïque. ....	115
<b>4. 14</b>	Les résultats expérimentaux de la commande proposée dans le mode FAP: (a) la tension et le courant de source, la tension du bus continu et le courant du filtre actif. (b) courant de référence et prédit, erreur du courant. (c) la puissance active et réactive du réseau et la puissance du champ PV.....	117

<b>4. 15</b>	Les résultats obtenus issus de l'analyseur spectral dans le mode FAP. ....	118
<b>4. 16</b>	Les résultats expérimentaux de la commande proposée dan le mode FAP interfacé par le système photovoltaïque: (a) la tension et le courant de source, la tension du bus continu et le courant du filtre actif. (b) courant de référence et prédit et erreur du courant. (c) la puissance active et réactive du réseau et la puissance active du champ PV.....	118
<b>4. 17</b>	Les résultats obtenus issus de l'analyseur spectral dans le mode FAP interfacé par le système photovoltaïque. ....	119
<b>4. 18</b>	Analyse spectrale du contrôle par hystérésis: (a) et (b) le courant de source et de filtre en mode FAP, (c) et (d) le courant de source et de filtre actif en mode FAP interfacé par le système photovoltaïque. ....	120
<b>4. 19</b>	Les résultats expérimentaux de la commande par hystérésis dans le mode FAP: (a) la tension et le courant de source, la tension du bus continu et le courant du filtre actif. (b) le courant de prédiction, de référence et l'erreur sur le courant. ....	121
<b>4. 20</b>	Les résultats obtenus issue de l'analyseur spectrale dans le Mode FAP. ....	122
<b>4. 21</b>	Les résultats expérimentaux de la commande par hystérésis dans le mode FAP: (a) la tension et le courant de source, la tension du bus continu et le courant du filtre actif. (b) le courant de prédiction, de référence et l'erreur sur le courant. ....	122
<b>4. 22</b>	Les résultats obtenus issus de l'analyseur spectral dans le mode FAP.....	123
<b>4. 23</b>	Comportement dynamique du courant prédit et du filtre actif en présence d'une variation d'irradiation de $G = 400 \text{ W / m}^2$ à $G = 600 \text{ W / m}^2$ : (a), (b), commande de courant prédictif (c), (d) commande par hystéresis de courant, (e), (f) la tension et le courant de source, la tension du bus continu et le courant du filtre actif. ....	125
<b>4. 24</b>	Comportement dynamique dans le cas d'une variation de la charge non linéaire.....	126

## ***Liste des Tableaux***

<b>1.1</b>	Différentes topologies des systèmes multifonctionnels.....	22
<b>2.1</b>	Fonctions d'appartenances de sortie en fonction des entrées. ....	41
<b>2.2</b>	Les règles de base de la table proposée.....	44
<b>2.3</b>	Paramètres du Panneau solaire PV Kyocera KC85 W.....	45
<b>2.4</b>	Etude comparative entre l'algorithme proposé et l'algorithme P&O.....	47
<b>3.1</b>	la table classique proposée par Noghuchi.....	61
<b>3.2</b>	Paramètres de simulation du système global.....	64
<b>3.3</b>	Paramètres d'un panneau solaire photovoltaïque KC200GT.....	65
<b>3.4</b>	Les caractéristiques du prototype développé.....	71
<b>3.5</b>	La nouvelle table de commutation développée par [1].....	82
<b>3.6</b>	les résultats d'une étude comparative entre les performances de la table classique et la table spécifique.....	88
<b>4.1</b>	Paramètres de simulation.....	113
<b>4.2</b>	Paramètres du circuit de puissance et les données du contrôle.....	116
<b>4.3</b>	Tableau de comparaison entre différent contrôles stratégies [142].....	123

## **Introduction générale**

Après la catastrophe de Fukushima au Japon en 2011, la politique énergétique mondiale a connue une réorientation vers une plus grande sécurité des centrales nucléaires et un développement accru des énergies renouvelables (ENR). Selon les prévisions en 2013 de l'Agence Internationale de l'Energie (AIE), la production d'électricité d'origine ENR en 2020 atteindra 24 % de la production électrique contre 20 % en 2011. Elle dépassera, en 2018, la part du gaz naturel et produira deux fois plus d'électricité que le nucléaire dans le monde. Sur la production totale, les énergies renouvelables passeront de 13 % en 2011 à 14 % en 2020. La source solaire photovoltaïque, considérée comme une énergie verte et renouvelable, contribue à la réduction de la pollution ainsi qu'à l'émission du gaz à effet de serre.

Dans un avenir proche, les systèmes énergétiques seront basés principalement sur une source renouvelable décentralisée, à titre d'exemple, une des filières émergentes pour la production décentralisée fait appel aux sources photovoltaïques connectées au réseau. Toute personne disposant d'un lieu d'implantation susceptible de recevoir un champ de modules photovoltaïques, tels qu'un habitat résidentiel, bâtiment communal ou autres, peut devenir un producteur d'énergie renouvelable, en injectant tout ou partie de l'électricité localement produite dans le réseau de distribution. La nature intermittente de la source renouvelable notamment le photovoltaïque ou l'éolien provoque des problèmes de stabilité, de régulation en tension et en fréquence ainsi que des problèmes de qualité de l'énergie.

Un autre défi qui apparaît sur le marché de l'électricité est lié à l'utilisation des charges électriques basées sur les équipements de l'électronique de puissance, ces charges électriques engendrent des perturbations sur le réseau de distribution, en déformant le courant du réseau au niveau du point de raccordement. Les sources renouvelables décentralisées peuvent également en faire de même si la conception n'est pas rigoureuse et soignée. Plusieurs solutions de dépollution des harmoniques ont été présentées dans la littérature, telles que, les filtres passifs basés sur des inductances et des condensateurs. Elles ont remédié aux problèmes de la qualité d'énergie, mais sont susceptibles de générer un problème de résonance, puisque l'impédance du réseau électrique varie continument. Les filtres actifs constituent une autre solution moderne qui a été proposée par H. Sasaki et T. Machida en 1971, ces filtres sont des moyens de dépollution flexibles et très performants pour la compensation des harmoniques.

Afin de bénéficier des avantages des deux systèmes présentés précédemment : la production décentralisée et les filtres actifs, l'exploitation d'un seul convertisseur dc-ac pour la production de l'énergie et l'amélioration de la qualité d'énergie simultanément, est une solution prometteuse. Elle constitue une combinaison entre les deux systèmes mais en associant les deux fonctionnalités : injection de puissances et filtrage actif au point de raccordement. Par ailleurs, elle optimise le coût du système global en assurant toutes les fonctionnalités possibles et en conservant une architecture similaire, elle ne s'intéresse qu'à l'élaboration de l'algorithme de commande. La présente dissertation est composée de quatre chapitres.

Le premier chapitre décrit l'état de l'art sur les chaînes de production d'énergie décentralisée; la problématique des harmoniques et leurs effets néfastes sur le réseau électrique; ainsi que les moyens d'élimination de ces perturbations classiques et modernes. Puis, il traite les systèmes de production multifonctionnels et les différentes configurations, les méthodes d'identification des courants de références et les stratégies de modulation et de contrôles qui existent dans la littérature. Enfin, ce chapitre expose la configuration de la production photovoltaïque décentralisée proposée et les différentes méthodes de contrôles étudiées dans cette thèse qui assurent une qualité d'énergie optimale.

Le second chapitre traite le problème de poursuite du point de puissance maximale (MPPT). D'abord, il décrit les différentes méthodes présentées dans la littérature. Puis, il explique la faille de l'algorithme perturbe & observe (P&O) dans la poursuite du point de puissance maximale lors des changements rapides d'irradiation. Ensuite, la contribution proposée basée sur la logique floue est abordée. Elle bénéficie des avantages des techniques de l'intelligence artificielle et ceux de l'algorithme P&O dans les faibles irradiations, ce qui résout le problème de la fausse trajectoire de l'algorithme P&O classique dans la condition décrite précédemment. Enfin, il présente les différentes simulations effectuées sous l'environnement Matlab/Simulink<sup>TM</sup>. Le banc d'essai développé est décrit également, puis les validations expérimentales effectuées pour l'algorithme proposé sont exposées et commentées.

Le troisième chapitre est consacré aux différentes méthodes de contrôles d'une chaîne de production photovoltaïque décentralisée avec un seul étage de conversion. La première stratégie de contrôle étudiée est la méthode de contrôle direct de puissance (DPC) classique, elle est décrite d'abord par la présentation de la théorie du contrôle, puis, au travers de la simulation de la méthode DPC classique. Ensuite, s'en suit la validation expérimentale de la

commande après avoir présenté le banc d'essais développe au sein du laboratoire. A partir des résultats de la simulation et de la pratique obtenus, le développement d'une nouvelle table de commutation qui améliore le contrôle DPC classique est devenu une tâche réalisable, cette table a fait l'objet de l'élaboration d'une deuxième stratégie. Ce chapitre se conclue par la simulation et la validation pratique de la chaîne proposée par le contrôle hystérésis et la méthode indirecte d'identification des courants de références.

Le dernier chapitre s'articule autour de la proposition d'un contrôle prédictif à modèle interne d'un système de production multifonctionnel à double étage de conversion. La nouveauté de notre algorithme se résume par l'insertion du modèle du filtre actif parallèle dans l'algorithme du courant prédictif. L'étude débute par la description du modèle du contrôle prédictif adopté. Puis, les étapes d'implémentations de ce contrôle sont indiquées. Ensuite, les différentes méthodes d'extraction des courants de références et la méthode directe du courant sont détaillées, ces dernières s'avèrent assurer le fonctionnement efficace du système. Ce chapitre se conclut par le contrôle hystérésis avec le contrôle direct du courant, afin de donner une bonne analyse et une évaluation des performances du contrôle proposé et suggère une étude comparatives.

# Chapitre 1

---

## *Production Décentralisée et Qualité de l'Énergie Électrique*

---

### **Sommaire :**

Introduction.....	4
1.1 Les énergies renouvelables.....	5
1.1.1 L'énergie solaire.....	5
1.1.1.1 Énergie solaire thermique.....	6
1.1.1.2 Énergie solaire photovoltaïque.....	6
1.1.2 Énergie éolienne.....	6
1.1.3 Hydraulique.....	7
1.2 Systèmes solaires photovoltaïques.....	7
1.2.1 Systèmes autonomes.....	7
1.2.2 Systèmes connectés au réseau.....	8
1.3 La qualité de l'énergie électrique sur le réseau de distribution.....	9
1.3.1 Notion fondamentale de la distorsion harmonique.....	9
1.3.2 Impacts de la distorsion harmonique sur la qualité de l'énergie électrique.....	11
1.4 Les solutions de dépollution des réseaux électriques.....	12
1.4.1 Filtrage passif des harmoniques.....	12
1.4.2 Filtrage actif des harmoniques.....	14
1.4.2.1 Filtre actif parallèle (FAP).....	15
1.4.2.2 Filtre actif série (FAS) .....	16
1.4.2.3 Filtre actif hybride (FAH).....	17
1.5 Production décentralisée.....	18
1.5.1 Impacts de la distorsion harmonique sur les systèmes de productions décentralisées (PD).....	19
1.5.2 Source d'énergie renouvelable interfacée avec des filtres actifs (systèmes multifonctionnels).....	21
1.5.3 Catégories des systèmes multifonctionnels.....	21
1.5.4 Configuration envisagée dans cette thèse.....	25
1.6 Conclusion.....	26

## **Introduction**

Au cours des dernières années, la décentralisation des moyens de production couplant plusieurs sources d'énergie complémentaires est en plein essor (éolien, photovoltaïque, pile à combustible...). Le terme « production décentralisée (PD) ou DG (distributed generation) » qualifie toute production électrique de grande puissance raccordée au réseau public de transport en HTB1 (quelques dizaines de mégawatts) ou de distribution en HTA (de 250 kW à 12 MW) ou de BT (de quelques kilowatts à 250 kW) [1], [2]. La production décentralisée de l'énergie par les sources renouvelables offre une plus grande sûreté d'approvisionnement des consommateurs tout en respectant l'environnement [3], [4]. La nature intermittente de ces énergies renouvelables provoque des problèmes de stabilité, de qualité de l'énergie et de continuité d'approvisionnement. De plus, la large utilisation des charges électriques basées sur des équipements d'électronique de puissance au niveau du consommateur, entraîne de plus en plus des problèmes de perturbations au niveau des réseaux électriques, tels que : la destruction de condensateurs ou des disjoncteurs sous l'effet de courants harmoniques forts et amplifiés par des résonances; l'échauffement des transformateurs et des conducteurs de neutre qui ont des effets à long terme et qui se traduisent par une fatigue accélérée du matériel.

Ce chapitre commence par introduire les différentes sources d'énergie renouvelables qui constituent les éléments essentiels de la chaîne de production décentralisée, les deux configurations (autonome et non autonome) des systèmes photovoltaïques les plus documentés dans la littérature et le problème de la pollution harmonique dans le réseau électrique. Ensuite, il dresse un éventail des différentes solutions d'élimination des harmoniques par les méthodes traditionnelles et modernes. Puis, il met l'accent sur les systèmes de production multifonctionnels qui sont des chaînes de production renouvelable décentralisées, basées sur des générateurs solaire photovoltaïque et l'impact de leur pénétration sur le réseau électrique. Ces systèmes ont pour objectif d'injecter la puissance active du générateur PV sur le réseau et de contribuer à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique au point de raccordement. Ce chapitre traite ainsi les différentes configurations triphasés et monophasés de ces systèmes de production selon la topologie de l'onduleur choisi, puis il donne une bref description des algorithmes d'identification des courants de références, qui seront détaillés dans le chapitre 4, à côté des diverses stratégies de contrôle et de modulation existantes.

En conclusion, il présente la description de la configuration retenue dans ce travail de thèse avec une structure de contrôle générale et les différentes méthodes de contrôles (exploitées dans les chapitres 2 et 3).

### **1.1 Les énergies renouvelables**

Le développement et l'exploitation des énergies renouvelables ont connu une forte croissance dans ces dernières années pour de multiples raisons. L'environnement et la question politique du réchauffement de la planète ont engendré une forte poussée pour l'exploitation des ressources d'énergie renouvelables en tant que méthode de réduction des émissions de dioxyde de carbone par le remplacement des ressources énergétiques hydrocarbonés [5]. Une énergie est dite renouvelable si elle est produite à partir de ressources inépuisables. Toutes les énergies sont issues du soleil, directement (énergie solaire) ou indirectement (énergie éolienne, hydraulique et biomasse), les énergies issue du magma terrestre (géothermie) et les énergies issue de la gravitation (énergie marémotrice). Les diverses énergies que l'on pourrait tirer des océans, telles que l'énergie de la houle, des courants marins ou du gradient thermique des mers, sont également issues indirectement de l'énergie solaire et font partie du champ des énergies renouvelables [6]. Leurs exploitation ne donne pas lieu à des émissions de gaz à effet de serre ou à des déchets dangereux. La production d'électricité décentralisée via des énergies renouvelables offre une plus grande sûreté d'approvisionnement des consommateurs tout en respectant l'environnement. Cependant, le caractère intermittent des sources impose des règles particulières de dimensionnement et d'exploitation de ces systèmes de récupération d'énergie [7].

#### **1.1.1 L'énergie solaire**

Ce terme désigne l'énergie fournie par les rayons du soleil. Les rayons sont constitués de photons, vecteurs d'énergie. L'énergie du rayonnement solaire parvenant au sol s'emploie aujourd'hui pour désigner l'électricité solaire et l'énergie thermique obtenues à partir de l'exploitation du rayonnement du soleil. Les principales exploitations de l'énergie solaire sont l'énergie solaire thermique, thermodynamique et photovoltaïque. L'énergie solaire permet de chauffer un bâtiment ou un chauffe-eau grâce à des capteurs thermiques, mais aussi de produire de l'électricité. Elle utilise la chaleur transmise par le rayonnement, alors que l'énergie photovoltaïque utilise le rayonnement lui-même [8].

### **1.1.1.1 Énergie solaire thermique**

Elle désigne l'énergie récupérée sous forme de chaleur à partir de la lumière du soleil. L'énergie solaire thermique peut être utilisée de façon passive ou active. On parle de solaire thermique passif pour les installations permettant de chauffer directement un bâtiment par ses surfaces vitrées (effet de serre) et/ou l'accumulation de chaleur sur des murs exposés au rayonnement solaire. Le solaire thermique actif consiste à récupérer la chaleur du soleil dans des panneaux solaires ou capteurs solaires thermiques dans lesquels circule un fluide caloporteur. Ce fluide chauffé dans les panneaux solaires peut stocker sa chaleur dans un ballon à accumulation qui alimente ensuite un circuit de chauffage [9].

### **1.1.1.2 Énergie solaire photovoltaïque**

Le mot photovoltaïque est un mariage de deux mots: le mot grec « photo », qui signifie lumière, et « voltaïque », qui signifie l'électricité. La technologie photovoltaïque utilisée pour décrire le matériel qui convertit l'énergie solaire en énergie électrique. L'effet photovoltaïque est la conversion directe de la lumière (photons) en électricité par le biais des matériaux semi-conducteurs, il a été découvert en 1839 par Antoine Becquerel, grand père d'Henri Becquerel qui a découvert en 1896 la radioactivité. Les modules photovoltaïques (PV) qui effectuent cette conversion ont de nombreux avantages, ils sont durables, fiables et nécessitent un entretien minime, car ils n'ont pas de pièces mobiles. Ils sont également totalement silencieux et ne nécessitent que la lumière du soleil comme combustible. Le cœur du photovoltaïque (PV) est un matériau semi-conducteur qui peut être adapté pour libérer des électrons, ces derniers sont les particules chargées négativement qui forment la base de l'électricité. Le matériau semi-conducteur le plus couramment utilisé dans les cellules photovoltaïques est le silicium, un élément le plus souvent trouvé dans le sable. Les cellules au silicium cristallin (près de 84 % de la production 2001) ont un rendement de 12 à 16 %, soit avec une valeur typique de 12 %, un mètre carré recevant 1 kW peut délivrer 120 W électriques [10], [11].

### **1.1.2 Énergie éolienne**

L'énergie éolienne est une source d'énergie utilisée depuis des milliers d'années pour des tâches telles que la propulsion des navires à voile, moudre le grain, pompage de l'eau et l'alimentation des machines des usines. La première éolienne au monde utilisée pour produire de l'électricité a été construite par un Danois, Poul la Cour, en 1891. Malheureusement, ce n'est qu'après les années 1980 qu'un intérêt professionnel naît pour des applications importantes des énergies renouvelables [12], [13]. Cette ressource éolienne provient du vent, qui est dû indirectement à l'ensoleillement de la Terre : une différence de pression se crée

entre certaines régions de la planète, en fonction du réchauffement ou du refroidissement local, mettant ainsi des masses d'air en mouvement. Exploitée depuis l'antiquité puis longtemps négligée, l'énergie éolienne tient actuellement le rôle de vedette parmi toutes les énergies renouvelables avec un potentiel mondial de  $30 \cdot 10^{15}$  kWh/an. La croissance rapide de cette production décentralisée rend difficile la stabilisation du réseau électrique, en raison du déséquilibre entre production – consommation et plus souvent les parcs éoliens ne participent pas aux services systèmes (régulation de la fréquence et du plan de tension). La puissance éolienne produite au fil du temps est caractérisée par sa fluctuation due à sa source primaire imprévisible et très intermittente. Ceci limite l'intégration en grand nombre d'éoliennes dans le réseau et rend difficile leur participation aux services systèmes [3].

### **1.1.3 Énergie Hydraulique**

Comme l'énergie éolienne qui utilise la force du vent, l'énergie hydraulique est une énergie primaire utilisant la force du mouvement d'eau (chutes d'eau, cours d'eau, courants marin, marée, vagues). L'énergie hydraulique est une manifestation indirecte de l'énergie du soleil, comme beaucoup de sources d'énergies renouvelables sur terre, sa source est inépuisable mais contrairement à l'énergie du vent, les cours d'eau ne cessent de couler [14]. L'énergie hydraulique est une énergie permanente qui trouve son origine dans le cycle d'eau (évaporation-précipitation) causé par le rayonnement solaire sur le globe terrestre ainsi que la force gravitationnelle qui permet à l'eau de couler de haut en bas. L'énergie hydraulique est utilisée depuis l'antiquité sous forme d'énergie mécanique pour moudre le grain dans les moulins à eau placés le long des cours d'eau. Ce principe a été perfectionné pour actionner des forges, pour carder la laine, tanner les peaux, etc., au cours de l'époque préindustrielle. Actuellement, l'énergie hydraulique est essentiellement utilisée pour produire de l'électricité, on parle alors d'énergie hydroélectrique.

## **1.2 Systèmes solaires photovoltaïques**

Les systèmes photovoltaïques les plus couramment rencontrés sont : les systèmes autonomes, et les systèmes connectés au réseau électrique.

### **1.2.1 Systèmes autonomes**

Un système autonome photovoltaïque répond aux besoins en électricité de ceux qui sont trop éloignés et n'ont pas accès aux réseaux de distribution. Ce type de système nécessite l'utilisation de batteries pour le stockage de l'électricité et d'un contrôleur de charge pour assurer la durabilité des batteries. Il se révèle particulièrement adapté pour des applications

comme une pompe dans le jardin, l'éclairage en zone isolée, l'alimentation de bornes téléphoniques le long de l'autoroute, etc. La figure 1.1 représente l'exemple d'un système PV autonome avec stockage.

Pour ces applications il n'est pas toujours possible de mettre en place un réseau d'alimentation classique, soit à cause de contraintes techniques, soit pour des raisons économiques. Le système autonome doit être capable de fournir du courant aux consommateurs pendant la période de l'année de moindre irradiation lumineuse. Si on a besoin du courant toute l'année, la période de moindre irradiation est l'hiver (pour l'Algérie). Pendant cette période, il faudra plus de panneaux pour couvrir les mêmes besoins qu'en été. Les batteries donnent une autonomie au système pour des applications nocturnes ou quand les panneaux ne fournissent pas assez de courant.

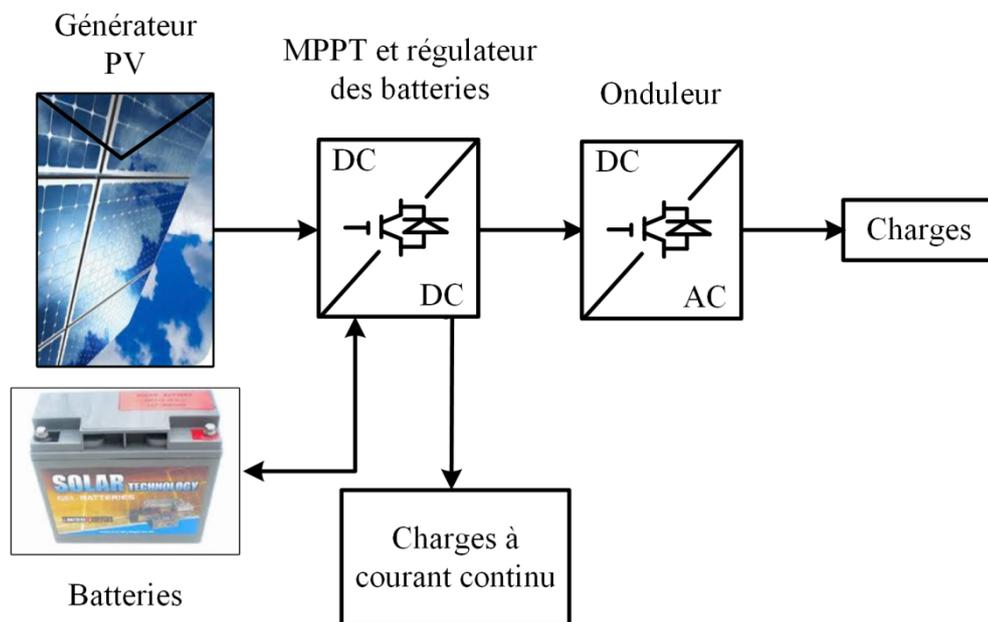


Figure 1. 1 Système photovoltaïque autonome avec stockage.

### 1.2.2 Systèmes connectés au réseau

Les systèmes photovoltaïques connectés au réseau permettent la décentralisation de la production sur le réseau électrique. Ces installations sont raccordées au réseau électrique public dans lequel elles injectent l'électricité qu'elles produisent. L'électricité générée n'est donc pas stockée mais fournie au réseau local de distribution. Ces systèmes couplés directement au réseau électrique à l'aide d'un convertisseur dc-ac (onduleur). La figure 1.2 présente un système PV connecté au réseau électrique. Ce type de système offre beaucoup de facilité pour le producteur/consommateur puisque c'est le réseau qui prend en charge l'équilibre entre la production et la consommation d'électricité. Il est impératif de convertir le

courant continu produit par le système photovoltaïque en un courant alternatif synchronisé avec le réseau. Afin d'effectuer cette conversion, un onduleur de tension est mis en œuvre. Le rendement typique d'un onduleur est d'environ 95%, il en existe de différentes puissances et sont conçus spécifiquement pour les applications photovoltaïques.

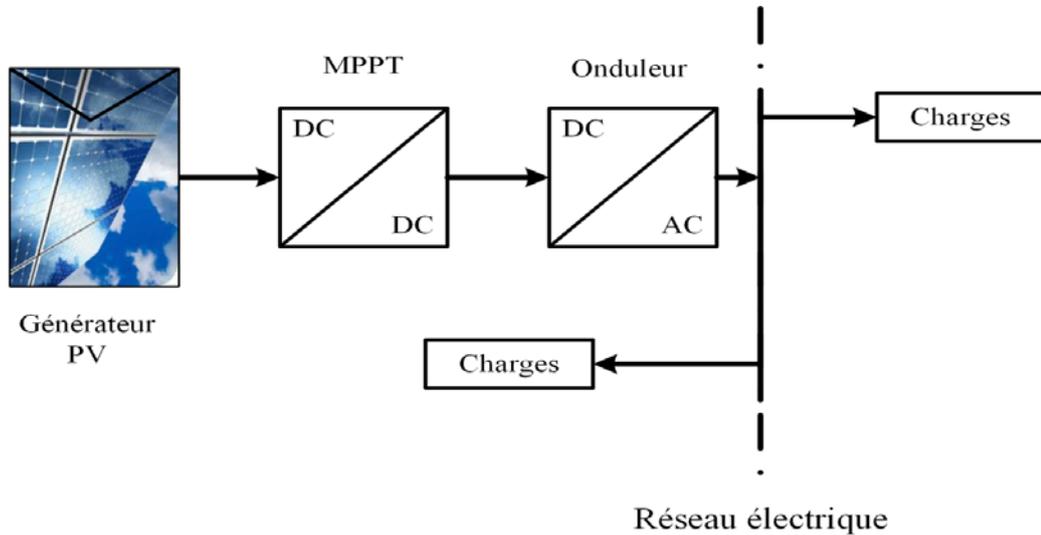


Figure 1. 2 Système photovoltaïque connecté au réseau électrique.

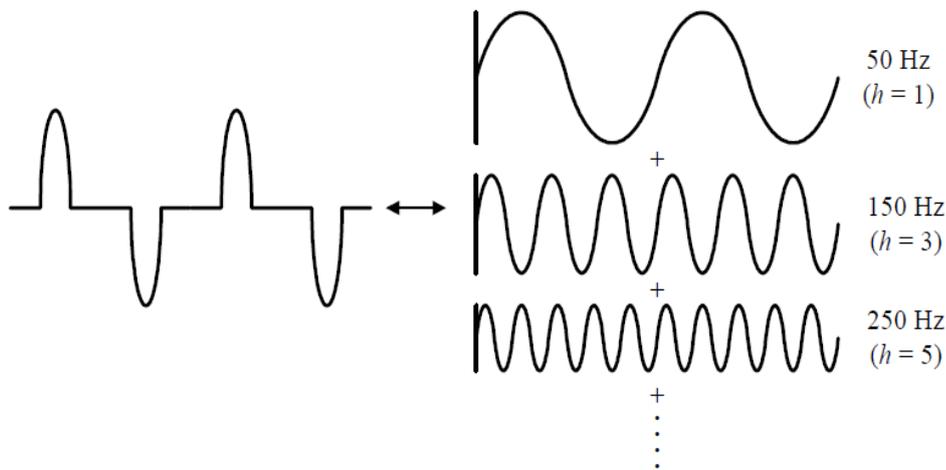
### 1.3 La qualité de l'énergie électrique sur le réseau de distribution

Les systèmes électriques sont conçus pour fonctionner à des fréquences de 50 ou 60 Hz. Toutefois, certains types de charges produisent des courants et des tensions ayant des fréquences multiples entiers de la fréquence fondamentale 50 ou 60 Hz. Ces composantes de fréquences multiples sont une forme de pollution électrique connue sous le nom de distorsion harmonique. La distorsion harmonique a déclenché une recherche qui a conduit à la compréhension actuelle des problèmes de la qualité de l'énergie électrique. Cette section introduit le concept de distorsion harmonique et ses impacts sur la qualité de l'énergie électrique.

#### 1.3.1 Notion fondamentale de la distorsion harmonique

En raison de la prolifération des charges non linéaires, essentiellement à base de convertisseurs d'électronique de puissance, qui induisent une dégradation de la qualité de l'énergie électrique, cette problématique a reçu beaucoup d'attention et a initié des recherches pour remédier à cette distorsion harmonique. Ces charges non linéaires qui contrôlent le flux de puissance dans les systèmes de conversion d'énergie, génèrent des courants harmoniques qui se superposent à l'onde fondamentale de fréquence 50 Hz, 60 Hz ou 400 Hz dans les systèmes embarqués. Ainsi, le courant absorbé par la charge non linéaire est non sinusoïdal et

apparaît déformé. La figure 1.3 montre que toute forme d'onde déformée périodique peut être exprimée sous la forme d'une somme de sinusoïdes pures. La somme des sinusoïdes est appelée une série de Fourier, au nom du grand mathématicien qui a découvert le concept. L'analyse de Fourier permet à une forme d'onde déformée périodique d'être décomposée en une série infinie contenant la composante continue (dc), la composante fondamentale (50/60 Hz pour les systèmes de puissance) et ses multiples entiers appelés les composantes harmoniques. Le rang harmonique ( $h$ ) définit généralement le rapport de fréquence de la composante harmonique, ce rapport est un multiple entier de la fréquence fondamentale.



**Figure 1. 3** Représentation en série de Fourier d'une forme d'onde déformée.

Le taux de distorsion harmonique (THD) est l'indice de mesure le plus courant de distorsion harmonique. Le THD est appliqué à la fois pour le courant et la tension et est défini par la racine carrée moyenne de la somme des harmoniques divisé par la valeur efficace du fondamental, puis multiplié par 100% comme indiqué dans l'équation suivante:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h>1}^{h_{max}} M_h^2}}{M_1} 100\% \quad (1.1)$$

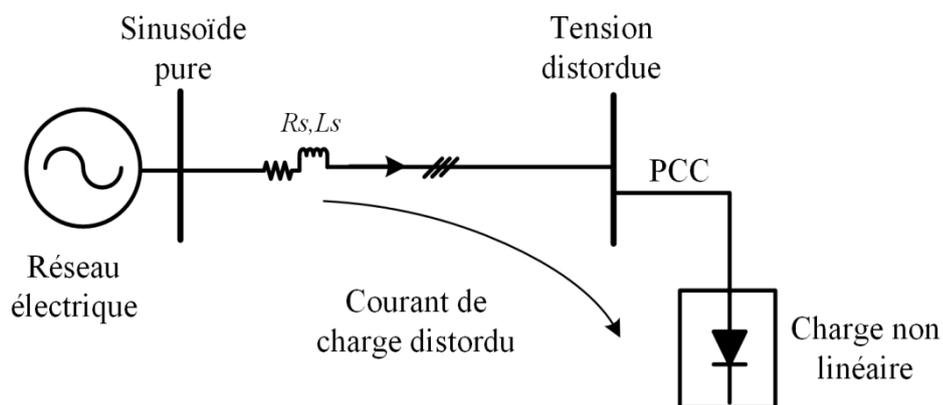
où  $M_h$  est la valeur efficace de la composante harmonique  $h$  de la quantité  $M$ .

Le THD du courant varie de quelques pourcentages à 100% ou plus. Le THD de tension est habituellement inférieure à 5%. Le THD de tension en dessous de 5% est globalement considéré comme acceptable, tandis que les valeurs supérieures à 10% sont généralement inacceptables et vont causer des problèmes pour les équipements sensibles et les charges [15].

### 1.3.2 Impacts de la distorsion harmonique sur la qualité de l'énergie électrique

Pour toutes les analyses, il suffit de traiter les charges non linéaires simplement comme une source de courant harmonique [15], comme montre la figure 1.4, la distorsion de la tension est le résultat de courants déformés transitant via l'impédance série linéaire du système de distribution de puissance. Bien que, la tension de source initiale est purement sinusoïdale, le courant de la charge non linéaire est un courant déformé possédant un contenu harmonique. Ces courants harmoniques traversent l'impédance série du système et provoquent une chute de tension pour chaque rang harmonique. Il en résulte donc des tensions harmoniques qui apparaissent au point de couplément commun (PCC). La quantité de distorsion de la tension au PCC dépend de la valeur de l'impédance de la source et des courants harmoniques.

Les harmoniques ont un certain nombre d'effets indésirables sur la qualité de l'énergie électrique. Ils se classifient en deux catégories de base: à court terme et à long terme. Les effets à court terme sont généralement les plus visibles et sont liés à la distorsion de tension excessive. D'autre part, les effets à long terme passent souvent inaperçus et sont généralement liés à des pertes résistives ou une augmentation des contraintes de tension. En outre, les courants harmoniques produits par les charges non linéaires peuvent interagir négativement avec une large gamme d'équipements de système de puissance, notamment des condensateurs, des transformateurs et des moteurs, ce qui provoque des pertes supplémentaires, la surchauffe et la surcharge. Ces courants harmoniques peuvent aussi causer des interférences avec les lignes de télécommunication et des erreurs dans le contrôle de dispositifs [16].



**Figure 1. 4** Courants déformés transitant via l'impédance série linéaire du système de distribution de puissance engendrant la distorsion de la tension au PCC.

En raison des effets néfastes que les harmoniques ont sur la qualité de l'énergie électrique, certaines normes ont été élaborées pour définir un cadre normatif pour le contrôle harmonique. L'objectif de cette norme est de proposer des limites harmoniques en état d'équilibre qui sont acceptables par les services publics d'électricité et leurs clients.

#### **1.4 Les solutions de dépollution des réseaux électriques**

La distorsion harmonique dans les systèmes de distribution de puissance peut être supprimée par le biais de trois approches de base :

1. Filtre Passif
2. Filtre Actif de puissance
3. Filtre Hybride de puissance

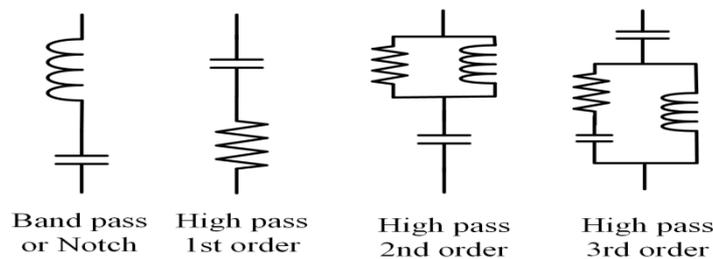
La section suivante traite les propriétés générales des différentes approches d'atténuation des distorsions harmoniques. Les avantages et les inconvénients de ces approches sont aussi présentés dans cette section.

##### **1.4.1 Filtrage passif d'harmoniques**

Les solutions conventionnelles aux problèmes de distorsion harmonique existent depuis longtemps. Le filtrage passif est la solution classique la plus simple pour réduire la distorsion harmonique [17]. Les filtres passifs sont constitués par des: inductances, des condensateurs et des résistances parasites ou d'amortissement, ces éléments configurés et mis au point contrôlent des rangs harmoniques prédéfinis. La figure 1.5 montre les types usuels de filtres passifs et leurs configurations.

- Le filtre passif le plus couramment utilisé est le filtre "notch" (Single Series Filter (STF)). Ce filtre est simple et moins coûteux par rapport à d'autres moyens d'atténuation des harmoniques. Le STF LC est le plus courant et le moins coûteux des filtres passifs. Ce filtre est relié en dérivation avec le réseau de distribution et est accordé pour présenter une faible impédance à une fréquence harmonique particulière. Par conséquent, les courants harmoniques sont déviés à partir du chemin de moindre impédance au travers du filtre. Pour la conception du filtre STF, il est essentiel de choisir la valeur du condensateur appropriée qui permet un bon facteur de puissance à la fréquence du système. Le schéma du circuit de la STF est représenté sur la figure 1.5

- Un autre type fréquent de filtre passif est le filtre passe-haut (HPF): un filtre passe-haut permet de capter tous les rangs harmoniques supérieurs à la fréquence fondamentale. Le filtre HPF se construit généralement suivant trois formes correspondant à trois ordres, comme l'illustre la figure 1.3. Le premier ordre se caractérise par de grandes pertes de puissance à la fréquence fondamentale, est rarement utilisé. Le second ordre HPF est le plus simple à appliquer, tout en offrant une bonne action de filtrage et une réduction des pertes à la fréquence fondamentale. La performance du filtrage pour le filtre passe-haut du troisième ordre est supérieure à celui du second ordre HPF. Cependant, il est constaté que le filtre HPF du troisième ordre n'est pas couramment utilisé pour les applications en basse tension ou moyenne tension à cause de sa complexité et les facteurs de fiabilité ne le justifient pas.



**Figure 1. 5** Les configurations de filtres passifs de puissance.

Malgré qu'il soit simple et moins coûteux, le filtre passif souffre de plusieurs lacunes. Les composants du filtre sont très encombrants parce que les harmoniques qui doivent être supprimés sont généralement d'ordre faible. En outre, les caractéristiques de compensation de ces filtres sont influencées par l'impédance de la source. Par conséquent, la conception des filtres est fortement tributaire du système de puissance dans lequel il est inséré. Le filtre passif est également connu pour provoquer de la résonance, ce qui affecte la stabilité des systèmes de distribution d'énergie [18].

La variation de fréquence du système de distribution d'énergie et des tolérances des valeurs des composants affectent les caractéristiques de filtrage. La taille des composants devient peu pratique si la variation de fréquence est importante. Comme les exigences réglementaires deviennent plus strictes, les filtres passifs pourraient ne pas être en mesure de répondre à des révisions futures d'une norme particulière. Cela peut nécessiter une rénovation et mise à niveau de nouveaux filtres.

### 1.4.2 Filtrage actif des harmoniques

Des progrès remarquables dans l'électronique de puissance ont suscité l'intérêt de FA pour l'atténuation de la distorsion harmonique [19]. Le principe de base du FA est d'utiliser les technologies de l'électronique de puissance pour produire des composantes de courants spécifiques qui annulent les composantes des courants harmoniques causées par la charge non linéaire. La figure 1.6 présente les fonctionnalités d'un système typique du FA et leurs connexions. Les informations concernant les courants harmoniques et d'autres variables du système sont transmises à l'estimateur de signal de référence de courant/tension de compensation.

Le signal de référence de compensation de l'estimateur pilote le contrôleur du système global. Ce dernier transmet l'information au générateur de signal assurant le déclenchement de l'interface de puissance. La sortie du générateur de signal de déclenchement commande le circuit de puissance par l'intermédiaire d'une interface appropriée dédiée aux semi-conducteurs de puissance. Enfin, le circuit de puissance dans le diagramme généralisé peut être connecté en parallèle, en série ou en série/parallèle dans des configurations qui sont en fonction de l'inductance/transformateur d'interface utilisée.

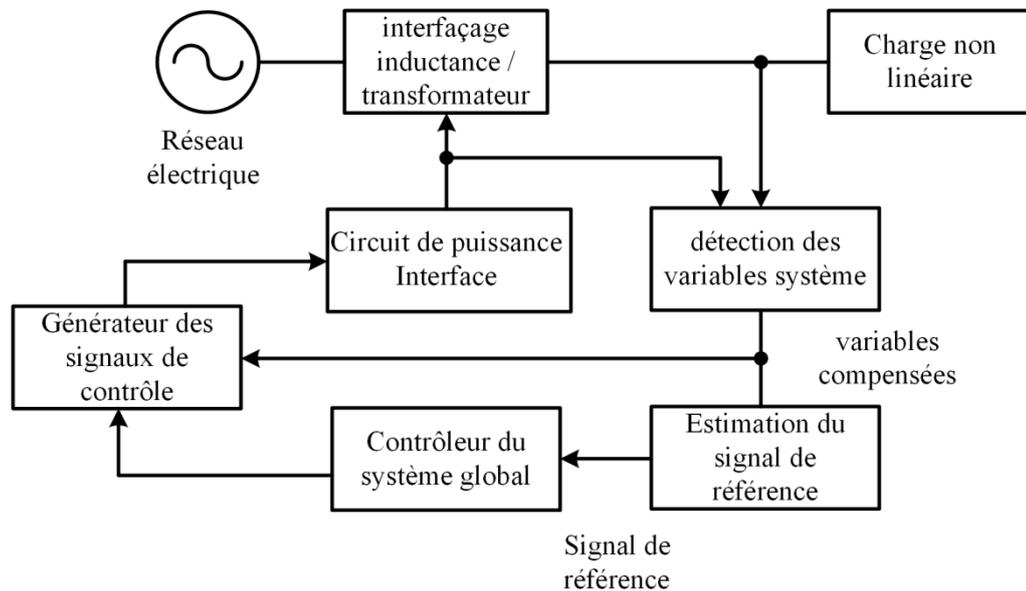


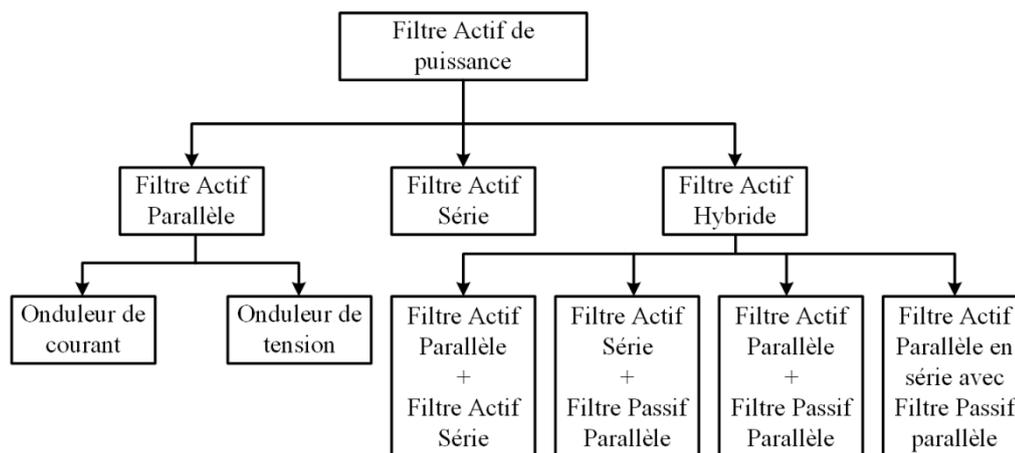
Figure 1. 6 Schéma de principe généralisé d'un filtre actif.

Les filtres actifs ont un certain nombre d'avantages par rapport aux filtres passifs. Tout d'abord, ils peuvent supprimer non seulement les harmoniques de courant d'alimentation, mais aussi les courants réactifs. En outre, contrairement aux filtres passifs, ils ne causent pas de

résonances nuisibles avec le système de distribution de puissance. Par conséquent, les performances du FA sont indépendantes des propriétés du système de distribution de puissance.

D'autre part, les FA ont aussi quelques inconvénients. Le filtrage actif est une technologie relativement récente, pratiquement moins de quatre décennies. Il est encore nécessaire de poursuivre la recherche et le développement pour bien valider cette technologie. Une caractéristique défavorable mais indissociable du FA est la nécessité d'une commutation rapide du convertisseur lors de l'injection des courants compensateurs dans le circuit de puissance du FA. Il en résulte un bruit de fréquence élevée qui peut provoquer une interférence électromagnétique (EMI), dans les systèmes de distribution de puissance [20].

Le FA peut être relié dans plusieurs configurations du circuit électrique comme il est illustré dans le schéma synoptique représenté sur la figure 1.7. En général, ils sont divisés en trois configurations principales : FAP parallèle, FAS série et FAH hybride.



**Figure 1. 7** Subdivision des FA selon la configuration et les connexions.

#### 1.4.2.1 Filtre actif parallèle (FAP)

Cette configuration est largement utilisée dans les applications de filtrage actif [19], [21], [22]. Un FAP parallèle consiste en une source de courant contrôlée. L'investigation de l'onduleur de tension (VSI) pour les applications du FAP parallèle est le type le plus couramment utilisé aujourd'hui, en raison de sa topologie bien connue et sa simplicité d'installation [23].

La figure 1.8 montre la configuration de base d'un FAP. Il se compose d'un condensateur du bus continu, les commutateurs d'électroniques de puissance et une inductance d'interface. Le FAP parallèle agit comme une source de courant, qui compense les courants harmoniques générés par la charge non linéaire. La fonctionnalité du FAP consiste à injecter un courant de compensation qui est équivalent en amplitude au courant déformé mais en opposition de phase, ce qui élimine ainsi le courant déformé original. Le but du FAP est l'obtention d'un courant de source sinusoïdal en utilisant la relation suivante :

$$i_s = i_c - i_f \quad (1.2)$$

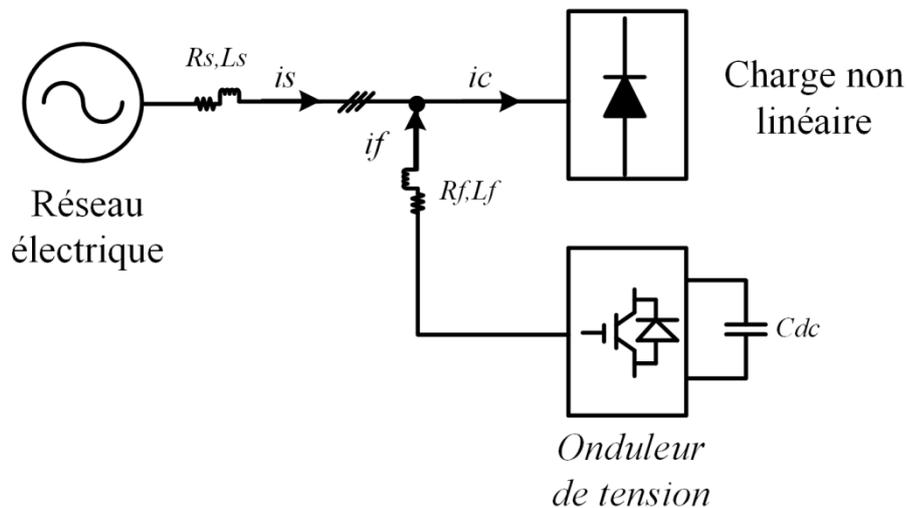
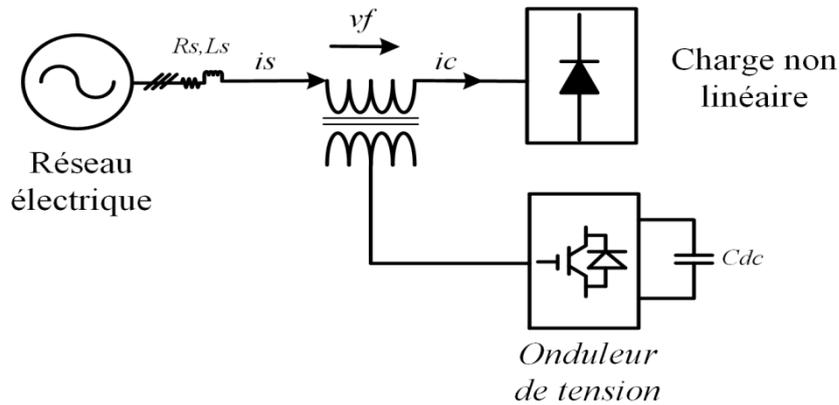


Figure 1. 8 Configuration de base d'un filtre actif parallèle (FAP).

#### 1.4.2.2 Filtre actif série (FAS)

Le FAS série est représenté sur la figure 1.9, il est connecté en série avec la ligne de distribution via un transformateur d'adaptation [24], [25]. L'onduleur de tension est utilisé comme une source de tension contrôlée, ainsi la configuration de base du FAS est similaire au FAP parallèle, sauf que l'inductance d'interface du FAP est remplacée par le transformateur d'interface. Le principe de fonctionnement du FAS série repose sur l'isolement des harmoniques entre la charge non-linéaire et la source. Ceci est obtenu par l'injection de tensions harmoniques ( $v_f$ ) à travers le transformateur d'interface. Les tensions harmoniques injectées sont ajoutées/soustraites à la tension de source afin de maintenir une forme d'onde de tension purement sinusoïdale.



**Figure 1. 9** Configuration de base d'un filtre actif série (FAS).

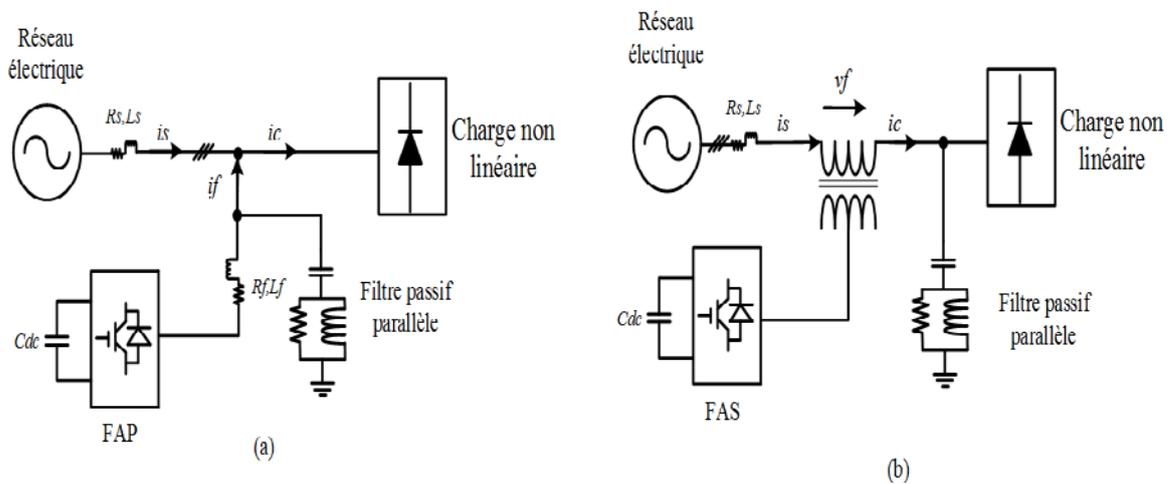
### 1.4.2.3 Filtre actif hybride (FAH)

L'utilisation des méthodes numériques dans le contrôle du FA ne permet pas de filtrer efficacement les harmoniques d'ordre élevés, ceci est dû à la limitation matérielle du temps d'échantillonnage dans les applications en temps réel. En outre, l'utilisation des interrupteurs de commutation rapide (IGBT) dans les FA génère du bruit calé sur la fréquence de commutation qui va apparaître dans le courant de source compensé [21]. Ce dernier nécessite un filtrage supplémentaire pour éviter les interférences avec d'autres équipements sensibles.

Les limitations techniques des FA classiques mentionnés ci-dessus peuvent être surmontées avec des configurations hybrides [26]. Ils sont généralement la combinaison des FA de base et des filtres passifs. Les FA hybrides héritent des avantages des deux filtres passifs et filtres actifs et offrent des performances améliorées, ils constituent donc des solutions efficaces [27]. L'idée initiale pour cette configuration est de réduire simultanément le bruit de commutation et les interférences électromagnétiques [28].

Il existe différents FA hybrides rapportés dans la littérature [29], [26], mais les deux configurations les plus importantes sont présentées sur la figure 1.10. La figure 1.10 (a) est la configuration du FA hybride shunt, les deux filtres sont connectés en parallèle avec la charge non linéaire [30], [31]. La fonction du FAP hybride peut donc se diviser en deux parties: les harmoniques d'ordre inférieur sont annulées par le FA shunt, tandis que les harmoniques de fréquences plus élevées sont filtrées par le filtre passif passe haut (HPF). Cette topologie peut s'insérer sur des applications avec des filtres passifs existants.

La figure 1.8 (b) montre la configuration du FA série hybride, dans lequel la FA série est couplée à la ligne de distribution par un transformateur d'interface [32]. Le filtre passif shunt est constitué d'un ou plusieurs filtres LC simple et / ou HPF. Le FA série hybride est contrôlé pour agir comme un isolateur d'harmonique entre la source et la charge non-linéaire par l'injection d'une source de tension harmonique contrôlée, il est commandé afin de présenter une impédance nulle (court-circuit) à la fréquence fondamentale et une haute impédance (circuit idéalement ouvert) à toutes les fréquences harmoniques indésirables. Cette technique impose aux harmoniques du courant de charge non linéaire à s'écouler seulement dans le filtre passif. Par ailleurs, le découplage de la source et de la charge non linéaire est effectif à toutes les fréquences harmoniques, seule la fréquence fondamentale est commune.

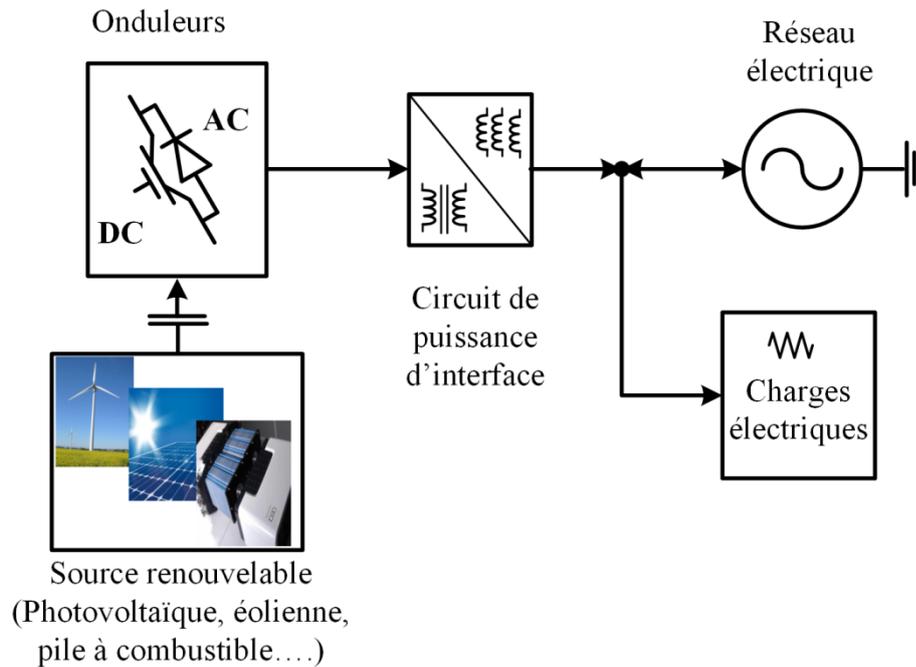


**Figure 1. 10** Filtrés Actifs hybrides : (a) Combinaison FAP et Filtre passif shunt et (b) Combinaison FAS et Filtre passif shunt.

### 1.5 Production décentralisée

La production décentralisée (PD) est importante dans les futurs systèmes de génération, d'une manière générale, la PD peut être définie comme la production d'énergie électrique dans les réseaux de distribution ou sur le côté client du réseau. La PD est aussi appelée production distribuée (distributed generation). L'intérêt croissant accordé à l'environnement pousse les producteurs à développer la production décentralisée d'électricité basée sur l'utilisation des sources d'énergie renouvelables et de la cogénération afin d'augmenter le rendement énergétique des installations de production, ce qui contribue à produire une énergie plus "propre" [33], [34]. Depuis ces dernières années, la décentralisation des moyens de

productions s'opère par couplage de plusieurs sources d'énergie complémentaires (éolien, photovoltaïque, pile à combustible,..) (figure 1.11). Les réseaux électriques actuels comportent une majorité d'unités de production conventionnelles et le taux de pénétration des nouveaux moyens de production (Sources d'Énergie Renouvelables) n'affecte que très peu leur fonctionnement. La croissance à la fois en nombre et en puissance des unités de production d'énergies renouvelables ainsi que le stockage commence à avoir un impact significatif sur le fonctionnement du réseau actuel [1].



**Figure 1. 11** Schéma synoptique d'un système de production décentralisée.

### 1.5.1 Impacts de la distorsion harmonique sur les systèmes de productions décentralisées (PD)

Le réseau électrique est influencé par le niveau élevé de la pénétration des énergies renouvelables intermittentes dans les systèmes de distribution car elles peuvent constituer une menace sur le réseau électrique en termes de stabilité, de régulation de tension et de fréquence mais aussi des problèmes de qualité de l'énergie. Par conséquent, les systèmes de PD sont tenus de se conformer aux cadres techniques et réglementaires strictes pour assurer un fonctionnement sûr, fiable et efficace du réseau global [2]. Avec le progrès de l'électronique de puissance et de la technologie de contrôle numérique, les systèmes de PD peuvent désormais être contrôlés activement pour améliorer le fonctionnement du système avec une meilleure qualité de l'énergie au point PCC. En raison des nombreux dispositifs d'électronique de puissance, les charges non-linéaires, le déséquilibre et les charges locales

réactives, la qualité de l'énergie au PCC des systèmes de PD peut être détériorée [35], [36], [37]. Cependant, la qualité de puissance des systèmes de PD et des micros réseaux (MR) est une question très importante pour le fonctionnement stable et économique des systèmes de génération. D'autre part, le prix de l'électricité vendu au réseau électrique sera déterminé en fonction de sa qualité sur un marché d'électricité compétitif dans un proche avenir. Donc, la qualité de l'énergie des systèmes de PD et des MR influencera directement le prix de l'électricité vendu et affectera leurs avantages économiques [38], [39]. De même, la qualité de l'énergie au PCC va sérieusement conditionner la stabilité des onduleurs de tension lors des connexions [40]. En effet, ces derniers sont reliés principalement au secondaire des transformateurs et les charges non linéaires provoquent la déformation de la tension au PCC. Cette tension déformée agit directement sur les boucles de contrôle du courant des onduleurs de connexion et par cascade conduit à une distorsion de son courant injecté au réseau. Par ailleurs, du point de vue système de puissance électrique, la mauvaise qualité de l'énergie peut entraîner des pertes supplémentaires, plus de chaleur dans l'équipement de puissance, des bruits perturbants, des oscillations sur le couple des machines électriques, des défauts sur des charges sensibles et l'interférence sur le réseau de communication [41].

Les recherches actuelles sur la qualité de l'énergie des systèmes de PD et MR se concentrent principalement sur l'évaluation globale de la qualité de l'énergie, les stratégies de contrôle avancées des onduleurs de connexions dans des conditions de tension réseau non idéales, et la gestion de la qualité du flux de puissance. Des stratégies existantes emploient des conditionneurs d'énergie électrique pour améliorer la qualité du flux des puissances transitées par ces systèmes de PD et les MR. Ces conditionneurs présentés dans les sections précédentes, constituent un choix judicieux en raison de leurs avantages, leur faible coût et leur fiabilité. Cependant, ces conditionneurs d'énergie électrique, tels que les filtres de puissance actifs (FA) [42], [43], [44], [45], les correcteurs du facteur de puissance (CFP) [46], [47], les conditionneurs de qualité de puissance unifiée (UPQC) et autres [48], gagnent de plus en plus d'applications en raison de leur performance et de leur flexibilité. Il est à noter que tous ces conditionneurs de qualité de l'énergie sont inclus de façon plus systématique dans les architectures des PD ou MR, ils peuvent donc également participer aux services systèmes et contribuer à la stabilité et à la fiabilité de ces systèmes.

Le point commun entre les systèmes de PD, MR et les conditionneurs de qualité de puissance actifs est qu'ils ont le même convertisseur d'électronique de puissance (dc-ac) pour la connexion au réseau de distribution [44], [49]. Par conséquent, il suffit d'incorporer des

modifications dans l'algorithme de contrôle pour convertir ces systèmes classiques vers des systèmes multifonctionnels. Ainsi, l'étage de connexion dc-ac peut être utilisé pour réaliser les fonctionnalités des deux systèmes en même temps : la génération d'énergie et le comportement comme un conditionneur de qualité de puissance. Cette opportunité conduit à réduire considérablement le coût et l'encombrement, elle augmente donc la rentabilité du système.

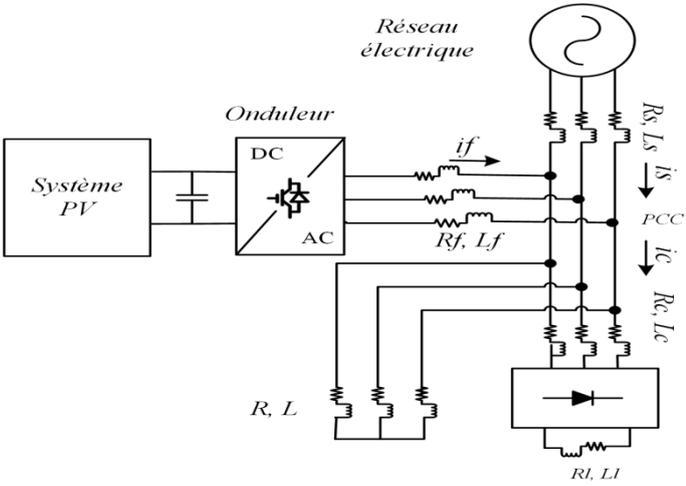
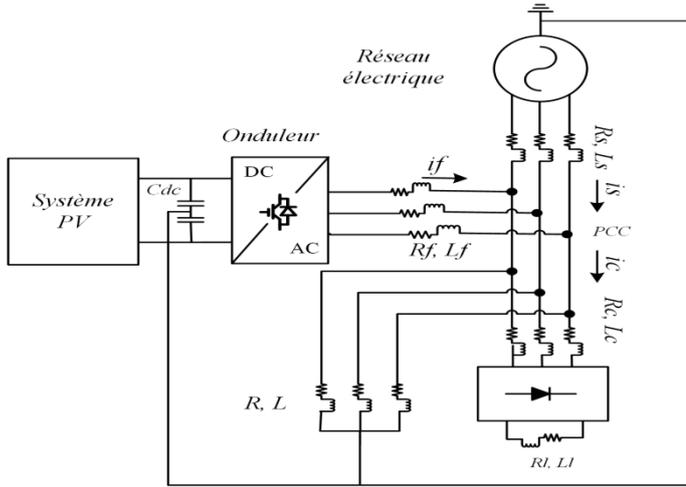
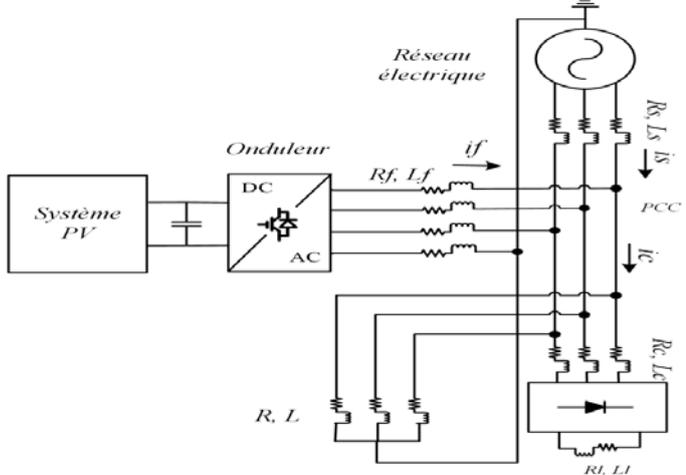
### **1.5.2 Source d'énergie renouvelable interfacée avec des filtres actifs (Systèmes multifonctionnels)**

Les sources d'énergie renouvelables (éolien, photovoltaïque,.....) fournissent de la puissance active renouvelable au réseau de distribution et/ou aux charges connectées au point de connexion PCC via des convertisseurs de l'électronique de puissance pendant l'existence de conditions météorologiques favorables. Cependant, durant l'absence de ces conditions (absence d'irradiation solaire ou de vent), le fonctionnement de ces systèmes de conversion est interrompu. Évidemment, le coefficient d'utilisation de ces architectures est donc restreint. Récemment, les chercheurs ont consenti des efforts dans le développement de nouvelles configurations qui combinent les générateurs basés sur ces sources d'énergie renouvelables et les filtres actifs afin de bénéficier des avantages des deux systèmes mentionnés auparavant pour améliorer la qualité de l'énergie au PCC lors de l'existence des charges polluantes. Les fonctionnalités d'injection de la puissance active renouvelable et de filtrage sont exécutées simultanément sans l'ajout d'un autre dispositif d'électronique de puissance. Les paragraphes ci-dessous présentent les différentes topologies documentées dans la littérature sur la combinaison des sources renouvelables avec des filtres actifs [50], [51], [52], [2], [53], [54], [55], [56].

### **1.5.3 Catégories des systèmes multifonctionnels**

Les systèmes multifonctionnels peuvent être classés dans nombreuses catégories en fonction des différentes considérations : selon le nombre de phase du réseau électrique (topologies monophasées ou triphasées), les stratégies de contrôle, les techniques de modulations et d'identifications des courants de référence comme indiqué dans les figures 1.12 et 1.13. Plusieurs topologies basées sur le nombre de phase du réseau électrique (tableau 1.1) sont distinguables. Les systèmes largement répandus sont les systèmes monophasés et triphasés; il est important de signaler qu'aucun système biphasé n'est répertorié dans la littérature. Le nombre de fils connecté sur les différentes topologies génèrent des sous familles.

Tableau 1.1 Différentes topologies des systèmes multifonctionnels.

Configurations	Schéma Synoptiques
<p><b>Système triphasé trois fils :</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Onduleur à deux niveaux [57].</li> <li>• Convertisseur multicellulaire (Onduleur) (DC/AC) [58].</li> <li>• Onduleur NPC à trois niveau [59].</li> </ul>	
<p><b>Système triphasé quatre fils :</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Onduleur de tension à deux niveaux à trois bras avec neutre relié au milieu du bus continu [52].</li> </ul>	
<p><b>Système triphasé quatre fils :</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Onduleur de tension à deux niveau à quatre bras [2].</li> </ul>	

<ul style="list-style-type: none"> <li>• Onduleur à deux niveau [60].</li> </ul>	
<p><b>Système monophasé à deux fils :</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Onduleur de tension monophasé [50].</li> </ul>	
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Onduleur de tension interfacé le réseau via un transformateur [53].</li> </ul>	

Comme le montre la figure 1.4, le signal de référence à traiter par le contrôleur est la composante clé qui assure le bon fonctionnement du FA. L'extraction du signal de référence est initiée par la détection des signaux de tension / courant essentiels pour recueillir des informations précises sur les variables du système, l'estimation des signaux de référence en

termes de niveaux tension / courant est estimée en domaine fréquentiel ou en domaine temporel.

### A. Méthodes du domaine fréquentiel

Les méthodes du domaine fréquentiel utilisent l'analyse de Fourier (la transformée discrète, la transformée rapide, la transformée discrète récursive, etc.) pour identifier les harmoniques de courant. Ces méthodes sont bien adaptées aux charges où le contenu harmonique varie lentement. Par ailleurs, elles ont l'avantage d'identifier les harmoniques individuellement : elles permettent donc une compensation sélective. Néanmoins, les inconvénients les plus importants de ces méthodes sont des résultats moyens en régime transitoire, un volume de calcul et une utilisation très considérable de l'espace mémoire.

### B. Méthodes du domaine temporel

Les méthodes du domaine temporel permettent une réponse plus rapide et requièrent moins d'opérations que les méthodes fréquentiels. Le principe de ces méthodes est la séparation du fondamental ou de certaines harmoniques du reste des harmoniques par le filtrage, les méthodes les plus importantes sont résumées dans la figure 1.12.

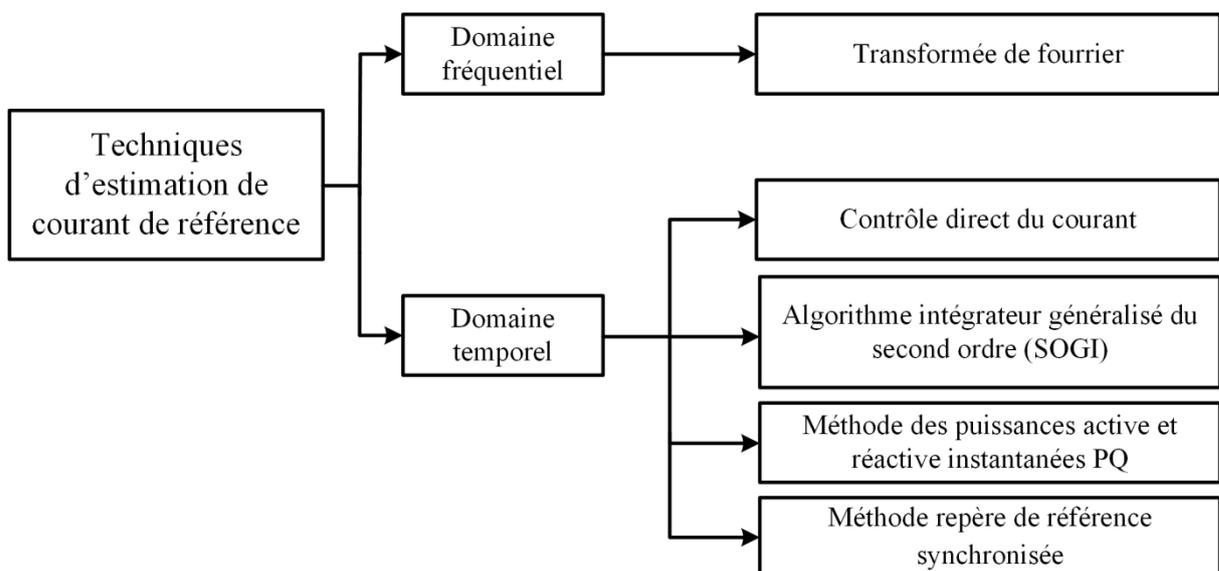
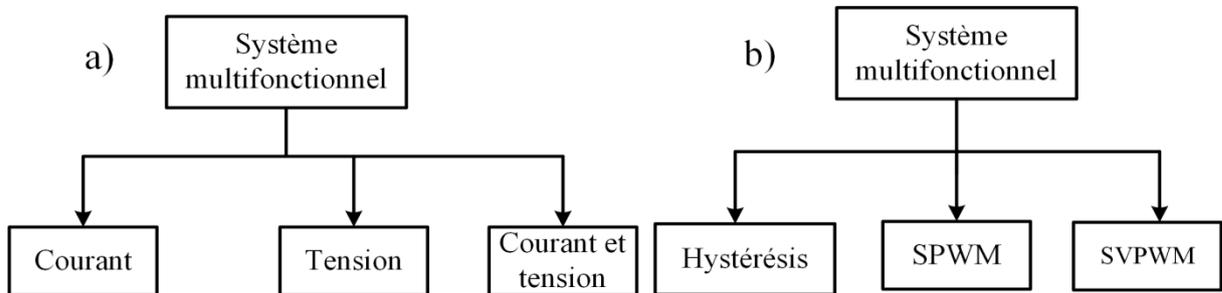


Figure 1. 12 Subdivision des techniques d'estimation du signal de référence.

La figure 1.13 (b) illustre les différentes techniques de modulations, trois catégories peuvent être extraites : hystérésis, SPWM et SVPWM. Parmi celles-ci, la modulation par hystérésis présente l'avantage d'une réponse dynamique rapide. Cependant, la fréquence de commutation n'est pas constante dans la modulation par hystérésis. En contre partie, une grande attention a

été attribuée à la modulation de largeur d'impulsion (SPWM) et la modulation vectorielle suite à leur fréquence de découpage constante. De même, les systèmes multifonctionnels peuvent être classés selon la stratégie de contrôle; contrôle en tension, en courant ou les deux en même temps (Figure 1.10 (c)) [61].

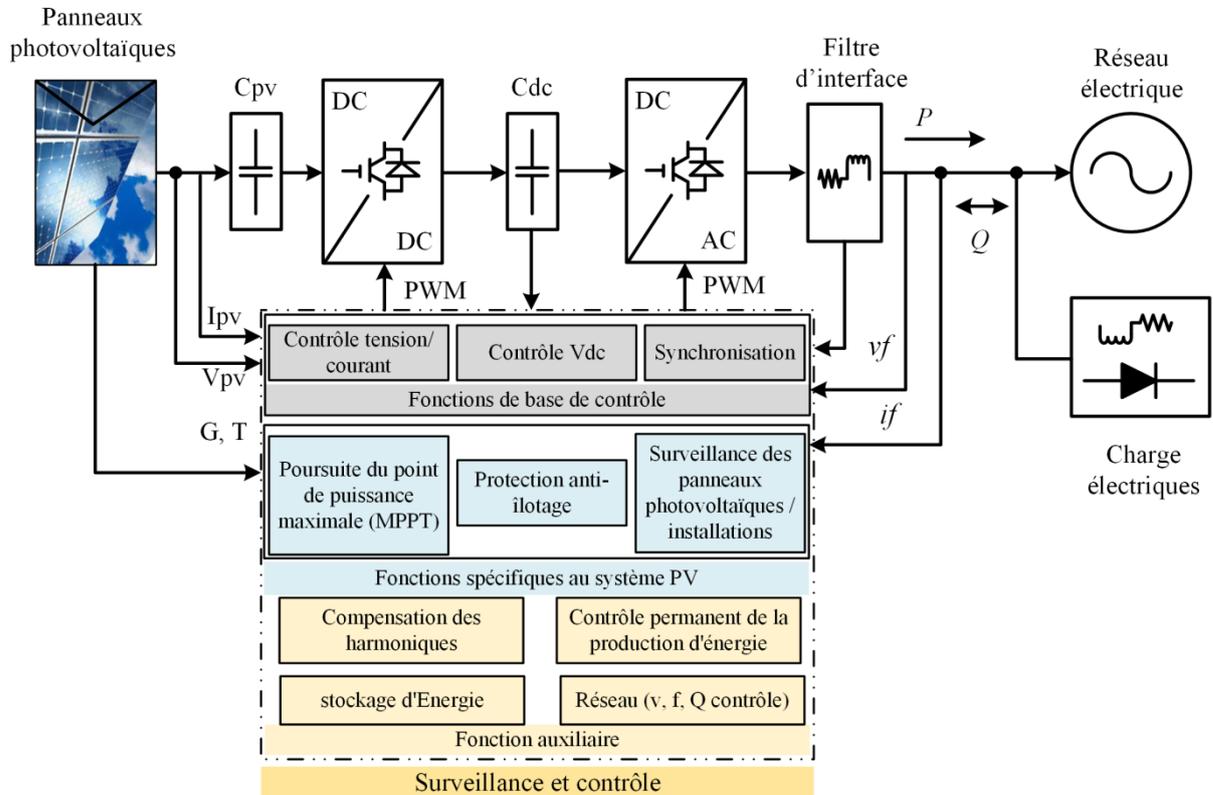


**Figure 1.13** Plusieurs catégories de systèmes multifonctionnels dans différentes considérations : (a) la classification à base les approches de contrôle, (b) la classification basée sur la modulation.

#### 1.5.4 Configuration envisagée dans cette thèse

Les systèmes PV interfacés avec les FA sont conçus pour fonctionner en parallèle avec le réseau électrique. La figure 1.14 illustre la configuration proposée et la structure générale des stratégies de contrôles du système photovoltaïque interfacé avec le FAP qui se compose d'un générateur photovoltaïque, d'un convertisseur dc-dc (si l'architecture est à double étage), d'une inductance de couplage, d'un onduleur de tension et d'une structure générale de contrôle. L'actionneur principal dans ce système étudié est l'onduleur de tension. Il convertit les grandeurs continues produites par le système photovoltaïque en grandeurs alternatives en phase avec la tension du réseau de distribution. Cette interface assure la connexion entre le circuit de sortie de l'installation photovoltaïque et le réseau de distribution, typiquement au niveau du point de couplage commun (PCC). Cela permet à l'installation photovoltaïque d'alimenter le réseau de distribution et/ou la charge non linéaire. Lorsque l'irradiation est présente durant la journée, le système PV interfacé avec le FAP parallèle apporte toutes ses fonctionnalités et participe aux services systèmes. Pendant la période nocturne, la puissance requise par les charges (linéaires ou non linéaires) est garantie par le réseau de distribution alors que le FAP ne fournit qu'une compensation de puissance réactive et le filtrage des courants harmoniques. Notre étude s'articule sur le développement des différents algorithmes de contrôle dans ces systèmes multifonctionnels et qui sont détaillés dans les chapitres 3 et 4, le système retenu et étudié est un système triphasé à trois fils. Les stratégies de contrôle ; le

contrôle en courant, le contrôle direct de puissance et le contrôle prédictif sont abordées et analysées en détails. La technique de modulation utilisée est le principe de l'hystérésis. La méthode d'extraction des courants de référence est la méthode directe et indirecte du courant.



**Figure 1. 14** Schéma de base de la combinaison entre le FAP et le système photovoltaïque (PV).

## 1.6 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude des différentes productions d'énergie décentralisées et les problèmes de la qualité d'énergie engendrée par les charges polluantes au point de raccordement (PCC). Il a présenté les différentes sources d'énergie renouvelables et conventionnelles, les interfaces représentatives des chaînes de conversion de PD et la notion de la distorsion harmonique ainsi que les différentes sources de perturbation. Ces sources harmoniques affectent la forme d'onde des tensions du réseau électrique et produisent des effets néfastes sur le réseau électrique, en termes de dégradation de la qualité d'énergie.

Afin d'éliminer les effets de ces perturbations harmoniques, différentes solutions traditionnelles et modernes de dépollution sont exposées. La solution classique (filtres passifs) est souvent pénalisée par son encombrement et vis-à-vis des phénomènes de résonance. De

plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et des charges polluantes. Bien que, les filtres actifs hybrides se présentent comme une solution satisfaisante dans nos jours, les filtres actifs parallèles demeurent la solution la plus adéquate pour le filtrage des courants harmoniques. En outre, le filtrage actif parallèle répond principalement à la problématique des harmoniques de courant et à la compensation du réactif; sa mise en œuvre est simple et ces performances sont probantes.

Par ailleurs, afin d'augmenter la rentabilité des chaînes de production renouvelables décentralisées, de garantir une qualité de l'énergie optimale au PCC et de bénéficier des avantages des deux systèmes, nous avons abordé la combinaison entre les deux systèmes: PD et FA en utilisant un seul convertisseur statique. La configuration du convertisseur sera étudiée dans les chapitres 3 et 4, elle est basée sur la combinaison des FAP et d'un système de PD, issue d'un générateur solaire photovoltaïque. Ce chapitre est conclu par la description de la configuration du système envisagée dans cette thèse. Le chapitre 2 se concentre sur l'optimisation énergétique du système photovoltaïque par différentes méthodes d'extraction de puissance maximale (MPPT).

## Chapitre 2

---

# *Modélisation des panneaux solaires photovoltaïques et algorithmes de recherche du point de puissance maximale (MPPT)*

---

### **Sommaire :**

Introduction.....	28
2.1 Modèle électrique d'un générateur photovoltaïque (PV).....	30
2.1.1 Effets des conditions climatiques sur les modules PV.....	33
2.1.1.1 Influence de l'éclairement.....	33
2.1.1.2 Influence de la température.....	34
2.2 Convertisseur dc-dc boost.....	34
2.3 Algorithmes de recherche du point de puissance maximale (MPPT).....	35
2.3.1 Méthode basée sur la tension du circuit ouvert.....	35
2.3.2 Méthode basée sur le courant de court-circuit.....	36
2.3.3 Algorithme basé sur la perturbation et l'observation (P&O).....	36
2.3.4 Algorithme à partir de l'incrément de conductance.....	38
2.3.5 Algorithme basé sur la logique floue.....	39
2.3.6 Méthode basée sur les réseaux de neurone artificiel (ANN).....	42
2.4 L'algorithme floue proposé.....	43
2.4.1 Résultats de simulation.....	44

## **Introduction**

Dans une chaîne de conversion d'énergie solaire photovoltaïque (PV), le rendement le plus élevé des panneaux solaires PV disponibles sur le marché industriel est d'environ 10 à 19% [56]. En outre, un module PV présente une relation non linéaire entre le courant et la tension de sortie, elle se traduit sur sa caractéristique (I-V). Sur cette dernière, on observe un point unique sur la caractéristique (I-V) sous une irradiation uniforme et température constante, appelé point de puissance maximale (MPP). Ainsi, les techniques de contrôle ont pour objectif la recherche du point de puissance maximale (Maximum Power Point Tracking - MPPT) sans l'ajout d'un instrument de mesure, afin d'éviter un coût supplémentaire et une maintenance indispensable. La certitude d'atteindre le point MPP à partir d'un générateur PV, dans toutes les conditions climatiques, maximise l'extraction de puissance et le rendement du système de conversion PV [57].

Plusieurs algorithmes de poursuite du MPP ont été exposés dans les références [64], [65], [66]. La méthode dite de perturbation et d'observation (P&O) demeure l'algorithme le plus répandu. Cet algorithme P&O est principalement utilisé en raison de son temps de calcul réduit, sa simplicité et son faible coût de mise en œuvre [67], [68]. Toutefois, il induit des oscillations permanentes autour du MPP lorsque celui-ci est atteint. Pour des conditions atmosphériques qui se changent lentement, l'algorithme P&O converge avec un délai qui dépend de la valeur de l'incrément. En revanche, lorsque celles-ci changent rapidement, cet algorithme peut diverger loin du MPP et entraîne une partie d'énergie gaspillée [67]. Dans ce cas, l'algorithme ne fait pas la distinction entre les variations de la puissance de sortie dues à ses propres perturbations et celles générées par les changements rapides d'irradiation.

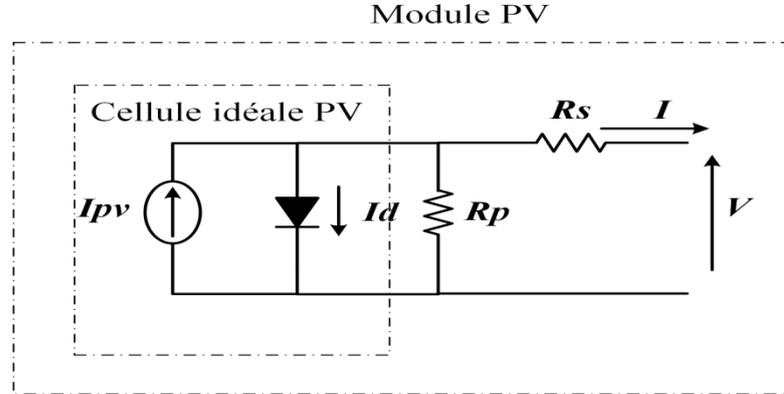
Plusieurs améliorations ont été élaborées pour surmonter les problèmes précédemment cités. Les références [68] et [69] proposent un algorithme P&O modifiés appelé dP P&O en insérant une mesure supplémentaire au milieu de la période d'échantillonnage de la MPPT, afin d'empêcher toute déviation du MPP, ainsi que pour améliorer le suivi. Cependant, l'inconvénient principal de cette solution est la nécessité d'une mesure supplémentaire. Les auteurs de la référence [70] corrigent la trajectoire de l'algorithme P&O afin de converger près du MPP en séparant les effets dus au changement d'irradiation et des perturbations. Cet algorithme n'a pas besoin d'une mesure supplémentaire par rapport à la méthode précédente. En outre, une modification a été opérée à l'intérieur de l'algorithme P&O dans la référence [71], les résultats obtenus aboutissent à une performance accrue par rapport à la P&O classique. Mais, les oscillations aux régimes dynamique et statique sont toujours présentes et

la mise en œuvre de cet algorithme reste délicate. Les auteurs de la référence [63] proposent deux algorithmes: (i) le premier est une technique MPPT P&O adaptative où le pas de perturbation adaptatif est déterminé par une fonction logarithmique ; (ii) le second MPPT est issu de l'algorithme P&O classique dans le processus de fonctionnement et utilise un mécanisme spécial pour détecter l'oscillation et réduire la taille du pas de perturbation, il établit ensuite une distinction entre les changements d'irradiation lent/rapide graduelle et brusque; des conditions aux limites ont été ajoutées afin de prendre des décisions judicieuses sur la taille du pas de perturbation. Ainsi, cette dernière méthode améliorée offre une efficacité supérieure vis-à-vis de la P&O adaptative. Cependant, les deux méthodes n'ont pas été validées expérimentalement pour justifier leur efficacité. Un algorithme MPPT basé sur un contrôleur mode glissant est proposé dans la référence [66], la simulation et les vérifications expérimentales ont été réalisées, le nouveau mode glissant améliore le suivi du MPP, par contre son efficacité est dégradée à chaque changement d'irradiation. Plus récemment, des algorithmes basés sur des méthodes d'intelligence artificielle fournissent une solution plus rapide et précise pour les problèmes du changement brusque d'ensoleillement [67], [68], [69], [70].

Ce chapitre se focalise sur le développement d'un algorithme MPPT flou pour une chaîne solaire photovoltaïque autonome afin de résoudre le problème des variations rapides d'irradiation. Premièrement, l'analyse débute par la modélisation d'un générateur photovoltaïque (PV) qui est constitué par plusieurs modules connectés en série et parallèle, l'extraction de ses caractéristiques I-V et P-V qui a concerné une seule cellule et un module PV (l'exemple utilisé est le MSX 60 W). Elle se poursuit par la modélisation d'un convertisseur dc-dc boost élévateur dans le mode de fonctionnement continu. Par la suite, les différents algorithmes de maximisation MPPT documentés dans la littérature sont commentés, parmi lesquels les techniques P&O, l'incrément de conduction (Inc-Cond), la logique floue et les réseaux de neurones. La défaillance principale de l'algorithme P&O sous des variations d'irradiation rapides est soulignée. Cette partie est conclut par la description de la méthode floue proposée qui est basée sur le principe de fonctionnement de la méthode P&O. La partie simulation examine et compare les trois algorithmes P&O, Inc-Cond et la méthode proposée sous un profil d'irradiation trapézoïdal. Le banc d'essai expérimental mis en œuvre afin d'évaluer les algorithmes étudiés est également décrit. Les résultats expérimentaux concernant ces algorithmes évalués sont exposés et commentés.

## 2.1 Modèle électrique d'un générateur photovoltaïque (PV)

Le circuit équivalent du modèle à une seule diode de la cellule photovoltaïque idéale est illustré sur la figure 2.1 [77], [78].

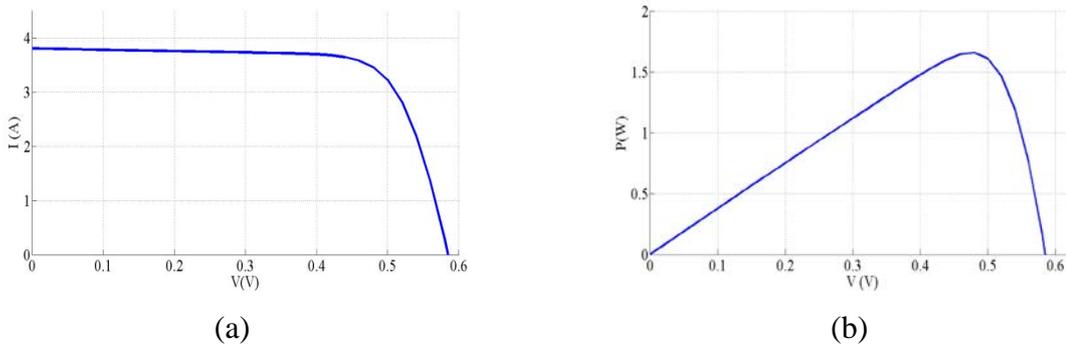


**Figure 2. 1** Modèle à une seule diode de la cellule photovoltaïque et le circuit équivalent d'un module photovoltaïque réel, y compris les résistances série et parallèle.

L'équation de base de la théorie des semi-conducteurs qui décrit mathématiquement la caractéristique I-V de la cellule photovoltaïque idéale est :

$$I = I_{pv,cel} - \underbrace{I_{o,cel} \left[ \exp\left(\frac{qv}{akT}\right) - 1 \right]}_{I_d} \quad (2.1)$$

où :  $I_{pv,cel}$  est le courant généré par la lumière incidente (il est directement proportionnelle au rayonnement solaire),  $I_d$  est l'équation de la diode de Shockley,  $I_{o,cel}$  est le courant de fuite de la diode,  $q$  est la charge électrique ( $1.60217646 \times 10^{-19}$  C),  $k$  est la constante de Boltzmann ( $1.3806503 \times 10^{-23}$  J/K),  $T$  en Kelvin est la température de la jonction p-n, et  $a$  est le facteur d'idéalité de la diode. La figure 2.3 montre les courbes I-V et P-V issues de l'équation (2.2)

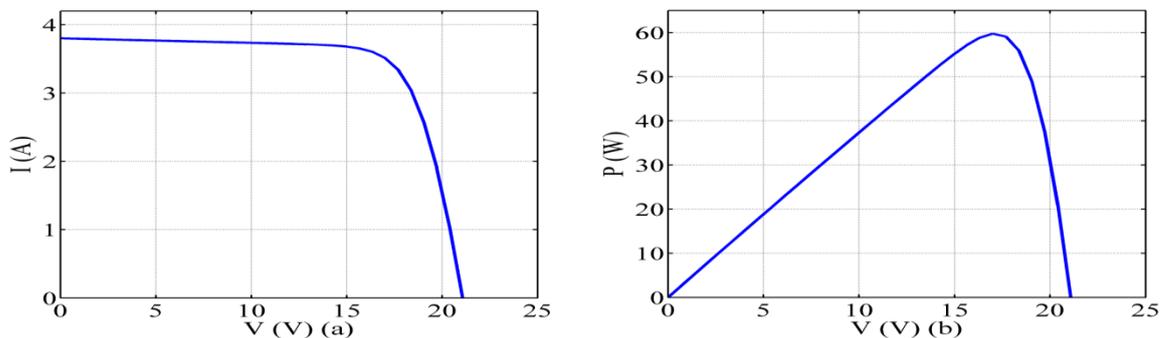


**Figure 2. 2** Caractéristiques I-V et P-V d'une cellule photovoltaïque MSX 60W.

Etant donné qu'une cellule individuelle produit seulement 0,5 V environ, il est rare de rencontrer une application pour laquelle une seule cellule est suffisante. Au lieu de cela, le bloc de construction de base pour les applications photovoltaïques est un module constitué d'un certain nombre de cellules connectées en série, le tout intégré dans des structures résistantes aux intempéries. Un module typique possède 36 cellules en série, il est souvent désigné comme "un module 12 V", même s'il est capable de délivrer des tensions plus élevées sous forte irradiation. L'équation de base (2.1) de la cellule photovoltaïque ne représente pas la caractéristique I-V d'un module PV. Un module PV est composé de plusieurs cellules PV raccordées en série ou en parallèle. Le modèle d'une seule diode présenté sur la figure. 2.1 est décrit par l'équation (2.2) :

$$I = I_{pv} - \underbrace{I_o \left[ \exp\left(\frac{V + R_s I}{V_t a}\right) - 1 \right]}_{I_d} - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (2.2)$$

où  $I_{pv}$  et  $I_o$  sont le courant photovoltaïque (PV) et de saturation inverse (le courant de fuite), respectivement, du module PV et  $V_t = N_s K T / q$  est la tension thermique du module avec  $N_s$  les cellules connectées en série. Les cellules connectées en parallèle augmentent le courant PV et les cellules connectées en série fournissent une plus grande tension de sortie du module PV. Si le module est composé de cellules connectées en parallèles ( $N_p$ ) les courants du module PV et de saturation peuvent être exprimés par  $I_{pv} = I_{pv,cell} N_p$  et  $I_o = I_{o,cell} N_p$ . Dans l'équation (2.2)  $R_s$  représente la résistance série équivalente du module et  $R_p$  la résistance parallèle équivalente. Cette équation provient des courbes I-V et P-V de la figure. 2.3.



**Figure 2. 3** Caractéristiques I-V et P-V d'un module photovoltaïque (PV) MSX 60W.

Le courant généré par la cellule solaire PV dépend linéairement du rayonnement solaire et est également influencé par la température, comme décrit dans l'équation (2.3).

$$I_{pv} = (I_{pv,n} + K_I \Delta_T) \frac{G}{G_n} \quad (2.3)$$

où  $I_{pv,n}$  est le courant solaire généré dans les conditions de tests standard (CTS) (25°C et 1000 W/m<sup>2</sup>),  $\Delta_T = T - T_n$  ( $T$  et  $T_n$  sont les températures réelles et nominales [en Kelvin], respectivement),  $G$  (W/m<sup>2</sup>) est l'irradiation sur la surface du dispositif, et  $G_n$  est l'irradiation nominale,  $K_I$  est le coefficient de température du courant de court-circuit. Le courant de saturation de la diode  $I_o$  qui dépend de la température est donné comme suit:

$$I_o = I_{o,n} \left(\frac{T_n}{T}\right)^3 \exp\left[\frac{qE_g}{ak} \left(\frac{1}{T_n} - \frac{1}{T}\right)\right] \quad (2.4)$$

où  $E_g = 1.12 \text{ eV}$  est l'énergie de la bande interdite du semi conducteur pour le Si poly cristallin à 25 °C, le courant de saturation de la diode nominale  $I_{o,n}$  est exprimé par l'équation (2.5), comme suit :

$$I_{o,n} = \frac{I_{cc,n}}{\exp\left(\frac{V_{co,n}}{aV_{t,n}}\right) - 1} \quad (2.5)$$

où  $V_{t,n}$  est la tension thermique nominale.  $I_o$  est le courant de saturation des cellules photovoltaïques qui dépend de la densité du courant de saturation du semi-conducteur ( $J_0$ , généralement donnée en [A / cm<sup>2</sup>]) et sur la surface efficace des cellules. La densité du courant  $J_0$  dépend de la valeur des caractéristiques intrinsèques de la cellule photovoltaïque, qui résultent de plusieurs paramètres physiques tels que le coefficient de diffusion des électrons dans le semi-conducteur, la durée de vie des porteurs minoritaires, la densité de porteurs intrinsèques, etc. [77]. Ce type d'information n'est généralement pas disponible dans les panneaux photovoltaïques commerciaux. Une modification sur l'équation (2.5) vise à faire correspondre les tensions en circuit ouvert du modèle avec les données expérimentales pour une très large gamme de températures.

$$I_o = \frac{I_{sc,n} + K_I \Delta_T}{\exp(V_{co,n} + K_v \Delta_T / aV_t) - 1} \quad (2.6)$$

où  $V_{co,n}$  est la tension du circuit ouvert nominal, et  $I_{cc,n}$  est le courant de court-circuit nominal. L'équation (2.6) est modifiée à partir de (2.5) en incluant dans l'équation des coefficients de courant ( $K_I$ ) et de la tension ( $K_V$ ). Le courant de saturation est fortement dépendant de la température, l'équation (2.6) propose une approche différente pour exprimer la dépendance entre  $I_o$  et la température, de telle sorte que l'effet net de la température est la variation linéaire de la tension en circuit ouvert selon les coefficients de température et de la tension expérimentale. Cette équation simplifie le modèle et annule l'erreur de ce dernier au

voisinage de la tension en circuit ouvert, et par conséquent, dans d'autres régions de la courbe I-V. Un champ PV pratique se compose de plusieurs modules photovoltaïques connectés en série et en parallèle et formés par des cellules solaires. Par conséquent, un panneau PV unique (voir l'équation. (2.2)) devrait être modélisé par l'équation (2.7) pour représenter un générateur photovoltaïque (champ PV) [79].

$$I = N_{pp} I_{pv} - N_{pp} I_o \left[ \exp \left( \frac{N_{ss} V + I R_s (N_{ss} / N_{pp})}{V_t a N_{ss}} \right) - 1 \right] - \frac{N_{ss} V + I R_s (N_{ss} / N_{pp})}{R_p (N_{ss} / N_{pp})} \quad (2.7)$$

où  $N_{pp}$  est le nombre de modules photovoltaïques connectés en parallèle et  $N_{ss}$  est le nombre de modules photovoltaïques connectés en série.

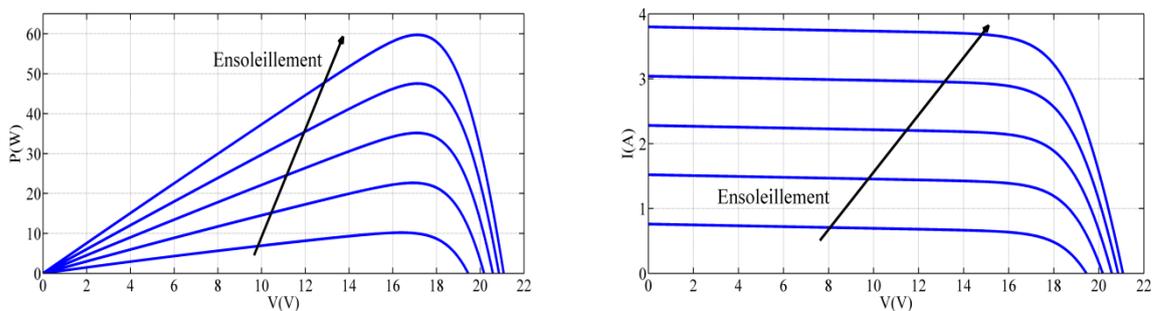
La plupart des paramètres du champ PV dans l'équation. (2.7) peuvent être obtenus à partir de la fiche technique fournie par le fabricant; les valeurs inconnues de  $R_s$  et  $R_p$  sont identifiées par l'algorithme proposé dans la référence [77].

### 2.1.1 Effets des conditions climatiques sur les modules PV

#### 2.1.1.1 Influence de l'éclairement

Les caractéristiques courant-tension et puissance-tension (I-V et P-V) du module photovoltaïque (PV) MSX 60 sont présentées dans la figure 2. 4, On peut observer sur la caractéristique I-V que le courant  $I$  d'un module PV est influencé par la variation de l'éclairement, tandis que la tension reste approximativement constante sous diverses valeurs d'irradiation. Le courant solaire PV  $I_{pv}$  est pratiquement proportionnel à l'éclairement à une température constante (25°C).

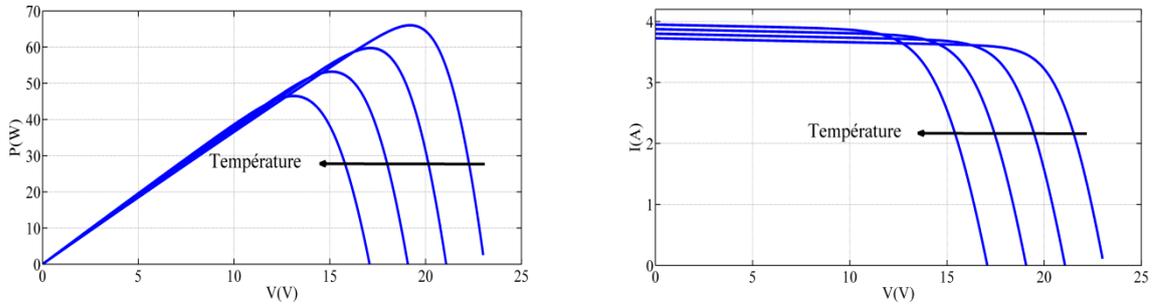
À chacune de ces diverses valeurs d'irradiation correspond une puissance électrique maximale susceptible d'être fournie par le module PV. Notons aussi la légère diminution de la tension du circuit ouvert suite à l'faiblement d'ensoleillement.



**Figure 2. 4** Effet de l'éclairement sur la caractéristique P-V et I-V pour une température constante.

### 2.1.1.2 Influence de la température

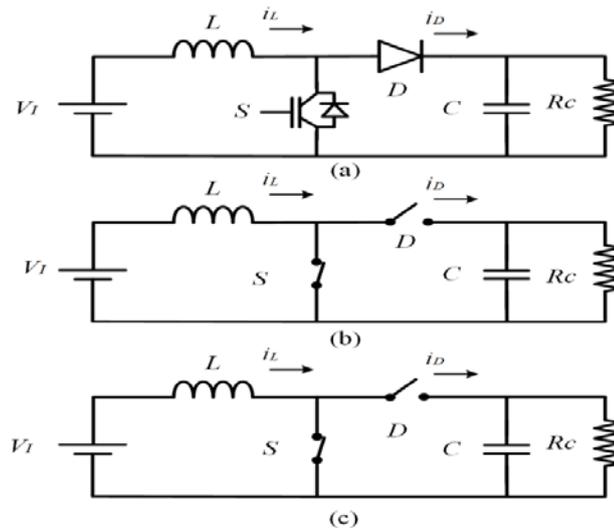
Comme on peut le voir dans la figure 2. 5 sur la caractéristique I-V et P-V, l'augmentation de la température du module PV (du 25 à 100°C) provoque une diminution de la tension du circuit ouvert, une légère augmentation sur le courant de court-circuit et une diminution de la puissance PV générée par le module PV.



**Figure 2. 5** Effet de l'éclairement sur la caractéristique P-V et I-V pour une température constante.

### 2.2 Convertisseur dc-dc boost

Le circuit du convertisseur dc-dc boost est illustré dans la figure 2.6. La tension de sortie  $V_O$  est toujours supérieure à la tension d'entrée  $V_I$  dans tous les cas de fonctionnement et aussi bien en mode conduction continue (CCM) qu'en mode conduction discontinue (DCM). C'est donc un convertisseur élévateur de tension. Le convertisseur est constitué d'une inductance  $L$ , d'un interrupteur de puissance commandé (MOSFET ou IGBT), d'une diode  $D$ , d'un condensateur de filtrage  $C$  et d'une charge résistive  $R_L$ .



**Figure 2.6** Convertisseur boost et ses circuits équivalents idéaux pour la CCM : (A) circuit global ; (B) circuit équivalent lorsque l'interrupteur  $S$  conduit (ON) et la diode  $D$  est ouverte (OFF) ; (C) circuit équivalent lorsque l'interrupteur  $S$  est ouverte (OFF) et la diode  $D$  fermée (ON).

L'interrupteur S est fermé (ON) et ouvert (OFF) à la fréquence de commutation  $f_s = 1/T$  avec le rapport cyclique à l'état fermé  $D = t_{on}/T$ , où  $t_{on}$  est l'intervalle de temps lorsque l'interrupteur S est à l'état ON. Le convertisseur peut fonctionner soit en mode de conduction continue (CCM) ou en mode discontinue (DCM) en fonction du niveau de la charge. Les figures 2.4 (b) et (c) montrent les circuits équivalents du convertisseur élévateur en CCM, pendant les deux phases de fonctionnement sur une période complète et lorsque les deux interrupteurs prennent les deux états : ON ou OFF.

### **2.3 Algorithmes de recherche du point de puissance maximale (MPPT)**

Le but d'exploiter un algorithme MPPT est de garantir dans toutes les conditions d'environnement climatique (en particulier le rayonnement solaire et la température) l'extraction de la puissance maximale des modules PV. Ceci est réalisé en faisant correspondre le point de puissance maximale (MPP) du PV avec la tension et le courant de fonctionnement du convertisseur de puissance. Lors de l'augmentation ou de la diminution de la température ou/et de l'irradiation, l'énergie solaire varie en fonction de ces changements atmosphériques, le point de puissance maximale évolue donc et correspond à une tension et un courant particulier. L'objectif de la plupart des techniques MPPT est d'atteindre le courant et la tension PV qui correspondent au point de puissance maximale sous différentes température et irradiation. Les paragraphes suivants décrivent les divers algorithmes MPPT documentés dans la littérature. Dans tous les cas, la capture des grandeurs électriques  $I$  et  $V$  puis la multiplication de ces deux grandeurs aboutissent à la détermination de la puissance réelle du générateur PV.

#### **2.3.1 Méthode basée sur la tension du circuit ouvert**

La relation quasi linéaire entre la tension du point de puissance maximale  $V_{mpp}$  et la tension du circuit ouvert  $V_{co}$  du générateur PV, sous différents niveaux d'éclairement et de température, a donné lieu à la méthode  $V_{co}$  fractionnaire [80].

$$V_{mpp} = k_1 V_{co} \quad (2.8)$$

où  $k_1$  est une constante de proportionnalité. Comme  $k$  est en fonction des caractéristiques du générateur PV utilisé, elle doit généralement être calculée à l'avance en déterminant empiriquement  $V_{mpp}$  et  $V_{co}$  pour un générateur photovoltaïque spécifique à différents niveaux d'éclairement et de température. Le facteur  $k_1$  est généralement compris entre 0,71 et 0,78.

Une fois que  $k$  est connue,  $V_{mpp}$  peut être calculée à l'aide de l'équation (2.8) avec la mesure périodique de  $V_{co}$  pour chaque arrêt instantané du convertisseur de puissance. Toutefois, cela

entraîne des inconvénients, notamment la perte temporaire de puissance. Pour éviter cela, l'utilisation des cellules pilotes est envisageable, à partir desquelles la tension  $V_{co}$  peut être obtenue. Ces cellules pilotes doivent être soigneusement choisies pour représenter exactement les caractéristiques du générateur PV.

### 2.3.2 Méthode basée sur le courant de court-circuit

Il apparaît que le courant du point de puissance maximale  $I_{mpp}$  a une relation approximativement linéaire avec le courant de court circuit  $I_{sc}$ , comme le montre l'équation suivante [9] :

$$I_{mpp} = k_2 I_{sc} \quad (2.9)$$

où  $k_2$  est une constante de proportionnalité. Comme dans la technique précédente,  $k_1$  doit être déterminée en fonction du générateur PV utilisé. La constante  $k_1$  est généralement fixée entre 0,78 et 0,92. La mesure du courant de court circuit  $I_{sc}$  pendant le fonctionnement est également une contrainte. En pratique, un interrupteur supplémentaire doit être rajouté à l'entrée du convertisseur de puissance pour court-circuiter le générateur PV périodiquement, de telle sorte que le courant  $I_{sc}$  peut être mesuré en utilisant un capteur de courant. Cela peut augmenter le nombre de capteur de mesure et surtout le coût. Dans le cas d'un convertisseur élévateur, l'interrupteur de puissance du convertisseur peut être mis à contribution pour court-circuiter le générateur PV.

### 2.3.3 Algorithme basé sur la perturbation et l'observation (P&O)

L'algorithme P&O est largement usité parmi les techniques de MPPT en raison de sa structure simple et de sa mise en œuvre facile sur un réseau logique programmable (field-programmable gate array, FPGA) [81]. Le principe de fonctionnement de l'algorithme P&O est brièvement expliqué sur l'organigramme de la figure 2.7. Supposons que le générateur PV fonctionne à un instant donné, et qu'il soit en dehors du MPP. La tension de fonctionnement du générateur PV subit une petite perturbation  $\Delta V$  et par la suite, le changement engendré sur la puissance  $\Delta P$  est mesuré. Si  $\Delta P > 0$ , le point de fonctionnement a approché le MPP, et donc, la prochaine perturbation doit avoir lieu dans la même direction que la précédente (même signe algébrique). Si, au contraire,  $\Delta P < 0$ , le système s'est éloigné du MPP, par conséquent, la prochaine perturbation doit être pratiquée dans le sens opposé (signe algébrique opposé) [82], [83].

L'inconvénient de l'algorithme P&O est qu'il se stabilise avec une faible précision au MPP. Il oscille donc en continu autour du MPP, suite au changement du signe de la perturbation pour

chaque  $\Delta P$  mesurée. Il a été également prouvé que cet algorithme peut diverger lors de changements rapides d'irradiation. En effet, il ne différencie pas entre les variations de puissance  $\Delta P$  mesurées, qui sont induites par sa propre perturbation et celles provoquées par des évolutions brusques d'irradiation.

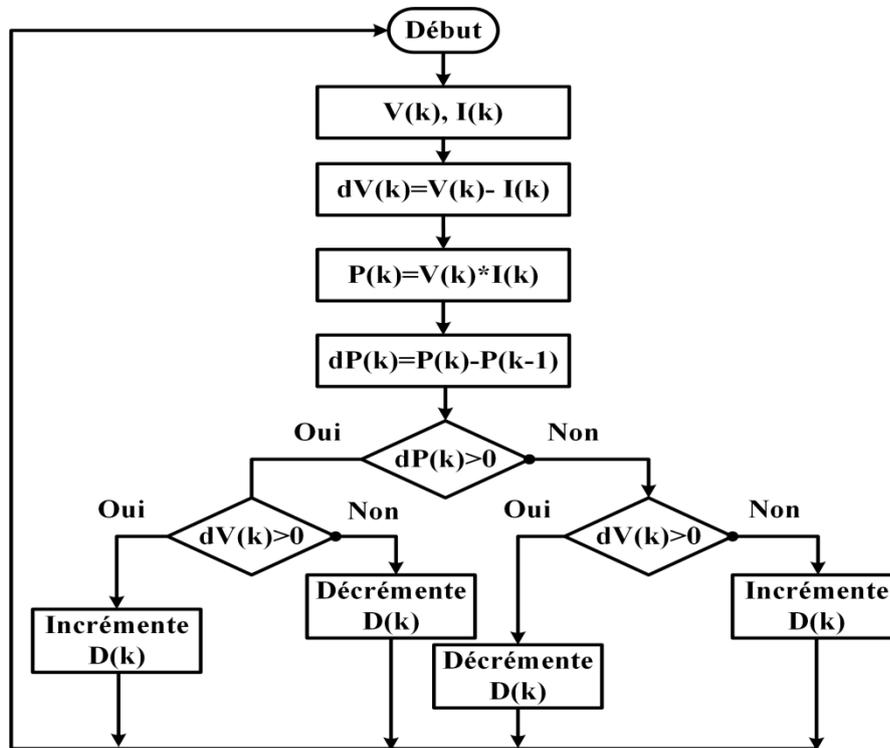


Figure 2. 7 Organigramme de l'algorithme P & O.

Lorsqu'une fluctuation rapide de l'irradiation apparaît, l'algorithme P&O dévie du MPP, ce problème est illustré sur la figure 2.7. En supposant que le point de fonctionnement à un instant donné se trouve au point A, lorsque l'irradiation augmente rapidement, l'algorithme prend la fausse direction et se dirige vers le point B. Par la suite, il continue de suivre le point MPP périodiquement jusqu'à ce qu'il atteigne le point C. Ce problème est déclenché parce que l'algorithme MPPT de type P&O ne discrimine pas les variations de puissance dues à l'évolution de l'irradiation ou à l'incrémentement de la perturbation au point de fonctionnement. Par conséquent, pour résoudre ce problème dans les cas les plus défavorables des changements climatiques, une nouvelle technique basée sur la logique floue sera proposée dans la section qui suit [84].

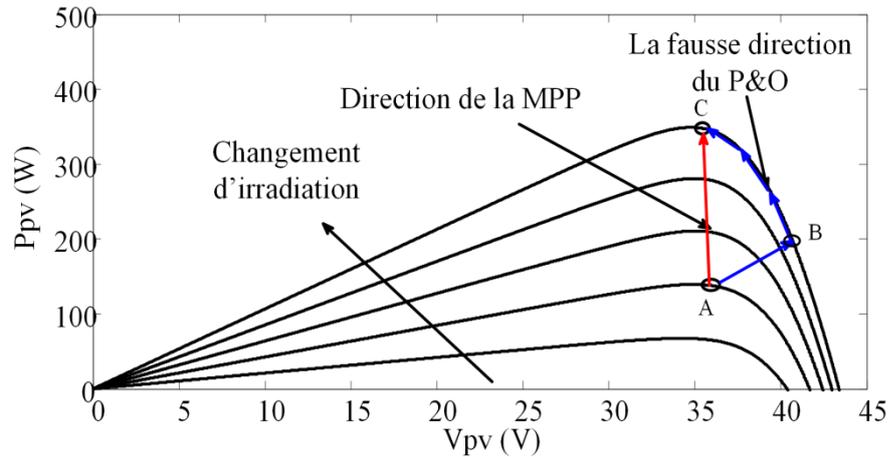


Figure 2. 8 Algorithme P&O sous l'évolution rapide d'irradiation.

### 2.3.4 Algorithme à partir de l'incrément de conductance

L'Algorithme de l'incrément de conductance (Inc-Cond) [85], [9] est basé sur le fait que la pente de la courbe de puissance du générateur PV (figure 2.3 (b)) est égale à zéro au point MPP, positive à gauche du MPP et négative sur sa droite, comme il est indiqué ci-dessous :

$$\begin{cases} dP/dV = 0 \text{ au MPP} \\ dP/dV > 0 \text{ à gauche du MPP} \\ dP/dV < 0 \text{ à droite du MPP} \end{cases} \quad (2.10)$$

Comme :

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \cong I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (2.11)$$

L'équation (2.10) peut être écrite comme suit:

$$\begin{cases} \Delta I/\Delta V = -I/V \text{ au MPP} \\ \Delta I/\Delta V > -I/V \text{ à gauche du MPP} \\ \Delta I/\Delta V < -I/V \text{ à droite du MPP} \end{cases} \quad (2.12)$$

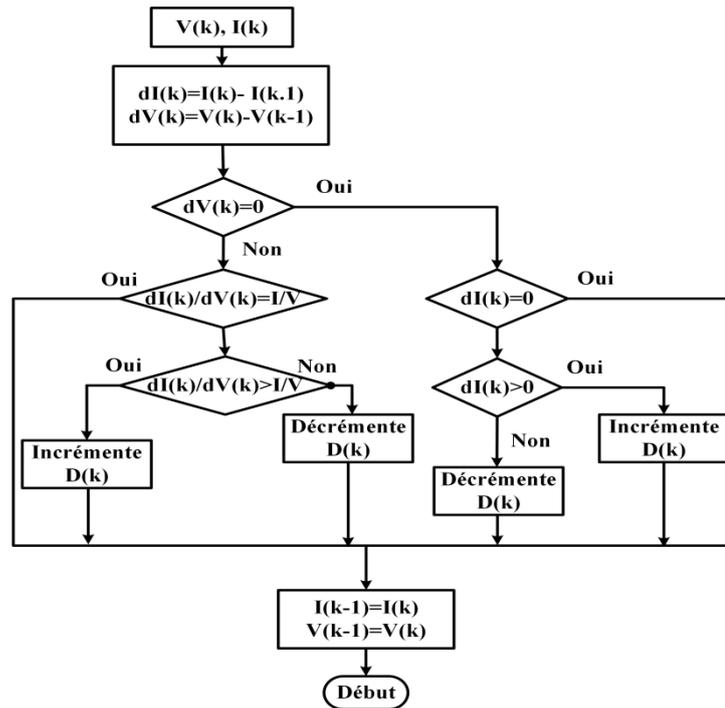


Figure 2. 9 Organigramme de l’algorithme Inc-Cond.

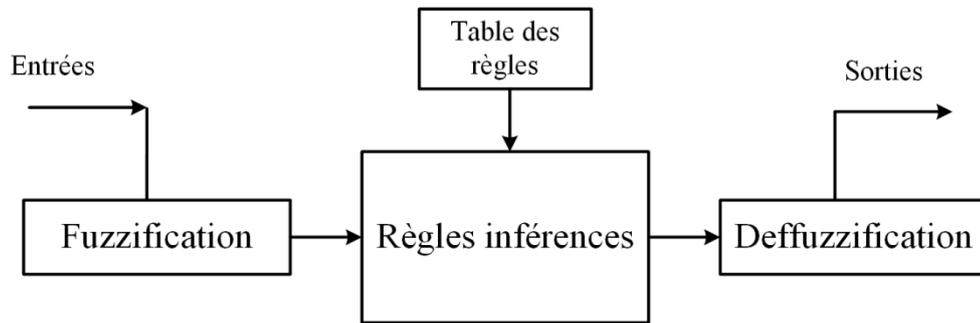
La poursuite du point MPP peut donc être suivie en comparant la conductance instantanée ( $I/V$ ) à l’incrément de conductance ( $\Delta I/\Delta V$ ), comme illustré dans l’organigramme de la figure 2.9.  $V_{ref}$  est la tension de référence pour laquelle le générateur PV est forcé à fonctionner au MPP,  $V_{ref}$  est égal à  $V_{MPP}$  une fois que le MPP est atteint. Le fonctionnement du générateur PV est maintenu à ce point, sauf si un changement de  $\Delta I$  est noté, et qui indique un changement dans des conditions atmosphériques et donc du MPP. Les décrets et les incréments de  $V_{ref}$  sont introduits dans l’algorithme Inc-cond selon les conditions afin de suivre le nouveau MPP.

Le pas de l’incrément détermine la rapidité de suivi du MPP. Le suivi rapide peut être réalisé avec de plus grands pas d’incrémentations et décrets mais le système pourrait ne pas fonctionner exactement au MPP et oscille autour de ce point; donc, il faut trouver un compromis sur la valeur du pas de l’incrément.

### 2.3.5 Algorithme basé sur la logique floue

Au cours des dernières décennies, les contrôleurs de la logique floue (FLC) ont été largement utilisés dans les procédés industriels en raison de leur nature heuristique associée à la simplicité et l’efficacité dans les systèmes linéaires et non linéaires [86], [87]. La logique floue est bien connue comme un système logique qui ne nécessite pas un modèle

mathématique précis. Ce contrôleur offre l'avantage de robustesse et il ne nécessite pas une connaissance exacte du modèle mathématique du système. En particulier, la littérature a prouvé la bonne performance de FLC dans des applications MPPT [88]. Une recherche du MPP sur la base de règles heuristiques floues n'a pas besoin d'informations sur les valeurs paramétriques, s'articule autour d'une recherche adaptative progressive et conduit à une convergence rapide par rapport à la mesure de l'irradiation et de la température. L'objectif principal de la commande est de suivre et d'extraire la puissance maximale du générateur PV dans toutes les conditions climatiques. Le contrôleur dispose de trois blocs fonctionnels, ayant comme dénomination : fuzzification, règles d'inférence et défuzzification comme représenté sur la figure 2.10. En outre, il dispose d'une table de règle responsable du stockage de ces règles. Le processus dans lequel le FLC effectue le calcul est appelé règle d'inférence [89].



**Figure 2. 10** La structure de base de FLC.

Les entrées d'un MPPT basé sur le FLC sont généralement l'erreur  $E$  et le changement d'erreur  $\Delta E$  [74]. Comme  $dP/dV$  tend vers zéro au MPP, les deux entrées peuvent être calculées comme suit:

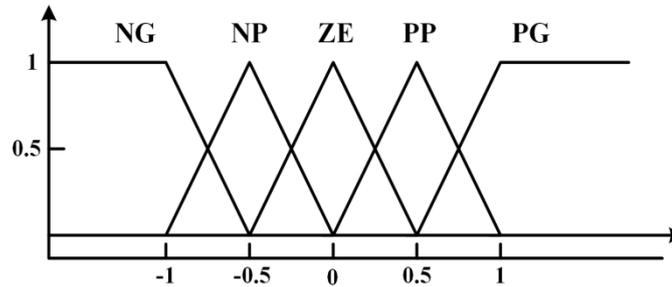
$$E(k) = \frac{P(k) - P(k-1)}{V(k) - V(k-1)} \quad (2.13)$$

$$E(k) = \frac{P(k) - P(k-1)}{I(k) - I(k-1)}$$

$$\Delta E = E(k) - E(k-1)$$

Les variables linguistiques attribuées à  $\Delta D$  pour différentes combinaisons de  $E$  et  $\Delta E$  sont basées sur le convertisseur de puissance utilisé et aussi sur la connaissance de l'utilisateur. Durant la fuzzification, les variables numériques d'entrée sont transformées en variables linguistiques sur la base des fonctions d'appartenance similaires (figure 2.11). Dans ce cas,

cinq variables floues sont utilisées: **NG** (négatif grand), **NP** (négatif petit), **ZE** (zéro), **PP** (positif petit) et **PG** (positif grand).



**Figure 2. 11** Les fonctions d'appartenance pour les entrées et la sortie du contrôleur flou.

Le tableau 2.1 est basé sur un convertisseur élévateur. Si, par exemple, le point de fonctionnement est loin à gauche du MPP (Figure 2.3 (b)), si  $E$  est PG et  $\Delta E$  est ZE, alors le rapport cyclique doit être augmenté largement, d'où  $\Delta D$  devrait être PG pour atteindre le MPP.

**Tableau 2.1** Table de règles floues.

$\Delta E$ $E$	NG	NP	ZE	PP	PG
NG	ZE	ZE	NG	NG	NG
NP	ZE	ZE	NP	NP	NP
ZE	NP	ZE	ZE	ZE	PP
PP	PP	PP	PP	ZE	ZE
PG	PG	PG	PG	ZE	ZE

Dans l'étape de défuzzification, la sortie du régulateur logique flou est convertie à partir d'une variable linguistique en une variable numérique, en utilisant toujours des fonctions d'appartenance (Figure 2.11). Ceci permet d'obtenir un signal analogique qui va contrôler le convertisseur de puissance au MPP.

L'application des contrôleurs de logique floue (FLC) dans les MPPT a donnée des performances notables dans diverses conditions atmosphériques. Toutefois, leur efficacité dépend beaucoup plus de la connaissance de l'utilisateur dans le calcul exact des erreurs et l'invention des règles de base de la table d'inférence.

### 2.3.6 Méthode basée sur les réseaux de neurones artificiels (ANN)

La tendance des ANN à reconnaître et à estimer les paramètres inconnus a inspiré son application dans la poursuite du MPP. Les réseaux de neurones ont généralement trois couches [90], [91]: entrée, cachée et des couches de sortie comme indiqué sur la figure 2.12. Le nombre de nœuds dans chaque couche varie et dépend de l'utilisateur. Les variables d'entrée peuvent être des paramètres du générateur PV tels que la tension du circuit ouvert ou le courant de court circuit ( $V_{CO}$ ,  $I_{CC}$ ), la température et l'irradiation, ou toute combinaison de ceux-ci. La sortie est généralement un signal de référence, qui peut être soit la tension, le courant ou le rapport cyclique utilisé pour piloter le convertisseur de puissance pour fonctionner au MPP au voisinage du MPP.

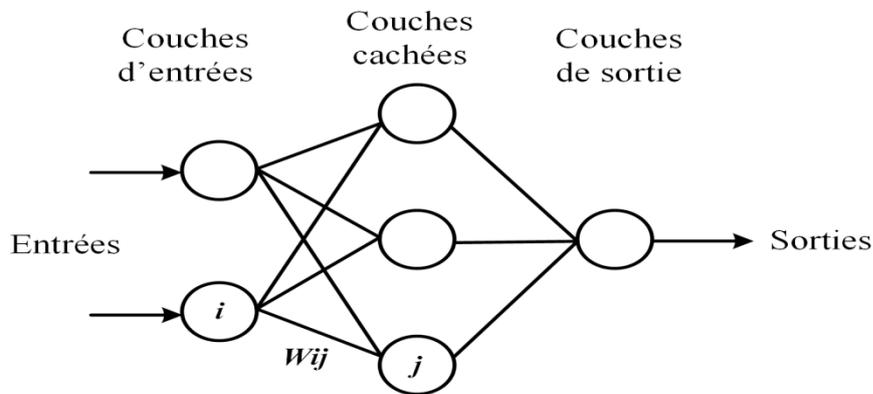


Figure 2. 12 Exemple d'un réseau de neurone.

La distance parcourt le point de fonctionnement pour arriver au MPP, elle dépend des algorithmes utilisés par la couche cachée et la façon par laquelle le réseau neuronal a été formé. Les liens entre les nœuds sont tous pondérés. Le lien entre les nœuds  $i$  et  $j$  est marqué à un poids  $w_{ij}$  dans la figure 2.12. Pour identifier avec précision le MPP, les  $w_{ij}$  doivent être soigneusement déterminés par un processus d'apprentissage, où le générateur PV est testé au cours des mois ou des années et les motifs (pattern) entre l'entrée (ou les entrées) et la sortie (ou les sorties) du réseau de neurones sont enregistrés.

Comme la plupart des panneaux PV ont des caractéristiques différentes, un réseau de neurone doit être spécialement formé pour le panneau PV concerné. Les caractéristiques d'un générateur PV changent aussi avec le temps, ce qui implique que le réseau de neurones doit être reformé périodiquement afin de garantir un MPPT précis.

#### 2.4 L'algorithme floue proposé [92]

Dans le travail présenté, l'algorithme de la logique floue proposé a deux variables d'entrée, appelé  $\Delta P(k)$  et  $\Delta V(k)$  à un temps d'échantillonnage  $k$ , la variable de sortie est  $\Delta D(k)$ , qui est la perturbation du rapport cycle, les variables  $\Delta P(k)$  et  $\Delta V(k)$  étant exprimées comme suit:

$$\begin{aligned}\Delta P(k) &= P(k) - P(k - 1) \\ \Delta V(k) &= V(k) - V(k - 1)\end{aligned}\tag{2.14}$$

où  $P(k)$  et  $V(k)$  sont respectivement la puissance et la tension du générateur PV. Ainsi,  $\Delta P(k)$  et  $\Delta V(k)$  sont nulles au MPP du générateur PV.

Au cours de la fuzzification, les variables d'entrée numérique  $\Delta P(k)$  et  $\Delta V(k)$  sont transformées en variables linguistiques sur la base de fonctions d'appartenance. Dans le développement de notre contrôleur, les fonctions d'appartenance de la figure 2.9 sont exploitées. Ensuite, la sortie  $\Delta D(k)$  est générée comme indiqué sur la table des règles de base inscrites dans le tableau 2.2, qui se compose de 25 règles. Le contrôleur FLC suit le MPP sur la base de la règle de maître " IF X et Y, alors Z" [93]. Les règles de base qui associent les entrées floues à la sortie floue sont extraites en incorporant le principe de base de l'algorithme P&O comme suit:

$$\begin{aligned}\text{IF } \Delta P \text{ est P et } \Delta V \text{ est P alors } \Delta D \text{ est P} \\ \text{IF } \Delta P \text{ est N et } \Delta V \text{ est N alors } \Delta D \text{ est P} \\ \text{IF } \Delta P \text{ est P et } \Delta V \text{ est N alors } \Delta D \text{ est N} \\ \text{IF } \Delta P \text{ est N et } \Delta V \text{ est P alors } \Delta D \text{ est N}\end{aligned}\tag{2.15}$$

Sous l'évolution rapide d'irradiation, la technique FLC détecte la variation élevée de la puissance résultante et recherche le signe de variation de la tension, le contrôleur fournit alors le rapport cyclique optimisé pour piloter le convertisseur dc-dc boost afin de suivre la bonne trajectoire du MPP, contrairement à la méthode classique P&O. Ainsi, un découplage entre l'effet de l'incrément de perturbation et l'incrément de puissance est assuré. De plus, au régime statique l'algorithme réduit les oscillations autour du MPP par la génération d'un pas de perturbation du rapport cyclique minimum. Par conséquent, les inconvénients de l'algorithme P&O sont résolus sans l'insertion d'un capteur de mesure supplémentaire (capteur d'irradiation).

**Tableau 2. 2** Les règles de base de la table proposée

$\Delta P \backslash \Delta V$	NG	NP	ZE	PP	PG
NG	PS	PG	PG	NG	NP
NP	ZE	PP	PP	NP	ZE
ZE	ZE	ZE	ZE	ZE	ZE
PP	ZE	NP	NP	PP	ZE
PG	NP	NG	NG	PG	PP

Etant une méthode d'inférence floue, la méthode de Mamdani est utilisée avec une loi de combinaison des opérations de la logique floue « max-min » pour déterminer la sortie du régulateur floue. Cette méthode est efficace en point de vue informatique et a des meilleures propriétés d'interpolation que d'autres méthodes basées sur d'autres fonctions d'implication. Une fois que les règles ont été évaluées, la dernière étape de l'algorithme du contrôle floue est de calculer sa sortie nette avec le processus de défuzzification.

La méthode la plus connue est la méthode du centre de gravité pour la défuzzification, c'est cette dernière qui est utilisée dans ce contrôleur. Cette méthode calcule le centre de gravité de l'espace flou final et donne un résultat qui est très lié à tous les éléments du même ensemble flou [94]. La valeur nette de la sortie de commande  $\Delta D$  (k) est calculée par l'équation suivante:

$$\Delta D = \frac{\sum_{i=0}^n w_i \Delta D_i}{\sum_{i=0}^n w_i} \quad (2.16)$$

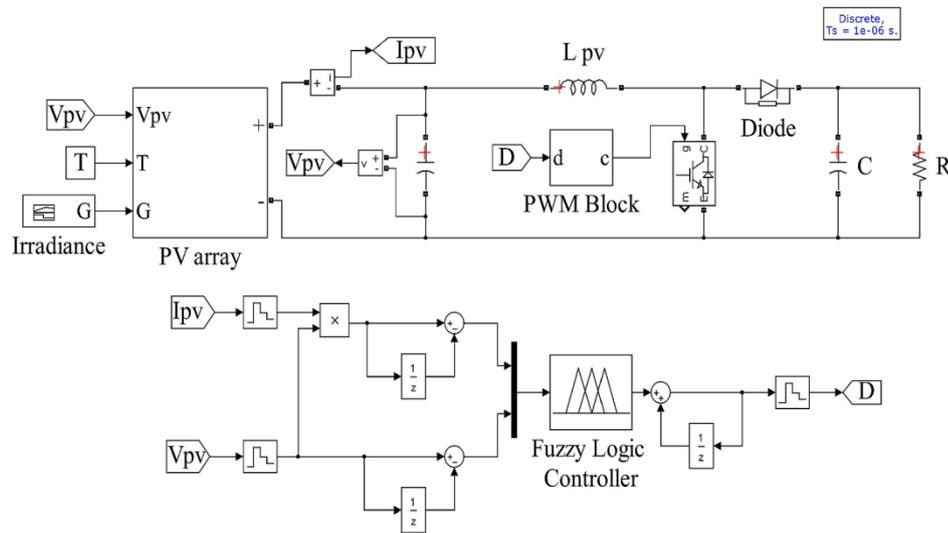
où n est le nombre maximum de règles efficaces,  $w_i$  est le facteur de pondération et  $\Delta D_i$  est la valeur correspondante à la fonction d'appartenance de  $\Delta D$ . Ensuite, le rapport cyclique final est obtenu en ajoutant cette perturbation à la valeur précédente du rapport cyclique de fonctionnement comme suit:

$$D(k + 1) = D(k) + \Delta D(k) \quad (2.17)$$

#### **2.4.1 Résultats de simulation**

L'ensemble du système est modélisé et mis en œuvre dans le logiciel Matlab/Simulink™ (Figure 2.13) afin de vérifier et de comparer l'efficacité de l'algorithme FLC proposé par rapport à l'algorithme classique P&O. Le système PV est constitué d'un générateur PV, un convertisseur élévateur dc-dc boost, une charge résistive et le bloc de contrôle MPPT. Le module PV de Kyocera KC85T a été choisi et sera utilisé ultérieurement dans la mise en œuvre matérielle et ses paramètres sont présentés dans le tableau 2.3. La tension d'entrée du convertisseur dc-dc boost est réglée sur 52,2 V, la valeur de l'inductance est équivalente à 15

mH, le condensateur d'entrée à  $20 \mu F$ , le condensateur de sortie à  $200 \mu F$  et la charge résistive de sortie à  $60 \Omega$ .



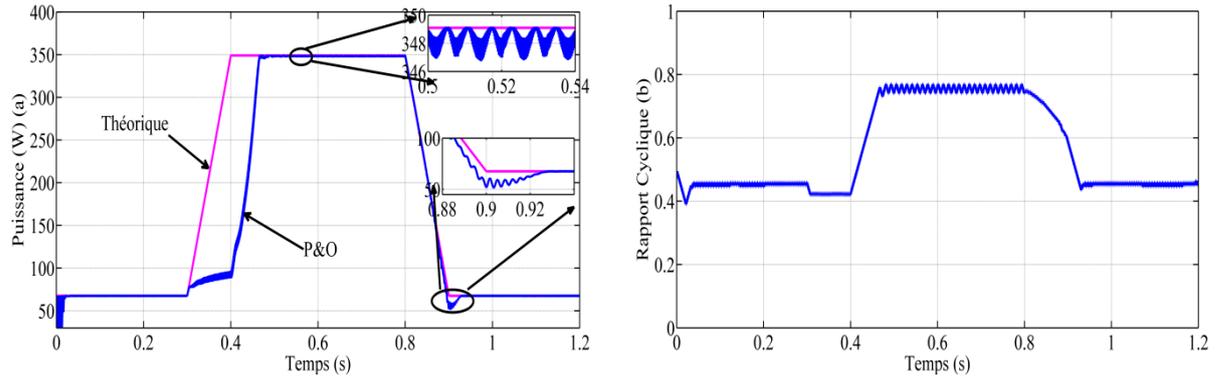
**Figure 2.13** Schéma sous Simulink du système global implémenté.

Tous les algorithmes de contrôle étudiés ont été mis en œuvre en temps réel avec une période d'échantillonnage de 50 ms.

**Tableau 2.3** Paramètres du panneau solaire PV Kyocera KC85 W

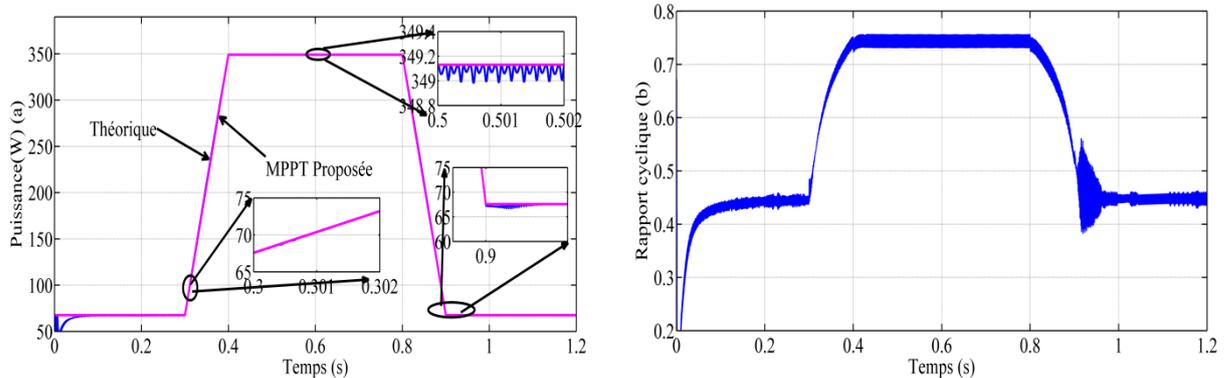
Paramètres	Valeurs numériques
Puissance maximale $P_{max}$	87W
Tension à la puissance maximale $V_{mpp}$	17.4V
Courant à la puissance maximale $I_{mpp}$	5.02A
Tension du circuit ouvert $V_{CO}$	21.7V
Courant de court circuit $I_{cc}$	5.34A
Coefficient de température de $V_{CO}$	$-8.2110^{-2} V/^{\circ}C$
Coefficient de température de $I_{cc}$	$2.1210^{-3} A/^{\circ}C$

L'algorithme P&O a été implémenté sous Matlab/Simulink<sup>TM</sup> avec une période d'échantillonnage  $T_{MPP} = 0.001s$  et un pas de perturbation fixe du rapport cyclique  $\Delta D = 0,005$ . Afin de vérifier l'effet d'une variation rapide de l'irradiation, un profil d'irradiation trapézoïdal est appliqué. Le temps de croissance ou de décroissance de l'irradiation est établi à 0.1s, le changement d'irradiation varie entre 200 et  $1000 W/m^2$ , la température ambiante est considérée constante ( $25^{\circ}C$ ) dans tous les tests de simulation.



**Figure 2.14** Puissance à la sortie des panneaux PV et le rapport cyclique obtenu avec la méthode P&O classique du MPPT pour un profil d'irradiation trapézoïdal.

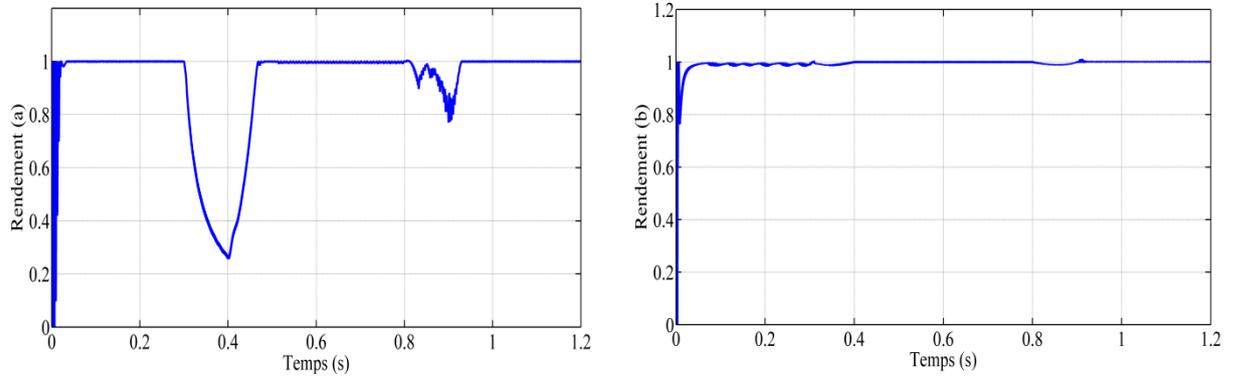
La figure 2.14 présente les résultats de simulation de la méthode P&O classique, les résultats obtenus démontrent que la méthode P&O propose une faible performance dans sa réponse dynamique. Lors d'une augmentation constante de l'irradiation sous la forme d'une pente positive, la méthode P&O ne parvient pas à suivre la vraie trajectoire du MPP provoquant ainsi des pertes de puissance jusqu'à l'obtention du MPP pendant 0.2 s. Sous une variation décroissante de l'irradiation sous forme d'une rampe le même problème de suivi est constaté, même si le phénomène est moins flagrant. De plus, dans le régime statique la puissance du PV oscille en permanence autour de MPP en raison de la taille du pas de perturbation (Figure 2.14 (b)).



**Figure 2.15** Puissance à la sortie des panneaux PV et le rapport cyclique obtenu avec la méthode proposée pour un profil d'irradiation trapézoïdal.

Comme il est indiqué sur la figure 2.15 (a), l'algorithme FLC élaboré révèle des performances remarquables dans toutes les conditions d'irradiation. La méthode proposée suit parfaitement la trajectoire du MPP comme représenté dans les parties agrandies où le suivi du chemin du MPP est parfait et la minimisation de l'oscillation de puissance au régime statique est effective. La figure 2.14 (b) fournit l'évolution du rapport cyclique de l'algorithme proposé, à

partir de l'instant 0.3 s, cet algorithme génère un pas de perturbation adaptatif sous l'effet des changements rapides de l'irradiation afin de converger vers le MPP exact, ce qui contraste avec l'algorithme P&O (Figure 2.13 (b)).



**Figure 2.16** Allures du rendement pour les deux méthodes :(a) P&O classique (b) l'algorithme flou proposé.

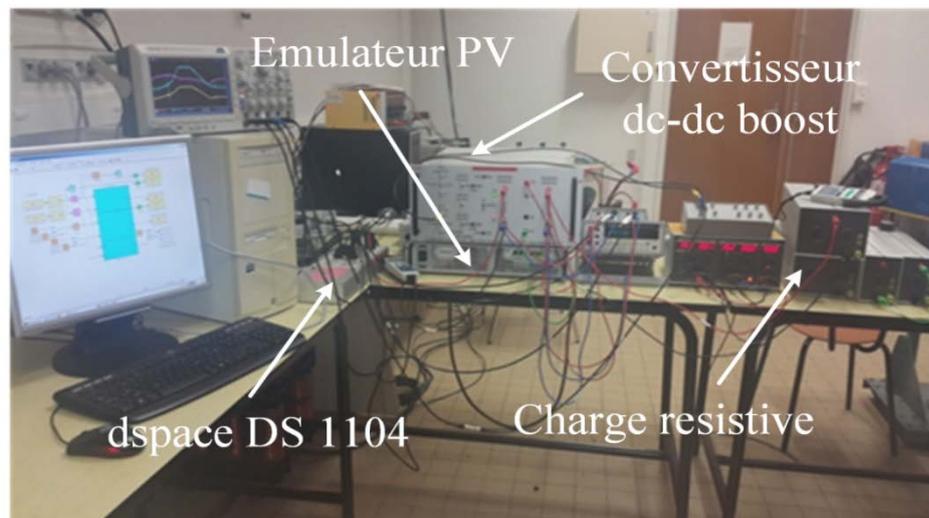
La figure 2.16 (a, b) retrace les allures des rendements des MPPT étudiés. L'algorithme P&O classique a un rendement instantané mauvais. Ainsi, lors de la perte de la direction de suivi du MPP, le rendement de l'algorithme P&O chute à 25% et 80% aux moments de la croissance de l'irradiation (0,4 s) et de la décroissance (0,9 s) respectivement. En régime statique, le rendement de l'algorithme égale 99,28%. Cependant, pour l'algorithme FLC proposé, l'oscillation de puissance en régime statique est extrêmement faible, par conséquent sa valeur du rendement est plus élevée (99,91%). Par ailleurs, contrairement à l'algorithme P&O classique, lors du changement d'irradiation rapide, la technique FLC proposée est capable de suivre le MPP de la puissance parfaitement comme le prouve son efficacité dynamique élevée (Figure 2.16 (b)). Ainsi, la perte de puissance est minimisée dans toutes les conditions étudiées. Afin d'illustrer l'efficacité de l'algorithme FLC proposé, le tableau 2.4 met en évidence tous les résultats décrits dans les figures 2.14, 2.15, 2.16.

**Tableau 2.4** Etude comparative entre l'algorithme proposé et l'algorithme P&O

Algorithme	Rendement			Oscillation de puissance (W) 1000W/m <sup>2</sup>	Dépassement (W) 1000→200 W/m <sup>2</sup>
	200→1000 W/m <sup>2</sup>	1000 W/m <sup>2</sup>	1000→200 W/m <sup>2</sup>		
P&O	25%	99.28%	80%	3.13 W	5.55 W
FLC	98.9 %	99.91 %	98.9 %	0.15 W	0.9 W

### 2.4.2 Description du banc d'essai expérimental

Un prototype de laboratoire a été développé afin de tester et valider les performances du système PV avec l'algorithme MPPT proposé. Le banc d'essai du laboratoire représenté sur la figure 2.17 est constitué par un convertisseur élévateur boost dc-dc alimenté par une source de tension continue programmable pour émuler le générateur photovoltaïque et une charge résistive linéaire ; un système dSPACE DS1104 est utilisé pour implémenter les algorithmes MPPT étudiés en temps réel.



**Figure 2.17** Prototype expérimental du laboratoire.

L'alimentation électrique continue programmable TDK-Lambda GEN 300-11 est contrôlée pour agir comme un émulateur PV via une carte dSPACE DS1104 sous l'environnement Matlab/Simulink<sup>TM</sup> comme il est indiqué sur la figure 2.19 [95]. La loi de contrôle consiste à capter la tension et le courant de sortie de l'alimentation programmable. A travers un modèle de référence du générateur PV, le courant de référence sera obtenu. La régulation du courant de référence par rapport au courant mesuré génère une tension de contrôle  $V_{com}$  pour piloter le circuit analogique de l'alimentation programmable à travers un régulateur PI, le courant de l'alimentation sera limité par le courant de contrôle  $I_{lim}$ . Le générateur PV émulé se compose de trois panneaux KC85T connectés en série pour générer une puissance crête de 261W.

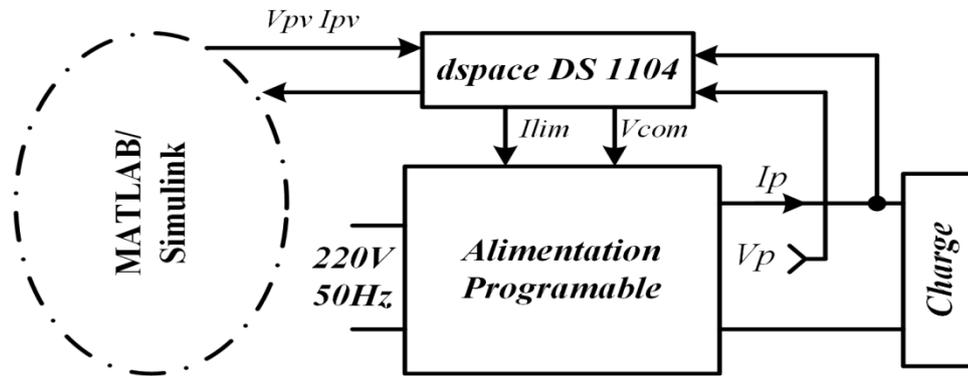


Figure 2. 18 Synoptique de contrôle de l'émulateur du générateur PV.

### 2.4.3 Résultats expérimentaux

Un profil d'irradiation trapézoïdal est déroulé durant 100s afin d'évaluer et de vérifier l'efficacité et la robustesse de l'algorithme MPPT proposé. Le gradient du changement d'irradiation du profil égale  $35 \text{ W/m}^2/\text{s}$ . Les temps d'échantillonnage des algorithmes MPPTs sont 0.05 s et 0.2 s pour la méthode proposée et P&O respectivement, et l'émulateur PV est mis en œuvre avec un temps d'échantillonnage de 500  $\mu\text{s}$ .

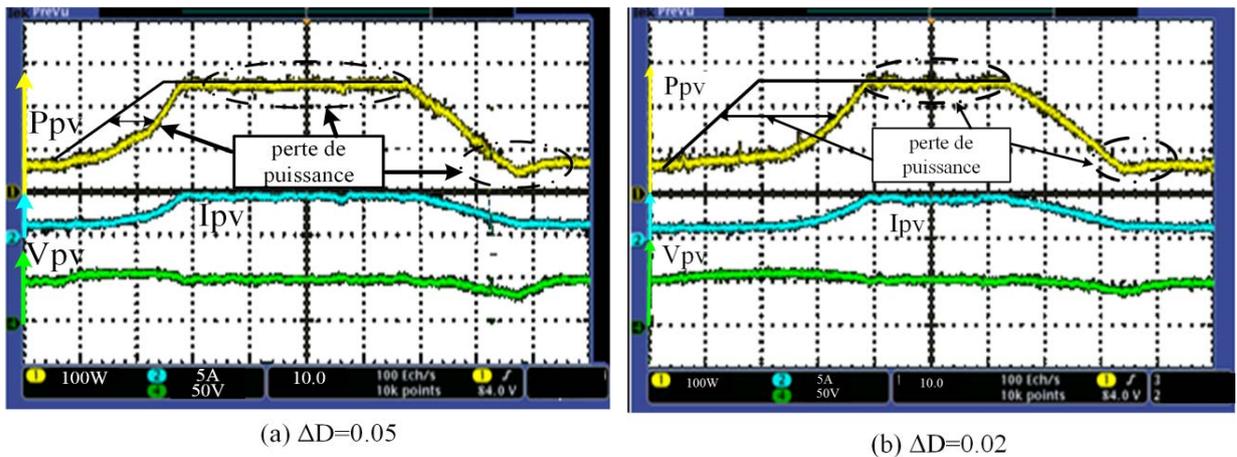
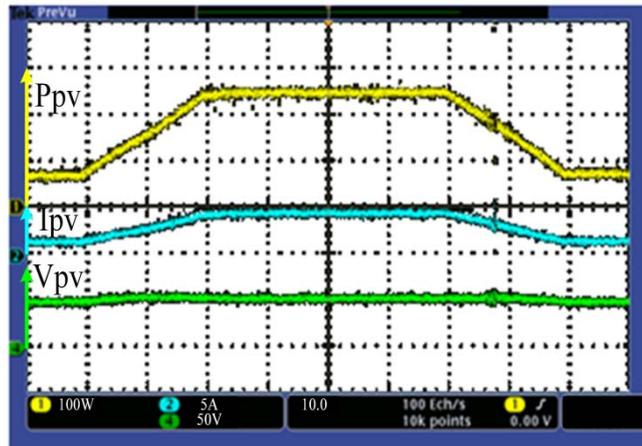


Figure 2. 19 Evolution expérimentale de la puissance, du courant et de la tension du générateur PV en utilisant l'algorithme de base P&O classique.

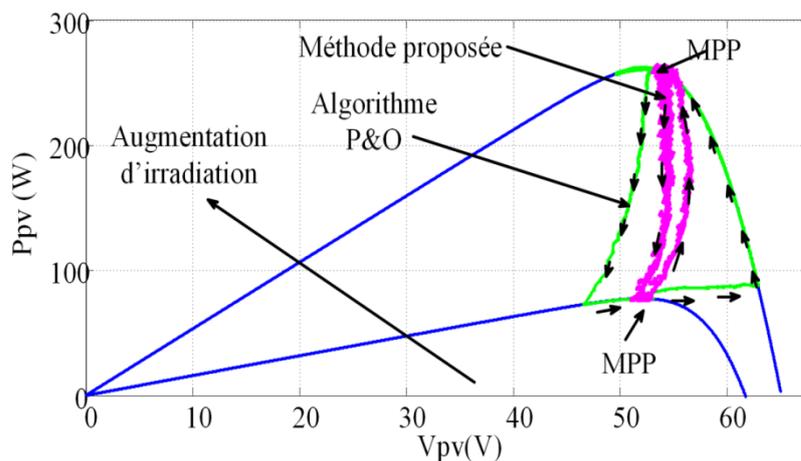
La figure 2.19 présente l'évolution expérimentale de la puissance PV, du courant et de la tension du générateur PV obtenus pour un pas de perturbation fixe de l'algorithme P&O. Les courbes confirment l'anomalie de poursuite du MPP par l'algorithme P&O dans les changements d'irradiation rapides et sur chaque transition. De plus, des oscillations apparaissent sur l'allure de la tension du générateur PV causées par le principe du suivi autour du MPP. Les pertes de puissance augmentent dans le régime dynamique lorsque le pas de

perturbation est diminué, il en est de même autour du MPP au régime statique comme le montre la figure 2.19 (b).



**Figure 2. 20** Evolution expérimentale de la puissance PV, du courant et de la tension du générateur PV en utilisant l'algorithme FLC proposé.

Sur la figure 2.20, l'algorithme FLC proposé présente une grande précision sur le suivi du MPP dans les conditions de tests statique et dynamique, avec le même profil d'irradiation trapézoïdal. La courbe de la puissance du générateur PV suit le chemin correct du MPP lors de la variation d'irradiation rapide, les pertes de puissance dans le régime statique sont minimisées. La courbe de la tension du PV est plus stable (annulation des oscillations dues à la poursuite autour du MPP). La méthode proposée fournit un rendement élevé et un suivi parfait du MPP à la différence de la méthode classique P&O.



**Figure 2. 21** Caractéristiques P-V expérimentales du générateur PV sous Control Desk des deux algorithmes étudiés.

La figure 2.21 illustre les caractéristiques P-V expérimentales de l'algorithme proposé et de l'algorithme classique P&O extraites du Control Desk du système dSPACE DS1104. La fausse direction sur la recherche du MPP de la méthode classique est prouvée comme il est

mentionné dans la section théorique (2.3.3). La méthode développée force la trajectoire du point de fonctionnement sur le lieu exact de la MPP et présente une performance remarquable en réduisant les pertes de poursuite et sous forme d'oscillations au régime statique.

## **2.5 Conclusion**

Ce chapitre dresse un état de l'art approfondi sur les algorithmes MPPT développés de façon usuelle et avec une attention particulière dans le contexte de la variation rapide d'irradiation. L'algorithme P&O est détaillé et ses avantages sur la poursuite du MPP dans toute la plage de variation d'ensoleillement sont relatés, à côté de sa défaillance dans le suivi du MPP lors de variations brusques d'irradiation. Pour pallier cet inconvénient, un nouvel algorithme inspiré de la méthode P&O et les techniques d'intelligence artificielle (la logique floue) est élaboré, il tire profit des avantages de chacune d'elles. Ce travail propose un algorithme MPPT floue pour résoudre le problème de suivi du MPP lors de variations d'irradiation rapides en incorporant le principe de fonctionnement élémentaire de l'algorithme P&O classique pour extraire les règles d'inférence de base du contrôleur floue. Cette méthode permet de différencier les variations dues au changement brusque d'irradiation et ceux engendrées par la perturbation intrinsèque du point de fonctionnement.

L'algorithme développé est évalué et vérifié à partir de simulations sous l'environnement Matlab/Simulink<sup>TM</sup>. La robustesse de la méthode proposée a été confirmée et sa capacité de suivi a été prouvée sous un profil d'irradiation trapézoïdal. Les algorithmes étudiés sont implémentés en temps réel puis testés et validés sur un prototype expérimental. Les résultats obtenus démontrent l'efficacité de la méthode proposée et sa capacité d'identifier la vraie trajectoire du MPP.

## Chapitre 3

---

# *Modélisation et Commande d'un Système Solaire Photovoltaïque Connecté au Réseau Électrique*

---

### **Sommaire :**

Introduction.....	52
3.1 Production décentralisée issue d'un système solaire photovoltaïque .....	53
3.1.1 La tension du bus continu et le fonctionnement du contrôle de puissance.....	54
3.1.2 Algorithme de poursuite du point de puissance maximale (MPPT).....	55
3.2 Stratégies de contrôle d'un système photovoltaïque connecté au réseau.....	56
3.2.1 État de l'art des techniques du Contrôle Direct de Puissance (DPC).....	56
3.2.2 Le principe de base du Contrôle Direct de Puissance (DPC) .....	57
3.2.2.1 Calcul des puissances instantanées.....	58
3.2.2.2 Sélection du secteur et contrôleurs à hystérésis.....	59
3.2.2.3 Table de commutation.....	60
3.2.3 Boucle à Verrouillage de Phase (P.L.L.).....	60
3.2.3.1 Structure de la PLL.....	62
3.2.4 Régulation du bus continu.....	63
3.2.5 Résultats de simulation.....	63
3.2.6 Description du banc d'essai expérimental.....	69
3.2.7 Résultats expérimentaux.....	71
3.2.7.1 Comportement avant compensation .....	71
3.2.7.2 Mode Filtrage Actif Parallèle (FAP) seul.....	73
3.2.7.3 Mode FAP interfacé avec un générateur photovoltaïque.....	74
3.2.7.4 L'évolution du système sans charge non linéaire.....	75
3.3 Le contrôle direct de puissance avec la nouvelle table de commutation.....	77
3.3.1 Résultats de simulation.....	82
3.3.2 Résultats expérimentaux.....	83
3.3.2.1 Mode Filtrage Actif Parallèle (FAP) seul.....	83
3.3.2.2 Mode FAP interfacé avec un générateur photovoltaïque.....	84
3.3.2.3 L'évolution du système sans charge non linéaire.....	85
3.3.2.4 Etude comparative entre les deux tables.....	87
3.3.2.5 Régime transitoire : variation de l'irradiation.....	88

3.3.2.6 Régime transitoire : variation de la charge.....	89
3.4 Principe de compensation par un contrôle indirect de courant.....	90
3.4.1 Le contrôle par hystérésis.....	91
3.4.2 Résultats de simulation.....	92
3.4.3 Résultats expérimentaux.....	89
3.4.3.1 Mode Filtrage Actif Parallèle (FAP) seul.....	94
3.4.3.2 Mode FAP interfacé avec un générateur photovoltaïque.....	95
3.4.3.3 L'évolution du système sans charge non linéaire.....	96
3.5 Conclusion.....	97

## **Introduction**

L'énergie solaire captée à l'aide de panneaux photovoltaïques représente une alternative énergétique viable pour la production d'électricité, puisque cette dernière est une source renouvelable, à la fois propre, illimitée et avec un niveau de risque très réduit. Son potentiel est très important à l'échelle du besoin de l'activité humaine, il est aussi très largement réparti sur l'ensemble du globe ce qui lui confère un intérêt partagé par tous. Avec la diminution du prix des modules photovoltaïques (PV) et l'augmentation du prix des énergies fossiles, l'exploitation de cette ressource, à fort potentiel de développement, avec des systèmes de génération PV devient viable et rentable [96].

La croissance rapide d'utilisation des charges non linéaires et leur généralisation dans les réseaux électriques tend à dégrader la qualité de l'énergie électrique par l'injection de courants harmoniques sur ce dernier [97], [98]. La conséquence directe est la détérioration de l'onde de tension et donc le niveau de qualité de l'énergie fournie aux consommateurs. Il en est de même dans le cas des réseaux contraints qui subissent des déséquilibres. Des conséquences directes apparaissent alors, telles que des pertes supplémentaires ou des dysfonctionnements aussi bien au niveau du réseau électrique que chez les consommateurs. Pour pallier ces problèmes de pollutions harmoniques, le filtrage actif de puissance s'avère être une solution adéquate et performante [99]. Elle est envisageable à différents niveaux: à un nœud de distribution, au point de raccordement d'une installation industrielle ou domestique, à l'entrée d'un système polluant, .... Dans le contexte proposé de la production décentralisée, où les niveaux de puissances produites varient dans de grandes proportions, il est envisageable d'agir en ces différents points de connexions par un traitement local [54]. Cette production décentralisée permet d'ajouter des services, en participant à l'amélioration de la qualité de l'énergie, tout en injectant de la puissance issue des énergies renouvelables. Ainsi, ce traitement local peut éviter la propagation de la pollution harmonique sur de grandes distances. Il est à noter que dans cette proposition, aucun matériel d'électronique de puissance supplémentaire n'est requis, au plus un complément d'instrumentation (capteurs courants réseau dans le cas exposé). Toutefois, un surdimensionnement de l'ordre du tiers de la puissance de la charge polluante installée peut être prévu dans le cas d'un micro réseau pour garantir un niveau de compensation conséquent ou pas dans le cas d'une connexion directe au réseau, la compensation résultante sera donc partielle en fonction du niveau de puissance admissible par l'onduleur de la chaîne PV. L'ajout de fonctionnalités s'opère au niveau des

algorithmes de commande de l'onduleur de tension. Ainsi, la commande englobe les algorithmes de compensation des perturbations réseaux et l'extraction de la puissance maximale (Maximum Power Point Tracking MPPT) dans le cas d'une approche globale [61]. Cette approche constitue un moyen efficace d'amélioration de la qualité d'énergie sur les réseaux électriques à partir de productions décentralisées et gommer en partie le frein financier de l'installation d'un filtre actif dédié. Ce chapitre propose donc d'examiner les caractéristiques d'une association entre un système photovoltaïque (PV) qui a pour but d'injecter la puissance active sur le réseau électrique et d'un filtre actif parallèle qui a pour fonction l'élimination des perturbations présentes au niveau de ce réseau. Ces perturbations proviennent des charges non linéaires connectées absorbant des courants non sinusoïdaux, de la présence d'énergie réactive ou des déséquilibres introduits par des réseaux contraints [100], [52]. L'étude débute par la modélisation d'un système renouvelable connecté au réseau à travers un onduleur de tension triphasé. Ensuite, la description des configurations étudiées d'un seul et double étage de conversion est abordée. Le chapitre se termine par le développement des algorithmes de contrôle multifonctionnels, il décrit d'abord le contrôle direct de puissance avec une table de commutation classique et nouvelle et ensuite le contrôle par hystérésis dont l'extraction des courants de référence est réalisée à l'aide d'une méthode indirecte.

### **3.1 Production décentralisée issue d'un système solaire photovoltaïque**

Les onduleurs de tension multifonctionnels sont les composants clés des systèmes de production décentralisée interfacés avec les sources renouvelable ou non renouvelable, tels que les systèmes photovoltaïques (PV), éoliens, micro-turbines, micro-réseaux et les dispositifs de stockage d'énergie. Il est intéressant de noter que le rendement élevé et le faible coût de ces onduleurs sont deux critères importants pour ces systèmes de productions. Ils peuvent être classés dans deux configurations : un seul et double étage de conversion (figure 3.1). Toutefois, ces systèmes de production sont constitués le plus souvent avec une structure à double étage : un convertisseur dc-dc en cascade avec un convertisseur dc-ac [101]. L'étage dc-dc est habituellement utilisé pour implémenter les MPPT dans les applications PV et éoliennes et pour un contrôle bidirectionnel du flux d'énergie dans le cas d'une application avec stockage d'énergie. L'étage dc-ac est destiné à contrôler la puissance et le courant injectés (ou absorbés) au réseau électrique. Cette configuration à un seul étage a juste un seul convertisseur dc-ac qui doit remplir parfaitement toutes les fonctionnalités du double étage.

Cependant, la configuration à un seul étage réduit le nombre de composants électroniques, a un encombrement réduit, une plus grande efficacité, un faible coût, ainsi qu'une fiabilité plus élevée par rapport à double étage. Par contre, la configuration double étage est plus aisée à commander puisque les différentes fonctions de contrôle sont séparées sur deux étages indépendants. Par ailleurs, la tension continue fluctuante du générateur photovoltaïque peut être adaptée de manière flexible par l'étage dc-dc pour respecter les exigences de l'étage dc-ac, ce qui constitue un autre avantage pour le double étage. Simple et double étage présentent des avantages et des inconvénients un par rapport à l'autre, il est donc difficile de manière générale de définir qui est le mieux approprié dans une configuration donnée. Dans la suite de ce chapitre c'est la configuration simple étage qui est examinée puis dans le chapitre suivant, la configuration double étage sera évalué avec différents algorithmes de contrôles qui sont abordés [61].

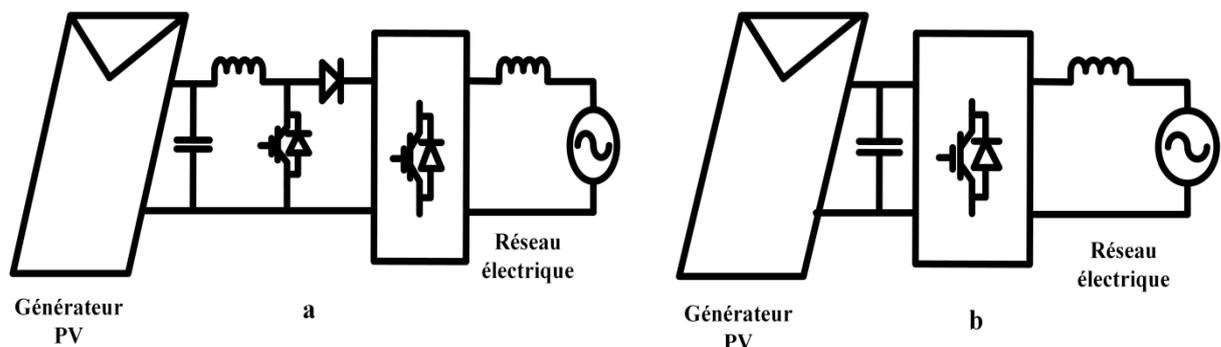
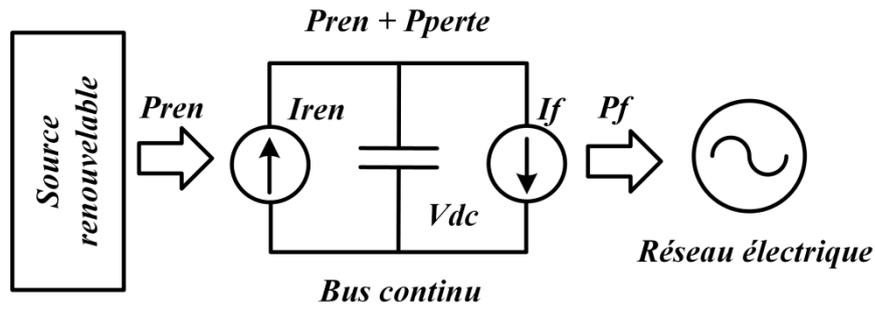


Figure 3. 1 Synoptiques des configurations simple et double étage de conversion.

### 3.1.1 La tension du bus continu et le fonctionnement du control de puissance

En raison de la nature intermittente des sources d'énergie renouvelables, la puissance générée est aussi de nature intermittente. Le bus continu du convertisseur dc-ac joue un rôle très important dans le transfert de cette puissance variable de la source renouvelable vers le réseau. Elle est représentée par une source de courant connectée au bus continu d'un onduleur interconnecté au réseau. La figure 3.2 montre la représentation systématique du transfert d'énergie issue des sources d'énergie renouvelables au réseau via le bus continu. Le courant injecté par l'énergie renouvelable dans le bus continu et au niveau de la tension  $V_{dc}$  peut être exprimé comme suit [2], [102] :



**Figure. 3. 2** Le diagramme équivalent d'un système renouvelable connecté au réseau.

$$I_{ren} = \frac{P_{ren}}{V_{dc}} \quad (3.1)$$

Où  $P_{ren}$  est la puissance générée par le générateur basée sur une source renouvelable.

Le courant de l'onduleur après le bus continu est représenté comme :

$$I_f = \frac{P_f}{V_{dc}} = \frac{P_{ren} + P_{perte}}{V_{dc}} \quad (3.2)$$

Où  $P_f$  et  $P_{perte}$  sont : la puissance totale disponible dans l'onduleur et les pertes dans l'onduleur, respectivement. Si les pertes de l'onduleur sont négligeables alors :

$$P_{ren} = P_f$$

### 3.1.2 Algorithme de poursuite du point de puissance maximale (MPPT P&O)

Les travaux de nombreux auteurs se sont concentrés sur la l'algorithme P&O et Hill Climbing [103]. La méthode P&O est basée sur la perturbation de la tension de fonctionnement du générateur PV et la méthode Hill Climbing sur la perturbation du rapport cyclique du convertisseur dc-dc. Dans le cas d'un seul étage, la commande P&O génère la tension de référence du convertisseur dc-ac et pour le cas du double étage, la méthode Hill Climbing est préférable afin d'établir le rapport cyclique optimal du convertisseur dc-dc (la description de l'algorithme a été présentée dans le chapitre 2).

La figure 3.3 décrit le principe de fonctionnement général de l'algorithme P&O. Si le générateur PV fonctionne à un moment donné bien loin du point de puissance maximal (MPP), la tension de fonctionnement du générateur PV est perturbée par une petite perturbation  $\Delta V$  et ensuite le changement de la puissance ( $\Delta P$ ) est mesuré. Si  $\Delta P > 0$ , et  $\Delta V > 0$  le point de fonctionnement converge au point MPP, donc la prochaine perturbation

doit être positive. Au contraire si  $\Delta P > 0$  et  $\Delta V < 0$ , la prochaine perturbation doit être négative. Sinon, si  $\Delta P < 0$ , et  $\Delta V < 0$ , le MPP tend à converger donc la perturbation doit être incrémentée de manière positive, à l'opposé si  $\Delta P < 0$  et  $\Delta V > 0$ , l'algorithme s'éloigne du MPP donc l'incrémentaion sera négative. Lorsque le MPP est atteint, l'algorithme continue à osciller autour de ce point avec un pas de perturbation fixe.

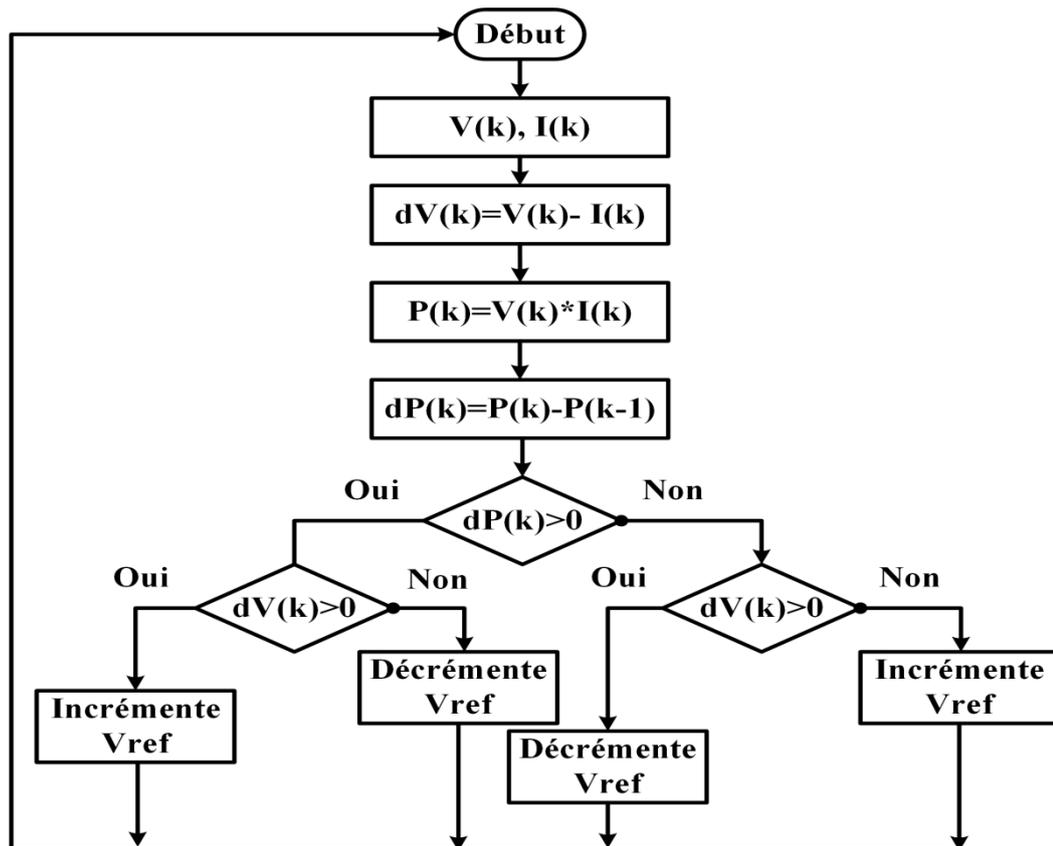


Figure 3. 3 Algorithme de la méthode P&O.

### 3.2 Stratégie de contrôle d'un système photovoltaïque connecté au réseau

Plusieurs stratégies de contrôles ont été abordées dans cette thèse pour assurer la multifonctionnalité du système, parmi lesquelles, le contrôle direct de puissance (DPC) avec une table de commutation classique et spécifique, puis le contrôle par hystérésis avec la méthode d'extraction des courants de référence indirecte. L'étude débute avec le contrôle DPC sur la section suivante [104].

#### 3.2.1 Etat de l'art des techniques du contrôle direct de puissance

Le principe du contrôle direct a été proposé par les auteurs de la référence [105] et adapté plus tard dans différentes applications. L'objectif était d'introduire une table de commutation afin

d'éliminer le bloc de modulation et les boucles internes dont les entrées sont les erreurs entre les valeurs de référence et les mesures [106]. Le contrôle des machines électriques est parmi les premières applications développées sur le control direct sous le nom du contrôle direct de couple (Direct Torque Control DTC), où le contrôle du couple électromagnétique et du flux statorique de la machine s'opèrent sans le bloc de modulation. Le principe de base du contrôle direct de puissance (DPC) a été proposé par Noguchi [107] pour la première fois dédié au contrôle du redresseur à *MLI* triphasé sans capteurs de tension du réseau. L'idée est semblable au contrôle direct du couple (DTC). Les puissances active et réactive instantanées remplacent le couple électromagnétique et l'amplitude du flux dans la DTC. Cette stratégie de contrôle non-linéaire est définie comme une technique de contrôle directe, car elle choisit le vecteur de tension appropriée du convertisseur sans aucune technique de modulation [106]. Le concept de base consiste à sélectionner les états de commutation appropriés à partir d'une table de commutation sur la base des erreurs présentent sur les puissances active et réactive, qui sont limitées par une bande d'hystérésis, et la position angulaire du vecteur de tension du réseau comme l'illustre la figure 3.5.

### 3.2.1.1 Le principe de base du contrôle direct de puissance

Le contrôle direct de puissance (DPC) est devenu une stratégie pertinente pour contrôler les convertisseurs connectés au réseau électrique. Cette stratégie de contrôle non linéaire est définie comme une technique de contrôle direct, car elle choisit le vecteur de tension le mieux approprié du convertisseur sans aucune technique de modulation [108], [109]. La structure de contrôle de base de la DPC est décrite par le synoptique de la figure 3.4. Les deux boucles de régulation en cascade correspondent à : une boucle de régulation interne des puissances active et réactive et une boucle de contrôle externe qui établit la tension du bus continu à sa valeur de référence. La boucle interne évalue directement les performances de suivi des puissances active et réactive, les obligeant à suivre les valeurs de références. Cette section développe la stratégie de contrôle DPC dans le cas d'un Filtre Actif Parallèle (FAP) triphasé à deux niveaux.

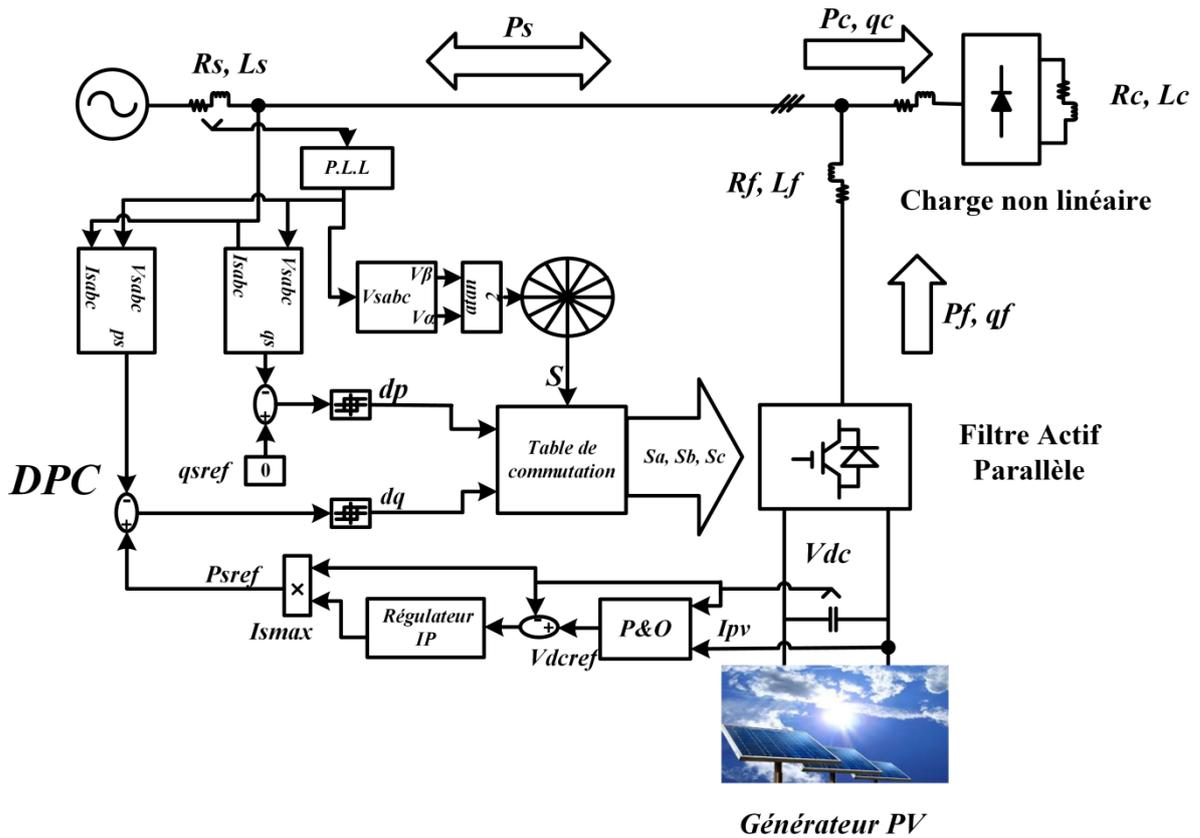


Figure 3. 4 Schéma synoptique du contrôle DPC sur l'architecture proposée.

### 3.2.1.2 Calcul des puissances instantanées

Pour étudier la stratégie du contrôle direct de puissance de l'onduleur de tension triphasé, la théorie de la puissance instantanée est utilisée pour calculer les valeurs instantanées des puissances active et réactive. Les valeurs instantanées des tensions et courants triphasés de source sont notées :  $v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}$  et  $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$  respectivement.

Dans le système triphasé, les tensions et les courants de phase instantanées peuvent composer le vecteur de tension instantanée  $v$  et de courant  $i$  dans le système des coordonnées stationnaires cartésiennes abc triphasées.

$$\begin{aligned} v_s &= [v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^T \\ i_s &= [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T \end{aligned} \quad (3.3)$$

La puissance active instantanée est le produit scalaire tandis que la puissance réactive instantanée est le produit vectoriel. Donc, ces puissances s'écrivent :

$$\begin{aligned} P_s &= v \cdot i = v_{sa} i_{sa} + v_{sb} i_{sb} + v_{sc} i_{sc} \\ q_s &= v \times i = \frac{1}{\sqrt{3}} ((v_{sa} - v_{sb}) i_{sc} + (v_{sb} - v_{sc}) i_{sa} + (v_{sc} - v_{sa}) i_{sb}) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Où  $P_s$  et  $q_s$  sont les puissances active et réactive instantanées.

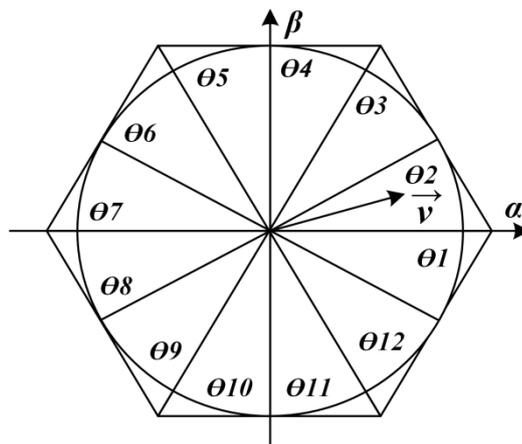
### 3.2.1.3 Sélection du secteur et contrôleurs par hystérésis

L'un des principaux facteurs de conception de la technique DPC est la division du plan d'espace vectoriel de la tension réseau sur différents secteurs. En effet, il y a plusieurs possibilités de division du plan de l'espace, mais le choix de six et douze secteurs est le plus couramment utilisé. Dans cette thèse, une division basée sur douze secteurs de  $30^\circ$  a été retenue afin d'avoir une meilleure précision et éviter les problèmes rencontrés aux frontières de chaque vecteur de contrôle (figure 3.5).

Afin de trouver la position du vecteur de tension de source  $v_s$ , les vecteurs  $v_\alpha$  et  $v_\beta$  dans le repère  $\alpha/\beta$  sont utilisés et estimés comme suit :

$$\theta = \arctan \frac{v_{s\alpha}}{v_{s\beta}} \quad (3.5)$$

Où  $\theta$  est l'angle entre le vecteur  $v_s$  et l'axe  $\alpha$ .



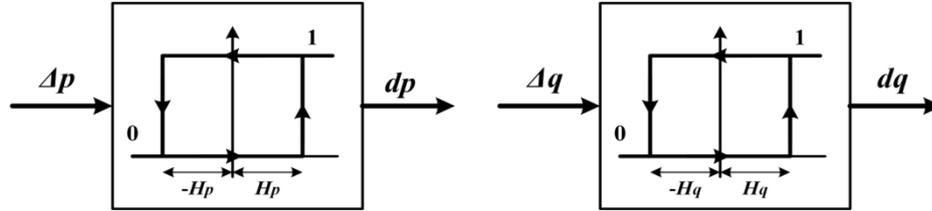
**Figure 3. 5** Choix du secteur de la tension réseau.

$\theta_n$  est déterminée par l'équation suivante:

$$(n - 1) \frac{\pi}{6} \leq \theta_n \leq n \frac{\pi}{6}, n = 1, 2, \dots, 12 \quad (3.6)$$

D'autre part, le type du contrôleur d'hystérésis a également un effet important sur les performances de contrôle, comme la fréquence de commutation, le spectre du courant et les pertes de puissance résultantes. La structure de base de la DPC exploite habituellement des comparateurs à hystérésis à deux niveaux, mais un travail intéressant a été réalisé qui propose différentes combinaisons de contrôleurs d'hystérésis à deux et trois niveaux dans les références suivantes [110] et [111].

En général, ils établissent une large bande  $H$  pour les puissances active et réactive de références de telle sorte que l'erreur en régime permanent soit limitée. La figure 3.6 présente les comparateurs par hystérésis à deux niveaux utilisés dans cette thèse. Les lois des contrôleurs sont décrites dans les équations (3.7) et (3.8).



**Figure 3. 6** Contrôleur par hystérésis à deux niveaux.

Les entrées des deux comparateurs à hystérésis sont la différence de la valeur de référence de puissance active et la valeur réelle de la puissance active ( $\Delta p = p_{ref} - p$ ) et la différence de la puissance réactive de référence et la valeur réelle de la puissance réactive ( $\Delta q = q_{ref} - q$ ). Par ailleurs,  $p_{ref}$  est définie par le produit de la sortie du régulateur IP et de la tension mesurée sur le bus continu;  $q_{ref}$  est fixée à une valeur nulle afin d'obtenir un facteur de puissance unitaire.

Lorsque l'entrée du comparateur à hystérésis dépasse la largeur positive de la bande d'hystérésis  $H_p$  ou  $H_q$ , la sortie est égale à 1, ce qui signifie que les signaux de commande tendent à augmenter la puissance de l'onduleur. Lorsque l'entrée est négative et inférieure à la largeur négative de la bande d'hystérésis :  $-H_p$  ou  $-H_q$ , la sortie est égale à zéro et les signaux de commande qui entraînent une diminution de la puissance concernée de l'onduleur. Lorsque l'entrée du comparateur est comprise entre  $-H$  et  $+H$ , la sortie conserve sa valeur du cycle précédent. Les valeurs de  $H_p$  et  $H_q$  ont un impact important sur le courant harmonique, la fréquence de commutation et le suivi des puissances. La sortie des comparateurs à hystérésis reflète l'écart entre la puissance réelle de la puissance de référence.

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{si } \Delta p > H_p \text{ alors } dp = 1 \\ \text{si } -H_p < \Delta p < H_p \text{ et } \frac{d\Delta p}{dt} > 0 \text{ alors } dp = 0 \\ \text{si } -H_p < \Delta p < H_p \text{ et } \frac{d\Delta p}{dt} < 0 \text{ alors } dp = 1 \\ \text{si } \Delta p < -H_p \text{ alors } dp = 0 \end{array} \right. \quad (3.7)$$

$$\begin{cases} si \Delta q > H_q \text{ alors } dp = 1 \\ si -H_q < \Delta q < H_q \text{ et } \frac{d\Delta q}{dt} > 0 \text{ alors } dq = 0 \\ si -H_q < \Delta q < H_q \text{ et } \frac{d\Delta q}{dt} < 0 \text{ alors } dq = 1 \\ si \Delta q < -H_q \text{ alors } dp = 0 \end{cases} \quad (3.8)$$

La bande d'hystérésis sur les puissances affecte la précision du contrôle des puissances instantanées, la tension du bus continu et les courants débités. A partir de l'équation (3.4), il existe un couplage croisé entre les commandes des puissances active et réactive. Lorsque le système de contrôle fonctionne à la frontière de deux secteurs, les vecteurs de commande appliqués peuvent être mal choisis et avec une grande bande d'hystérésis, le temps d'application de ces vecteurs reste conséquent. Il apparaît alors, avec une large bande, que les puissances peuvent varier dans une plage étendue et augmenter l'ondulation des puissances instantanées et les ondulations de la tension du bus continu, ce qui est préjudiciable pour le convertisseur et la charge. Un certain impact négatif sur la performance du DPC est inévitable avec des grandes valeurs de  $H_p$  et  $H_q$ . Toutefois, avec une petite bande d'hystérésis, la fréquence de commutation augmente ainsi que les pertes de commutations.

### 3.2.1.4 Table de commutation

La table de commutation dans le contrôle DPC joue un rôle très important dans la conception de la commande [112], [113]. À travers les erreurs obtenues des régulateurs à hystérésis et la position angulaire du vecteur de la tension source ; le vecteur optimal de contrôle sera sélectionné afin de poursuivre la trajectoire désirée des puissances.

La table de commutation développée par Noghuchi est présentée sur le tableau 3.1 suivant :

**Tableau 3.1** la table classique proposée par Noghuchi

$d_p$	$d_q$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$	$\theta_7$	$\theta_8$	$\theta_9$	$\theta_{10}$	$\theta_{11}$	$\theta_{12}$
1	0	$v_6$	$v_7$	$v_1$	$v_0$	$v_2$	$v_7$	$v_3$	$v_0$	$v_4$	$v_7$	$v_5$	$v_0$
1	1	$v_7$	$v_7$	$v_0$	$v_0$	$v_7$	$v_7$	$v_0$	$v_0$	$v_7$	$v_7$	$v_0$	$v_0$
0	0	$v_6$	$v_1$	$v_1$	$v_2$	$v_2$	$v_6$	$v_6$	$v_4$	$v_4$	$v_5$	$v_5$	$v_6$
0	1	$v_1$	$v_2$	$v_2$	$v_6$	$v_6$	$v_4$	$v_4$	$v_5$	$v_5$	$v_6$	$v_6$	$v_1$

### 3.2.3 Boucle à verrouillage de phase (P.L.L.)

Dans le contrôle DPC, les trois tensions sources sont extraites à l'aide d'un système basé sur une boucle à verrouillage de phase (PLL) [114], il en est de même pour le contrôle indirect du courant. Les trois sinusoïdes unitaires sont générées par le même système. Les trois signaux des tensions du réseau doivent être sinusoïdaux et équilibrés pour que le contrôle soit fiable et viable. Puisque la tension du réseau est souvent perturbée et/ou déformée, une structure à base de PLL est proposée afin d'extraire la composante fondamentale directe de la tension du réseau.

#### 3.2.3.1 Structure de la PLL

La figure 3.7 illustre la structure de base de la PLL qui est investiguée pour extraire la phase de la composante fondamentale directe de tension. De plus, cette méthode permet de calculer les paramètres de la composante fondamentale ( $\theta$ ,  $V_m$ ).

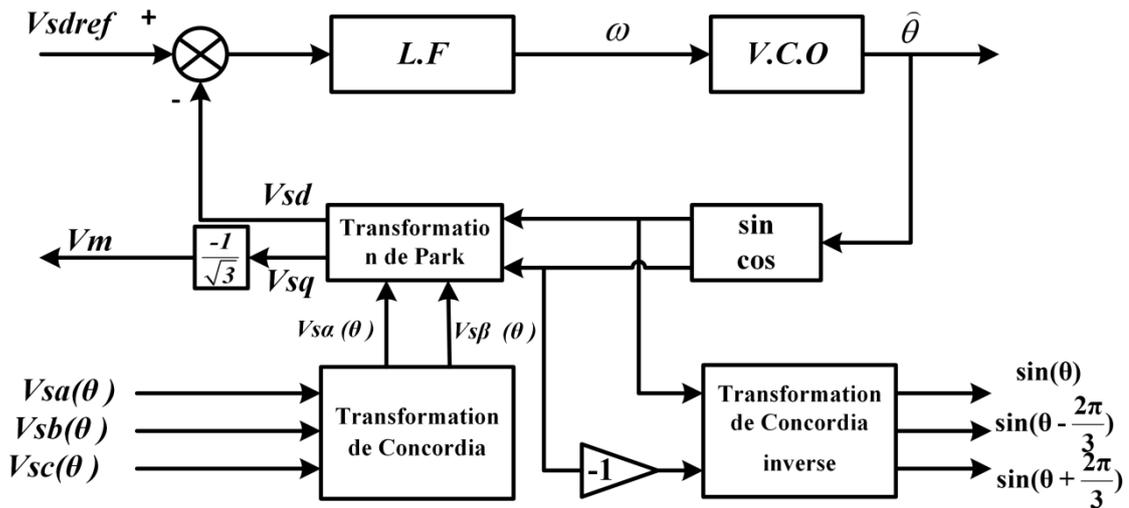


Figure 3. 7 Schéma global du système à base de PLL.

Les tensions du réseau mesurées au point de raccordement sont représentées par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_{sa}(\theta) \\ v_{sb}(\theta) \\ v_{sc}(\theta) \end{bmatrix} = \sqrt{2} \cdot V_m \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \text{ avec } \theta = \omega.t \quad (3.9)$$

Les trois signaux des tensions du réseau sont captées et transformées dans le repère  $\alpha, \beta$  initialement et puis dans le repère de Park ( $d, q$ ) par une rotation de  $P(-\hat{\theta})$ . Par l'intégration de la pulsation électrique  $\hat{\omega}$  estimée via le régulateur PI, l'angle de rotation est obtenu.

L'objectif principal est d'avoir un angle de rotation estimé  $\hat{\theta}$  qui soit égale à l'angle de rotation de la tension réseau  $\theta$ .

Le système d'équation obtenu dans le repère  $dq$  est le suivant :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \cdot V_m \begin{bmatrix} \sin \theta - \hat{\theta} \\ -\cos \theta - \hat{\theta} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Pour que la condition ( $\hat{\theta} = \theta$ ) soit réalisée, le contrôle doit imposer et maintenir une valeur nulle à  $v_{sd}$  et égale à  $-\sqrt{3} \cdot V_m$  p pour  $v_{sq}$ . La PLL est verrouillée si ces conditions sont réalisées. Le contrôle de  $\theta$  s'opère donc par la régulation de  $v_{sd}$  à zéro.

### 3.2.4 Régulation du bus continu

La régulation de la tension du bus continu porte l'information relative à l'échange de puissance active entre le générateur à base d'une source renouvelable, la charge non linéaire et le réseau électrique. Un contrôleur intégral proportionnel (IP) est mis en œuvre dans la boucle de régulation de la tension du bus continu afin de réduire les fluctuations de la tension aux bornes du condensateur du bus continu et de la maintenir à sa valeur souhaitée. Pour la configuration envisagée, à savoir un système à un seul étage, la valeur de référence souhaitée est générée par l'algorithme MPPT qui correspond à la valeur optimale du générateur PV. Dans le cas de la topologie double étage, elle sera fixée à une valeur bien identifiée.

La valeur de la tension du bus continu ( $V_{dc}$ ) est comparée à la tension de référence souhaitée ( $V_{dcref}$ ) et l'erreur est appliquée à un régulateur IP pour maintenir la tension du bus continu à sa valeur optimale dans diverses valeurs d'irradiation et conditions de charge. La sortie est multipliée par la tension du bus continu pour générer la puissance active instantanée de référence. Le système est modélisé comme un système du second ordre :

$$\frac{V_{dc}}{V_{dcref}} = \frac{k_p \cdot k_i / K}{S^2 + K_p / K \cdot S + K_p \cdot K_i / K} \quad (3.11)$$

où :

$$K = \frac{\sqrt{2} C_{dc} V_{dcref}}{3 v_s}$$

A partir de l'équation (3.11), la relation entre  $V_{dc}$  et  $V_{dcref}$  est une fonction de transfert du second ordre, tel que :

$$\frac{V_{dc}}{V_{dcref}} = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2 \cdot \xi \omega_n S + \omega_n^2} \quad (3.12)$$

Où  $\omega_n$ ,  $\xi$  sont la fréquence naturelle et le coefficient d'amortissement respectivement. La fonction de transfert contient deux pôles et ne possède pas de zéro; cela prouve que le contrôleur IP assure une réponse rapide et une bonne stabilité dans les régimes transitoires. En égalant les équations (3.11) et (3.12), les paramètres du correcteur IP sont choisis comme suit:

$$k_p = 2\xi\omega_n K, k_i = \frac{\omega_n}{2\xi}$$

### 3.2.5 Résultats de simulation

La simulation du contrôle DPC avec le système global présentée sur la figure 3.4 est conduite sous l'environnement Matlab/Simulink<sup>TM</sup> afin de vérifier les performances du contrôle DPC développé avec un seul étage de conversion. L'algorithme MPPT de type P&O est appliqué à l'onduleur pour extraire la puissance maximale du générateur photovoltaïque. L'ensemble des paramètres de simulation est résumé dans le tableau 3.2. La commande proposée a été simulée avec un temps d'échantillonnage  $T_e = 1\mu s$  et l'algorithme MPPT P&O avec un  $T_{MPPT} = 4ms$ . Le pas d'incrément de la tension est  $\Delta V = 0.2V$ .

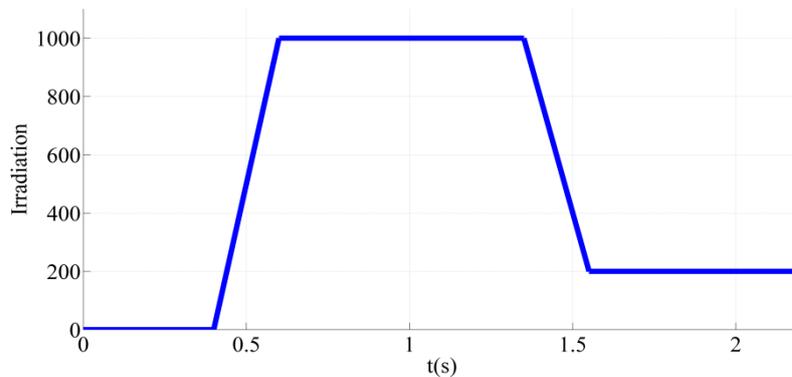
**Tableau 3.2** Paramètres de simulation du système global.

Paramètres	Valeurs numériques
Tension composée de source	$\text{Sqrt}(3)*80V$
Fréquence	50 Hz
Résistance et inductance de source	$R_s = 0.1\Omega, L_s = 0.1mH$
Pont redresseur triphasé (PD3) à diodes avec	
une charge R, L	$R = 20\Omega, L = 1mH$
Inductance à l'entrée du pont (PD3)	$R_L = 0.01\Omega, L_L = 0.566mH$
Condensateur du bus continu	$C_{dc} = 2200\mu F$
Inductance à la sortie du filtre actif	$L_f = 1mH$

Afin d'atteindre tous les modes de fonctionnement du système avec la commande DPC proposée, un profil d'irradiation trapézoïdal est retenu, illustré sur la figure 3.10. Le générateur solaire photovoltaïque est constitué de deux chaînes solaires photovoltaïques connectées en parallèle. Chaque chaîne est constituée de 15 panneaux KC200GT connectés en série. Le tableau 3.3 présente les paramètres d'un panneau utilisé dans les conditions de tests standards.

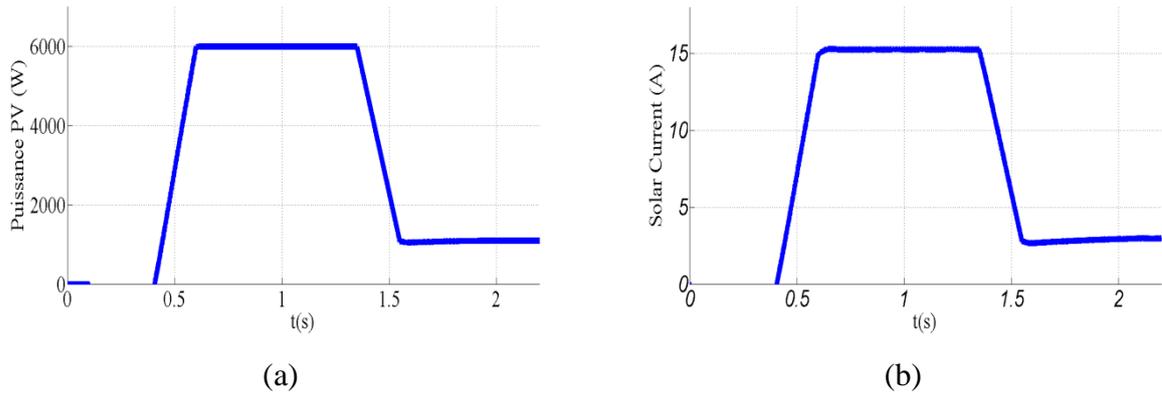
**Tableau 3.3** Paramètres d'un panneau solaire photovoltaïque KC200GT.

Paramètres	Valeurs numériques
Puissance maximale $P_{max}$	200W
Tension à la puissance maximale $V_{mpp}$	26.3V
Courant à la puissance maximale $I_{mpp}$	7.61A
Tension en circuit ouvert $V_{CO}$	32.9V
Courant en court-circuit $I_{cc}$	8.21A
Coefficient de température de $V_{CO}$	$-1.2310^{-1}V/^{\circ}C$
Coefficient de température de $I_{cc}$	$3.1810^{-3}A/^{\circ}C$



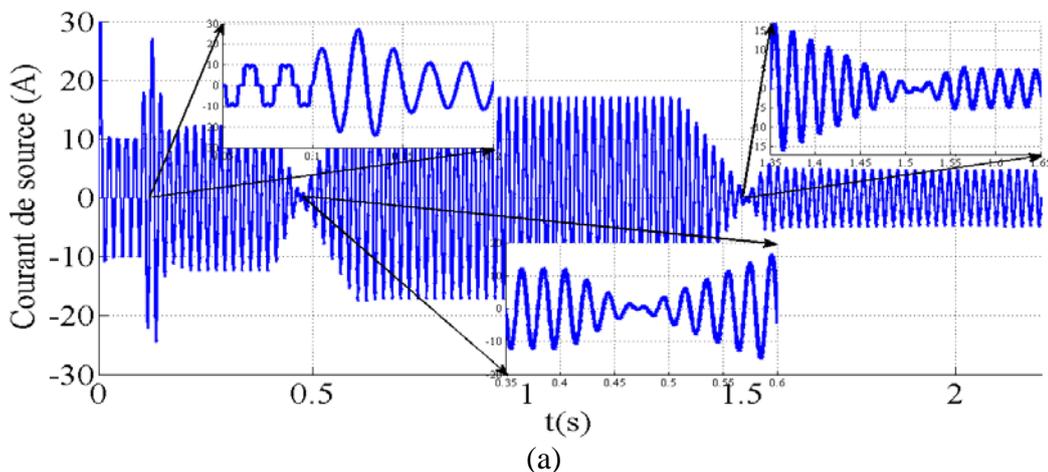
**Figure 3. 8** Profil d'irradiation trapézoïdal.

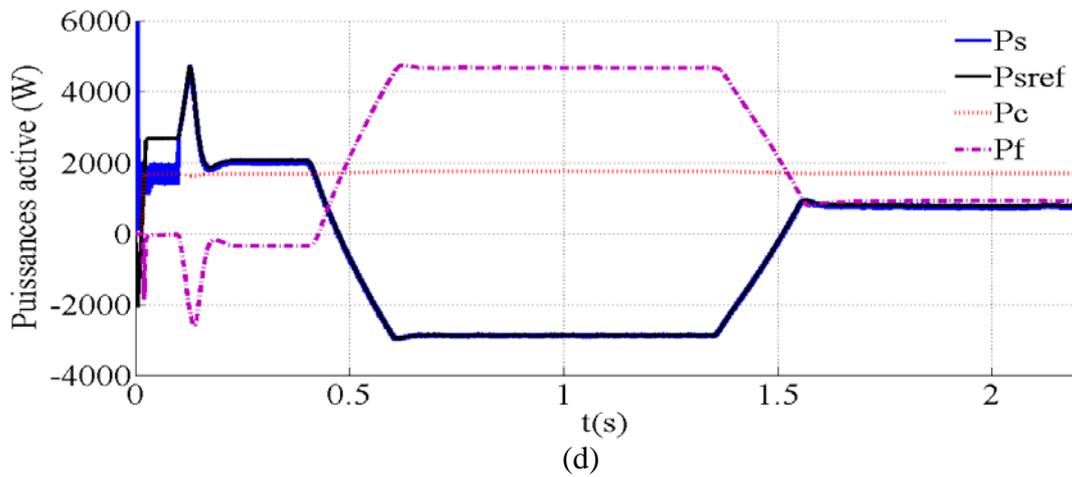
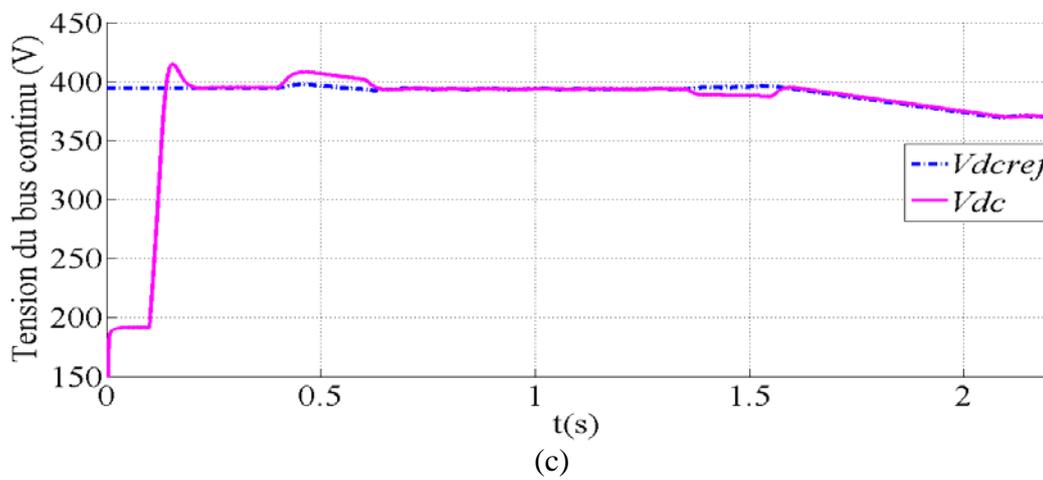
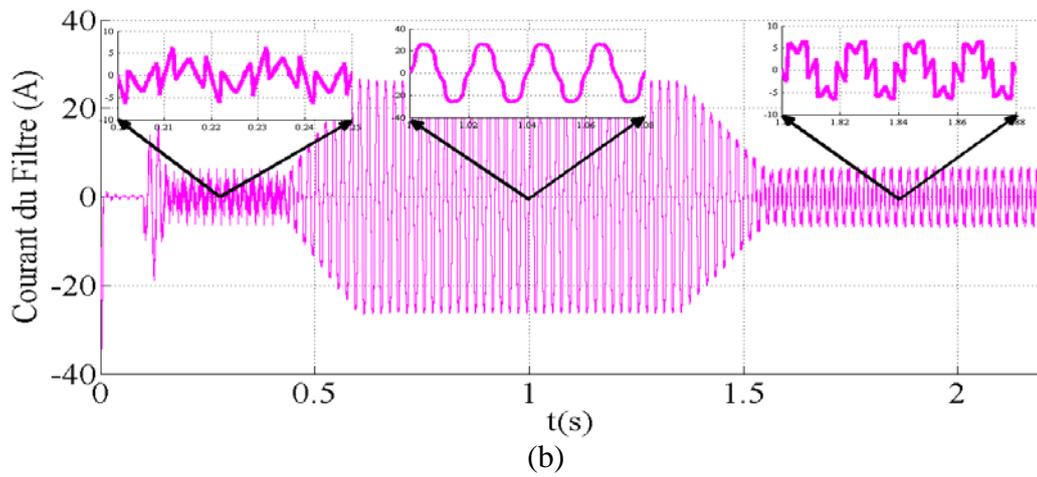
La figure 3.9 (a, b) illustrent l'évolution de la puissance et du courant de sortie du générateur photovoltaïque sous le profil d'irradiation proposé. Initialement, l'irradiation est nulle jusqu'à 0.4s, le générateur PV ne débite pas de puissance ni de courant. Dans cette phase, c'est le fonctionnement du système en mode FAP seul qui est exposé, avant et après la mise en service du FAP. Puis, lors de l'augmentation de l'irradiation de 0  $W/m^2$  à 1000  $W/m^2$  avec une pente positive pendant 0.2s, le système se comporte comme un compensateur et un générateur simultanément : mode FAP interfacé avec un générateur photovoltaïque. L'irradiation est stabilisée à sa valeur maximale jusqu'à l'instant 1.35s. Les allures de la puissance et du courant du générateur PV montrent une proportionnalité entre eux et les valeurs maximums sont atteintes respectivement (6000 W et 15A) grâce à l'algorithme MPPT de type P&O. Par la suite, une diminution de l'irradiation du 1000  $W/m^2$  à 200  $W/m^2$  pendant 0.2s (pente négative) est appliquée et enfin l'irradiation reste stable (200  $W/m^2$ ) jusqu'à l'instant 2.2s.

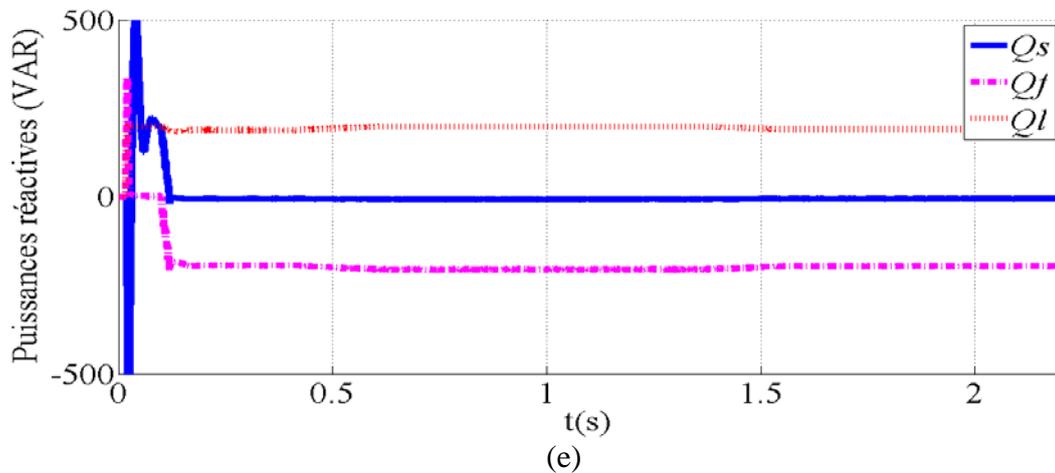


**Figure 3.9** Résultats de simulation avec l'algorithme MPPT de type P&O: (a) la puissance du générateur solaire photovoltaïque, (b) le courant de sortie du générateur solaire photovoltaïque.

Figures 3.10 (a, b) représentent respectivement le courant de source et du filtre actif avant et après la mise en service du FAP. Le courant de source devient sinusoïdal lorsque la commande DPC est activée à partir de l'instant 0,1s, compensé par un courant du filtre actif injecté au point de raccordement au réseau (PCC). Puis de 0,4 s à 2,2 s, le courant du filtre actif contient les informations des courants actifs, réactifs et harmonique afin d'assurer l'élimination du contenu harmonique des courants de charge, la compensation de l'énergie réactive ainsi que l'injection de la puissance active vers le réseau électrique et/ou la charge non linéaire simultanément. Il en résulte une opposition de phase entre le courant et la tension de source lors de l'injection de la puissance active issue du générateur PV. La qualité de l'énergie est améliorée, comme l'indique les taux de distorsion harmonique (THD) du courant de source :  $THD\% = 27,40\%$  avant filtrage et  $2,11\%$  après, et en mode génération le THD chute même à  $1,39\%$  (figure 3.11).





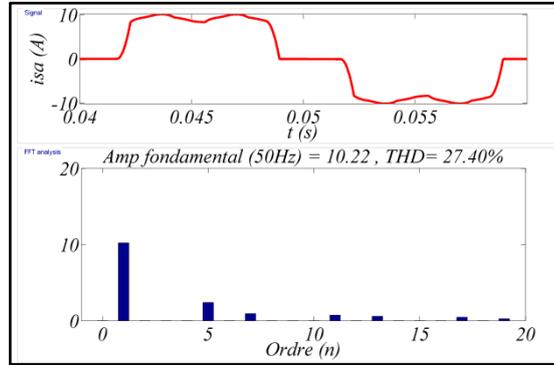


**Figure 3. 10** Résultats de simulation de la commande DPC : (a) le courant de source, (b) le courant du filtre actif, (c) la tension du bus continu, (d) l'évolution des différentes puissances actives du système, (e) l'évolution des différentes puissances réactives du système.

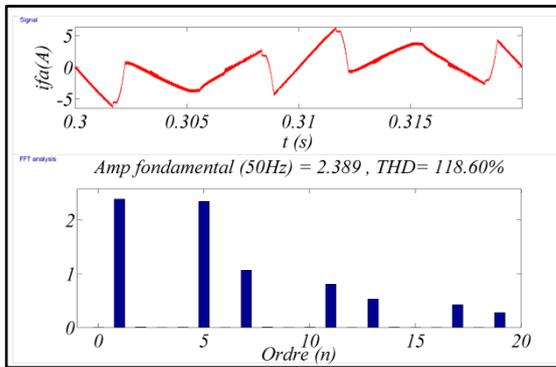
L'évolution de la tension du bus continu est représentée dans la figure 3.10 (c), initialement la tension de référence est fixée à une valeur constante (400V) en mode FAP. Puis, avec une tension de référence variable obtenue à partir de l'algorithme MPPT de type P&O pour poursuivre le point de puissance maximal pendant la présence d'une irradiation non nulle. Des oscillations apparaissent autour de chaque variation de l'ensoleillement qui s'expliquent par l'échange d'énergie entre le réseau électrique, la charge non linéaire et le FAP. Les puissances réactives de l'ensemble du système sont illustrées sur la figure 3.10 (e), la source fournit la puissance réactive demandée par la charge non linéaire ( $q_s=q_c$ ) jusqu'à 0,1s. La puissance réactive de source devient nulle dès la mise en service du FAP. La puissance réactive demandée par la charge est fournie alors par le FAP ( $q_f=q_c$ ), de sorte que la correction du facteur de puissance soit effective au niveau du réseau.

A partir de l'instant  $t = 0,4s$ , le générateur photovoltaïque alimente en partie la charge non linéaire et injecte le reste de l'énergie au réseau lorsque la puissance du filtre actif devient supérieure à la puissance consommée par la charge non linéaire, ce qui se traduit par le signe négatif de la puissance active du réseau. Ensuite, à partir de  $t = 1,4s$ , la diminution de la puissance active du FAP induit une diminution de la puissance injectée sur le réseau jusqu'à son annulation. Au-delà de  $t = 1,55s$  la puissance active consommée par la charge non linéaire est fournie conjointement par le générateur photovoltaïque et la source comme l'indique la figure 3.10 (d).

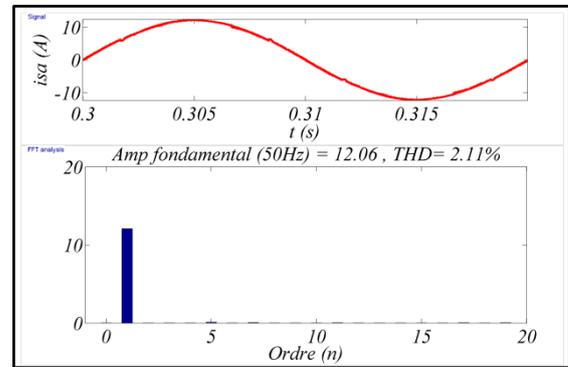
Il est à noter que le FAP consomme une partie de la puissance active fournie par la source durant l'intervalle 0,1 s à 0,4 s ( $P_f$  négative) et issue du générateur photovoltaïque entre 0,4 s à 2,2 s pour assurer le fonctionnement de filtrage actif et compenser ses propres pertes.



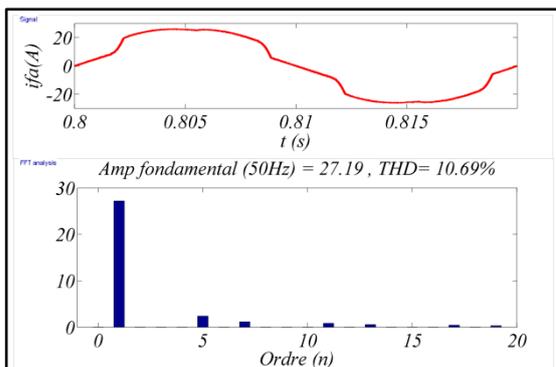
(a)



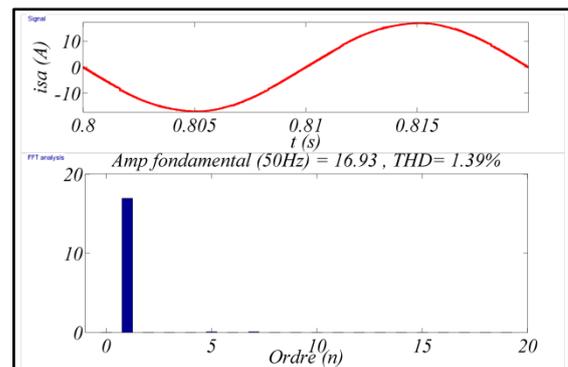
(b)



(c)



(d)



(e)

**Figure 3. 11** Analyse spectrale de la commande DPC classique: (a) le courant de source avant filtrage, (b) et (c) le courant du filtre actif et le courant de la source en mode FAP, (d) et (e) le courant du filtre actif et le courant de la source en mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque.

### 3.2.6 Description du banc d'essai expérimental

Un prototype expérimental de 20 kVA a été développé au sein du Laboratoire d'Informatique et d'Automatique pour les Systèmes (LIAS) de Poitiers, France, afin d'évaluer et de vérifier les performances statiques et dynamiques des stratégies de contrôles étudiés. Il se compose d'une alimentation programmable TDK-Lambda GEN300-11 en vue d'émuler le générateur PV constitué par une association définie de panneaux solaires photovoltaïques [95], un convertisseur dc-dc élévateur (boost), un onduleur de tension triphasé commercialisé par la société SEMIKRON et comme charge non linéaire un pont à diodes triphasé (PD3) qui alimente une résistance en série avec une inductance. La figure 3.14 présente le banc expérimental avec sa partie FAP (figure 3.11 a) et la partie émulateur PV et convertisseur dc-dc (figure 3.12 a) [115].

Toutes les stratégies de commande développées sont mises en œuvre en temps réel avec une carte dSPACE DS1104. Pour évaluer les résultats expérimentaux obtenus en termes de  $THD\%$  et de valeur du facteur de puissance (PF), un analyseur triphasé de puissance et de qualité des réseaux électriques de la société Chauvin Arnoux (Qualistar+ CA.8335) à une bande passante de 2,5KHz est investigué.



(a)



(b)

**Figure 3. 12** Le prototype expérimental développé.

Les caractéristiques du prototype développé sont mentionnées dans ce Tableau 3.4:

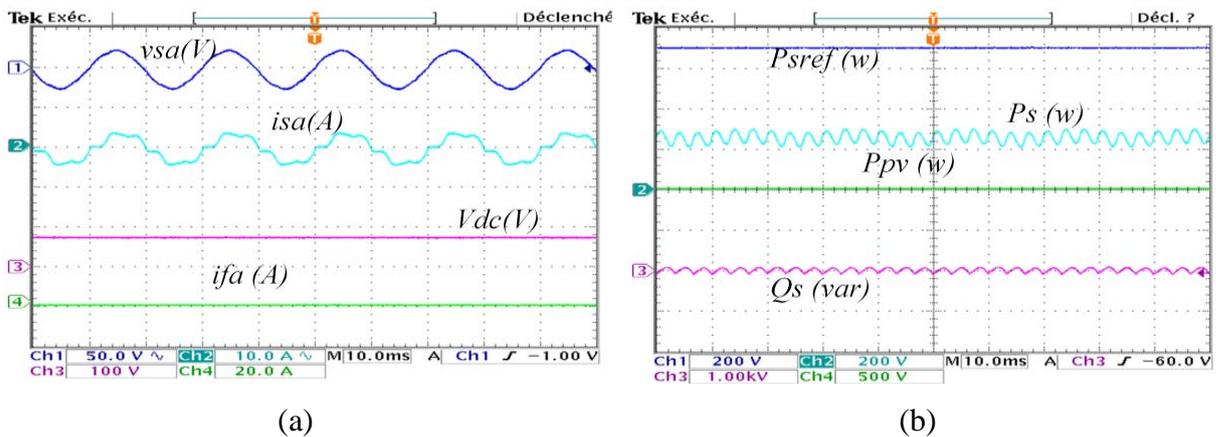
Désignation	Description
Transformateur triphasé d'entrée	Puissance : 20 KVA - Dyn11 - $U_{cc}=6\%$ 400 V / 240 V - 50 Hz
<b>Charge non linéaire</b>	
Inductance de ligne triphasée	$L = 566 \mu\text{H} \pm 5\% - 50\text{A}$
Pont redresseur PD3 à diodes (SEMIKRON)	SKD 51/14 $I_D = 50 \text{ A}$ $V_{inmax} = 3 \times 380 \text{ V}$
Charge résistive configurable	R1 : 35 $\Omega$ - 10 A - 450 V [deux en parallèle] R2 : 70 $\Omega$ - 5 A - 450 V [deux en parallèle] R3 : 105 $\Omega$ - 5 A - 450 V [deux en parallèle]
Inductance de charge monophasée	$L = 1 \text{ mH} / 800 \mu\text{H} / 600 \mu\text{H} \pm 5\% - 56\text{A}$
<b>Onduleur de tension triphasé</b>	
Condensateur du bus continu	SKC 2M2 40A-1 50 $C_{dc} = 1100 \mu\text{F} - 800 \text{ V}$ 2 X (2200 $\mu\text{F} - 400 \text{ V}$ )
Onduleur triphasé (SEMIKRON)	3 modules SKM50GB123 D $V_{ce} = 1200 \text{ V} - I_c = 50 \text{ A}$
Inductance de sortie (trois inductances monophasées)	$L = 6 \text{ mH} / 1 \text{ mH} \pm 5\% - 20 \text{ A} - 450 \text{ V}$ Circuit magnétique ferrite
<b>Convertisseur boost dc-dc</b>	
Condensateurs entrée/sortie du convertisseur boost dc-dc	$C_{pv} = 470 \mu\text{F} / 500\text{V}$ $C_{sortie} = 2200 \mu\text{F} / 500\text{V}$
Inductance	$L = 10 \text{ mH} \pm 5\% - \text{Courant continu moyen maximal : } 10 \text{ A} - \text{crête : } 15 \text{ A} - \pm 400 \text{ V}$ Fréquence nominale : 10 kHz - Ferrite
Alimentation programmable	TDK-Lambda GEN300-11 0...300V/0-11A Panneaux Kyocera KC200GT programmés

### 3.2.7 Résultats expérimentaux

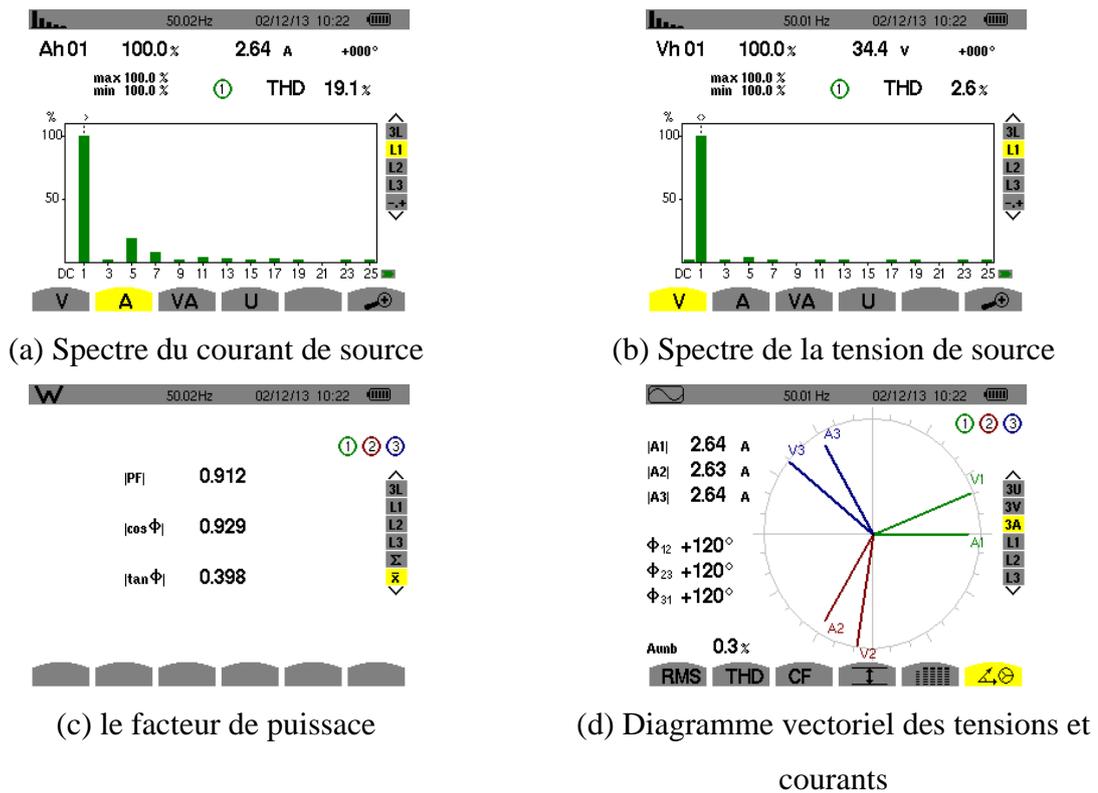
Premièrement, c'est l'influence de la charge non linéaire sur le réseau électrique utilisé dans le prototype expérimental évalué. Puis, l'algorithme de commande du FAP est activé avec un ensoleillement nul pour vérifier les performances du contrôle développé en mode FAP seul et par la suite en mode FAP interfacé avec un générateur photovoltaïque en présence d'un ensoleillement variable. Le comportement du système global avec une commande DPC dans les deux modes proposés est exposé puis une analyse dynamique relative à l'effet de la variation de l'ensoleillement et de la charge non linéaire est également proposée.

#### 3.2.7.1 Comportement avant la mise œuvre du filtrage actif parallèle

L'évolution du système avec la charge non linéaire et sans le système photovoltaïque associé à un FAP est reportée sur Les figures (3.13) et (3. 14), où la tension et le courant de source, la tension du bus continu et le courant du filtre actif apparaissent (figure 3. 13 a). Les valeurs des taux de distorsion d'harmonique du courant et tension de source dans l'état initial (THDi=19.1%, THDv =2.6%) prouvent la dégradation de la qualité d'énergie du réseau électrique. La figure 3.13 b illustre les allures de la puissance active de source et sa valeur de référence, la puissance réactive instantanée générée par la source triphasée, ainsi que la puissance active générée par le générateur photovoltaïque.



**Figure 3. 13** Les résultats expérimentaux du système proposé seul: (a) la tension et le courant de source, la tension du bus continu, courant du filtre actif. (b) la puissance active et réactive du réseau, la puissance du générateur PV.

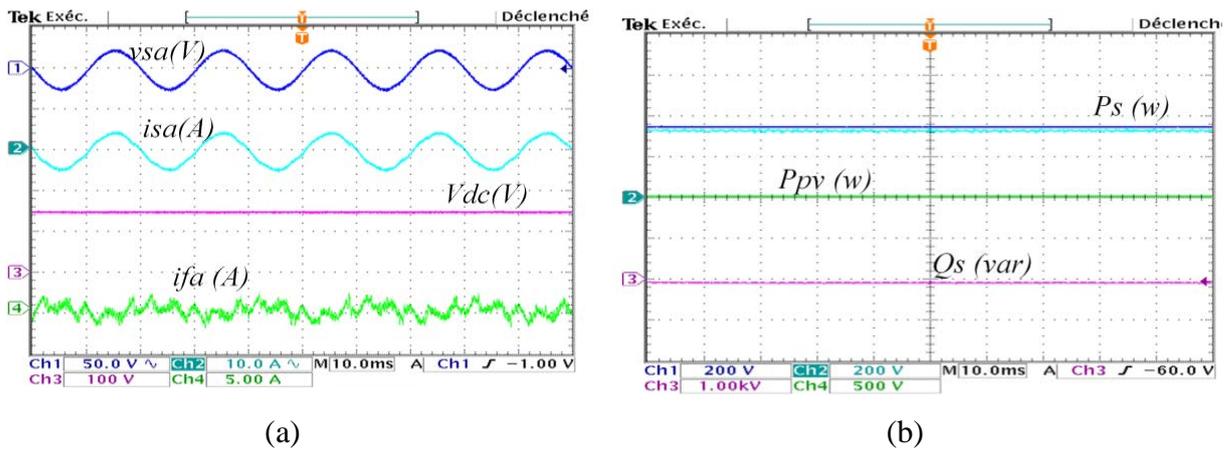


**Figure 3. 14** Les résultats obtenus issue de l'analyseur de puissance sans le FAP.

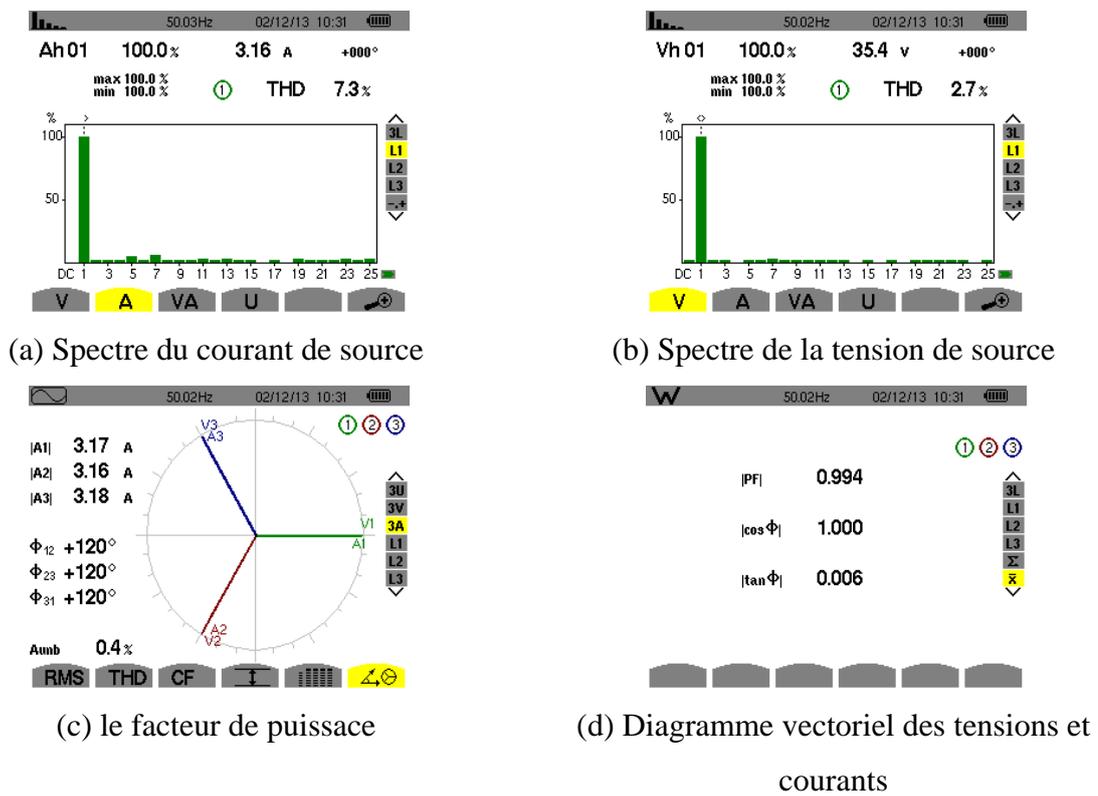
La figure 3.14 (c, d) présente la valeur du facteur de puissance ( $PF=0.912$ ) et le déphasage entre les tensions et les courants de sources respectivement afin d'évaluer les résultats obtenus.

### 3.2.6.2 Mode filtrage actif parallèle seul

Les résultats obtenus après la mise en service du FAP sont reportés dans la figure 3.15. Il apparaît clairement que le courant de source est devenu quasi sinusoïdal et en phase avec la tension de source, la tension du bus continu rejoint parfaitement sa valeur désirée (158V). L'analyse spectrale du courant et de la tension de source de la phase (a) présente des taux de distorsion harmonique acceptables ( $THDi\% = 7.3\%$  et  $THDv\% = 2.7\%$ ) comme indiqué sur la figure 3.16 (a, b), taux peu éloignés de la valeur 5% qui est la limite de la norme international IEEE 519-1992. La correction du facteur de puissance est bien confirmée puisque sa valeur est très voisine de l'unité (0.994). Les puissances active et réactive réelles suivent leurs références, la puissance active générée par la source solaire photovoltaïque est nulle dans d'absence d'ensoleillement.



**Figure 3. 15** Les résultats expérimentaux de la commande proposée dans le Mode FAP: (a) la tension et le courant de source, la tension du bus continu, courant du filtre actif. (b) la puissance active et réactive du réseau, la puissance du générateur PV.

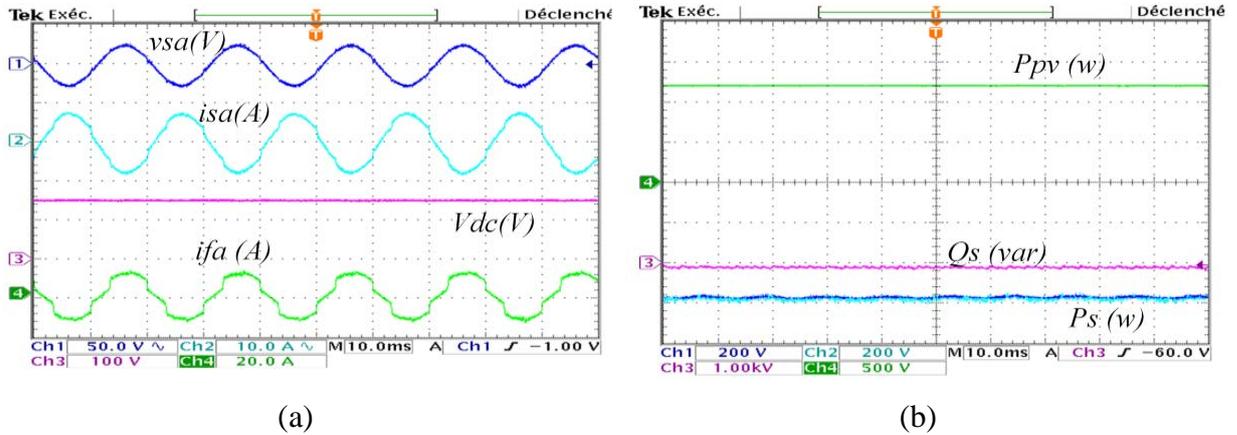


**Figure 3. 16** Les résultats obtenus issus de l'analyseur de puissance dans le mode FAP.

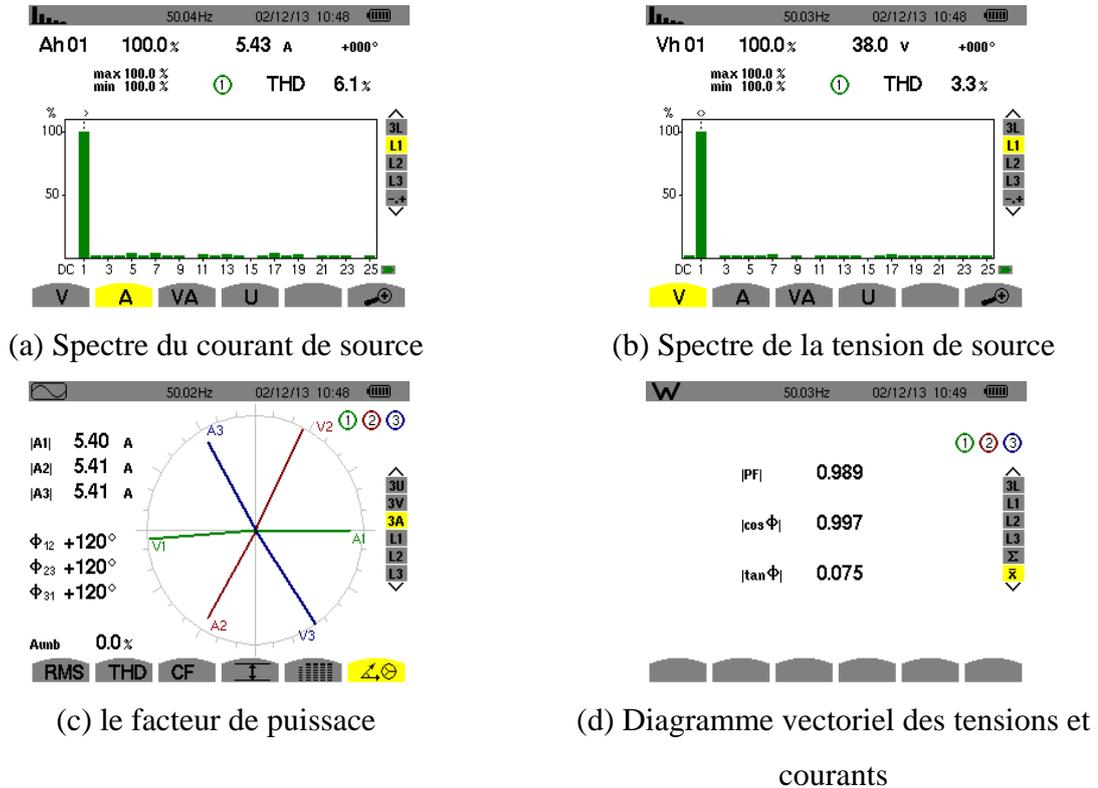
### 3.2.7.3 Mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque

Dans ce mode d'opération, le FAP est interfacé par une source solaire photovoltaïque avec un ensoleillement constant de  $G = 1000W/m^2$ . Le système global se comporte comme une chaîne de production d'énergie décentralisée issue d'un système renouvelable, les figures (3.17) et (3.18) présentent l'évolution des grandeurs électriques avec une commande DPC dans le cas

de génération de la puissance active renouvelable et de l'amélioration de la qualité d'énergie simultanément.



**Figure 3. 17** Les résultats expérimentaux de la commande DPC dans le Mode FAP interfacé avec un générateur photovoltaïque: (a) la tension et le courant de source, la tension du bus continu, courant du filtre actif. (b) la puissance active et réactive du réseau, la puissance active du générateur PV.

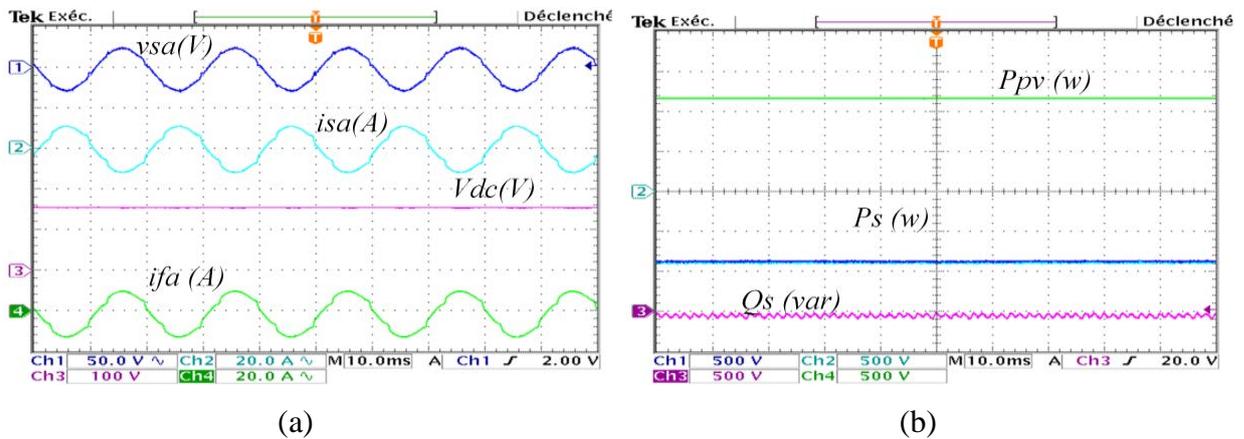


**Figure 3. 18** Les résultats obtenus issus de l'analyseur de puissance dans le mode FAP interfacé avec un générateur photovoltaïque.

Le courant de source reste quasi sinusoïdal avec un taux de distorsion harmonique de  $THDi\% = 6.1\%$  et déphasé de  $\pi$  radian par rapport à la tension de source. Ce déphasage est justifié par la génération de la puissance solaire photovoltaïque vers la charge polluante et le réseau électrique simultanément. Il est clair que sur l'allure du courant du filtre actif qui reflète l'information du courant harmonique, du courant réactif ainsi que le courant du générateur photovoltaïque. La tension du bus continu suit parfaitement sa valeur de référence extraite à partir de l'algorithme MPPT-P&O. La puissance de source suit précisément sa valeur négative de référence, dans le cas où le réseau reçoit de l'énergie active. Cette puissance active produite par le générateur photovoltaïque est de l'ordre de 1200W correspondante à la valeur maximale du champ PV constitué de 6 panneaux connectés en série de puissance crête de 200W chacun.

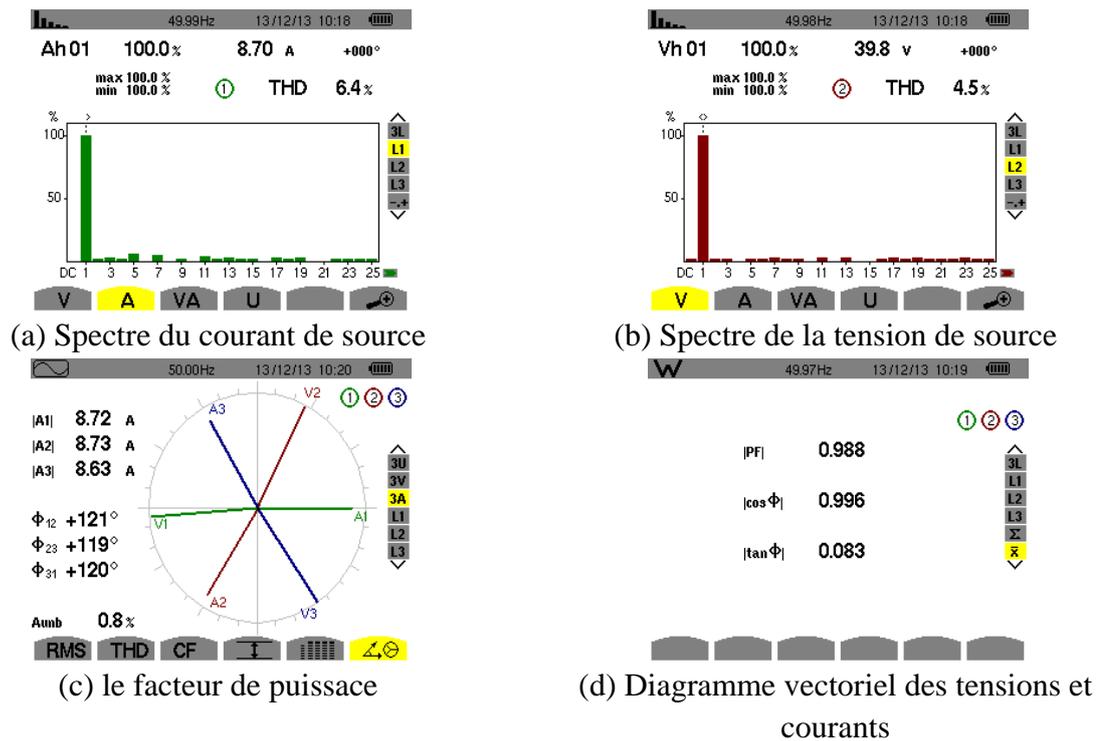
### 3.2.7.4 L'évolution du système sans charge non linéaire

L'algorithme de contrôle DPC est ici testé dans le cas où la charge non linéaire est déconnectée. Les résultats obtenus sont illustrés sur la figure 3.19.



**Figure 3. 19** Les résultats expérimentaux de la commande DPC dans le mode FAP interfacé sur le générateur photovoltaïque mais sans charge non linéaire.

La chaîne de production photovoltaïque fournit maintenant la puissance active au réseau électrique seulement. Le courant du filtre injecté est quasi sinusoïdal avec une valeur de  $THDi$  de 6.4%. La puissance réactive est nulle et suit sa valeur de référence imposée (valeur nulle). La valeur du facteur de puissance est quasi-unitaire (0.988). L'évolution du système est représentée sur les figures (3.19 et 3.20). Le contrôle DPC assure manifestement un contrôle découplé entre les puissances active et réactive.

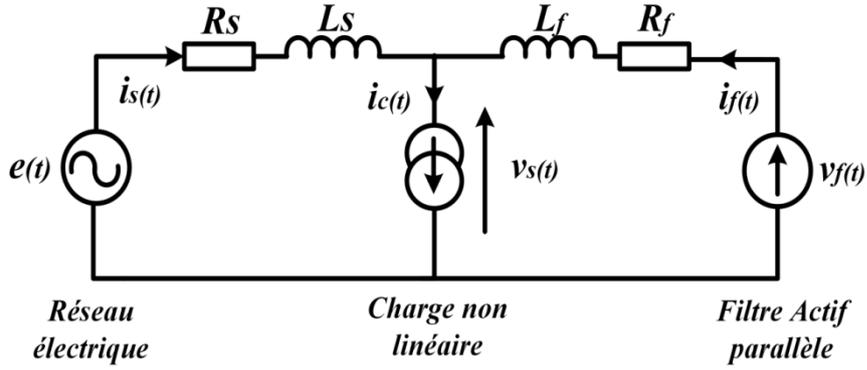


**Figure 3. 20** Les résultats obtenus issus de l'analyseur de puissance dans le mode FAP interfacé avec un générateur photovoltaïque mais sans charge non linéaire.

### 3.3 Le contrôle direct de puissance avec la nouvelle table de commutation

L'analyse de la table de commutation développée par Noguchi révèle plusieurs inconvénients, qui influencent les performances du contrôle des convertisseurs. Le développement d'une nouvelle table s'avère primordial afin d'améliorer la qualité de l'onde du courant réseau et de minimiser les pertes dans le convertisseur statique. En observant attentivement la table de commutation classique (Tableau 3.1), il est notable que pour tous les secteurs impairs ( $\theta_i$ ,  $i = \text{impair}$ ), si la sortie du régulateur d'hystérésis de puissance active  $d_p$  change de 0 à 1 et avec  $d_q = 0$  alors le vecteur de commutation reste inchangé. La même observation peut être faite avec les erreurs  $d_q$  pour les secteurs pairs ( $\theta_i$ ,  $i = \text{pair}$ ) et avec  $d_p = 1$ . Le troisième inconvénient majeur réside sur la ligne où l'état de  $d_p=1$ ,  $d_q=1$ , puisque le vecteur de commutation reste identique et nul (vecteur 0 ou 7). Donc, cette analyse confirme les limitations de cette table de commutation classique et prouve qu'elle n'est pas optimisée pour l'application envisagée.

Dans l'objectif d'élaborer une nouvelle table de commutation, le modèle électrique par phase du FAP développé dans [116], associé à une charge non linéaire et connecté au réseau est représenté sur la figure 3.21.



**Figure 3. 21** Schéma équivalent du FAP.

En se basant sur la figure 3.21, les équations électriques dans le repère  $\alpha / \beta$  peuvent s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} e^{\alpha\beta} - v_s^{\alpha\beta} = L_s \frac{di_s^{\alpha\beta}}{dt} + R_s i_s^{\alpha\beta} & (a) \\ v_f^{\alpha\beta} - v_s^{\alpha\beta} = L_f \frac{di_f^{\alpha\beta}}{dt} + R_f i_f^{\alpha\beta} & (b) \\ i_c^{\alpha\beta} = i_s^{\alpha\beta} + i_f^{\alpha\beta} & (c) \end{cases} \quad (3.13)$$

En soustrayant l'équation 3.13 (b) de l'équation 3.13 (a) et en négligeant l'influence des résistances  $R_s, R_f$ .

$$\frac{di_s^{\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{L_s} \left[ e^{\alpha\beta} - v_s^{\alpha\beta} + L_f \frac{di_f^{\alpha\beta}}{dt} \right] \quad (3.14)$$

A partir de (3.14), et pour un temps d'échantillonnage discret  $T_s$  la variation du vecteur de source est obtenue:

$$\Delta i_s^{\alpha\beta} = \frac{T_s}{L_s} \left[ e^{\alpha\beta} - v_f^{\alpha\beta} + L_f \frac{\Delta i_f^{\alpha\beta}}{T_s} \right] \quad (3.15)$$

D'autre part et à partir de l'équation 3.13 (c) il est possible d'écrire :

$$\begin{aligned} i_c^{\alpha\beta} &= i_s^{\alpha\beta} + i_f^{\alpha\beta} = i_{c(f)}^{\alpha\beta} + i_{c(h)}^{\alpha\beta} \\ i_{c(f)}^{\alpha\beta} - i_s^{\alpha\beta} &= - \left( i_{c(h)}^{\alpha\beta} - i_f^{\alpha\beta} \right) \\ \Delta i_s^{\alpha\beta} &= -\Delta i_f^{\alpha\beta} \end{aligned} \quad (3.16)$$

$i_{c(f)}^{\alpha\beta}$  et  $i_{c(h)}^{\alpha\beta}$  sont le courant fondamental et le courant harmonique de la charge non linéaire respectivement.

A partir des équations 3.16, il est observable que le contrôle des courants de source ou les courants du filtre actif auront la même dynamique, mais avec un signe opposé. La substitution de (3.16) à (3.15) permet d'obtenir :

$$\Delta i_s^{\alpha\beta} = \frac{T_s}{L_s + L_f} [e^{\alpha\beta} - v_f^{\alpha\beta}] \quad (3.17)$$

L'écriture de (3.17) sous forme vectorielle est présentée ci-dessous:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_s^\alpha \\ \Delta i_s^\beta \end{bmatrix} = \frac{T_s}{L_s + L_f} \left( \begin{bmatrix} e^\alpha \\ e^\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_f^\alpha \\ v_f^\beta \end{bmatrix} \right) \quad (3.18)$$

Les puissances active et réactive dans le repère  $\alpha / \beta$  sont écrites comme suit :

$$\begin{bmatrix} ps \\ qs \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^\alpha & e^\beta \\ e^\beta & -e^\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^\alpha \\ i_s^\beta \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Si le temps d'échantillonnage  $T_s$  est très faible par rapport à la période des grandeurs électriques de la source, la variation de la tension source est négligeable sur un pas d'échantillonnage. En outre, les variations des puissances active et réactive dépendent uniquement des courants et ces derniers peuvent être estimés pour le prochain cycle de contrôle par :

$$\begin{bmatrix} \Delta ps \\ \Delta qs \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^\alpha & e^\beta \\ e^\beta & -e^\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_s^\alpha \\ \Delta i_s^\beta \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

En insérant (3.18) dans (3.20), les variations des puissances peuvent s'exprimer comme suit:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta ps \\ \Delta qs \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} e^\alpha & e^\beta \\ e^\beta & -e^\alpha \end{bmatrix} \left( \frac{T_s}{L_s + L_f} \begin{bmatrix} e^\alpha - v_f^\alpha \\ e^\beta - v_f^\beta \end{bmatrix} \right) \\ &= \frac{T_s}{L_s + L_f} \begin{bmatrix} (e^\alpha)^2 + (e^\beta)^2 - e^\alpha \cdot v_f^\alpha - e^\beta \cdot v_f^\beta \\ e^\alpha \cdot v_f^\alpha - e^\beta \cdot v_f^\beta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.21)$$

A partir de l'équation (3.21), nous concluons que les variations des puissances active et réactive dépendent de la tension de sortie ( $v_f$ ) de l'onduleur, cette dernière peut prendre sept états possibles de commutations. Par conséquent, il existe plusieurs façons de sélectionner l'état de commutation correspondant au contrôle de l'évolution des puissances active et

réactive. Ainsi, le changement des puissances active et réactive, pour  $i = (0,1, 2, \dots, 6)$ , est donné comme suit:

$$\begin{cases} \Delta ps(i) = \frac{T_s}{L_s + L_f} \left( (e^\alpha)^2 + (e^\beta)^2 - e^\alpha \cdot v_{f(i)}^\alpha - e^\beta \cdot v_{f(i)}^\beta \right) \\ \Delta qs(i) = \frac{T_s}{L_s + L_f} \left( e^\alpha \cdot v_{f(i)}^\alpha - e^\beta \cdot v_{f(i)}^\beta \right) \end{cases} \quad (3.22)$$

$$i = (0,1, 2, \dots, 6)$$

Initialement, les tensions de source équilibrées sont écrites dans le repère  $\alpha / \beta$  comme suit :

$$\begin{bmatrix} e^\alpha \\ e^\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^a \\ e^b \\ e^c \end{bmatrix} = \|e^{\alpha\beta}\| \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

En remplaçant (3.23) dans (3.22), les expressions de puissance sont les suivantes:

$$\begin{cases} \Delta ps(i) = \frac{T_s}{L_s + L_f} \|e^{\alpha\beta}\|^2 - \frac{T_s}{L_s + L_s} \|e^{\alpha\beta}\| (\cos(\theta) \cdot v_{f(i)}^\alpha + \sin(\theta) \cdot v_{f(i)}^\beta) \\ \Delta qs(i) = \frac{T_s}{L_s + L_f} \|e^{\alpha\beta}\| (\cos(\theta) \cdot v_{f(i)}^\beta - \sin(\theta) \cdot v_{f(i)}^\alpha) \end{cases} \quad (3.24)$$

$$i = (0,1, 2, \dots, 6)$$

Deuxièmement, pour obtenir une forme d'équations normalisées, les formes des tensions de l'onduleur peuvent se définir par :

$$\begin{cases} \bar{v}_{f(i)}^\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{v_{f(i)}^\alpha}{V_{dc}} = \cos\left((i-1)\frac{\pi}{3}\right) \\ \bar{v}_{f(i)}^\beta = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{v_{f(i)}^\beta}{V_{dc}} = \sin\left((i-1)\frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.25)$$

$$\bar{v}_{f(0)}^\alpha = \bar{v}_{f(0)}^\beta = 0$$

En utilisant (3.25) et (3.24), les équations des puissances normalisées sont obtenues comme suit :

$$\begin{cases} \overline{\Delta p}_{s(i)} = \frac{\Delta p_{s(i)}}{\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{T_s}{L_s + L_f} \cdot \|e^{\alpha\beta}\| \cdot V_{dc}} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{\|e^{\alpha\beta}\|}{V_{dc}} - \left( \cos(\theta) \cdot \overline{v}_{f(i)}^\alpha + \sin(\theta) \cdot \overline{v}_{f(i)}^\beta \right) \\ \overline{\Delta q}_{s(i)} = \frac{\Delta q_{s(i)}}{\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{T_s}{L_s + L_f} \cdot \|e^{\alpha\beta}\| \cdot V_{dc}} = \left( \cos(\theta) \cdot \overline{v}_{f(i)}^\beta - \sin(\theta) \cdot \overline{v}_{f(i)}^\alpha \right) \end{cases} \quad (3.26)$$

Pour que le convertisseur soit contrôlable, le premier terme de l'équation (3.26) doit vérifier les conditions suivantes :

$$\begin{cases} K_{\overline{\Delta p}} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{\|e^{\alpha\beta}\|}{V_{dc}} \\ 0 < K_{\overline{\Delta p}} \leq \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \end{cases}$$

Pour obtenir un vecteur unique de chaque condition de  $\overline{\Delta p}_s$  et  $\overline{\Delta q}_s$ , la meilleure valeur de  $K_{\overline{\Delta p}}$  est 1/2. En introduisant cette valeur de  $K_{\overline{\Delta p}}$  dans (3.26), nous obtiendrons :

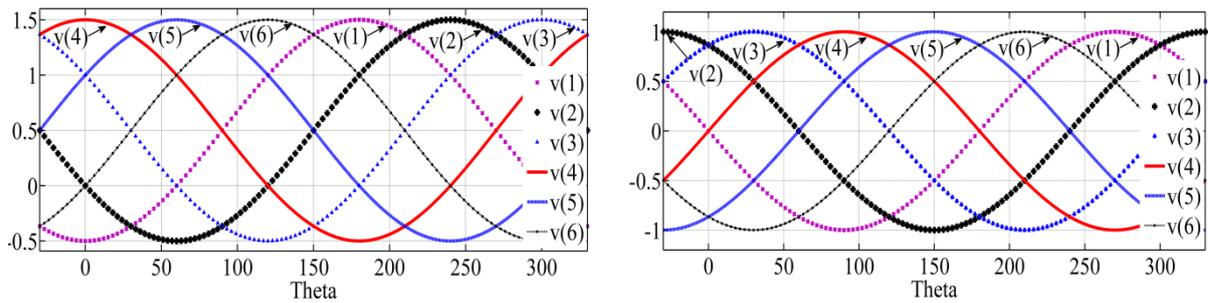
$$\begin{cases} \overline{\Delta p}_{s(i)} = \frac{1}{2} - \left( \cos(\theta) \cdot \overline{v}_{f(i)}^\alpha + \sin(\theta) \cdot \overline{v}_{f(i)}^\beta \right) \\ \overline{\Delta q}_{s(i)} = \left( \cos(\theta) \cdot \overline{v}_{f(i)}^\beta - \sin(\theta) \cdot \overline{v}_{f(i)}^\alpha \right) \end{cases} \quad (3.27)$$

En remplaçant les résultats des équations (3.27) dans (3.26), les variations des puissances normalisées du FAP sont données comme suit :

$$\begin{cases} \overline{\Delta p}_{s(i)} = \frac{1}{2} - \cos\left(\theta - (i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ \overline{\Delta q}_{s(i)} = -\sin\left(\theta - (i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.28)$$

pour  $\begin{cases} i = (0,1,2, \dots \dots 6) \\ -\pi/6 \leq \theta \leq \pi/6 \end{cases}$

Puis, à partir des expressions (3.28), la figure 3.22 atteste l'effet du vecteur de tension de l'onduleur sur le comportement des variations des puissances normalisées pour les douze secteurs. La nouvelle table de commutation peut ainsi être établie et elle est présentée sur le tableau 3.5.



**Figure 3. 22** L'évolution de la variation des puissances active et réactive selon les vecteurs de l'onduleur pour les différents secteurs.

**Tableau 3.5** La nouvelle table de commutation développée par [116]

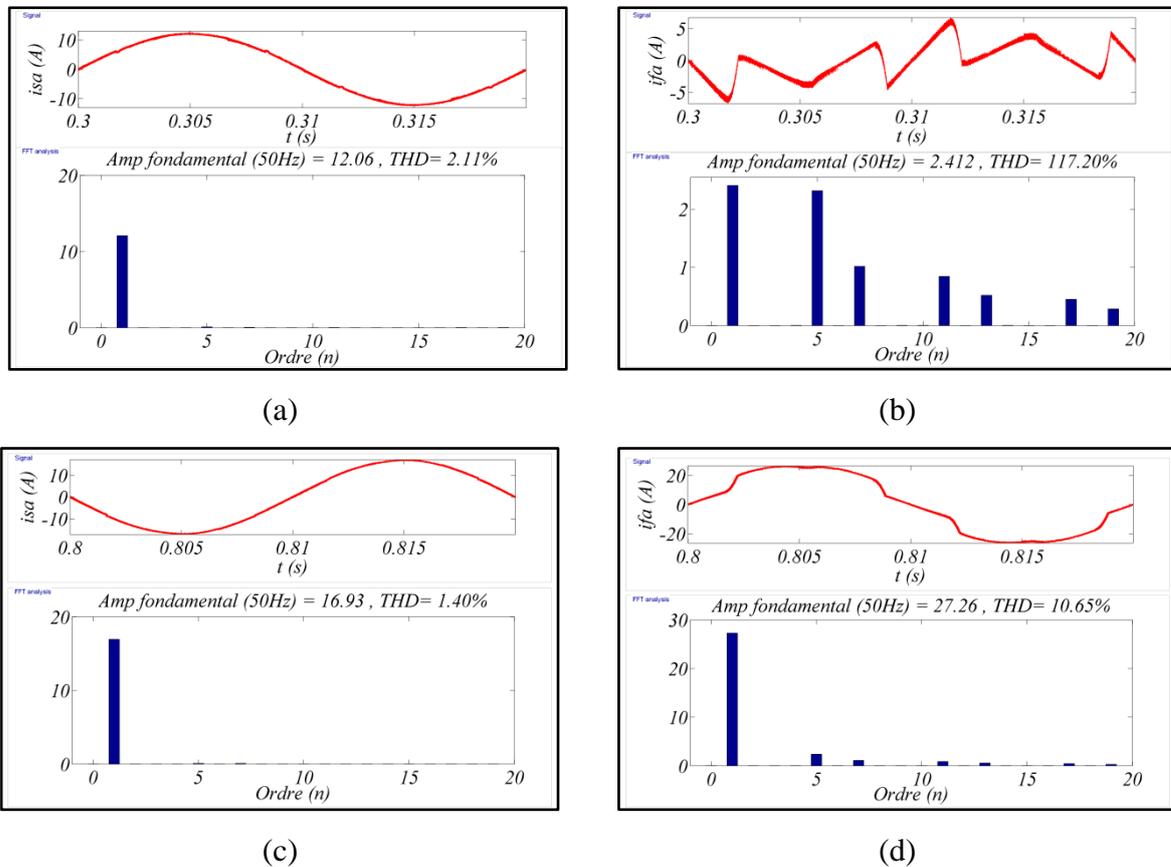
$d_p$	$d_q$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$	$\theta_7$	$\theta_8$	$\theta_9$	$\theta_{10}$	$\theta_{11}$	$\theta_{12}$
1	1	$v_3$	$v_4$	$v_4$	$v_5$	$v_5$	$v_6$	$v_6$	$v_1$	$v_1$	$v_2$	$v_2$	$v_3$
1	0	$v_4$	$v_5$	$v_5$	$v_6$	$v_6$	$v_1$	$v_1$	$v_2$	$v_2$	$v_3$	$v_3$	$v_4$
0	1	$v_1$	$v_2$	$v_2$	$v_3$	$v_3$	$v_4$	$v_4$	$v_5$	$v_5$	$v_6$	$v_6$	$v_1$
0	0	$v_6$	$v_1$	$v_1$	$v_2$	$v_2$	$v_3$	$v_3$	$v_3$	$v_3$	$v_5$	$v_5$	$v_6$

### 3.3.1 Résultats de simulation

Afin de vérifier les performances de la nouvelle table de commutation sur le contrôle DPC, l'ensemble du système est à nouveau simulé sous l'environnement Matlab/Simulink<sup>TM</sup> dans les mêmes conditions que pour la table classique. Les résultats obtenus sont illustrés sur la figure 3.23. La figure 3.23 (a, b) décrit le courant de source et du filtre actif et leur analyse spectrale en mode FAP. Le courant de source est devenu sinusoïdal avec un THD de 2.11%, compensé par le courant du filtre actif. Les harmoniques 5, 7, 11 et 13 sont bien injectées par le filtre afin de les éliminer dans le courant de source. Une composante fondamentale est présente sur le spectre du courant du filtre actif afin de maintenir la tension du bus continu constante.

Dans le mode injection d'énergie par le générateur PV, le courant de source demeure sinusoïdal et déphasé de  $\pi$  radian relativement à la tension source. A partir du spectre du courant du filtre actif, nous remarquons que ce dernier continue à éliminer les harmoniques de courant induits par la charge non linéaire ainsi que la génération d'un courant actif issu du générateur PV et qui est donc localisé sur la composante fondamentale.

La nouvelle table améliore notablement les performances vis-à-vis l'ancienne, l'efficacité de cette nouvelle table développée est bien vérifiée sur cette partie expérimentale.



**Figure 3. 23** Analyse spectrale du contrôle DPC avec la nouvelle table: (a) et (b) le courant de source et du filtre actif en mode FAP, (c) et (d) le courant de source et de filtre actif en mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque.

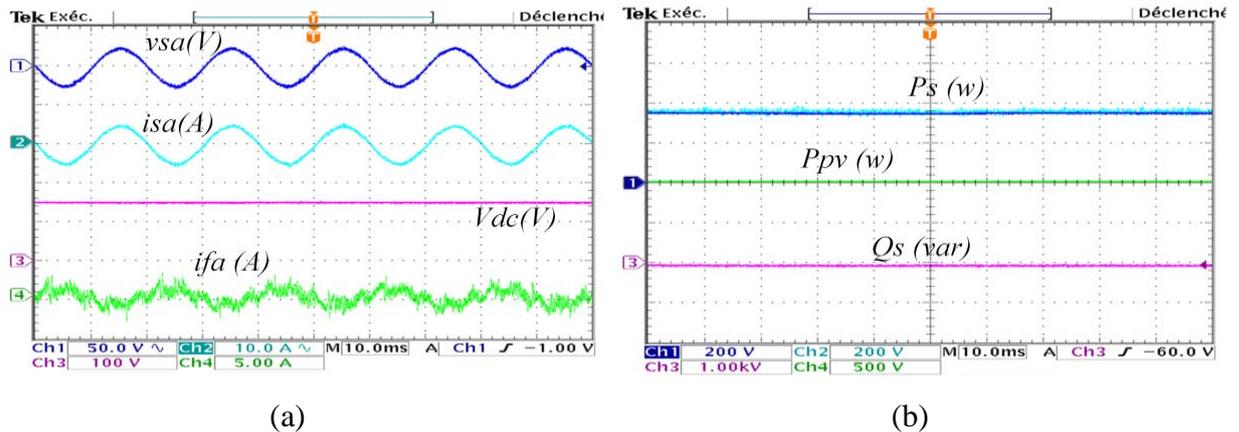
### 3.3.2 Résultats expérimentaux

Afin de tester l'efficacité et la robustesse de la nouvelle table de commutation dans tous les modes de fonctionnement, sa contribution à l'amélioration de la qualité d'énergie et la minimisation des pertes dans le convertisseur statique, l'algorithme est implémenté dans les mêmes conditions que pour la table classique.

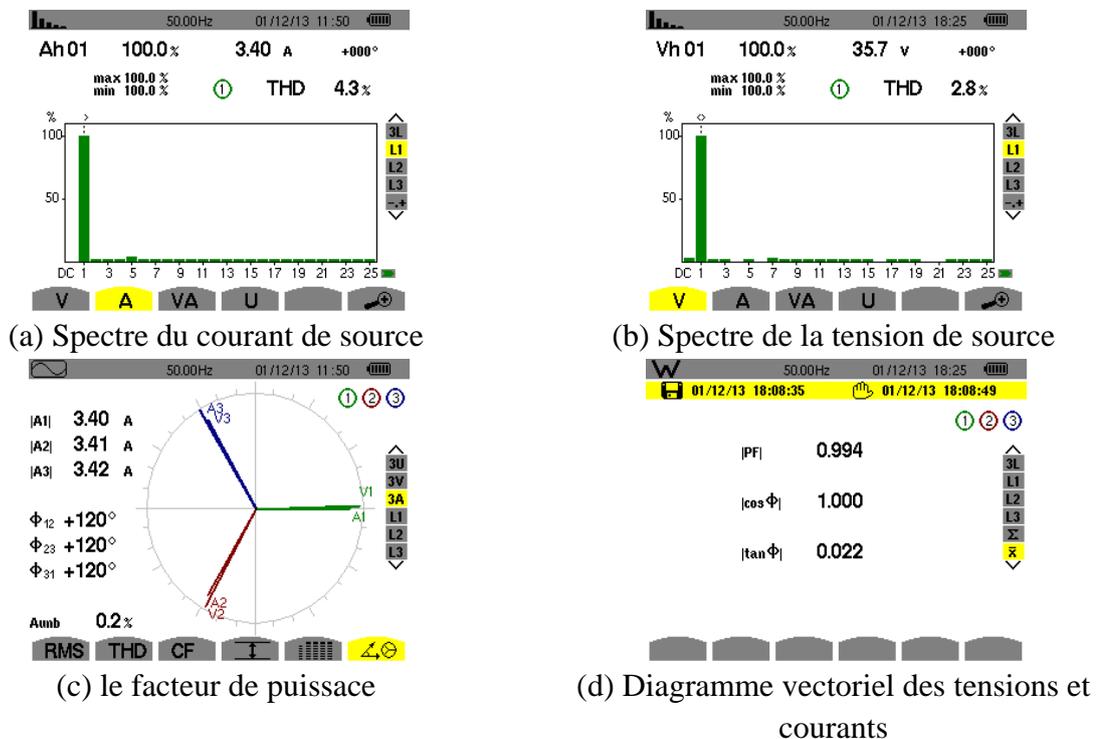
#### 3.3.2.1 Mode filtrage actif parallèle seul

La figure 3.24 illustre le contrôle DPC avec la nouvelle table de commutation en mode filtrage actif seul. Les résultats obtenus montrent que le courant de source est devenu sinusoïdal et en phase avec la tension de source, la forme d'onde du courant est manifestement améliorée. En comparaison avec la table classique les pics présents sur l'allure

du courant avec la table classique, causés par les vecteurs nuls, sont éliminés. L'analyse spectrale du courant et de la tension de source de la phase (a) présente des faibles taux de distorsion harmoniques (THDi% = 4.3%, THDv% = 2.8%) respectivement (figures 3.25 (a), (b)). La correction du facteur de puissance est également effective (0.994). Les puissances active et réactive réelles suivent leurs références parfaitement, en comparaison par rapport à la table classique, la tension du bus continu rejoint pleinement sa valeur désirée (158V).



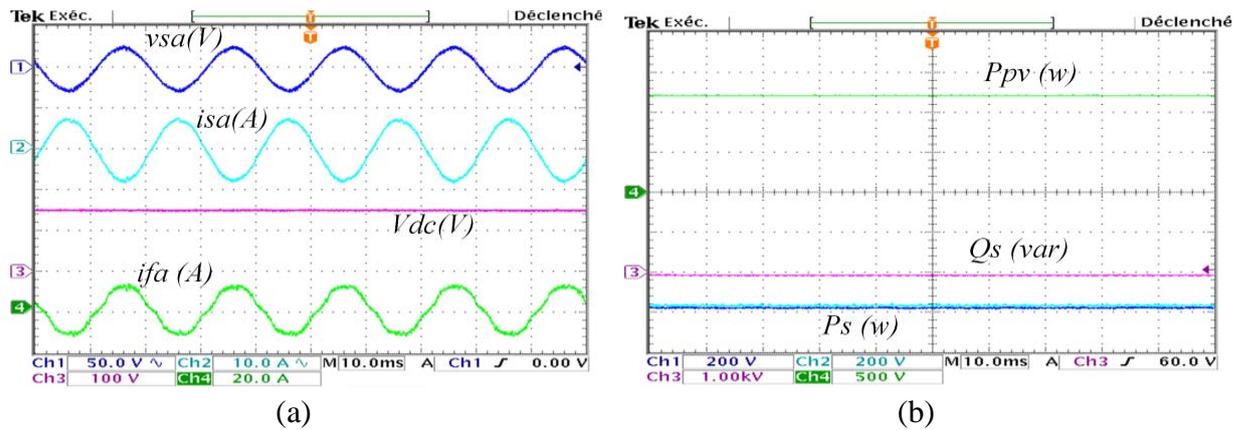
**Figure 3. 24** Les résultats expérimentaux de la DPC avec la nouvelle table dans le mode FAP: (a) la tension et le courant de source, la tension du bus continu, courant du filtre actif. (b) la puissance active et réactive du réseau, la puissance du générateur PV.



**Figure 3. 25** Les résultats obtenus issus de l'analyseur de puissance dans le mode FAP.

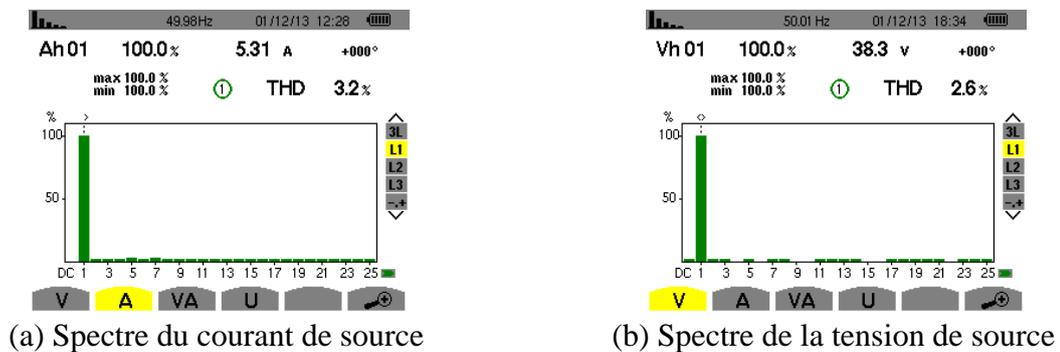
### 3.3.2.2 Mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque

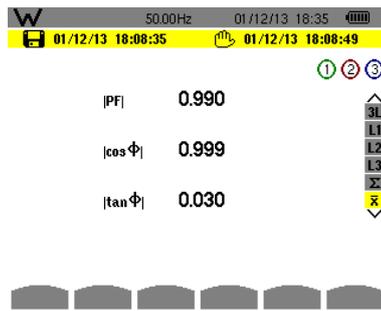
Pour un ensoleillement de  $G = 1000\text{W/m}^2$ , les figures (3.26) et (3.27) présentent l'évolution du contrôle DPC avec la nouvelle table de commutation dans le cas de génération de puissance active à l'aide du système PV et l'amélioration de la qualité d'énergie simultanément. Le courant de source reste sinusoïdal et déphasé de  $\pi$  radian par rapport à la tension source, une optimisation de la qualité d'énergie est constatée à travers des valeurs des THD du courant et de la tension réseau obtenus :  $\text{THDi}\% = 3.2\%$  et  $\text{THDv}\% = 2.6\%$ .



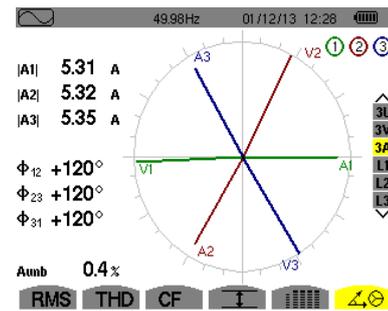
**Figure 3. 26** Les résultats expérimentaux du contrôle DPC avec la nouvelle table dans le mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque: (a) la tension et le courant de source, la tension du bus continu, courant du filtre actif. (b) les puissances active et réactive du réseau, la puissance du générateur PV.

La puissance réactive est également bien compensée avec un facteur de puissance quasi-unitaire ( $\text{PF}=0.990$ ), la puissance active du générateur PV suit sa valeur de référence parfaitement et atteint sa valeur de puissance maximale (1200W), elle est bien transférée vers la source et la charge simultanément. Le bus continu maintient sa valeur de référence optimale délivrée par l'algorithme MPPT-P&O.





(c) le facteur de puissance

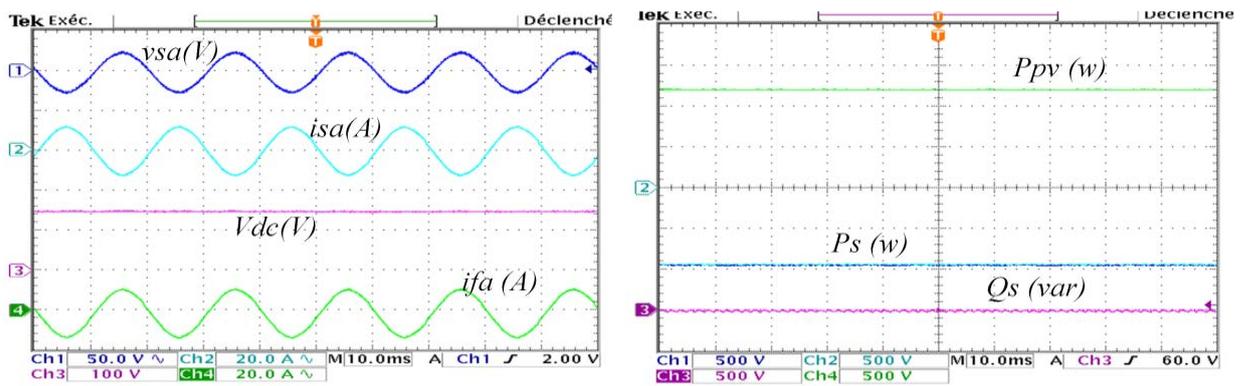


(d) Diagramme vectoriel des tensions et courants

**Figure 3. 27** Les résultats obtenus issus de l'analyseur de puissance dans le mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque.

### 3.3.2.3 L'évolution du système sans charge non linéaire

Dans cette partie, le test de la nouvelle table de commutation dans le cas où la charge non linéaire est déconnectée est conduit. Les résultats obtenus sont présentés sur les figures (3.27) et (3.28).

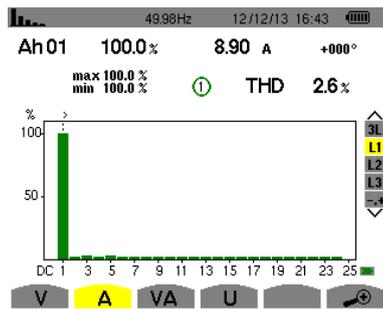


(a)

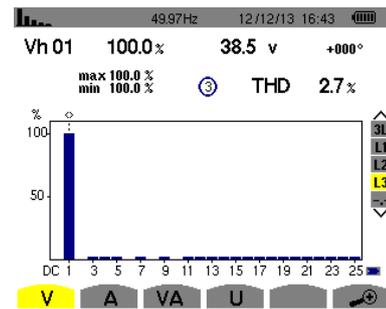
(b)

**Figure 3. 28** Les résultats expérimentaux de la commande DPC avec la nouvelle table de commutation dans le mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque sans charge non linéaire.

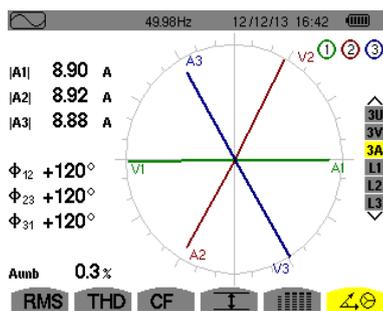
Lors de l'absence de la charge non linéaire, les harmoniques du courant ont disparus, donc le courant du filtre injecté est sinusoïdal et déphasé de  $\pi$  avec une valeur de THDi de 2.6%. La puissance réactive de source est parfaitement compensée, avec une valeur du facteur de puissance quasi-unitaire (0.989).



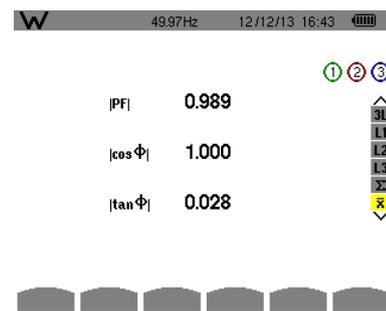
(a) Spectre du courant de source



(b) Spectre de la tension de source



(c) le facteur de puissance



(d) Diagramme vectoriel des tensions et courants

**Figure 3. 29** Les résultats obtenus issus de l'analyseur de puissance dans le mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque sans charge non linéaire.

### 3.3.2.4 Etude comparative entre les deux tables

Le tableau 3.6 reporte les résultats d'une étude comparative entre les performances de la table classique et la table spécifique.

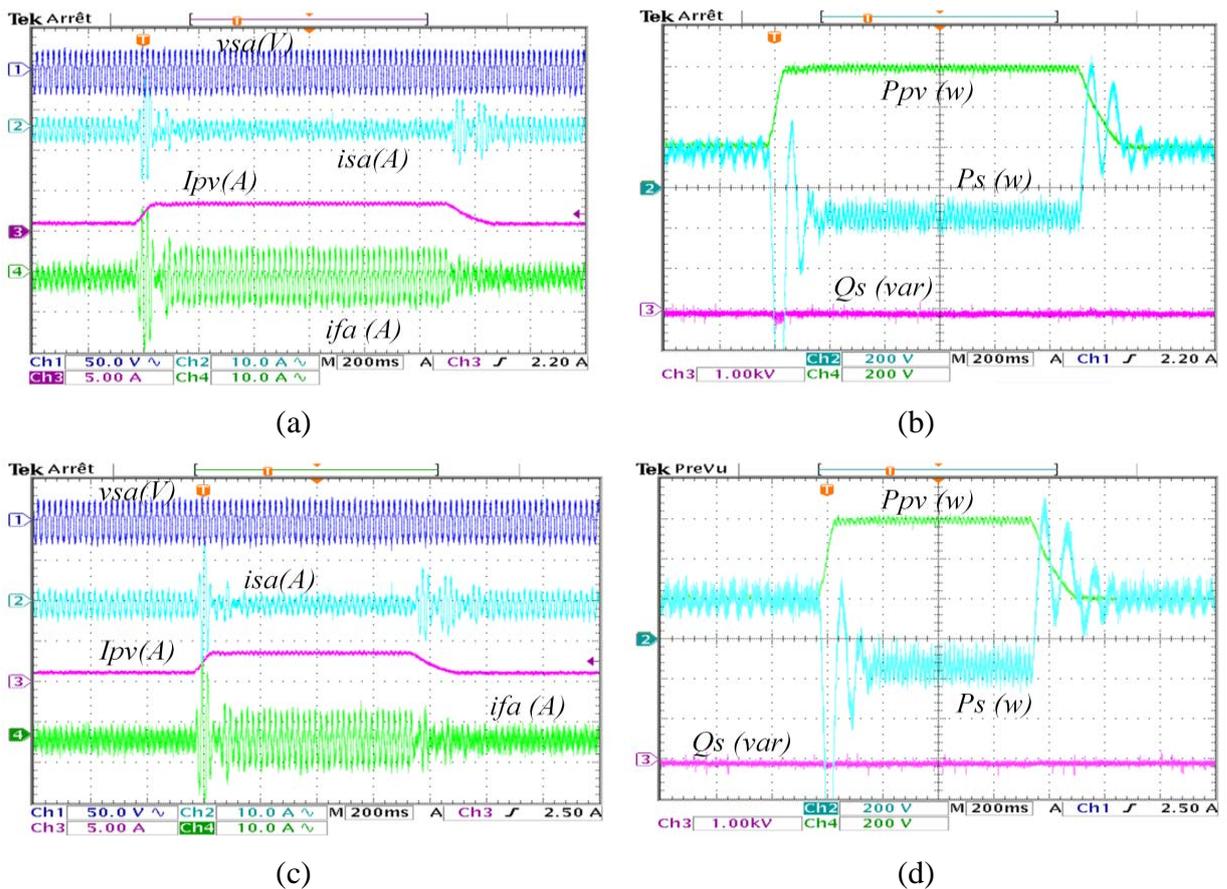
En se basant sur les résultats acquis, il en résulte que les vecteurs nuls ont une influence néfaste sur la forme d'onde du courant et de la tension de source. Dorénavant, le THD en courant est fortement réduit avec la nouvelle table de commutation puisque les valeurs sont, pour toutes les configurations inférieures à 5%, la limite du standard IEEE 519-1992. La tension de source est également perturbée par l'application de ces vecteurs nuls avec la table classique, ce qui se traduit sur les valeurs des THD en tension dans tous les cas étudiés. La nouvelle table contribue donc à une amélioration indéniable sur la qualité des ondes électriques du réseau, donc de bien meilleurs THD. Par ailleurs, l'énergie réactive est parfaitement compensée par les deux tables de commutation.

**Tableau 3. 6** Etude comparative entre les performances de la table classique et la table spécifique

Stratégies de contrôles	avant filtrage	FAP sans PV	FAP avec PV	FAP avec PV sans charge
DPC avec la table classique	$THDi = 19.1$ $THDv = 2.6$ $PF = 0.912$	$THDi = 7.3$ $THDv = 2.7$ $PF = 0.994$	$THDi = 6.1$ $THDv = 3.3$ $PF = 0.989$	$THDi = 6.4$ $THDv = 4.5$ $PF = 0.988$
DPC avec la nouvelle table de commutation	$THDi = 19.1$ $THDv = 2.6$ $PF = 0.912$	$THDi = 4.3$ $THDv = 2.8$ $PF = 0.994$	$THDi = 3.2$ $THDv = 2.6$ $PF = 0.990$	$THDi = 2.6$ $THDv = 2.7$ $PF = 0.989$

### 3.3.2.5 Variation de l'irradiation

L'étude des performances dynamiques du contrôle DPC avec l'algorithme MPPT global P&O est réalisée sur deux modes de fonctionnement : variation instantanée d'irradiation et variation de la charge non linéaire.



**Figure 3. 30** Les résultats expérimentaux du contrôle DPC avec la table classique (a, b) et la nouvelle table (c, d) dans le mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque sous un changement instantané de l'irradiation.

La figure 3.30 traduit l'impact de la variation instantanée de l'irradiation. Pour  $G = 200 \text{ W/m}^2$ , le générateur photovoltaïque et la source fournissent la puissance ( $P_{pv} = 200\text{W}$ ,  $P_s = 200 \text{ W}$ ) pour satisfaire la puissance demandée par la charge. L'augmentation de l'irradiation de  $200\text{W/m}^2$  à  $500\text{W/m}^2$  provoque une augmentation de la puissance générée par le générateur photovoltaïque de  $200\text{W}$  à  $600\text{W}$ , ainsi que le courant photovoltaïque de  $1\text{A}$  à  $3,5\text{A}$ . Par conséquent, la puissance de source devient négative, ce qui prouve que le réseau reçoit  $130\text{W}$  du générateur photovoltaïque. Après une courte transition, le courant de source reste sinusoïdal, une transition finale d'irradiation est effectuée pour la ramener à  $200 \text{ W/m}^2$ . Des oscillations autour de la tension du bus continu apparaissent à chaque transition instantanée et le contrôleur IP contraint la tension du bus continu à converger sur sa valeur optimale de référence. Pour toute transition du rayonnement solaire, la puissance réactive est maintenue à zéro et la tension de source est sinusoïdale. A l'instant du changement instantané de l'ensoleillement, une petite divergence sur l'allure de la puissance réactive est visible lors l'investigation de l'ancienne table de commutation. Au contraire, avec la table proposée la puissance réactive est parfaitement compensée dans tous les tests envisagés.

### 3.3.2.6 Variation de la charge

Sous un ensoleillement constant,  $G = 600\text{W/m}^2$  et  $P_{PV} = 700\text{W}$  une variation de la charge a été réalisée comme l'indique la figure 3.31. La diminution de la charge non linéaire (de  $52,5 \Omega$  à  $21 \Omega$ ) induit une augmentation de la puissance consommée ainsi que le courant injecté par le réseau. Des petites oscillations sont observées sur l'allure de la tension du PV lors des transitions mais demeurent de faibles envergures et de courtes durées. Par contre, aucun changement n'apparaît sur le courant du filtre actif et sur la puissance réactive.

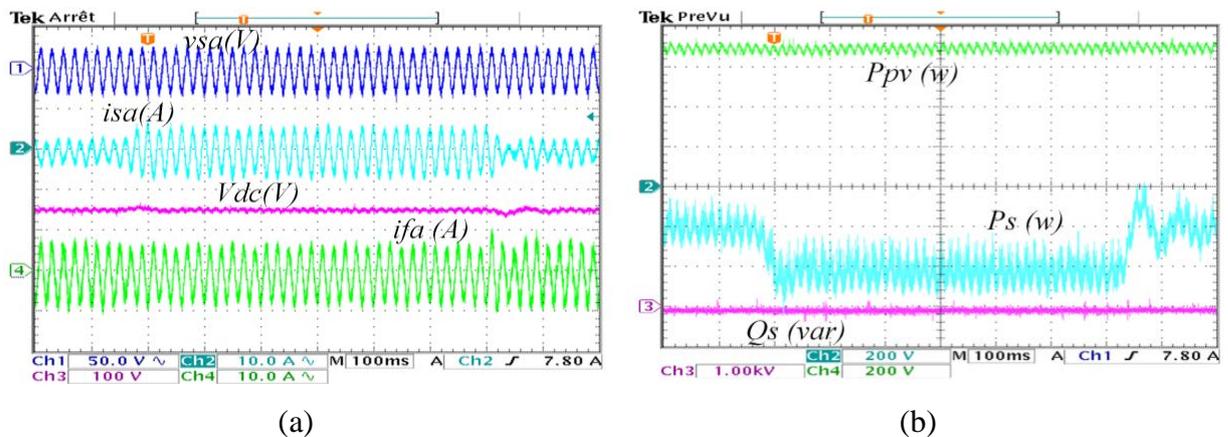


Figure 3. 31 L'évolution dynamique du système lors la variation de la charge non linéaire.

L'ensemble du système possède une réponse dynamique satisfaisante lors de la variation de la charge non linéaire dans le cas où l'énergie est transférée au réseau et à la charge simultanément.

### 3.4 Principe de compensation du contrôle indirect de courant

Le courant de la charge non linéaire comporte comme composantes: un fondamental et des rangs harmoniques. Il peut être défini par les équations suivantes [117]:

$$\begin{aligned}
 i_c(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \\
 &= I_f \sin(\omega t + \varphi_f) + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \\
 &= I_{fa} \sin(\omega t) + I_{fr} \cos(\omega t) + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n)
 \end{aligned} \tag{3.29}$$

Où les termes  $I_{fa} \sin(\omega t)$  et  $I_{fr} \cos(\omega t)$  se réfèrent à la composante active et réactive du courant de charge fondamental respectivement, tandis que le terme  $\sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n)$  concerne la composante harmonique du courant de charge. La tension de source est représentée par l'équation suivante :

$$v_s(t) = V_m \sin(\omega t) \tag{3.30}$$

La puissance de la charge non linéaire instantanée est donnée comme [99] :

$$\begin{aligned}
 P_c(t) &= v_s(t) * i_c(t) \\
 &= V_m I_{fa} \sin^2(\omega t) + V_m I_{fr} \sin(\omega t) * \cos(\omega t) \\
 &\quad + V_m \sin(\omega t) \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \\
 &= P_{fa}(t) + P_{fr}(t) + P_h(t)
 \end{aligned} \tag{3.31}$$

La puissance active réelle consommée par la charge non linéaire est :

$$\begin{aligned}
 P_{fa}(t) &= V_m I_s \sin^2(\omega t) \\
 &= V_m I_{fa} \sin^2(\omega t) = v_s(t) * i_s(t)
 \end{aligned} \tag{3.32}$$

Selon (3.16 (c)), le courant de source est donné par :

$$i_s(t) = i_c(t) - i_f(t)$$

Un FAP parfait compense les composantes harmoniques et réactives du courant de charge, de telle sorte que le courant de source ne comporte uniquement que la composante active de ce courant, en conséquence  $i_s(t) = I_{fa} \sin(\omega t)$ . Donc, le courant de source est sinusoïdal et en phase avec la tension de source.

Dans la méthode indirecte du courant appliquée au FAP (figure 3.32), la valeur crête du courant de source est estimée afin de maintenir l'équilibre d'énergie entre la source et la charge. Dans la pratique, en raison des pertes de commutation dans l'onduleur MLI et au niveau du bus continu, le FAP extrait une composante active fondamentale pour maintenir la tension du bus continu à sa valeur de référence. Par la suite, le courant total généré par la source d'entrée doit d'être alternatif et peut s'écrire:

$$i_s(t) = I_{fa} \sin(\omega t) + I_{sl} \sin(\omega t) = I_s \sin(\omega t)$$

Où  $I_{fl}$  est la composante active fondamentale du courant du FAP. L'amplitude du courant de source est obtenue via la boucle de régulation du bus continu [118].

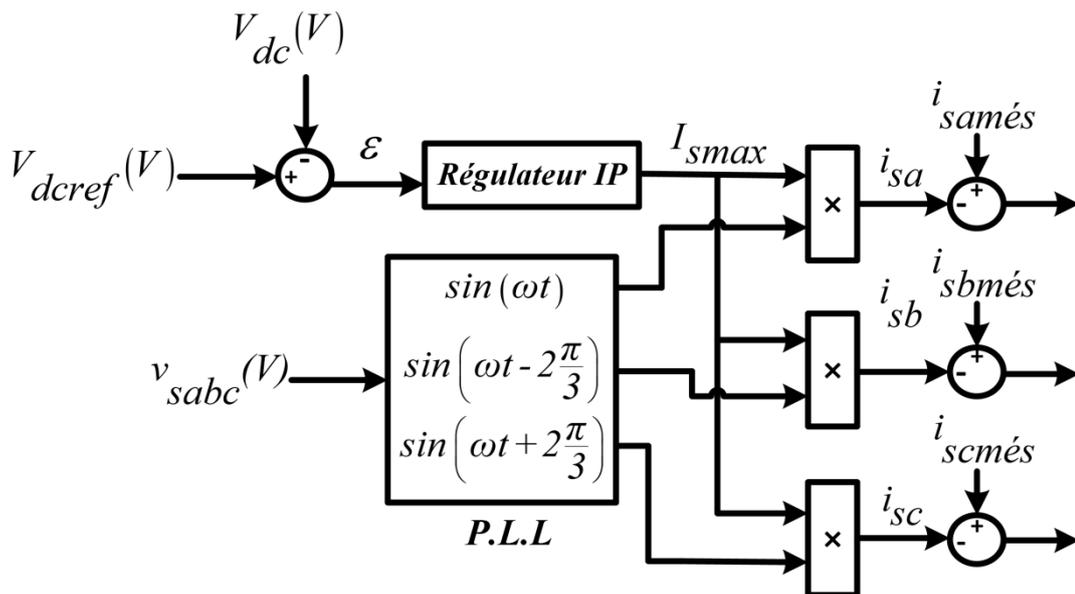


Figure. 3. 32 Schéma bloc de la commande indirecte en courant.

### 3.4.1 Le contrôle par hystérésis

Dans cette partie, la stratégie du contrôle par hystérésis est détaillée. Elle est aussi intitulée commande en tout ou rien et très couramment utilisée pour sa simplicité de mise en œuvre. En fait, cette stratégie assure un contrôle efficace du courant sans exiger une connaissance précise du modèle du système à contrôler ou de ses paramètres [114]. Le principe de base de

cette stratégie de contrôle est décrit sur la figure 3.33. Après avoir élaboré les courants de source de référence, une comparaison est établie avec les grandeurs mesurées. Les erreurs obtenues constituent les entrées du régulateur à hystérésis. Le contrôleur par hystérésis à bande fixe produit alors les états de commutation (S1 à S6) pour piloter l'onduleur de tension. Par contre, les commutations des interrupteurs de puissance évoluent librement à l'intérieur de la bande hystérésis, donc le spectre haut fréquence n'est pas maîtrisé pas ce type de commande.

Si  $i_{fa} < (i_{faref}^* - H)$  le commutateur supérieur sera ouvert ( $S_a = 0$ ) et le commutateur inférieur sera fermé ( $\overline{S}_a = 1$ ) de la phase (a) du premier bras de l'onduleur.

Si  $i_{fa} > (i_{faref}^* + H)$  le commutateur supérieur sera fermé ( $S_a = 1$ ) et le commutateur inférieur sera fermé ( $\overline{S}_a = 0$ ) de la phase (a) du premier bras de l'onduleur.

Où  $H$  est la largeur de la bande d'hystérésis, ce même principe est appliqué aux trois courants afin d'extraire les signaux de commutation pour chaque bras.

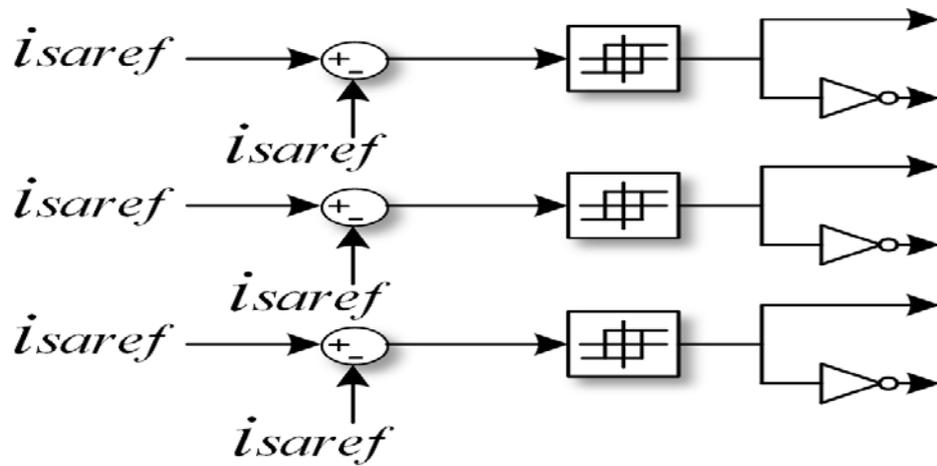
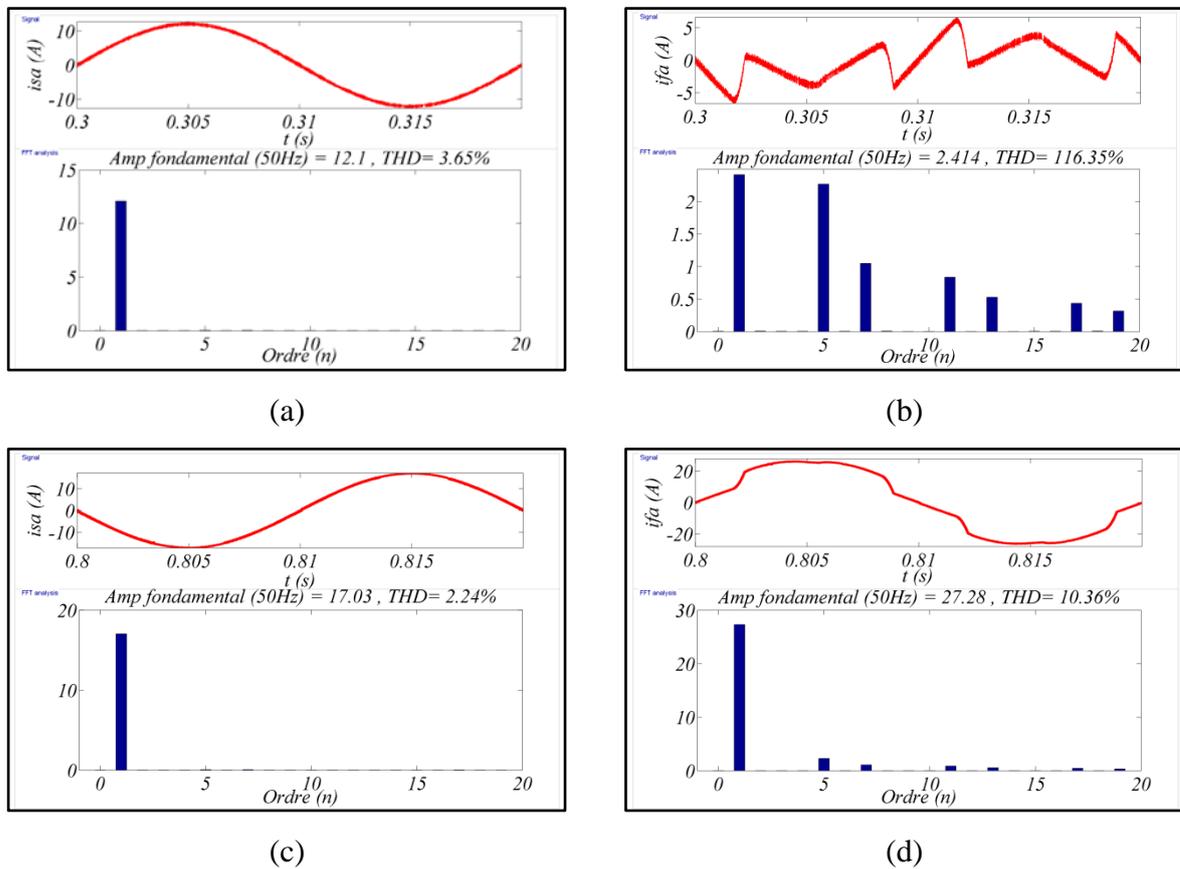


Figure 3. 33 Principe du contrôle par hystérésis.

### 3.4.2 Résultats de simulation

Dans ce paragraphe, les résultats de simulation obtenus avec le contrôle par hystérésis sont présentés. Ces résultats sont élaborés à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink<sup>TM</sup> en utilisant les mêmes paramètres de simulations définis pour les deux algorithmes précédents. La bande à hystérésis choisie lors de l'implémentation est fixée à 0.2 A pour la partie simulation et expérimental.

L'insertion de l'algorithme de contrôle par hystérésis rend le courant de source sinusoïdal et en phase avec la tension de source. Le taux de distorsion harmonique est réduit à  $THDi = 3.65\%$ , le spectre du courant de compensation présente un  $THDi = 116.35\%$  afin d'éliminer les harmoniques impairs visibles sur le spectre du courant de source (figure 3.34 (a, b)). Dans le mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque, le courant de source est toujours quasi sinusoïdal et déphasé de  $\pi$  radian, son  $THDi$  qui chute à  $2.24\%$  le prouve. Le courant du filtre actif indique sur son spectre que sa composante fondamentale inclue le courant PV et la composante active afin de maintenir la tension du bus continu constante ainsi que les harmoniques impairs qui sont injectés au PCC, induites à la base par la charge non linéaire, comme l'illustre la figure 3.34 (c, d).



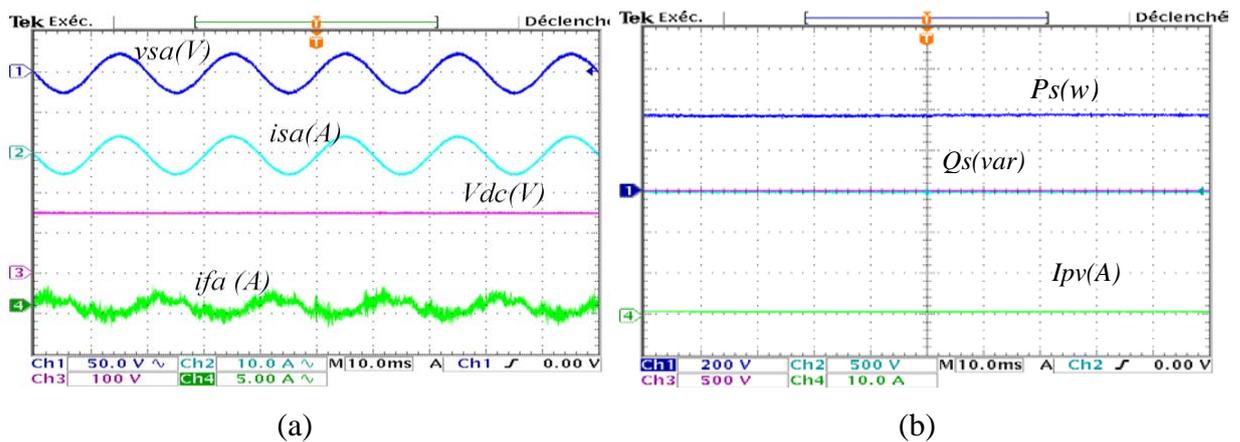
**Figure 3. 34** Analyse spectrale du contrôle par hystérésis: (a) et (b) le courant de source et du filtre actif en mode FAP, (c) et (d) le courant de source et du filtre actif en mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque.

### 3.4.3 Résultats expérimentaux

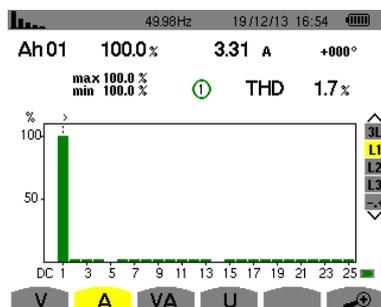
Toujours avec les mêmes paramètres du banc décrit dans la section 3.6, les performances du contrôle par hystérésis dans tous les modes de fonctionnement présentés précédemment sont évaluées.

#### 3.4.3.1 Mode filtrage actif parallèle (FAP)

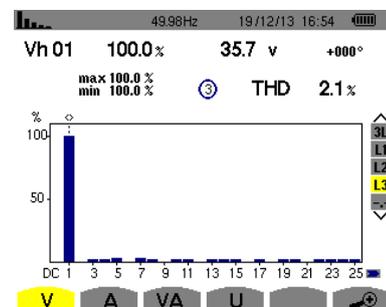
La mise en service de l'algorithme de contrôle par hystérésis du FAP rend le courant de source quasi sinusoïdal, avec un facteur de puissance unitaire compensé par le courant du filtre actif. Les relevés de l'analyse spectrale du courant et tension montrent une qualité d'énergie optimale :  $THDi\% = 1.7\%$ ,  $THDv\% = 2.1\%$  respectivement (figure 3.36 a, b). La compensation de la puissance réactive est assurée, la tension de bus continu se maintient à sa valeur de référence (figure 3.35).



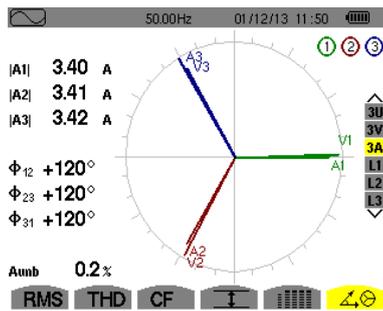
**Figure 3. 35** Les résultats expérimentaux du contrôle par hystérésis dans le mode FAP: (a) la tension et le courant de source, la tension du bus continu, courant du filtre actif. (b) les puissances active et réactive du réseau, la puissance du générateur PV.



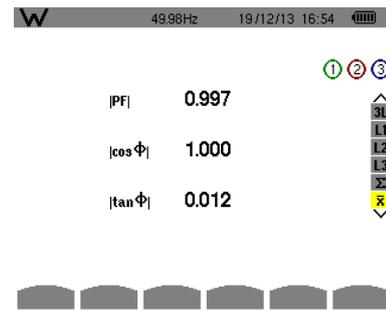
(a) Spectre du courant de source



(b) Spectre de la tension de source



(c) le facteur de puissance



(d) Diagramme vectoriel des tensions et courants

Figure 3. 36 Les résultats obtenus issus de l'analyseur de puissance dans le mode FAP.

### 3.4.3.2 Mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque

Dans ce mode de fonctionnement, une très nette amélioration est constatée sur l'allure du courant et tension de source. Le THD en courant est réduit à 1.3% et THD en tension à 1.7 %. La compensation de l'énergie réactive est toujours effective puisque le  $PF = 0.993$  (figure 3.38). Les puissances active et réactive convergent parfaitement sur leurs références, de plus le bus continu reste à sa valeur estimée par l'algorithme MPPT. La rotation de phase présente sur le diagramme vectoriel du courant et de la tension de source confirme l'injection de l'énergie au réseau par le contrôle proposé (figure 3.37).

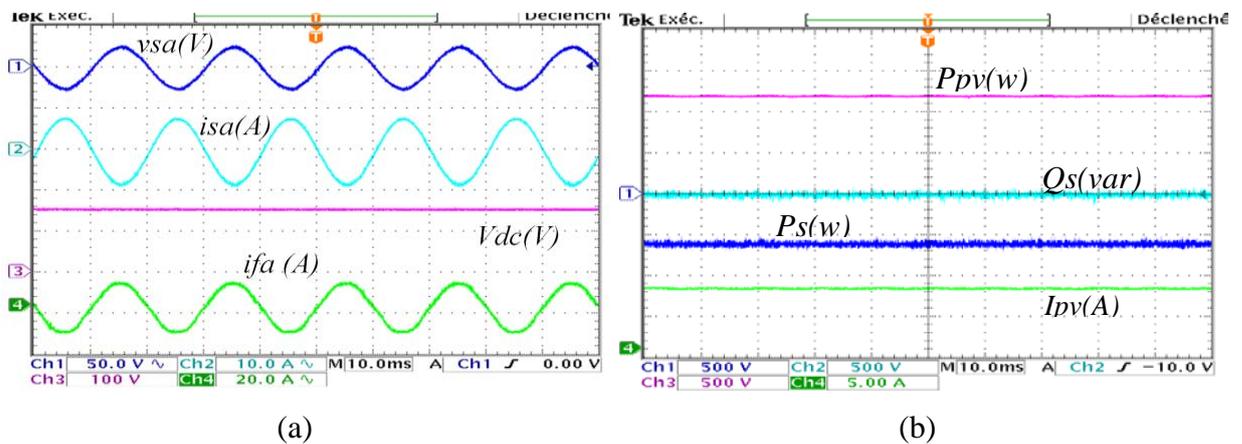
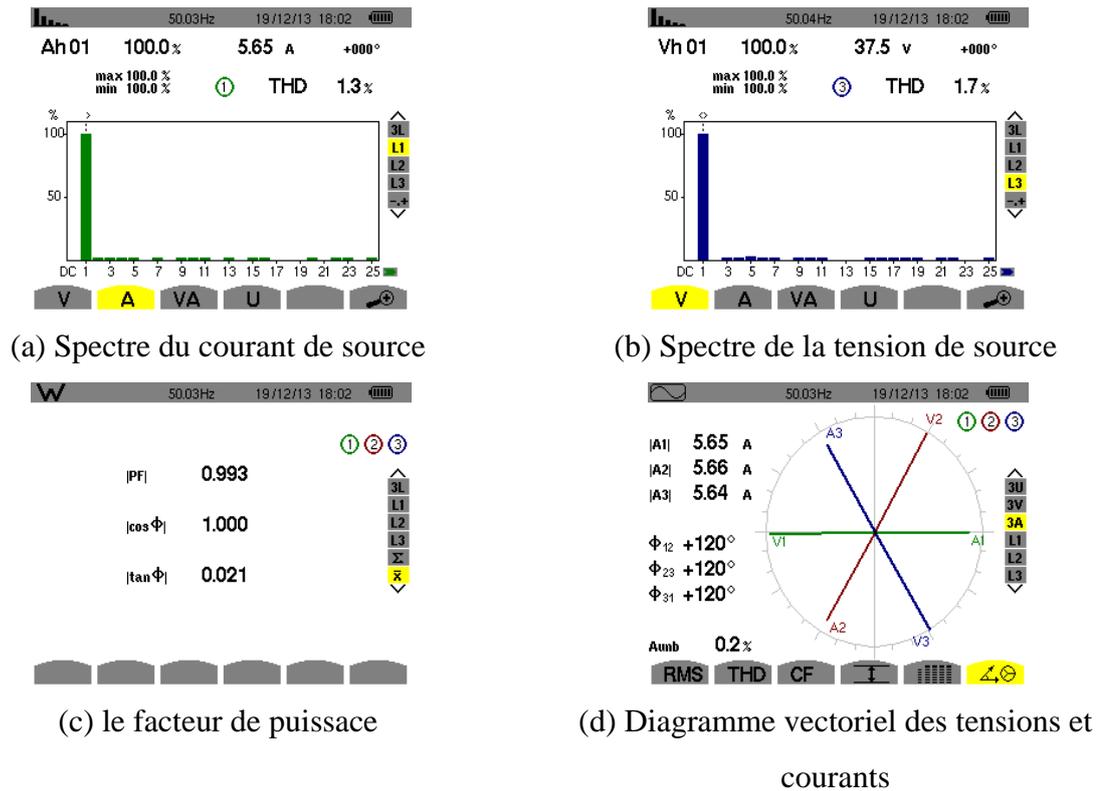


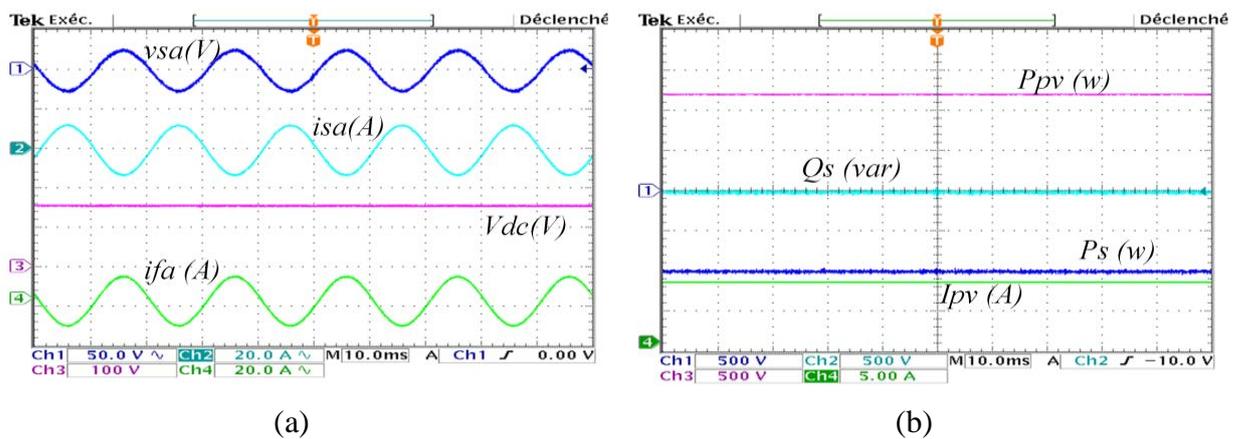
Figure 3. 37 Les résultats expérimentaux du contrôle par hystérésis dans le mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque: (a) la tension et le courant de source, la tension du bus continu, courant du filtre actif. (b) les puissances active et réactive du réseau, la puissance du générateur PV.



**Figure 3.38** Les résultats obtenus issus de l'analyseur de puissance dans le mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque.

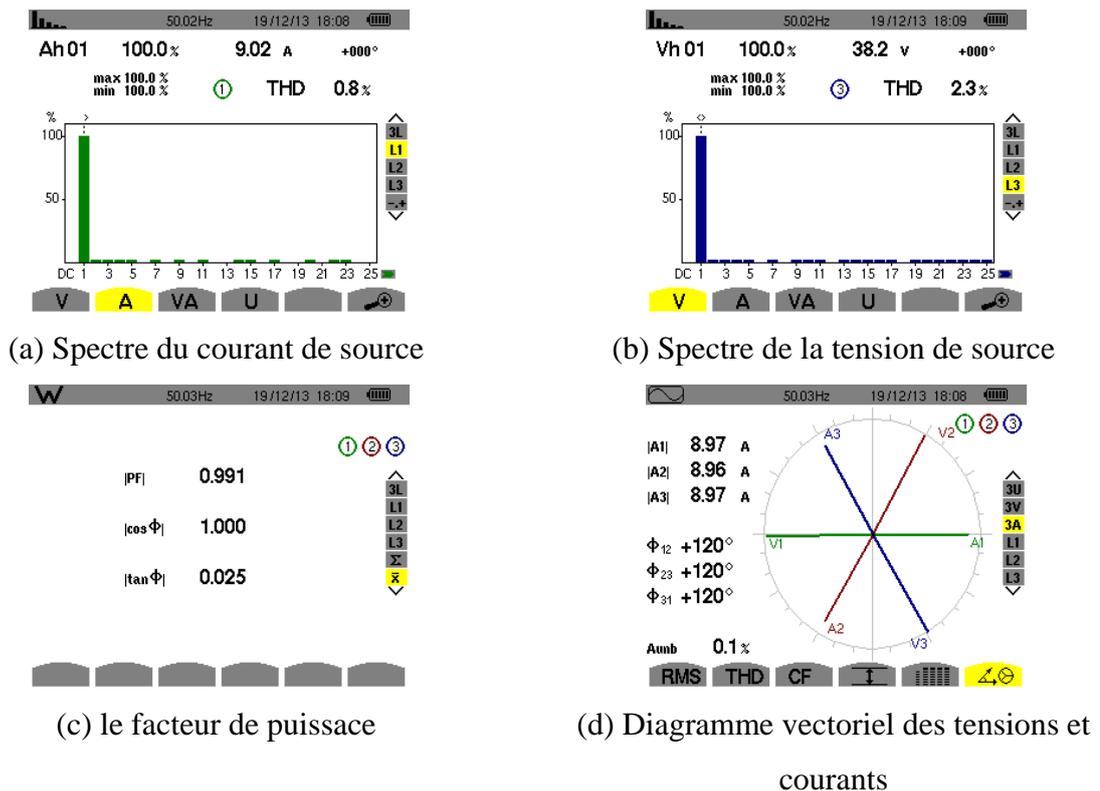
### 3.4.3.3 L'évolution du système sans charge non linéaire

Pour évaluer la réponse de la commande dans le mode connecté au réseau, la charge non linéaire est déconnectée à un instant donné.



**Figure 3.39** Les résultats expérimentaux d du contrôle par hystérésis dans le mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque sans charge non linéaire.

Les figures (3.39) et (3.40) décrivent l'évolution du système. Le courant transféré au réseau est sinusoïdal avec un facteur de puissance unitaire ( $THDi\% = 0.8\%$ ,  $PF = 0.991$ ). La tension de source est sinusoïdale avec un  $THDv$  de 2.3 %, les puissances active et réactive suivent leurs valeurs de référence et le bus continu reste toujours stable et autour du point de puissance maximal.



**Figure 3. 40** Les résultats obtenus issus de l'analyseur de puissance dans le mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque sans charge non linéaire.

### 3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié une chaîne de conversion d'énergie renouvelable connectée au réseau électrique de distribution. Cette chaîne est constituée d'un générateur solaire PV interfacé avec un filtre actif parallèle (FAP) afin d'investiguer ce dernier pour l'injection de la puissance renouvelable et pour l'amélioration de la qualité d'énergie électrique simultanément au point de raccordement.

Initialement, nous avons évoqué les deux configurations qui existent, un seul et double étage de conversion, puis la modélisation d'une chaîne renouvelable connectée au bus continu d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux et la description de l'algorithme d'optimisation P&O MPPT global envisagé pour extraire la puissance maximale du générateur PV. De plus,

trois stratégies de contrôles sont présentées dans ce chapitre pour assurer la multifonctionnalité du système.

Le contrôle direct de puissance DPC en utilisant la table de commutation classique proposée par Noghuchi qui a été simulée et validée expérimentalement. À cause de ses limitations, la nouvelle table développée contribue indéniablement à améliorer l'efficacité du contrôle DPC en termes de qualité d'énergie et aussi à minimisation les pertes en commutations de l'onduleur. Cette partie est conclue par une étude comparative entre les deux tables. Le dernier développement de ce chapitre traite du contrôle par hystérésis en utilisant la méthode indirecte du courant.

## Chapitre 4

---

# Contrôle Prédictif du Courant d'un Système Solaire Photovoltaïque Connecté au Réseau Électrique

---

### Sommaire :

Introduction.....	99
4.1 Principes de base du contrôle prédictif.....	100
4.2 Contrôle prédictif des courants d'un filtre actif parallèle (FAP).....	101
4.2.1 Convertisseur dc-dc boost et estimation de ses paramètres.....	102
4.2.2 Contrôle prédictif des courants.....	103
4.2.3 La fonction coût.....	104
4.2.4 Modèle électrique du filtre actif parallèle (FAP).....	105
4.2.5 Modèle de prédiction discret.....	106
4.2.6 Génération des courants de référence.....	107
4.2.6.1 Contrôle direct du courant.....	107
4.2.6.2 Méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées.....	108
4.2.6.3 Algorithme intégrateur généralisé du second ordre (SOGI).....	110
4.2.7 Résultats de simulation.....	112
4.2.8 Résultats expérimentaux.....	116
4.2.8.1 Mode Filtrage Actif parallèle (FAP) seul.....	116
4.2.8.2 Mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque.....	118
4.3 Le contrôle par hystérésis.....	119
4.3.1 Résultats de simulation.....	120
4.3.2 Résultats expérimentaux.....	121
4.3.2.1 Mode Filtrage Actif parallèle (FAP) seul.....	121
4.3.2.2 Mode FAP interfacé avec le générateur photovoltaïque.....	122
4.4 Etude comparative entre les différents algorithmes de commandes.....	123
4.4.1 Performance dynamique de la commande proposée.....	124
4.4.2 Comportement dynamique en présence d'une variation de l'irradiation.....	124
4.4.3 Comportement dynamique en présence d'une variation de la charge.....	125
4.5 Conclusion.....	126
Conclusion générale et perspectives.....	128

## **Introduction**

Dans le chapitre précédent trois algorithmes dédiés au contrôle ont été proposés pour les systèmes de production décentralisée avec un seul étage de conversion (contrôle direct de puissance avec une table de commutation classique et nouvelle et le contrôle par hystérésis). Nous avons constaté que la stratégie de contrôle du filtre actif a un impact important sur la qualité d'énergie réinjectée au réseau électrique; pour cette raison le développement de nouveaux algorithmes de contrôle s'étend sur ces systèmes de conversion. Aujourd'hui, grâce au développement des microprocesseurs rapides et puissants, les recherches s'orientent vers des contrôleurs plus évolués afin d'exploiter les nouvelles performances pour traiter ces systèmes complexe et non linéaire [119], [120]. L'investigation du contrôle prédictif dans le présent chapitre s'inscrit dans cette démarche et a pour but d'améliorer le contrôle du courant dans ces systèmes multifonctionnels. La philosophie du contrôle prédictif (Model Predictive Control-MPC) se résume à exploiter le modèle pour prédire le comportement du système et choisir la meilleure décision au sens d'un certain coût tout en respectant des contraintes [121], [122], [123].

Cette méthode de contrôle est connue sous l'intitulé : contrôle prédictif du modèle d'état fini (FS-MPC), puisque les états de commutation possibles du contrôle sont limités [124]. Elle a été appliquée avec succès dans une large gamme de convertisseurs de puissance et d'entraînement réglés. Etant donné que les convertisseurs de puissance ont un nombre fini d'états de commutation, le problème d'optimisation de la MPC peut être simplifié et réduit lors de la prédiction du comportement futur du système pour chaque état possible de commutation. Donc, chaque prédiction est utilisée pour évaluer la fonction coût (également connu sous le nom de qualité ou d'une fonction de décision), et par conséquent l'état de commutation avec un coût minimum est sélectionné.

Dans ce chapitre, une chaîne de conversion d'énergie à double étage de conversion est proposée. Le premier étage comporte un convertisseur dc-dc boost qui a pour objet d'élever la tension du générateur PV afin d'atteindre les exigences du bus continu de l'onduleur connecté au réseau. Ainsi, la puissance du générateur PV est optimisée en investiguant l'algorithme local MPPT P&O appliqué au convertisseur dc-dc. Ensuite le principe de base du contrôle prédictif est présenté avec les étapes à suivre pour construire la loi de contrôle. L'élaboration du modèle prédictif du filtre actif a été analysée puis la définition de la fonction coût est décrite pour minimiser l'erreur sur les courant et cette partie est conclue par la discrétisation du système afin d'extraire le modèle de prédiction. Le chapitre se termine par la

description des différents algorithmes d'identification des courants de références et les résultats de simulation et expérimentaux effectués.

#### **4.1 Principes de base du contrôle prédictif**

Parmi les techniques de contrôle avancées, le contrôle prédictif à modèle interne est employé avec succès dans différentes applications industrielles. Les idées fondatrices de cette approche ont été développées dans les années 1960 comme une application de la théorie de la commande optimale, l'intérêt industriel de cette technique apparaît à la fin des années 1970 [125], [126]. Egalement, ce contrôle est appliqué avec succès dans l'industrie de traitement chimique, où les constantes de temps sont assez grandes pour effectuer tous les calculs nécessaires. Les premières applications du contrôle prédictif en électronique de puissance se situent au début des années 1980 sur des systèmes de haute puissance avec une faible fréquence de commutation. L'exploitation avec des fréquences de commutation plus élevées n'a pas été possible à ce moment là en raison du temps de calcul important nécessaire pour cet algorithme de contrôle. Cependant, avec le développement des microprocesseurs rapides et puissants, l'intérêt pour l'application du contrôle prédictif en électronique de puissance a considérablement augmenté au cours de la dernière décennie [127]. Plusieurs familles de contrôle prédictif ont été présentés dans la littérature, l'élément commun de ce type de contrôleur est la mise à profit du modèle interne du système. Il permet de prédire le comportement futur des variables jusqu'à un horizon prédéfini dans le temps et de la sélection des actions optimales en minimisant une fonction de coût. Cette structure présente plusieurs avantages importants:

- Les concepts sont très intuitifs et facile à comprendre, elle peut être appliquée à une grande variété de systèmes.
- Le cas multi variable peut être facilement considéré.
- Les temps morts peuvent être compensés.
- Inclusion facile des non linéarités dans le modèle.
- Traitement simple des contraintes.
- Le contrôleur résultant est facile à mettre en œuvre et à implémenter.

Cependant, certains inconvénients doivent être mentionnés, comme le temps de calculs important par rapport aux méthodes classiques. La qualité du modèle a une influence directe sur la qualité du contrôleur résultant, et si les paramètres du système évoluent dans le temps, des algorithmes d'estimation ou d'adaptation doivent être considérés. Le principe de

fonctionnement de la commande prédictive à modèle interne est résumé sur la figure 4.1 [128].

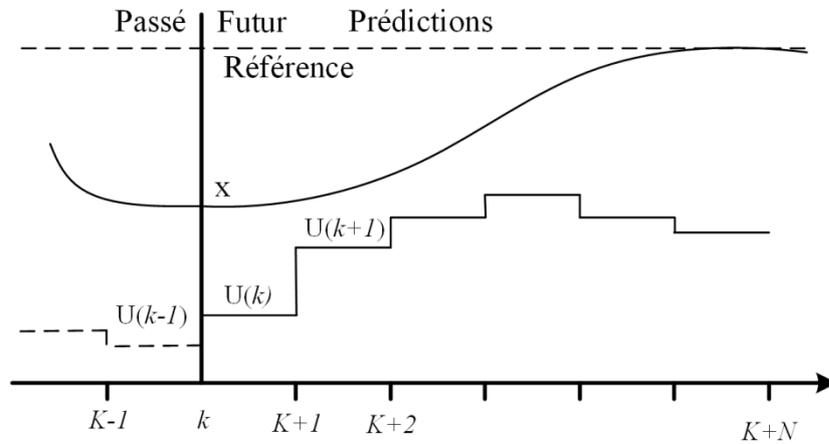


Figure 4. 1 Principe du contrôle prédictif à modèle interne.

- Les valeurs futures des états du système sont prévues jusqu'à un horizon prédéfini dans le temps ( $k + N$ ) en utilisant le modèle du système et les informations disponibles (mesures).
- La séquence des actions optimales est calculée en minimisant la fonction de coût et le premier élément de cette séquence est appliqué.
- L'ensemble de ce processus est répété pour chaque instant d'échantillonnage en tenant compte des nouvelles données mesurées [129].

#### 4.2 Contrôle prédictif du courant d'un filtre actif parallèle (FAP)

Le contrôle du courant est l'un des problèmes les plus investigués dans le domaine de l'électronique de puissance, donc il est très important d'analyser premièrement l'application du contrôle prédictif dans les structures du contrôle en courant. En outre, l'onduleur triphasé à deux niveaux est une topologie très répandue dans différentes applications d'entrainements réglés. L'étude proposée se rapporte à un contrôle prédictif du courant dans un onduleur de tension triphasé [129] qui est associé avec un convertisseur dc-dc sur la partie continue. Le schéma de contrôle et le principe de fonctionnement de la commande sont expliqués en détail dans la section suivante. La figure 4.2 présente le schéma synoptique de puissance global du système double étage étudié dans ce chapitre.

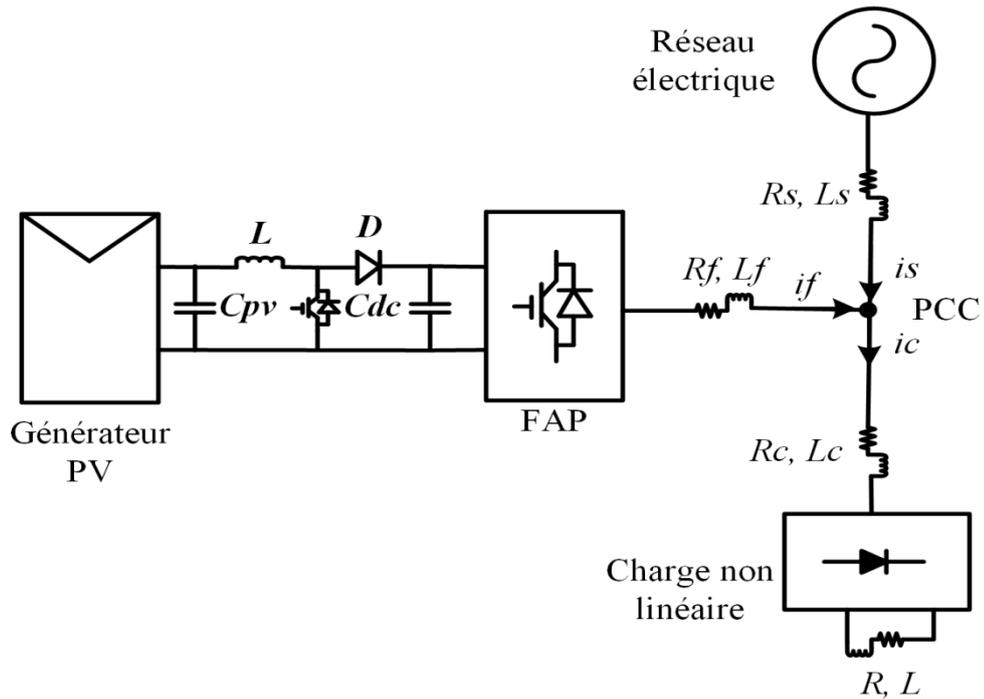


Figure 4. 2 Schéma synoptique global de la chaîne de conversion proposée.

#### 4.2.1 Convertisseur dc-dc boost et estimation des paramètres

Etant donné que la tension du bus continu générée par le générateur PV est variable et parfois de faible amplitude comme mentionnée auparavant, un convertisseur dc-dc élévateur (boost) de tension est essentiel pour générer une tension adaptée en vue de la connexion à un réseau alternatif de distribution (Figure 4.3). Le convertisseur dc-dc boost a pour objectif de transférer la puissance produite par le générateur PV via le bus continu de l'onduleur au réseau électrique de distribution. La tension de sortie du convertisseur dc-dc boost peut être exprimée comme suit :

$$V_{dc} = \frac{V_{pv}}{1 - D} \quad (4.1)$$

Où  $D$  est le rapport cyclique du convertisseur dc-dc boost,  $V_{pv}$  est la tension de sortie du générateur PV et  $V_{dc}$  est la tension de sortie du convertisseur dc-dc. La valeur du condensateur du bus continu peut être estimée comme suit [130] :

$$C_{dc} = \frac{D}{(1 - D)} \cdot \frac{V_{pv}}{R f_s \Delta V_{dc}} \quad (4.2)$$

Où  $f_s$  est la fréquence de commutation du convertisseur dc-dc boost,  $R$  est la résistance équivalente de la charge et  $\Delta V_{dc}$  est l'ondulation de la tension du bus continu. La valeur de l'inductance du boost est déterminée comme suit [131]:

$$L = \frac{(1 - D)^2 D \cdot R}{2f_s} \quad (4.3)$$

La figure 4.3 présente l'architecture et le schéma synoptique du contrôle de l'ensemble générateur PV avec le convertisseur dc-dc. Afin de maximiser l'énergie côté PV, la méthode d'extraction de puissance maximale (MPPT) intitulé Perturbe & Observe (P&O) (elle sera présentée dans la section suivante) est appliquée. La sortie de la commande MPPT délivre le rapport cyclique optimal, et à travers le bloc de modulation de largeur d'impulsion (PWM), le signal de contrôle de l'interrupteur de puissance.

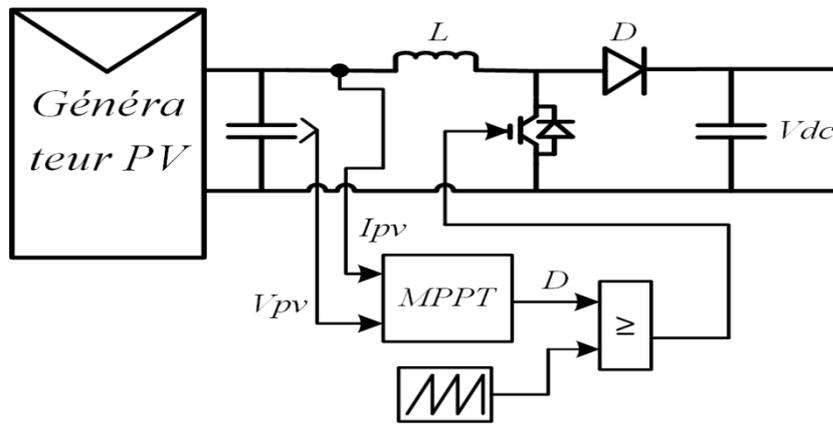


Figure 4. 3 Le générateur PV avec le convertisseur dc-dc boost.

#### 4.2.2 Contrôle prédictif du courant

La stratégie de contrôle prédictif proposée est basée sur un nombre fini des états de commutations possibles générés par le convertisseur statique de puissance, ainsi le modèle du système est utilisé afin de prédire le comportement futur des variables à contrôler pour chaque état de commutation. Pour la sélection de l'état de commutation approprié à appliquer, un critère de sélection doit être défini. Ce critère est constitué d'une fonction de coût qui est évaluée pour déterminer les valeurs prédites des variables à contrôler. La prédiction de la valeur future de ces variables est calculée pour chaque état de commutation possible et ensuite l'état qui minimise la fonction de coût est sélectionné. Cette stratégie de contrôle peut être résumée par les étapes suivantes [129], [132]:

- Définir la fonction de coût.
- Construire un modèle du convertisseur statique et ses possibles états de commutation.
- Construire un modèle de la charge à piloter pour la prédiction.

Un modèle discret de la charge est nécessaire pour la prévision du comportement des variables évaluées par la fonction de coût, qui sont, les courants du filtre actif parallèle de

puissance. Un schéma de principe de la stratégie de contrôle prédictif en courant appliqué à un onduleur triphasé à deux niveaux est représenté dans la figure ci-dessous.

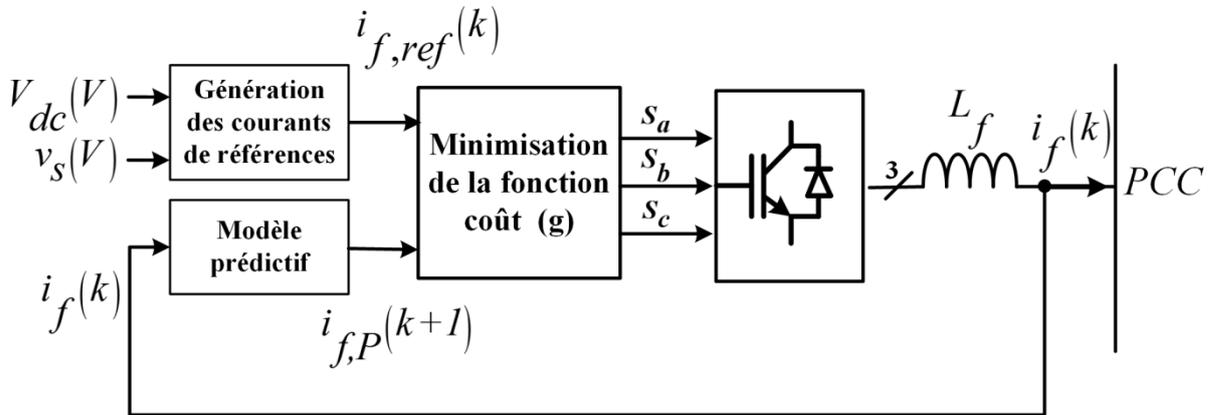


Figure 4. 4 Schéma bloc de la commande prédictive en courant.

Le schéma du contrôle comporte les étapes suivantes [133]:

1. Les courants du filtre sont mesurés puis subissent une transformation suivant les coordonnées  $\alpha$ - $\beta$ . Les valeurs des courants de référence sont obtenues par la suite à partir de la grandeur de sortie de la boucle de régulation du bus continu.
2. Le modèle du FAP est utilisé pour prédire la valeur du courant de filtre dans l'intervalle d'échantillonnage  $(k + 1)$ , pour chaque vecteur de tension parmi les huit autres.
3. La fonction de coût  $(g)$  minimise l'erreur entre le courant de référence et prédit.
4. Le vecteur de tension qui minimise l'erreur de courant est sélectionné et les signaux correspondants aux états de commutation sont générés.

#### 4.2.3 La fonction coût

L'objectif du schéma de contrôle du courant est de minimiser l'erreur entre les courants mesurés et les courants de références. Cette exigence peut être écrite sous la forme d'une fonction de coût. La fonction de coût est exprimée en coordonnées orthogonales et mesure l'erreur entre les courants de références et prédits [134], [135]:

$$g = |i_{\alpha,ref}(k + 1) - i_{\alpha,P}(k + 1)| + |i_{\beta,ref}(k + 1) - i_{\beta,P}(k + 1)| \quad (4.4)$$

où  $i_{\alpha,P}(k + 1)$  et  $i_{\beta,P}(k + 1)$  sont la partie réelle et imaginaire du vecteur de courant prédit  $i_P(k + 1)$  pour un vecteur de tension donné. Cette prédiction est obtenue en utilisant le modèle du FAP; la prédiction est donné en détail dans la section suivante. Les courants de

référence  $i_{\alpha,ref}(k+1)$  et  $i_{\beta,ref}(k+1)$  sont la partie réelle et imaginaire du vecteur de courant de référence  $i_{ref}(k+1)$ .

#### 4.2.4 Modèle électrique du filtre actif parallèle (FAP)

Le modèle électrique par phase d'un filtre actif parallèle de puissance (FAP), associé à une charge non linéaire, est connecté au réseau électrique au point de couplage commun (PCC) est représenté dans le chapitre 3 dans la figure 3.23 [116], où  $e$  est la tension de source,  $v_f$  est la tension de filtre et  $v_s$  est la tension au point (PCC).

En se basant sur la figure 3.23 et en négligeant l'effet des résistances du filtre de sortie et de l'impédance de source, le système des équations électriques est donné par :

$$e - v_s = L_s \frac{di_s}{dt} \quad (4.5)$$

$$v_f - v_s = L_f \frac{di_f}{dt} \quad (4.6)$$

$$i_s + i_f = i_c \quad (4.7)$$

L'objectif principal d'un FAP est d'obtenir un courant de source sinusoïdal en utilisant la relation (4.7). En supposant que le courant de charge non linéaire peut être écrit par la somme de la composante fondamentale du courant ( $i_{c,f}$ ) et des harmoniques de courant ( $i_{c,h}$ ) comme suit:

$$i_c = i_{c,f} + i_{c,h} = i_s + i_f \quad (4.8)$$

où  $i_{c,f}$  et  $i_{c,h}$  sont, respectivement, le courant fondamental et le courant harmonique généré par la charge non linéaire. Puis, en réécrivant l'équation (4.8), nous obtenons l'expression suivante:

$$i_{c,f} - i_s = -(i_{c,h} - i_f) \quad (4.9)$$

Cette équation (4.9) montre que la variation du courant de source est égale à la variation du courant de filtre avec un signe négatif, et à partir de l'approximation ( $\Delta i = di$ ) pour des petites variations du courant, l'équation (4.9) s'exprime comme suit:

$$di_s = -di_f \quad (4.10)$$

En substituant l'équation (4.10) dans (4.5) et en soustrayant l'équation (4.6) de l'équation (4.5), la formule suivante est établie:

$$v_f - e = (L_f + L_s) \frac{di_f}{dt} \quad (4.11)$$

L'équation finale qui caractérise le FAP est donnée comme suit:

$$v_f - e = L \frac{di_f}{dt} \quad (4.12)$$

où :  $L = L_f + L_s$ .

#### 4.2.5 Modèle de prédiction discret

L'équation (4.12) permet de calculer les variations du courant de filtre en fonction de la tension de source et du filtre actif ainsi que les paramètres des inductances. Ce calcul permet d'évaluer toutes les combinaisons possibles de commutation à travers la fonction de coût associée. Le modèle à temps discret sera utilisé pour la prédiction de la valeur future correspondante au courant du filtre actif et du courant mesuré à chaque période d'échantillonnage. En raison de la nature de l'équation d'état du premier ordre qui décrit le modèle, une discrétisation du premier ordre de la dérivée sur une période d'échantillonnage  $T_s$  est considérée [136], [137]:

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s} \quad (4.13)$$

L'équation (4.13) est intégrée dans (4.12) afin d'obtenir une expression qui permet de prédire le futur courant du filtre à  $(k+1)$  pour les huit possibles états de commutation appliqués au FAP, cette expression s'écrit sous la forme suivante :

$$i_{f,p}(k+1) = i_f(k) + \frac{T_s}{L} (v_f(k) - e(k)) \quad (4.14)$$

L'indice inférieur  $p$  indique les variables prédites. Pour des petits intervalles d'échantillonnage  $T_s$ , il est supposé que  $i_{ref}(k+1) \approx i_{ref}(k)$ . Cette approximation est mise en œuvre sur le synoptique de la commande exposée dans la figure 4.4. La commande proposée a été implémentée à l'aide d'une carte dspace DS 1104. L'ordre d'exécution des différentes tâches est représenté dans la figure 4.5.

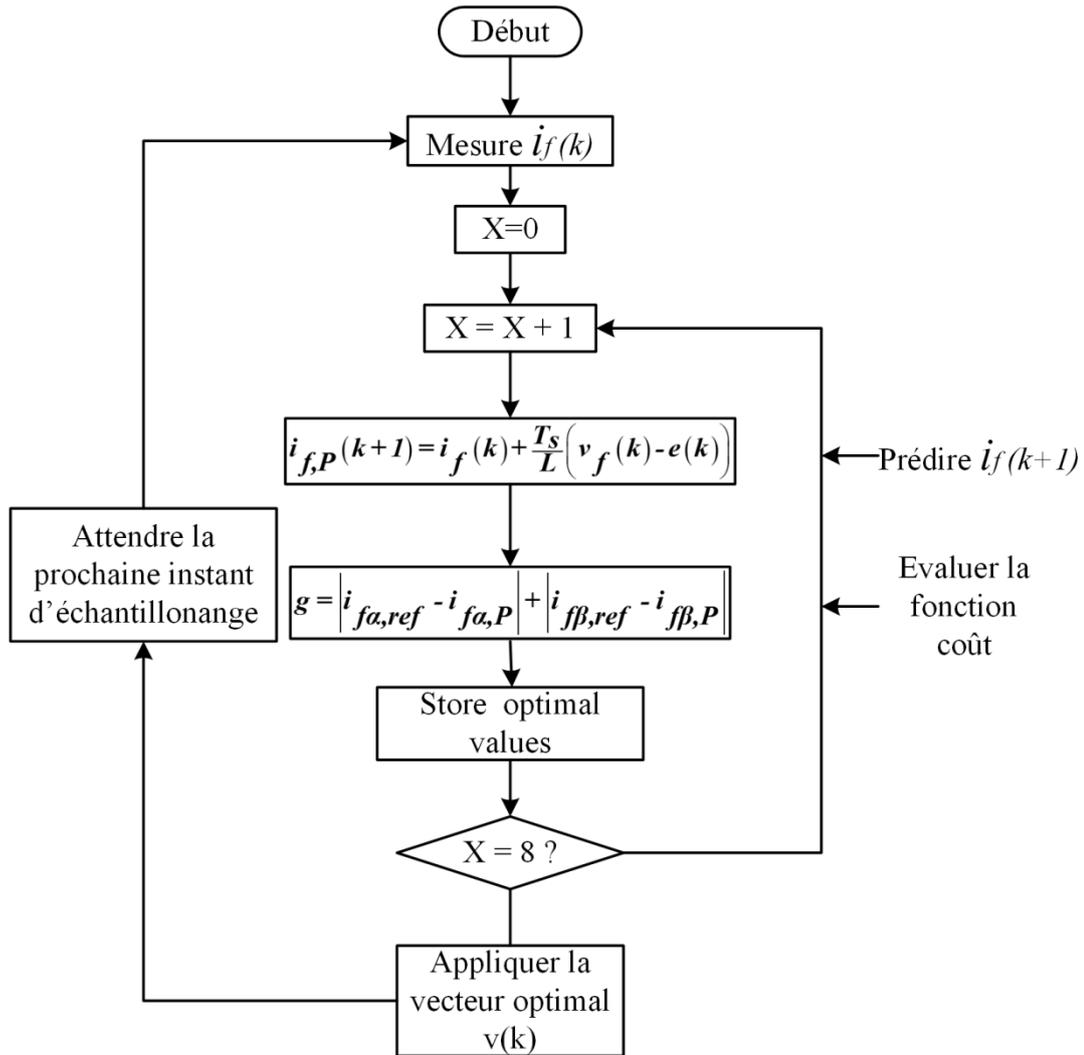


Figure 4. 5 Diagramme de l'algorithme de contrôle mis en œuvre.

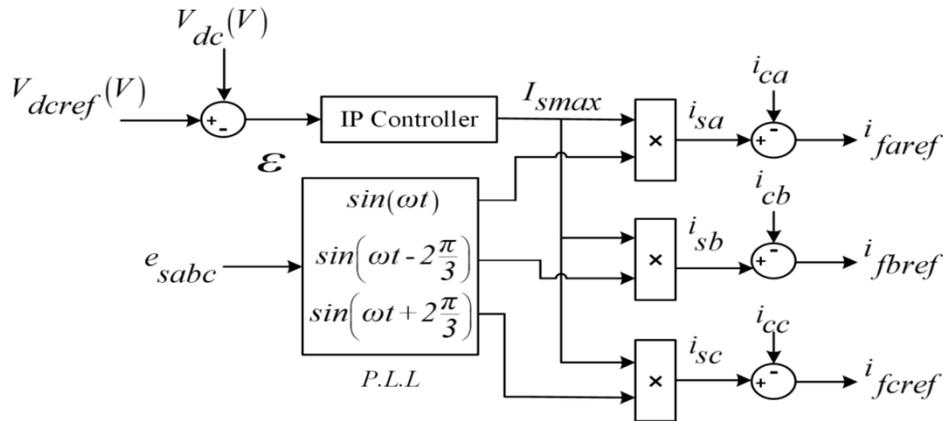
#### 4.2.6 Génération des courants de référence

La méthode d'extraction des courants de référence est une étape très importante dans le contrôle du convertisseur dc-ac afin de bien quantifier les courants harmoniques engendrés par la charge non linéaire. De nombreuses variantes d'algorithmes d'identification figurent dans la littérature. Dans la partie suivante trois algorithmes d'identification des courants harmoniques sont examinés. L'algorithme adopté dans toute la partie simulation et expérimentale de ce travail est le contrôle direct du courant.

##### 4.2.6.1 Contrôle direct du courant

Le schéma de base de l'extraction des courants de référence [117], [138] est présenté dans la figure 4.6. L'objectif principal de l'approche proposée consiste à réguler l'écoulement de puissance de l'ensemble du système, de plus compenser les courants harmoniques et réactifs

au point (PCC) dans tous les modes de fonctionnement. La régulation de la tension du bus continu porte l'information relative à l'échange de puissance active entre le générateur photovoltaïque (PV), le réseau électrique et la charge non linéaire. Un contrôleur intégral proportionnel IP est utilisé dans la boucle de régulation de la tension du bus continu afin de réduire les fluctuations de la tension et la maintenir sa valeur de référence.



**Figure 4. 6** Schéma bloc du contrôle direct du courant.

Comme illustré sur la figure 4.6, la valeur de la tension du bus continu ( $V_{dc}$ ) est comparée à une tension de référence ( $V_{dc\text{ref}}$ ) et l'erreur obtenue est appliquée à un régulateur IP afin de maintenir une valeur constante du bus continu pour différents niveaux d'irradiation et de charge. La valeur maximale du courant ( $I_{smax}$ ) est estimée par le contrôleur IP et elle est sa sortie. Ensuite, une boucle à verrouillage de phase (PPL) est utilisée pour détecter la fréquence fondamentale du réseau à partir des trois tensions de source. La sortie de la PLL génère les trois signaux sinusoïdaux unitaires synchronisés avec le réseau de sorte que les courants de source de référence soient extraits grâce à la multiplication de ces signaux par la valeur crête de source ( $I_{smax}$ ) issue du régulateur IP. Sur la base de l'équation (4.9), le courant de référence de filtre  $i_{ref}$  est obtenu en soustrayant le courant de charge à partir du courant de source estimé et sera minimisé par la suite via une fonction de coût.

#### 4.2.6.2 Méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées

En 1983, Akagi et al. [139] ont proposé : " la théorie généralisée de la puissance réactive instantanée pour les circuits triphasés ", aussi connue sous le vocable de la théorie de la puissance instantanée, ou la théorie p-q. Elle est basée sur les valeurs instantanées des grandeurs électriques de systèmes triphasés avec ou sans fil neutre, elle est valable pour des opérations en régime permanent ou transitoire. La théorie p-q est constituée d'une transformation algébrique (transformation de Clarke) des tensions triphasées et des courants

dans les coordonnées a-b-c aux coordonnées  $\alpha$ -B-0, puis par le calcul des composantes de puissance instantanée de la théorie p-q [140], [141].

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Nous avons vu dans le chapitre 3 que les puissances active et réactive instantanées, ( $ps$ ) et ( $qs$ ), sont données par la relation suivante :

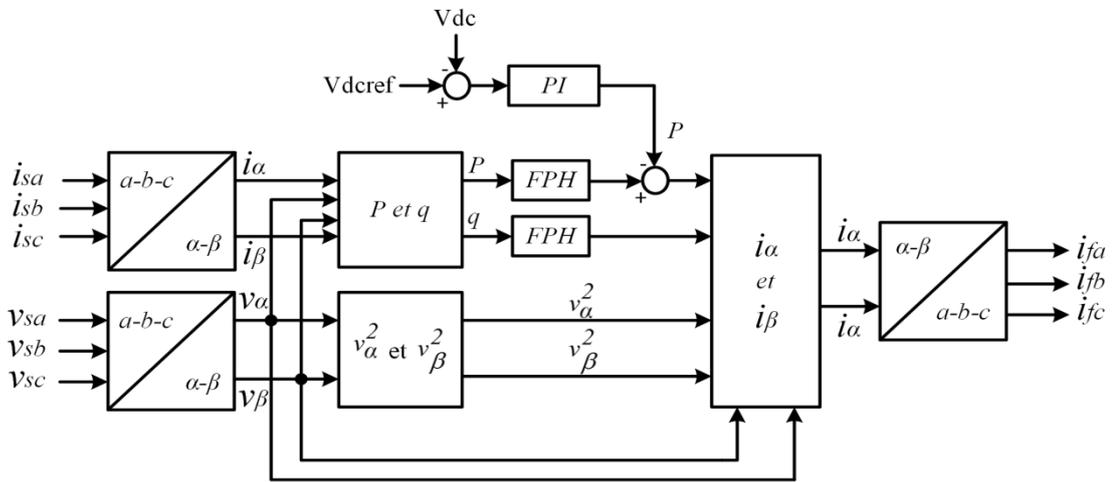
$$\begin{bmatrix} ps \\ qs \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & -v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Les deux puissances  $P_s$  et  $q_s$  se décomposent en deux parties, une partie continue et une partie alternative, ce qui permet d'écrire :

$$\begin{aligned} P_s &= \bar{P}_s + \tilde{P}_s \\ q_s &= \bar{q}_s + \tilde{q}_s \end{aligned} \quad (4.17)$$

où :  $\bar{P}_s$ ,  $\bar{q}_s$  sont les puissances continues liées à la composante fondamentale active du courant et de la tension.  $\tilde{P}_s$ ,  $\tilde{q}_s$  sont les puissances alternatives liées à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension.

Afin d'isoler les puissances active et réactive conventionnelles, un filtre passe haut est mis en œuvre, la sortie du filtre du second ordre correspond à la composante alternative  $\tilde{P}_s$ .



**Figure 4. 7** synoptique général pour la génération des courants de référence selon la théorie p-q.

A partir de l'équation (4.16) qui décrit les puissances active et réactive instantanées, les courants de référence sont donnés par la relation suivante [142]:

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha ref} \\ i_{f\beta ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & -v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_s \\ q_s \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

En considérant les équations (4.17) et (4.18), il est possible de séparer le courant dans le repère ( $\alpha/\beta$ ) en trois composantes, active et réactive à la fréquence fondamentale et les harmoniques. Ceci conduit à :

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha ref} \\ i_{f\beta ref} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & -v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{P} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{Courant actif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & -v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix}}_{\text{Courant réactif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & -v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P}_s \\ \tilde{q}_s \end{bmatrix}}_{\text{Courants harmoniques}} \quad (4.19)$$

Cette expression permet d'identifier les courants de références dans le repère  $\alpha/\beta$ . La transformée inverse de Concordia restitue les courants de référence dans le repère a-b-c :

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha ref} \\ i_{f\beta ref} \\ i_{fc ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f\alpha ref} \\ i_{f\beta ref} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

#### 4.2.6.3 Algorithme intégrateur généralisé du second ordre (SOGI)

Rappelant le développement mathématique du contrôle direct du courant (section 3.4, chapitre 3), le courant de charge est constitué d'une composante fondamentale et de la somme des harmoniques. Le rôle du FAP est d'injecter des courants harmoniques avec la même amplitude que celle de la charge polluante mais en opposition de phase. Par conséquent, le réseau ne génère plus que la composante fondamentale.

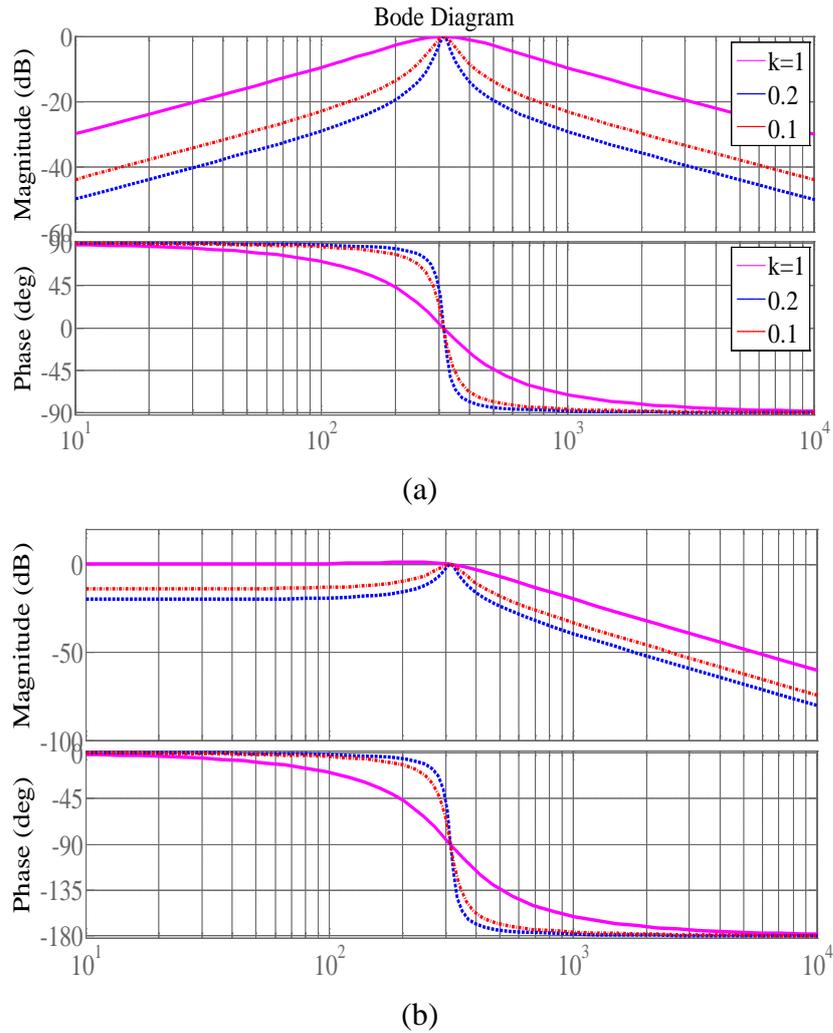
La génération des courants de référence par la méthode SOGI est donnée par les deux fonctions de transfert suivantes [143], [144], [145]:

$$F_1(s) = \frac{i_{c\alpha}(s)}{i_c(s)} = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (4.21)$$

$$F_2(s) = \frac{i_{c\beta}(s)}{i_c(s)} = \frac{k\omega^2}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (4.22)$$

où  $\omega$  est la fréquence angulaire du signal d'entrée, et  $k$  est le facteur d'amortissement du système SOGI.

Les figures 4.8 (a) et (b) illustrent les diagrammes de Bode de la fonction de transfert (4.21) et (4.22), respectivement, pour trois valeurs différentes du facteur d'amortissement  $k$ . Nous pouvons voir que  $F_1(s)$  se comporte comme un filtre passe bande (FPB) et  $F_2(s)$  se comporte comme un filtre passe-bas (LPF) [146].



**Figure 4. 8** Diagramme de bode des deux fonctions de transfert : (a)  $F_1$ , (b)  $F_2$ .

Comme il est observé dans la figure 4.8, une valeur faible de  $k$  conduit à une largeur de bande plus étroite, et donc un meilleur filtrage. Cependant, une très faible valeur de  $k$  dégrade la performance dynamique du SOGI, ce qui entraîne un retard important dans l'extraction des courants de compensation de référence. Le signal d'entrée  $i_c(s)$  et le signal obtenu dans l'équation (4.20)  $i_{c\alpha}(s)$ , ont la même phase et l'amplitude de la composante fondamentale du signal d'entré. Par conséquent, le signal obtenu peut être considéré comme étant le courant de source de référence. L'extraction des courants de référence générée par cette méthode est illustrée dans la figure 4.9.

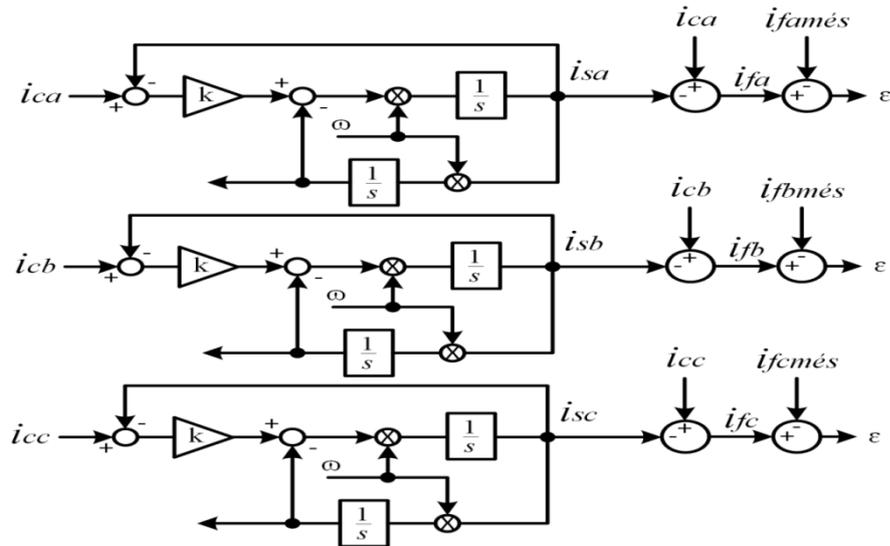


Figure 4. 9 Synoptique pour l'extraction des courants de référence par la méthode SOGI.

#### 4.2.7 Résultats de simulation

Les simulations du système photovoltaïque (PV) connecté au réseau contrôlé par le contrôle prédictif de courant ont été extraites sous l'environnement MATLAB/Simulink<sup>TM</sup>. Le contrôle proposé est implémenté sous MATLAB en utilisant le bloc S fonction, qui permet la simulation d'un modèle discret et facilite sa mise en œuvre en temps réel dans une carte dspace DS 1104 ultérieurement. Un algorithme MPPT P&O est utilisé pour contrôler le convertisseur boost et extraire la puissance maximale du générateur photovoltaïque, les signaux de contrôle du convertisseur boost sont générés par le bloc de modulation PWM. Les performances du système proposé sont testées dans différents conditions statique et dynamique. Les principaux paramètres de la simulation sont indiqués dans le tableau 4.1. Dans cette partie, nous allons utiliser huit chaines solaires PV connectées en parallèle, chaque chaine contient 9 panneaux Kyocera KC85T branchés en séries. Ce générateur PV interface le bus continu du FAP à travers un convertisseur dc-dc boost.

Le profil d'ensoleillement utilisé dans la simulation est illustré dans la figure 4.10. Afin de vérifier l'algorithme de contrôle proposé dans différents modes de fonctionnement.

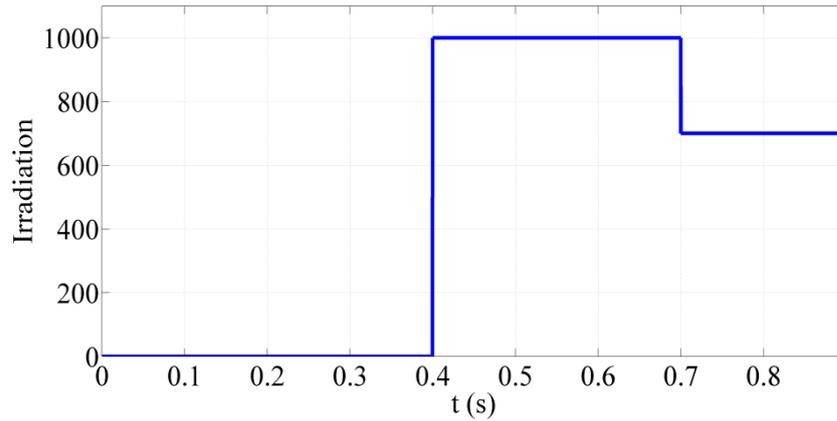


Figure 4.10 Profile d'Irradiation.

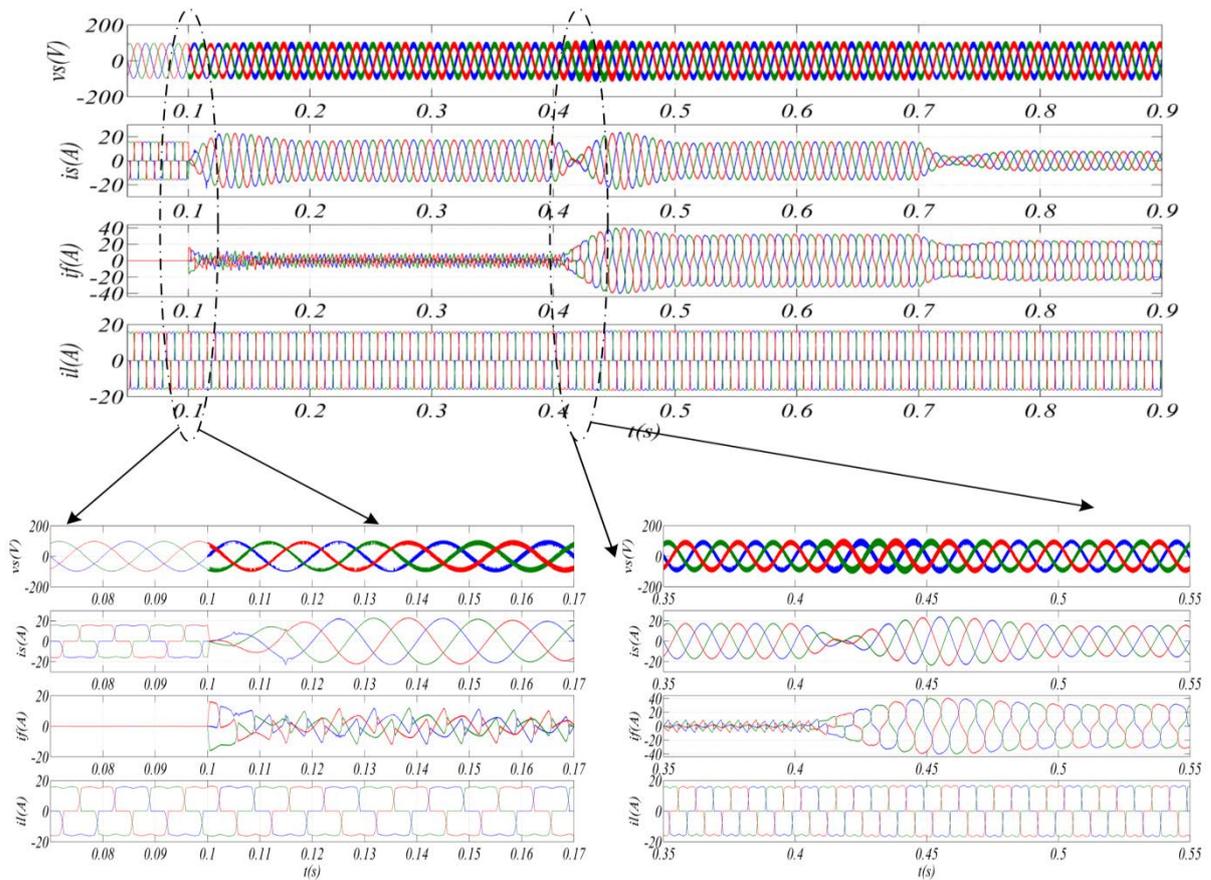
Tableau 4.1 Paramètres de simulation.

Paramètres	Valeur numériques
$e_s, f_s$	70 V, 50 Hz
$f_{switching\ inverter}$	20kHz
$L_s, R_s$	0.1 mH, 0.1 $\Omega$
$L_L, R_L$	1 mH, 20 $\Omega$
$L_f, R_f, C_{dc}$	1 mH, 0.01 $\Omega$ , 2200 $\mu$ F
$L_c, R_c$	0.556 mH, 0.01 $\Omega$
$C_{pv}, L$	470 $\mu$ F, 10 mH
$f_{switching\ dc-dc\ boost}$	5 kHz

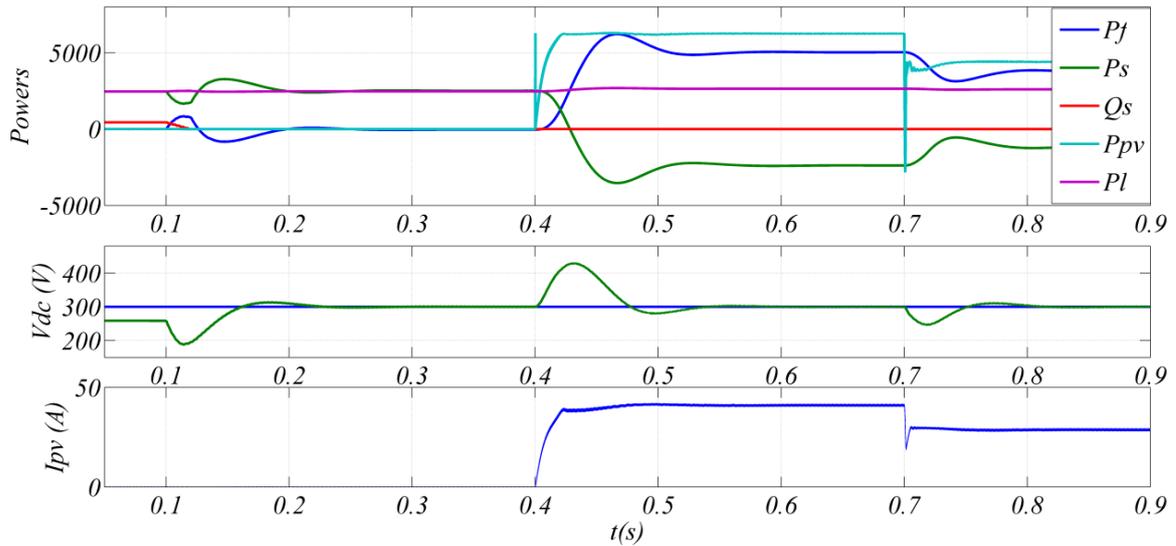
Les figures (4.11, 4.12 et 4.13) montrent le comportement du système avec le contrôle proposé dans tous les modes étudiés.

Avant le déclenchement du FAP et avec une irradiation nulle ( $G = 0 \text{ W/m}^2$ ) entre 0 et 0,1s, la charge non linéaire constituée par le pont redresseur (PD3) génère des courants harmoniques et réactifs au point (PCC), ce qui engendre la déformation du courant de source avec un  $THDi$  de 25,17% et un déphasage de  $20^\circ$  entre la tension et le courant de source donc de la puissance réactive fournie par le réseau. Lorsque l'algorithme de commande proposé est opérationnel à l'instant  $t = 0,1s$ , les courants de source redeviendront à nouveaux sinusoïdaux avec un facteur de puissance unitaire puisque ils sont compensés par les courants du filtre actif. Le niveau  $THDi$  du courant de source est abaissé à une valeur de 1,26% comme il apparaît dans la figure 4.13 (a), ce qui est inférieure à 5%, la limite de la norme internationale IEEE 519-1992. La puissance réactive du réseau devient nulle, elle est compensée par le courant réactif injecté au point PCC via le FAP. La tension du bus continu atteint sa valeur de référence 300V après 0.1s de transitoire lors de la mise en service du FAP.

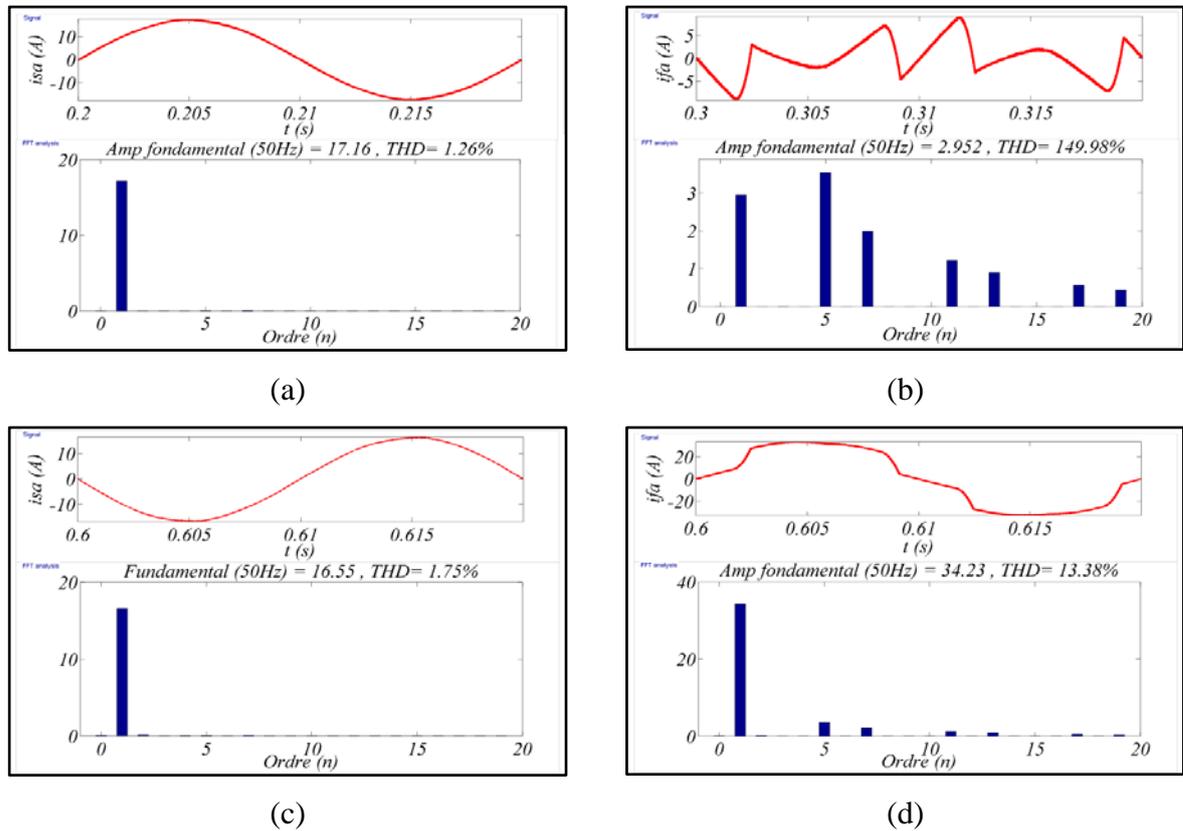
En outre, en mode FAP interfacé par le système photovoltaïque (PV) à l'instant  $t = 0.4s$ , l'irradiation est passée de  $0 \text{ W/m}^2$  à  $1000 \text{ W/m}^2$  ce qui provoque une augmentation de la puissance PV ainsi que du courant PV. Le système PV fournit alors la puissance active vers la charge et le réseau simultanément. L'opposition de phase entre la tension et le courant de source entraîne un signe négatif de la puissance active du réseau, les courants de sources restent sinusoïdaux avec un facteur de puissance unitaire malgré la variation de l'irradiation. Le THDi du courant de source atteint une valeur de 1,75% comme il est illustré sur la figure 4.13 (c). La tension du bus continu rejoint sa valeur de référence à chaque variation d'irradiation expliquée par l'échange d'énergie entre le réseau, la charge non linéaire et le FAP interfacé par le système PV.



**Figure 4. 11** Les résultats de simulation de la commande prédictive proposée: tension et courant de source, courant du filtre actif et courant de charge.



**Figure 4.12** Les résultats de simulation avec l'approche de contrôle proposée: l'évolution des puissances du système, la tension du bus continu et du courant PV.



**Figure 4.13** Analyse spectrale du contrôle prédictif: (a) et (b) le courant de source et du filtre actif en mode FAP, (c) et (d) le courant de source et du filtre actif en mode FAP interfacé par le système photovoltaïque.

Le contrôle prédictif proposé confirme son efficacité et sa robustesse dans différentes conditions statique et dynamique. Il fournit une excellente prédiction du courant de référence

dans le mode FAP et FAP interfacé par le système photovoltaïque et en particulier dans des conditions dynamiques. La double fonctionnalité du système est prouvée avec une bonne stabilité; la fréquence de commutation est réduite par rapport au contrôle du courant par hystérésis.

#### 4.2.8 Résultats expérimentaux

Afin de vérifier les performances du contrôle prédictif de courant proposé appliqué à un onduleur de tension triphasé, nous présentons dans cette partie les différents tests expérimentaux. Les résultats obtenus ont été relevés en régime permanent et dynamique, évalués sur les critères des valeurs de  $THDi\%$  et du facteur de puissance ( $FP$ ). Les paramètres du circuit électrique et de contrôle sont indiqués dans le tableau 4.3. Le générateur photovoltaïque (PV) émulé se compose de deux chaînes connectées en parallèle; chaque chaîne est constituée de cinq panneaux KC85T connectés en série. Tous les algorithmes de contrôles sont implémentés en temps réel avec une période d'échantillonnage de 50  $\mu$ s. Les paramètres du prototype expérimental sont également illustrés dans le tableau 4.2.

**Tableau 4.2** Paramètres du circuit de puissance et les données du contrôle.

Parameters	Valeurs numériques
$V_s, f_s$	35 V, 50 Hz
$f_{commutation}$	20 kHz
$L_s, R_s$	3.7 mH, 0.1 $\Omega$
$L_L, R_L$	2.5 mH, 40 $\Omega$
$L_f, R_f, C_{dc}$	6 mH, 0.01 $\Omega$ , 2200 $\mu$ F
$L_c, R_c$	0.556 mH, 0.01 $\Omega$
$C_{pv}, L$	470 $\mu$ F, 10mH
$f_{commutation}$ du convertisseur boost	5 kHz

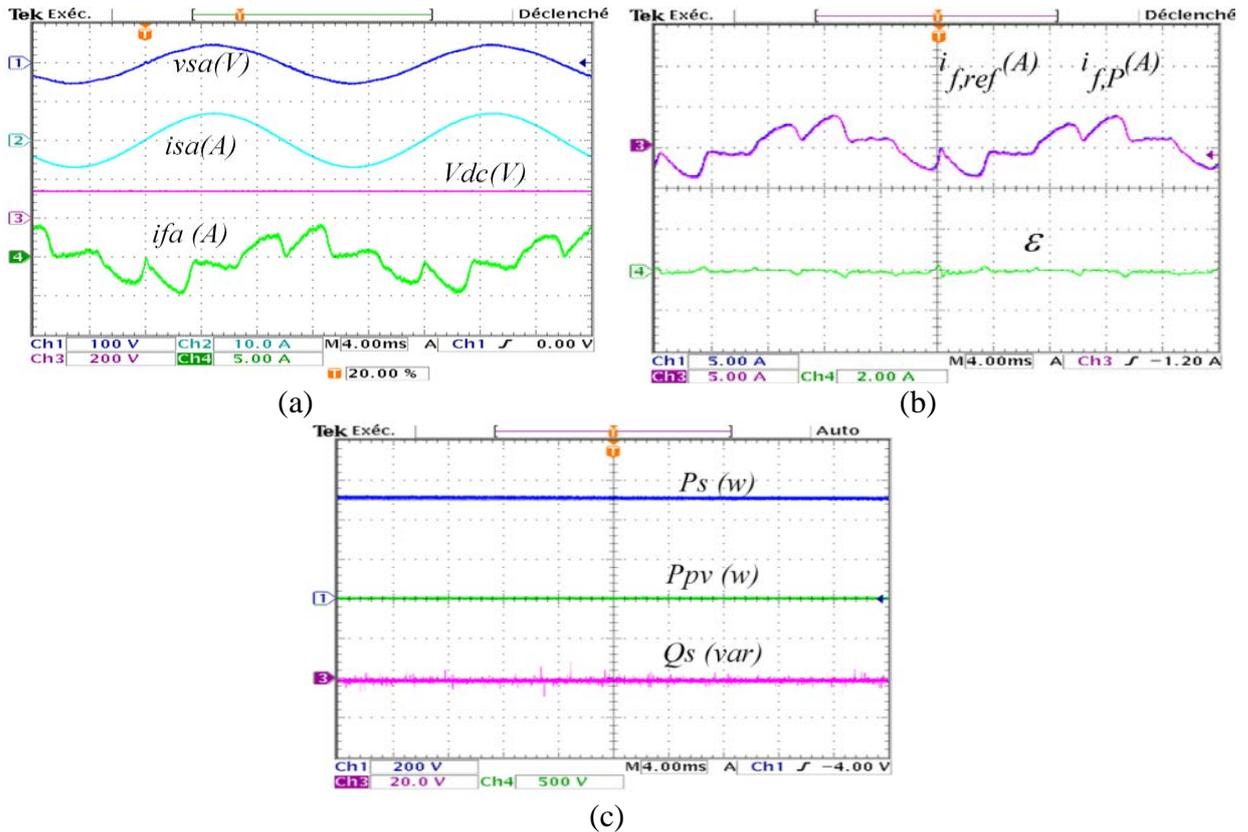
Premièrement, le système global est éprouvé dans les deux modes de fonctionnement: mode filtrage actif parallèle (FAP) seul lors de l'absence d'ensoleillement et mode FAP interfacé par le système photovoltaïque. Comme indiqué dans le chapitre 3, la charge non linéaire, pont redresseur triphasé (PD3), provoque une déformation du courant de source avec un  $THDi$  élevé et présente un déphasage entre la tension et le courant de source.

##### 4.2.8.1 Mode Filtrage Actif parallèle (FAP) seul

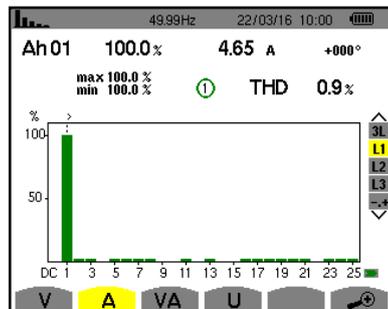
Le fonctionnement en mode FAP en régime permanent est reporté dans la figure 4.14. Le courant de source est devenu sinusoïdal et en phase avec la tension, la valeur du facteur de puissance quasi-unitaire (0.998) le prouve. Les taux de distorsion harmonique du courant et de

la tension source montrent une très nette amélioration de la qualité d'énergie :  $THDi\%=0.9\%$  et  $THDv\%=2.4\%$  (figures 4.15 (b), (c)). Le contrôle prédictif présente une bonne prédiction du courant de référence avec une erreur minimale de ce dernier.

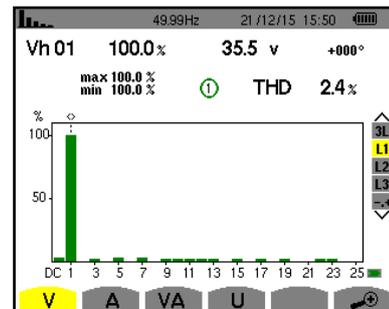
La tension du bus continu suit parfaitement sa valeur de référence (158V), les puissances active et réactive réelles suivent leurs valeurs de référence, la puissance solaire photovoltaïque est nulle dans le cas présent. Le contrôle prédictif montre une erreur minimale entre le courant de prédiction et le courant de référence.



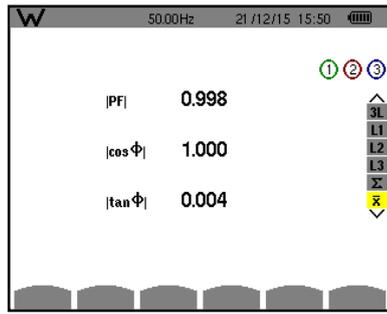
**Figure 4. 14** Les résultats expérimentaux de la commande proposée dans le mode FAP: (a) la tension et le courant de source, la tension du bus continu et le courant du filtre actif. (b) courant de référence et prédit, erreur du courant. (c) la puissance active et réactive du réseau et la puissance du champ PV.



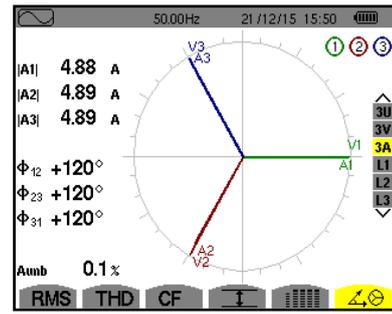
(a) Spectre du courant de source



(b) Spectre de la tension de source



(c) le facteur de puissance



(d) Diagramme vectoriel des tensions et courants

Figure 4. 15 Les résultats obtenus issus de l'analyseur spectral dans le mode FAP.

#### 4.2.8.2 Mode FAP interfacé par le système photovoltaïque

Dans ce cas et avec un ensoleillement de  $1000 \text{ W/m}^2$ , le courant de source reste sinusoïdal et en opposition de phase par rapport à la tension de source (Figure 4.16 (a)). Le THD du courant et de la tension est montré par les valeurs suivantes respectivement :  $THDi\%=1.8\%$  et  $THDv\%=2.0\%$  (Figures 4.17 (a), (b)).

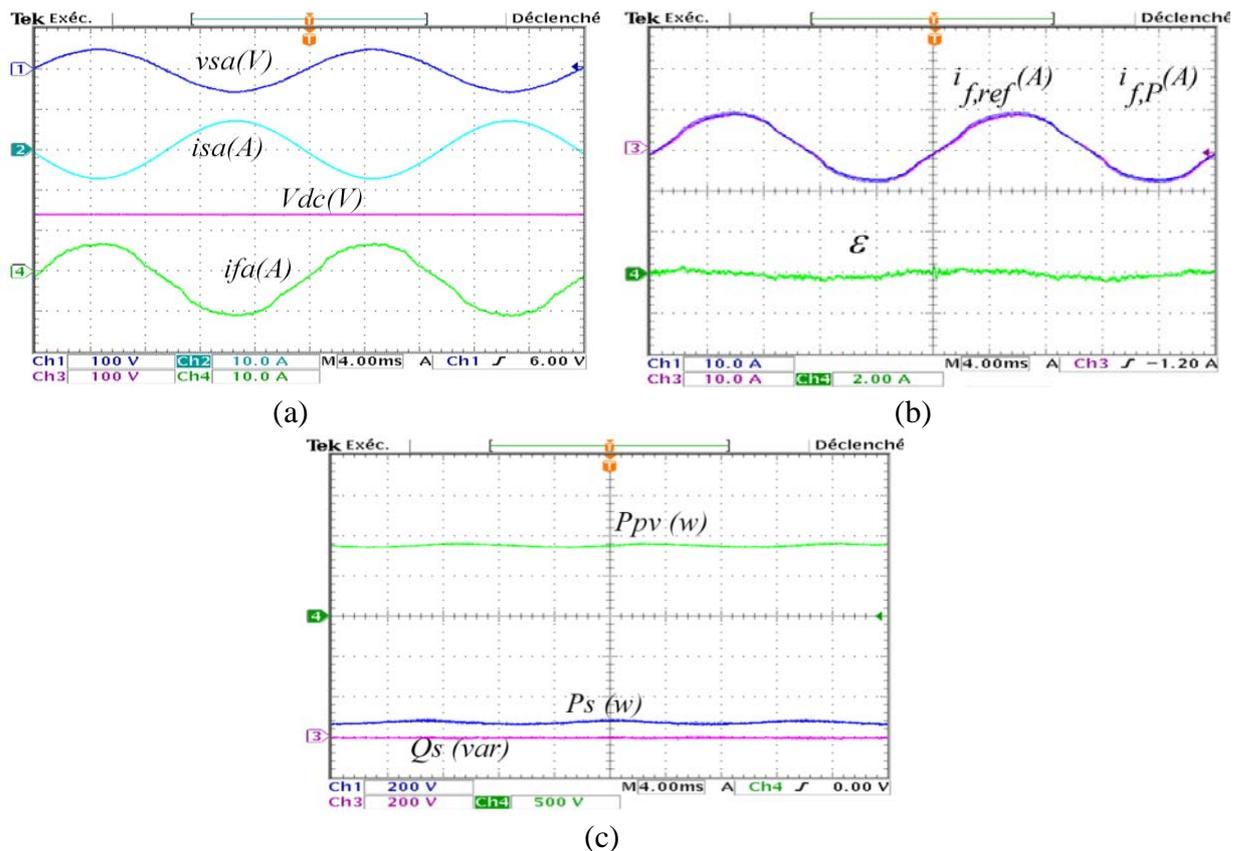
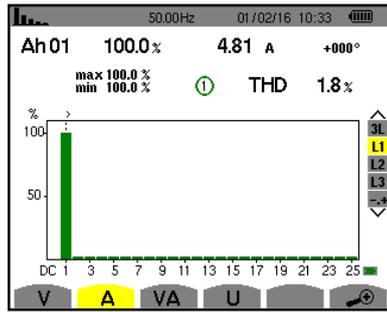
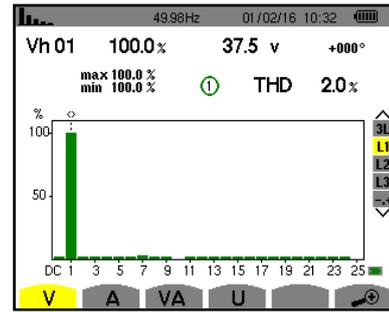


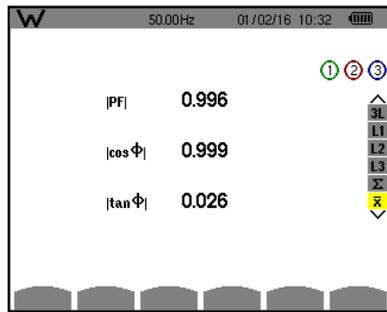
Figure 4. 16 Les résultats expérimentaux de la commande proposée dans le mode FAP interfacé par le système photovoltaïque: (a) la tension et le courant de source, la tension du bus continu et le courant du filtre actif. (b) courant de référence et prédit et erreur du courant. (c) la puissance active et réactive du réseau et la puissance active du champ PV.



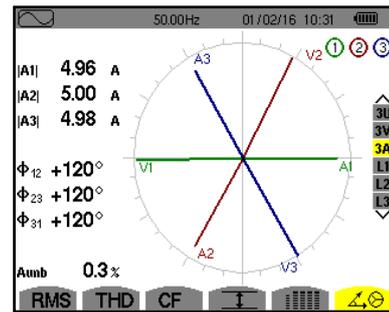
(a) Spectre du courant de source



(b) Spectre de la tension de source



(c) le facteur de puissance



(d) Diagramme vectoriel des tensions et courants

**Figure 4. 17** Les résultats obtenus issus de l'analyseur spectral dans le mode FAP interfacé par le système photovoltaïque.

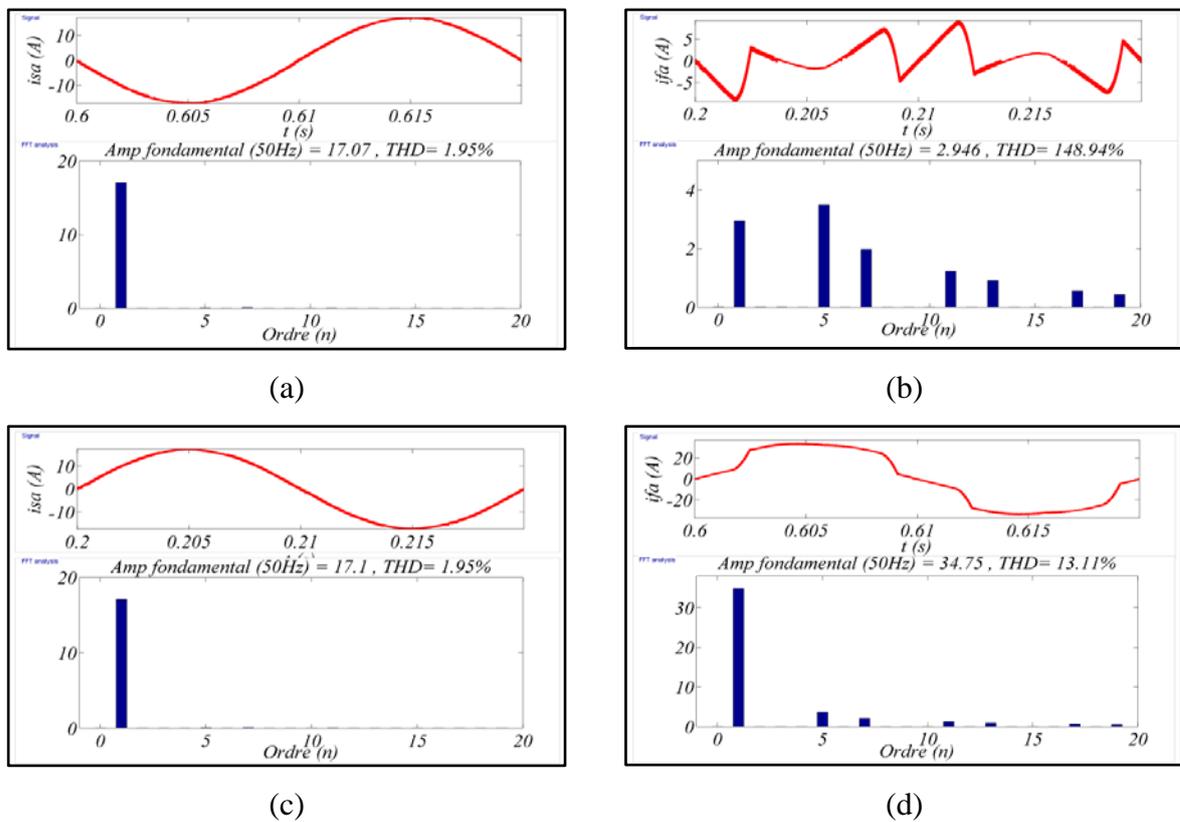
Le contrôle prédictif présente une bonne prédiction du courant de référence avec une erreur minimale de courant. Le FAP interfacé par le système PV fournit la puissance active vers la charge et le réseau électrique simultanément. En effet, le signe négatif de la puissance active de source et le déphasage de  $\pi$  entre le courant et la tension de source l'attestent. La puissance réactive reste compensée avec un facteur de puissance quasi-unitaire ( $FP = 0,996$ ) (Figure 4.17 (c)).

### 4.3 Le contrôle par hystérésis

La vérification du contrôle direct de courant avec le contrôle par hystérésis est investiguée dans cette partie; la théorie de cette stratégie a été présentée dans la section (3.4.1), chapitre 3. L'étape suivante consacrée à la simulation et la validation expérimentale de l'ensemble du système contrôlé.

### 4.3.1 Résultats de simulation

Le système est simulé sous l'environnement MATLAB/Simulink™ software en utilisant les mêmes paramètres présentés précédemment du contrôle prédictif. La largeur de la bande d'hystérésis est fixée à 0.2A. Le système global simulé avec une fréquence d'échantillonnage  $T_e=1e^{-6} \mu s$ . La figure 4.18 présente les courants de source et du filtre actif et leurs spectres dans les deux modes de fonctionnements. Après la mise en marche du FAP, le courant de source devient sinusoïdal avec un THDi courant faible (1.95%), inférieur à 5%, compensé par le courant du filtre actif. Dans le mode génération, la compensation du courant de source reste persistant avec un THDi réduit (1.95%). Les spectres en courant du filtre actif dans les deux modes de fonctionnement montrent les harmoniques impairs à injecter au point PCC avec la même amplitude et en opposition de phase relatifs à ceux générés par la charge non linéaire.



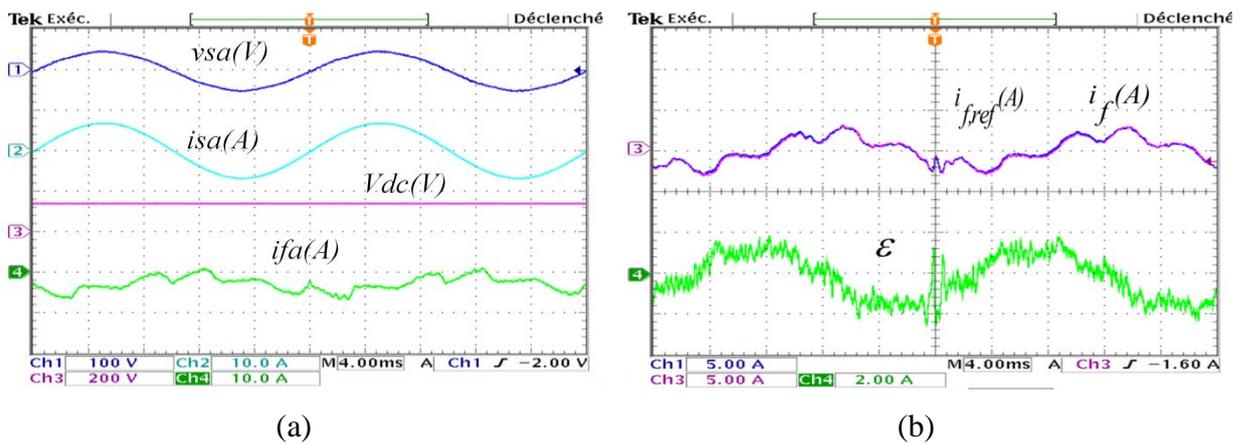
**Figure 4. 18** Analyse spectrale du contrôle par hystérésis: (a) et (b) le courant de source et de filtre en mode FAP, (c) et (d) le courant de source et de filtre actif en mode FAP interfacé par le système photovoltaïque.

### 4.3.2 Résultats expérimentaux

Afin de vérifier les performances du contrôle par hystérésis proposé, l'algorithme sous forme numérique a été implémenté dans les mêmes conditions que le contrôle prédictif avec une bande d'hystérésis de  $HB=0.2A$ .

#### 4.3.2.1 Mode Filtrage Actif Parallèle (FAP) seul

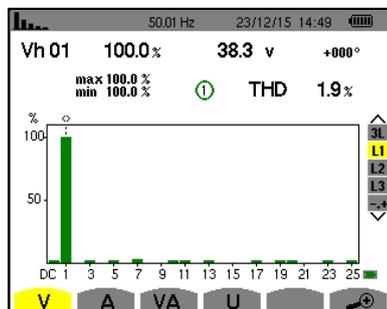
Après la mise en service du contrôle par hystérésis (figure 4.19), le courant de source est compensé par le courant du filtre actif, le bus continu suit parfaitement sa valeur de référence. L'erreur du courant est importante en comparaison avec la méthode proposée à cause de l'application des vecteurs de commutations d'une manière aléatoire sur l'onduleur de tension avec le contrôle par hystérésis. Les valeurs du THD sont reportées comme suit :  $THDi\%=3\%$  et  $THDv\%=1.9\%$  (Figure 4.20 (a), (b)). Le facteur de puissance est devenu quasi-unitaire (0.998) et le système des courants et tensions est quasi- superposés (Figure 4.20 (c), (d)).



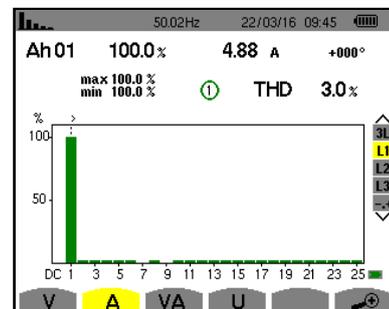
**Figure 4. 19** Les résultats expérimentaux de la commande par hystérésis dans le mode FAP:

(a) la tension et le courant de source, la tension du bus continu et le courant du filtre actif. (b)

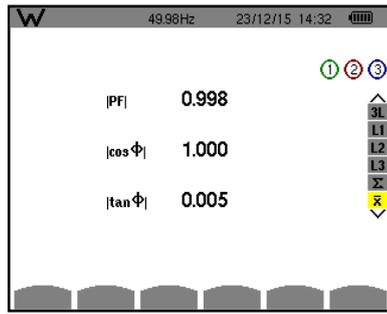
le courant de prédiction, de référence et l'erreur sur le courant.



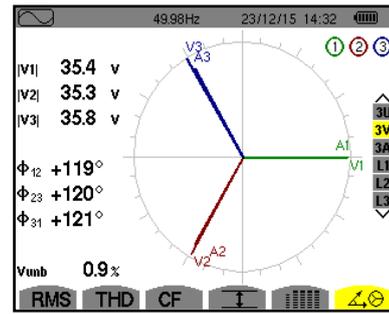
(a) Spectre du courant de source



(b) Spectre de la tension de source



(c) le facteur de puissance



(d) Diagramme vectoriel des tensions et courants

Figure 4. 20 Les résultats obtenus issue de l'analyseur spectral dans le Mode FAP.

#### 4.3.2.2 Mode FAP interfacé par le système photovoltaïque

Dans le cas d'injection de l'énergie solaire photovoltaïque dans le réseau électrique (Figure 4. 21), le courant de source reste sinusoïdal avec une valeur de  $THDi$  de 3.4%, tout comme la correction du facteur de puissance (0.996) (Figure 4.22 (c)). L'erreur de courant est toujours importante même dans le mode FAP interfacé par le système photovoltaïque; cela se justifie par la sélection aléatoire des vecteurs de commutation induite par le contrôle par hystérésis.

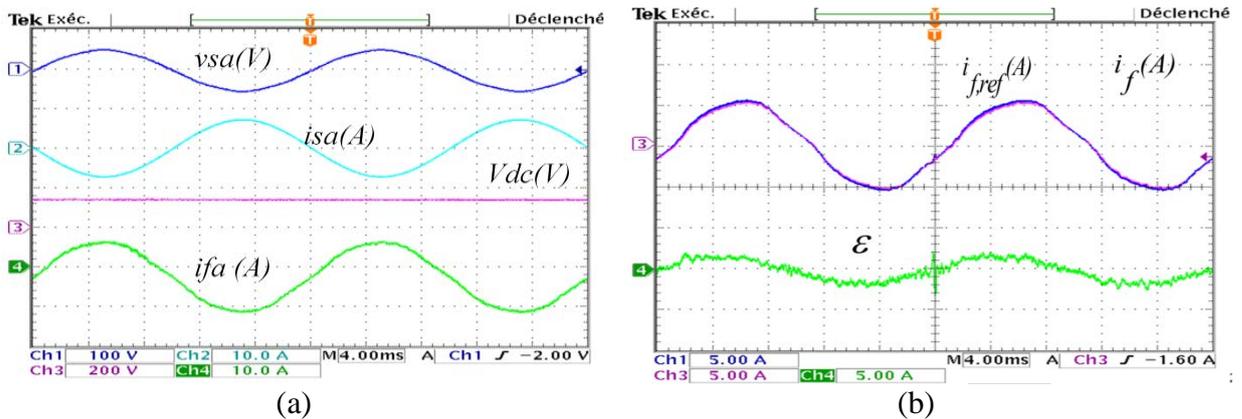
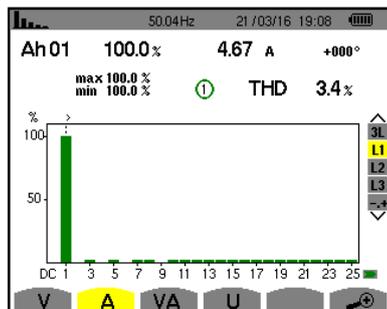
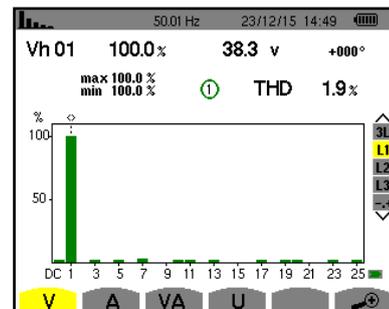


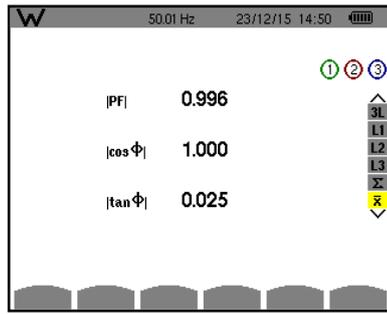
Figure 4. 21 Les résultats expérimentaux de la commande par hystérésis dans le mode FAP: (a) la tension et le courant de source, la tension du bus continu et le courant du filtre actif. (b) le courant de prédiction, de référence et l'erreur sur le courant.



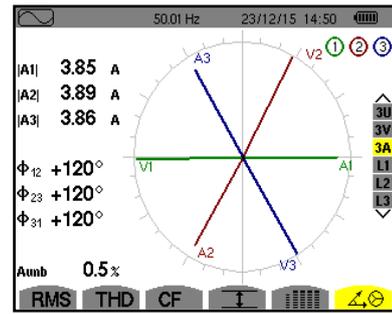
(a) Spectre du courant de source



(b) Spectre de la tension de source



(c) le facteur de puissance



(d) Diagramme vectoriel des tensions et courants

**Figure 4. 22** Les résultats obtenus issus de l'analyseur spectral dans le mode FAP.

#### 4.4 Etude comparative entre les différents algorithmes de contrôle

Afin d'évaluer l'efficacité du contrôle prédictif proposé, le tableau 4.3 illustre une étude comparative entre les différents algorithmes en termes de niveaux de THD.

**Tableau 4.3** Tableau de comparaison entre différent contrôles stratégies [147].

Stratégies de contrôles	avant filtrage $THDi_{(a)} \% \text{ courant}$	FAP sans PV $THDi_{(a)} \% \text{ courant}$	FAP avec PV $THDi_{(a)} \% \text{ courant}$
La commande directe en puissance avec une table de commutation classique	19.1	4.1	10.1
La commande directe en puissance avec la nouvelle table de commutation	19.1	1.6	4
<b>Commande prédictive en courant</b>	<b>19.1</b>	<b>0.9</b>	<b>1.8</b>
Commande hystérésis en courant	19.1	1.2	1.9

Les quatre algorithmes étudiés dans le mode de fonctionnement de FAP fournissent un niveau de THDi acceptable; l'approche du contrôle proposée fournit une meilleure compensation prouvée par le niveau du  $THDi$  obtenu (0,9%). Néanmoins, dans le mode FAP interfacé par le système photovoltaïque, la commande DPC avec une table de commutation classique, produit un niveau très mauvais du  $THDi$  (10.1%), par rapport aux autres algorithmes en raison de l'application des vecteurs nuls présents au sein de sa table de commutation. La commande DPC avec la nouvelle table de commutation diminue le  $THDi$  jusqu' 4%, ainsi que la commande par hystérésis jusqu'à 1,9% qui sont inférieurs à 5%, limite de la norme IEEE 519-

1992. La commande prédictive proposée prouve une très nette compensation des perturbations sur le courant avec un niveau  $THDi$  de 1,8% ainsi qu'une fréquence de commutation inférieure par rapport la commande par hystérésis et sur les deux autres algorithmes DPC.

#### **4.4.1 Performance dynamique de la commande proposée**

Les performances dynamiques de la commande prédictive proposée et hystérésis sont évaluées sous deux conditions différentes en présence d'une:

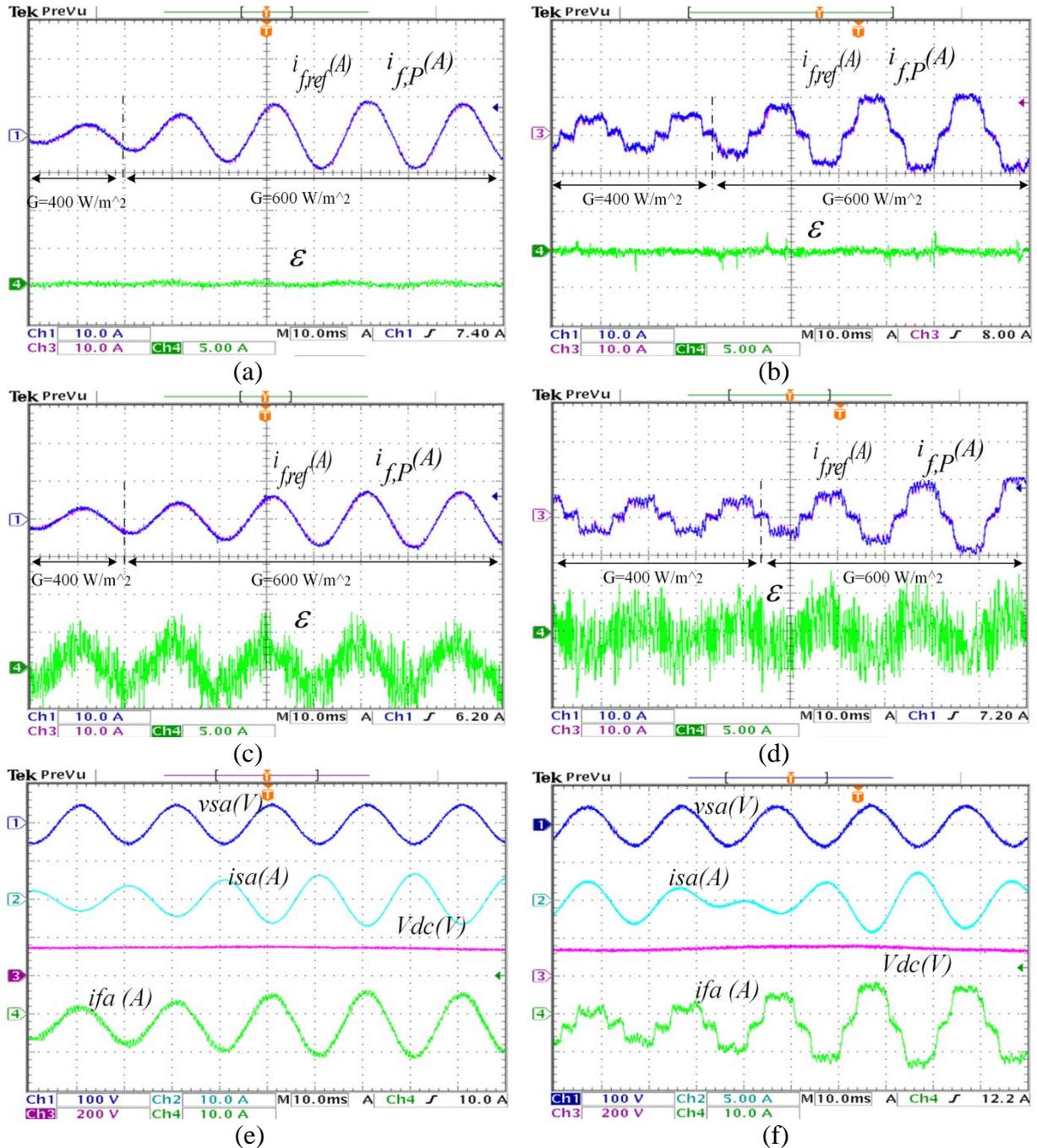
1. variation de l'irradiation.
2. variation de la charge non linéaire.

#### **4.4.2 Comportement dynamique en présence d'une variation de l'irradiation**

Les figures 4.23 (a, b) montrent le comportement dynamique du courant de prédiction, de référence et de l'erreur entre eux.

Lors du changement brusque d'irradiation de  $G = 400 \text{ W/m}^2$  à  $G = 600 \text{ W/m}^2$ , le courant prédit suit sa référence parfaitement avec une erreur minimale contrairement à l'algorithme de contrôle par hystérésis (Figures 4. 23 (c), (d)) en raison de la sélection des états de commutation optimales qui assure une erreur nulle à chaque période d'échantillonnage.

En outre, à l'instant du changement de mode de fonctionnement, la commande prédictive proposée offre une meilleure stabilité et une prédiction parfaite quel que soit le mode de fonctionnement. Cependant, le contrôle par hystérésis fournit des bonnes performances en termes d'amélioration de la qualité de l'énergie, mais l'erreur entre la référence et le courant mesuré reste plus conséquent par rapport à la commande proposée et la variation de la fréquence de commutation.



**Figure 4. 23** Comportement dynamique du courant prédit et du filtre actif en présence d'une variation d'irradiation de  $G = 400 \text{ W} / \text{m}^2$  à  $G = 600 \text{ W} / \text{m}^2$ : (a), (b), commande de courant prédictif (c), (d) commande par hystéresis de courant, (e), (f) la tension et le courant de source, la tension du bus continu et le courant du filtre actif.

#### 4.4.3 Comportement dynamique en présence d'une variation de la charge

Sous une irradiation constante,  $G = 500 \text{ W/m}^2$  et  $P_{pv} = 425\text{W}$  une variation de charge est appliquée comme représentée dans la figure 4. 24. La diminution de la charge non linéaire (de  $105 \Omega$  à  $30 \Omega$ ) induit une augmentation du courant injecté dans le réseau. Des petites perturbations sont observées sur la tension du bus continu, une petite perturbation apparaît

aussi sur le courant du filtre actif. L'ensemble du système présente une réponse satisfaisante en présence d'une variation de la charge non linéaire dans le cas où l'énergie est transférée au réseau et à la charge non linéaire simultanément.

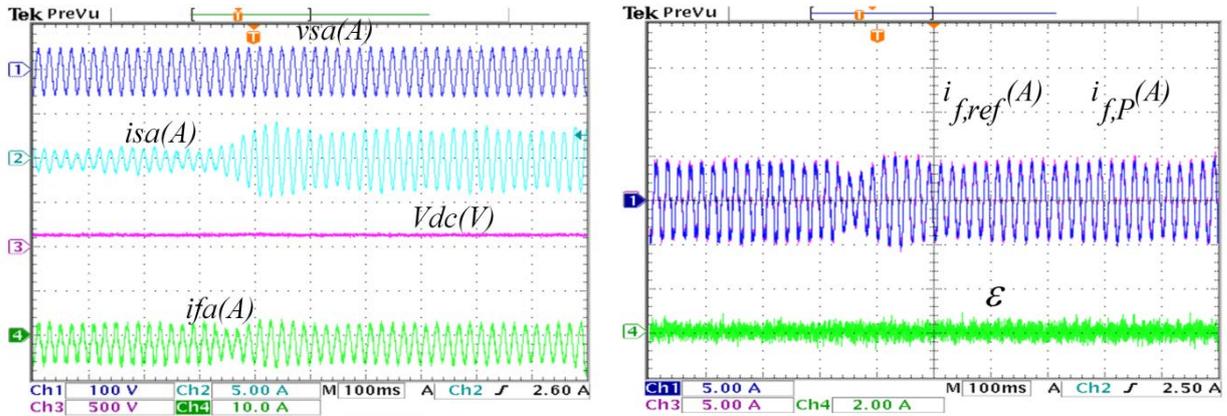


Figure 4. 24 Comportement dynamique dans le cas d'une variation de la charge non linéaire.

#### 4.5 Conclusion

L'objectif de ce chapitre est de présenter un nouveau algorithme de contrôle du courant prédictif pour assurer l'interfaçage entre le système PV et le réseau électrique à travers un filtre actif parallèle (FAP). La stratégie de contrôle proposée utilise le modèle discret du FAP afin de prédire le comportement futur du courant du filtre actif, ainsi une fonction de coût, qui minimise l'erreur entre le courant de prédiction et de référence, est établie. La méthode directe du courant pour générer les courants de références au FAP est exploitée. Pour évaluer les performances du contrôle proposé, le contrôle par hystérésis étudié dans le chapitre 3 a été investigué afin de proposer une comparaison entre les deux méthodes tout en conservant les mêmes paramètres de simulation. Les résultats de simulation prouvent l'efficacité et la robustesse du contrôle proposé en terme de qualité d'énergie ( $THDi$ ). Les valeurs des  $THD$  obtenues par le contrôle prédictif sont meilleures par rapport à celles obtenues avec le contrôle par hystérésis.

Les résultats expérimentaux présentent de meilleures performances dans les deux modes de fonctionnements: une amélioration parfaite au niveau des valeurs de  $THD$  et du FP. Une erreur de courant minimale entre le courant de référence et de prédiction obtenue par le contrôle proposé grâce à la sélection optimale des vecteurs de commutations via la fonction de coût. Le contrôle prédictif contribue à l'amélioration du comportement dynamique du système sous les conditions dynamiques mentionnées auparavant, ainsi un tableau comparatif rassemble les valeurs des  $THD$  et du FP pour les quatre stratégies de contrôles étudiés dans

cette thèse. Le contrôle prédictif développé révèle les meilleures performances sur la qualité d'énergie dans tous les modes de fonctionnement en comparaison avec les autres algorithmes abordés dans cette étude.

## **Conclusion générale et perspectives**

Le travail présenté dans cette thèse se rapporte aux problématiques des algorithmes d'optimisation d'énergie ainsi qu'aux techniques de contrôle avancées des systèmes solaires photovoltaïques connectés aux réseaux électriques. Les deux grands axes de recherche abordés sont :

- Les techniques de recherche du point de puissance maximale pour les systèmes autonomes particulièrement dans le cas du changement rapide d'éclairement ;
- Les techniques de contrôle avancées des convertisseurs d'interface (dc-ac) avec les réseaux de distribution.

L'augmentation importante des connexions des systèmes renouvelables, de nature intermittente, avec les réseaux de distribution présente des challenges majeurs aux chercheurs. Ces générateurs d'énergie renouvelables doivent assurer dans un avenir proche un réseau électrique toujours stable mais intelligent ainsi qu'une qualité d'énergie réinjectée optimale répondant au besoin énergétique des consommateurs. En plus de ces avantages, ils représentent une solution moderne de dépollution des harmoniques et de leurs effets néfastes sur le réseau électrique. Afin de réussir ces missions, ces systèmes de production multifonctionnels qui exploitent un seul dispositif de conversion constituent un axe de recherche émergent qui est soutenu par les progrès significatifs dans le domaine de l'électronique de puissance. De ce fait, une architecture avec un seul puis un double étage de conversion multifonctionnel a été adopté et développé dans ce travail.

Une deuxième contribution s'est orientée vers l'extraction de la puissance maximale du système de conversion photovoltaïque, où nous avons développé et validé une nouvelle technique de recherche (MPPT) basée sur la logique floue et qui est inspirée des règles d'inférence de l'algorithme P&O classique. Cette méthode fonctionne correctement avec des variations brusques d'irradiation contrairement à l'algorithme P&O, elle génère un rapport cyclique convenable pour rejoindre la trajectoire adéquate du point de puissance maximale. Cet algorithme est simulé sous l'environnement MATLAB/Simulink<sup>TM</sup> et validé en pratique par le biais d'un dispositif temps réel structuré autour d'une carte dSPACE 1104. Les résultats obtenus attestent d'une amélioration notable des performances et prouvent ainsi l'efficacité de l'algorithme proposé.

Après avoir choisi une configuration connectée au réseau, diverses stratégies de contrôle ont été développées telles que le contrôle direct de puissance à base d'une table de commutation classique. Cette méthode élabore un contrôle direct des puissances active et réactive, elle est simple et offre une grande capacité pour accroître la qualité de l'énergie sans avoir recours à un algorithme d'identification. Ce dernier point est important et a motivé notre choix pour cette loi de contrôle. Une nouvelle table de commutation a été modélisée et implémentée en temps réel, cette dernière a donné naissance à une deuxième stratégie de contrôle où la maîtrise des puissances est parfaite, ce qui contribue à l'optimisation de la qualité de l'énergie.

Par ailleurs, le développement rapide des systèmes de calcul numérique tels que : DSP, dSPACE rend l'implémentation des lois de contrôle complexes réalisables. Ces évolutions autorisent une implémentation des stratégies de contrôle prédictif dans le domaine de l'électronique de puissance. Les travaux relatés dans ce mémoire de thèse décrivent l'élaboration de deux stratégies de contrôle en courant : une sur le contrôle prédictif à modèle interne et une autre sur le contrôle par hystérésis. L'ensemble de ces algorithmes développés, dans l'architecture étudiée, a été validé expérimentalement sur un banc d'essai de laboratoire. Les résultats obtenus prouvent des performances probantes et assurent toutes les fonctionnalités prévues pour le système envisagé.

Toutefois, nous sommes conscients également que certains points ne sont pas abordés dans ce travail, nous pouvons les traiter ultérieurement et dégager quelques perspectives d'investigation pour cette thématique:

- Le développement d'un algorithme d'extraction du point de puissance maximale en incluant l'effet de l'ombrage avec un changement rapide des conditions climatiques ;
- L'implémentation d'autres algorithmes de contrôle innovants pour ces systèmes multifonctionnels afin d'établir des comparaisons sur les performances et le degré de difficulté pour l'implémentation en temps réel ;
- L'étude de l'effet du changement rapide d'irradiation sur le bus continu d'interface du réseau électrique ;
- L'étude de l'insertion de ces systèmes de productions dans un réseau intelligent ou un micro-réseau.

## Références

- [1] I. VECHIU, “Modélisation , Commande et Intégration de la Production Décentralisée dans les réseaux,” *Habilit. à diriger des Rech. Grenoble INP*, 2013.
- [2] M. Singh, V. Khadkikar, A. Chandra, and R. K. Varma, “Grid interconnection of renewable energy sources at the distribution level with power-quality improvement features,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 26, no. 1, pp. 307–315, 2011.
- [3] O. Gergaud, “Modélisation énergétique et optimisation économique d ’ un système de production éolien et photovoltaïque couplé au réseau et associé à un accumulateur,” *Thèse Dr. l’école Norm. Supérieure Cachan*, p. 161, 2002.
- [4] A. DOULET, “Réseaux électriques de distribution publique,” *Tech. l’Ingénieur*, 42264, 2010.
- [5] J. Carr, “Integrating renewable energy resources with energy storage for grid-connected systems,” *Dr. Philos. Electr. Eng. Univ. Arkansas*, 2011.
- [6] J. L. Bal and B. Chabot, “Les énergies renouvelables. État de l’art et perspectives de développement,” *Comptes Rendus l’Académie Sci. - Ser. IIA Sci. la Terre des Planètes*, vol. 333, pp. 827–834, 2001.
- [7] M. LOPEZ, “Contribution à L’optimisation d’un Système de Conversion Eolien pour une Unité de Production Isolee,” *Thèse Dr. l’Université PARIS-SUD11*, 2011.
- [8] S. Astier, “Conversion photovoltaïque : du rayonnement solaire à la cellule,” *Tech. l’Ingénieur*, vol. 33, no. 0, pp. 0–20, 2008.
- [9] R. KADRI, “Contribution à l ’ amélioration de la capture de l ’ énergie solaire photovoltaïque dans l ’ habitat résidentiel : nouvelles structures de puissance et de commande,” *Thèse de Docteur de l’Université de Poitiers*, 2010.
- [10] F. DENOYELLE, “Production d ’ énergie électrique par sources renouvelables,” *Téchnique de l’ingénieur*, D4005, 2013.
- [11] E. V. M. Papadopoulou, “Photovoltaic industrial systems: An environmental approach,” *Green Energy Technol.*, vol. 73, pp. 31–55, 2011.
- [12] G. M. Masters, *Renewable and Efficient Electric Power Systems*. John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey., 2004.
- [13] D. R. Tobergte and S. Curtis, *Wind Energy Systems for Electric Power Generation*, vol. 53, no. 9. 2013.
- [14] H. Kanchev, “Gestion des flux énergétiques dans un système hybride de sources d’énergie renouvelable : Optimisation de la planification opérationnelle et ajustement d’un micro réseau électrique urbain,” *Thèse Docteur l’ECOLE Cent. LILLE*, 2014.
- [15] Angelo Baghini, *Handbook of power quality*, John Wiley. 2008.
- [16] C. Smith, “Power Systems and Harmonic Factors,” *Ieee Potentials*, vol. 20, no. 5, pp. 10–12, 2001.
- [17] Z. A. Memon, M. A. Uquaili, and M. A. L. I. Unar, “Harmonics Mitigation of

- Industrial Power System Using Passive Filters,” vol. 31, no. 2, pp. 355–360, 2012.
- [18] J. C. Das, “Passive Filters-Potentialities and Limitations,” *Pulp Pap. Ind. Tech. Conf. 2003. Conf. Rec. 2003 Annu. Charleston, SC, USA*, pp. 187–197, 2003.
- [19] H. Akagi, “New trends in active filters for power conditioning,” *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. 32, no. 6, pp. 1312–1322, 1996.
- [20] L. S. Czarnecki, “An overview of methods of harmonic suppression in distribution systems,” *Power Eng. Soc. Summer Meet. 2000. IEEE*, vol. 2, no. c, pp. 800–805 vol. 2, 2000.
- [21] P. Jintakosonwitt, H. Fujita, and H. Akagi, “Control and performance of a fully-digital-controlled shunt active filter for installation on a power distribution system,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 1, pp. 132–140, 2002.
- [22] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra, “Review of active filters for power quality improvement,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 5, pp. 960–971, 1999.
- [23] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, “Simplified control method for the single-phase active power filter,” *Proc. 2003 Int. Symp. Circuits Syst. 2003. ISCAS '03.*, vol. 3, no. 3, p. 219, 2003.
- [24] B. S. Rigby and R. G. Harley, “The design and control of an inverter-based series compensator for dynamic performance,” *199 IEEE Power Eng. Soc. Summer Meet. Conf. Proc. (Cat. No.99CH36364)*, vol. 2, pp. 1146–1151, 1999.
- [25] J. Perez, V. Cardenas, F. Pazos, and S. Ramirez, “Voltage harmonic cancellation in single-phase systems using a series active filter with a low-order controller,” *Int. Power Electron. Congr. - CIEP*, vol. 2002–Janua, pp. 270–274, 2002.
- [26] R. Li, A. T. Johns, M. M. Elkateb, and F. V. P. Robinson, “Comparative study of parallel hybrid filters in resonance damping,” *Electr. Power Eng. 1999. PowerTech Budapest 99. Int. Conf. on, Budapest, Hungary*, p. 230, 1999.
- [27] Lijun Chen and A. von Jouanne, “A comparison and assessment of hybrid filter topologies and control algorithms,” *Power Electron. Spec. Conf. 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annu. Vancouver, BC*, vol. 2, pp. 565–570, 2001.
- [28] L. S. Czarnecki, “An overview of methods of harmonic suppression in distribution systems,” *2000 Power Eng. Soc. Summer Meet. (Cat. No.00CH37134)*, vol. 2, no. c, pp. 800–805, 2000.
- [29] M. El-Habrouk, M. K. Darwish, and P. Mehta, “Active power filters: A review,” *IEEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 147, no. 5, p. 403, 2000.
- [30] S. Fukuda and T. Endoh, “Control method for a combined active filter system employing a current source converter and a high pass filter,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 3, pp. 590–597, 1995.
- [31] M. Routimo, M. Salo, and H. Tuusa, “A novel control method for wideband harmonic compensation,” *Proc. Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, vol. 1, pp. 799–804, 2003.

- [32] S. Bhattacharya and D. Divan, "Synchronous Frame based Controller Implementation for a Hybrid Series Active Filter System," *Proc. IEEE Ind. Appl. Conf.*, vol. 3, pp. 2531–2540, 1995.
- [33] T. T. H. PHAM, "Influences De La Production Decentralisee Sur La Gestion Des Infrastructures Critiques Des Reseaux De Puissance," *Ddcteur L'istitut Natl. Polytech. Grenoble*, 2006.
- [34] D. Ackermann T, Andersson G, SÖden L, "Distributed generation: a definition. Electric Power Systems Research," vol. 57, p. ;57(3):195–204., 2001.
- [35] J. F. G. Cobben, W. L. Kling, and J. M. a. Myrzik, "Power quality aspects of a future micro grid," *2005 Int. Conf. Futur. Power Syst.*, pp. 1–5, 2005.
- [36] I. Jonasson and L. Söder, "Power quality on ships. A questionnaire evaluation concerning island power system," *Proc. Int. Conf. Harmon. Qual. Power, ICHQP*, vol. 2, no. C, pp. 639–644, 2000.
- [37] J. H. R. Enslin and P. J. M. Heskes, "Harmonic interaction between a large number of distributed power inverters and the distribution network," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 6, pp. 1586–1593, 2004.
- [38] G. Li, Z. Zhang, X. Li, S. Wang, and M. Zhou, "A methodology for power quality evaluation in distribution network with distributed generation," *2010 5th Int. Conf. Crit. Infrastruct.*, pp. 1–6, 2010.
- [39] A. Salarvand, B. Mirzaeian, and M. Moallem, "Obtaining a quantitative index for power quality evaluation in competitive electricity market," *IET Gener. Transm. Distrib.*, vol. 4, no. 7, p. 810, 2010.
- [40] A. J. Roscoe, S. J. Finney, and G. M. Burt, "Tradeoffs between AC power quality and DC bus ripple for 3-phase 3-wire inverter-connected devices within microgrids," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 3, pp. 674–688, 2011.
- [41] Y. Hu, Z. Chen, and P. Excell, "Power quality improvement of unbalanced power system with distributed generation units," *DRPT 2011 - 2011 4th Int. Conf. Electr. Util. Deregul. Restruct. Power Technol.*, pp. 417–423, 2011.
- [42] J. C. Serufo, V. Nobre, a Rayes, T. M. Marcial, and J. R. Lambertucci, "Dengue: a new approach," *Rev. Soc. Bras. Med. Trop.*, vol. 33, no. 5, pp. 465–476, 1990.
- [43] H. Akagi, H. Fujita, K. Wada, and S. Member, "A Shunt Active Filter Based on Voltage Detection for Harmonic Termination of a Radial Power Distribution Line," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 3, pp. 638–645, 1999.
- [44] H. Fujita and H. Akagi, "Voltage-regulation performance of a shunt active filter intended for installation on a power distribution system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 3, pp. 1046–1053, 2007.
- [45] T. L. Lee, J. C. Li, and P. T. Cheng, "Discrete frequency tuning active filter for power system harmonics," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 5, pp. 1209–1217, 2009.
- [46] M. Z. Lowenstein, "Improving Power Factor in the Presence of Harmonics Using Low Voltage Tuned Filters," *Ind. Appl. Soc. Annu. Meet. 1990., Conf. Rec. 1990 IEEE*,

- Seattle, WA, USA, vol. 2, pp. 1767–1773, 1990.
- [47] P. Dash, “Automatic Reactive-Power Control of Isolated Wind&#211;Diesel Hybrid Power Systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 901–912, 2006.
- [48] A. Sannino, J. Svensson, and T. Larsson, “Power-electronic solutions to power quality problems,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 66, no. 1, pp. 71–82, 2003.
- [49] A. Ghosh and G. Ledwich, “Compensation of distribution system voltage using DVR,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 17, no. 4, pp. 1030–1036, 2002.
- [50] R. D. Patidar, D. K. Khatod, and S. P. Singh, “Single-Phase Single-Stage Grid-Interactive Photovoltaic System with Active Filter Functions,” *IEEE PES Gen. Meet. Minneapolis, MN*, pp. 1–7, 2000.
- [51] H. Patel and V. Agarwal, “Investigations into the performance of photovoltaics-based active filter configurations and their control schemes under uniform and non-uniform radiation conditions,” *IET Renew. Power Gener.*, vol. 4, no. 1, p. 12, 2010.
- [52] N. R. Tummuru, M. K. Mishra, and S. Srinivas, “Multifunctional vsc controlled microgrid using instantaneous symmetrical components theory,” *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 5, no. 1, pp. 313–322, 2014.
- [53] H. Calleja and H. Jimenez, “Performance of a grid connected PV system used as active filter,” *Energy Convers. Manag.*, vol. 45, no. 15–16, pp. 2417–2428, 2004.
- [54] A. R. Reisi, M. H. Moradi, and H. Showkati, “Combined photovoltaic and unified power quality controller to improve power quality,” *Sol. Energy*, vol. 88, pp. 154–162, 2013.
- [55] Y. Bouzelata, E. Kurt, R. Chenni, and N. Altun, “Design and simulation of a unified power quality conditioner fed by solar energy,” *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 40, no. 44, pp. 15267–15277, 2015.
- [56] G. Todeschini, S. Member, A. E. Emanuel, and L. Fellow, “A Novel Control System for Harmonic Compensation by Using Wind Energy Conversion Based on DFIG Technology,” *Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annu. IEEE, Palm Springs, CA*, no. 2, pp. 2096–2103, 2010.
- [57] N. Shah and R. Chudamani, “Single-Stage Grid Interactive PV System Using Novel Fuzzy Logic Based MPPT with Active and Reactive Power Control,” *Ieee*, pp. 1667–1672, 2011.
- [58] M. A. Shafiyi, M. Khederzadeh, M. Sadeghi, and S. Khani, “A grid-connected PV power supply based on Flying Capacitor multicell converter with modified MPPT based control for active power filtering,” *2012 Second Iran. Conf. Renew. Energy Distrib. Gener.*, pp. 141–146, 2012.
- [59] G. Tsengenes and G. Adamidis, “A multi-function grid connected PV system with three level NPC inverter and voltage oriented control,” *Sol. Energy*, vol. 85, no. 11, pp. 2595–2610, 2011.
- [60] M. I. Marei, T. K. Abdel-Galil, E. F. El-Saadany, and M. M. A. Salama, “Hilbert transform based control algorithm of the DG interface for voltage flicker mitigation,”

- IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 20, no. 2 I, pp. 1129–1133, 2005.
- [61] Z. Zeng, H. Yang, R. Zhao, and C. Cheng, “Topologies and control strategies of multi-functional grid-connected inverters for power quality enhancement: A comprehensive review,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 24, pp. 223–270, 2013.
- [62] R. Kotti and W. Shireen, “Efficient MPPT control for PV systems adaptive to fast changing irradiation and partial shading conditions,” *Sol. Energy*, vol. 114, pp. 397–407, 2015.
- [63] J. Ahmed and Z. Salam, “An improved perturb and observe (P&O) maximum power point tracking (MPPT) algorithm for higher efficiency,” *Appl. Energy*, vol. 150, pp. 97–108, 2015.
- [64] K. Ishaque and Z. Salam, “A review of maximum power point tracking techniques of PV system for uniform insolation and partial shading condition,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 19, pp. 475–488, 2013.
- [65] B. Subudhi and R. Pradhan, “A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems,” *Sustain. Energy, IEEE Trans.*, vol. 4, no. 1, pp. 89–98, 2013.
- [66] S. Lyden and M. E. Haque, “Maximum Power Point Tracking techniques for photovoltaic systems: A comprehensive review and comparative analysis,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 52, pp. 1504–1518, 2015.
- [67] L. Piegari and R. Rizzo, “Adaptive perturb and observe algorithm for photovoltaic maximum power point tracking,” *IET Renew. Power Gener.*, vol. 4, no. 4, p. 317, 2010.
- [68] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, “Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 963–973, 2005.
- [69] and F. B. D. Sera, T. Kerekes, R. Teodorescu, “Improved MPPT method for rapidly changing environmental conditions,” *IEEE ISIE 2006, July 9-12, 2006, Montr. Quebec, Canada Improv.*, pp. 1420–1425, 2006.
- [70] R. Kadri, J. P. Gaubert, and G. Champenois, “An Improved maximum power point tracking for photovoltaic grid-connected inverter based on voltage-oriented control,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 66–75, 2011.
- [71] A. A. Ghassami, S. M. Sadeghzadeh, and A. Soleimani, “A high performance maximum power point tracker for PV systems,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 53, pp. 237–243, 2013.
- [72] A. Belkaid, A. Kessal, J.-P. Gaubert, and A. Gherbi, “WITHDRAWN: Design and implementation of a high performance technique for tracking photovoltaic peak power,” *ISA Trans.*, vol. 60, p. 348, 2016.
- [73] M. R. Chavoshian, A. Rouholamini, H. R. Naji, R. Fadaeinedjad, and R. Faraji, “FPGA-based real time incremental conductance maximum power point tracking controller for photovoltaic systems,” *IET Power Electron.*, vol. 7, no. February 2013, pp. 1294–1304, 2014.

- [74] H. I.-E. M. Momayyezian, G. Farivar, F. Miragha, "An Improved FLC Algorithm for Tracking Maximum Power Point in Photovoltaic Systems," *Power Electron. Drive Syst. Technol. (PEDSTC), 2012 3rd, Tehran*, pp. 342–347, 2012.
- [75] S. Mishra and P. C. Sekhar, "Ts fuzzy based adaptive perturb algorithm for MPPT of a grid connected single stage three phase VSC interfaced PV generating system," *IEEE Power Energy Soc. Gen. Meet.*, pp. 1–7, 2012.
- [76] Y.-H. Liu, C.-L. Liu, J.-W. Huang, and J.-H. Chen, "Neural-network-based maximum power point tracking methods for photovoltaic systems operating under fast changing environments," *Sol. Energy*, vol. 89, pp. 42–53, 2013.
- [77] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. R. Filho, "Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays," *Power Electron. IEEE Trans.*, vol. 24, no. 5, pp. 1198–1208, 2009.
- [78] O. Hachana, K. E. Hemsas, G. M. Tina, and C. Ventura, "Comparison of different metaheuristic algorithms for parameter identification of photovoltaic cell/module," *J. Renew. Sustain. Energy*, vol. 5, no. 5, 2013.
- [79] A. H. M. Nordin and A. M. Omar, "Modeling and simulation of Photovoltaic (PV) array and maximum power point tracker (MPPT) for grid-connected PV system," *2011 3rd Int. Symp. Exhib. Sustain. Energy Environ.*, no. June, pp. 114–119, 2011.
- [80] T. Eswam and P. L. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, no. 2, pp. 439–449, 2007.
- [81] A. Pallavee Bhatnagar and B. R. K. Nema, "Conventional and global maximum power point tracking techniques in photovoltaic applications: A review," *J. Renew. Sustain. Energy*, vol. 5, no. 3, p. 32701, 2013.
- [82] B. Bendib, H. Belmili, and F. Krim, "A survey of the most used MPPT methods: Conventional and advanced algorithms applied for photovoltaic systems," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 45, pp. 637–648, 2015.
- [83] K. S. Tey and S. Mekhilef, "Modified incremental conductance MPPT algorithm to mitigate inaccurate responses under fast-changing solar irradiation level," *Sol. Energy*, vol. 101, pp. 333–342, 2014.
- [84] A. a Ovalle, H. R. Chamorro, and G. Ramos, "MPPT Improvements for PV Generation based on Mamdani and Takagi-Sugeno Fuzzy Logic Control," *Transm. Distrib. Lat. Am. Conf. Expo. (T&D-LA), 2012 Sixth IEEE/PES, Montevideo*, pp. 1–6, 2012.
- [85] S. Hadji, J.-P. Gaubert, and F. Krim, "Theoretical and experimental analysis of genetic algorithms based MPPT for PV systems," *Energy Procedia*, vol. 74, pp. 772–787, 2015.
- [86] N. Altin and S. Ozdemir, "Three-phase three-level grid interactive inverter with fuzzy logic based maximum power point tracking controller," *Energy Convers. Manag.*, vol. 69, pp. 17–26, 2013.
- [87] M. M. Algazar, H. AL-monier, H. A. EL-halim, and M. E. E. K. Salem, "Maximum power point tracking using fuzzy logic control," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol.

- 39, no. 1, pp. 21–28, 2012.
- [88] M. Farhat, O. Barambones, and L. Sbita, “Efficiency optimization of a DSP-based standalone PV system using a stable single input fuzzy logic controller,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 49, pp. 907–920, 2015.
- [89] S. Kumar Dash, S. Nema, R. K. Nema, and D. Verma, “A comprehensive assessment of maximum power point tracking techniques under uniform and non-uniform irradiance and its impact on photovoltaic systems: A review,” *J. Renew. Sustain. Energy*, vol. 7, no. 6, p. 63113, 2015.
- [90] S. A. Rizzo and G. Scelba, “ANN based MPPT method for rapidly variable shading conditions,” *Appl. Energy*, vol. 145, pp. 124–132, 2015.
- [91] A. K. Rai, N. D. Kaushika, B. Singh, and N. Agarwal, “Simulation model of ANN based maximum power point tracking controller for solar PV system,” *Sol. Energy Mater. Sol. Cells*, vol. 95, no. 2, pp. 773–778, 2011.
- [92] B. Boukezata, A. Chaoui, J.-P. Gaubert, and M. Hachemi, “An improved fuzzy logic control MPPT based P&O method to solve fast irradiation change problem,” *J. Renew. Sustain. Energy*, vol. 8, no. 4, p. 43505, 2016.
- [93] N. S. D’Souza, L. A. C. Lopes, and X. L. X. Liu, “An Intelligent Maximum Power Point Tracker Using Peak Current Control,” *2005 IEEE 36th Power Electron. Spec. Conf.*, p. 172, 2005.
- [94] I. H. Altas and A. M. Sharaf, “A novel maximum power fuzzy logic controller for photovoltaic solar energy systems,” *Renew. Energy*, vol. 33, no. 3, pp. 388–399, 2008.
- [95] R. Kadri, H. Andrei, J.-P. Gaubert, T. Ivanovici, G. Champenois, and P. Andrei, “Modeling of the photovoltaic cell circuit parameters for optimum connection model and real-time emulator with partial shadow conditions,” *Energy*, vol. 42, no. 1, pp. 57–67, 2012.
- [96] R. Noroozian and G. B. Gharehpetian, “An investigation on combined operation of active power filter with photovoltaic arrays,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 46, no. 1, pp. 392–399, 2013.
- [97] X. Tang, K. M. Tsang, and W. L. Chan, “Power conditioning system for grid-connected photovoltaic system,” *Sol. Energy*, vol. 96, pp. 187–193, 2013.
- [98] X. Chen, Q. Fu, S. Yu, and L. Zhou, “Unified control of photovoltaic grid-connection and power quality managements,” *Proc. - 2008 Work. Power Electron. Intell. Transp. Syst. PEITS 2008*, pp. 360–365, 2008.
- [99] A. Chaoui, J. P. Gaubert, F. Krim, and G. Champenois, “PI Controlled Three-phase Shunt Active Power Filter for Power Quality Improvement PI Controlled Three-phase Shunt Active Power Filter for Power Quality Improvement,” *Electr. Power Components Syst.*, vol. 35, pp. 1331–1344, 2007.
- [100] F. L. Albuquerque, A. J. Moraes, G. C. Guimarães, S. M. R. Sanhueza, and A. R. Vaz, “Photovoltaic solar system connected to the electric power grid operating as active power generator and reactive power compensator,” *Sol. Energy*, vol. 84, no. 7, pp. 1310–1317, 2010.

- [101] F. Gao, D. Li, P. C. Loh, Y. Tang, and P. Wang, "Indirect DC-link voltage control of two-stage single-phase PV inverter," *2009 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2009*, pp. 1166–1172, 2009.
- [102] G. Tsengenes and G. Adamidis, "Investigation of the behavior of a three phase grid-connected photovoltaic system to control active and reactive power," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 81, no. 1, pp. 177–184, 2011.
- [103] M. A. Eltawil and Z. Zhao, "MPPT techniques for photovoltaic applications," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 25, pp. 793–813, 2013.
- [104] B. Boukezata, A. Chaoui, J.-P. Gaubert, and M. Hachemi, "Power Quality Improvement by an Active Power Filter in Grid-connected Photovoltaic Systems with Optimized Direct Power Control Strategy," *Electr. Power Components Syst.*, vol. 44, no. 18, pp. 2036–2047, 2016.
- [105] I. Takahashi and T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor," *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, 1986.
- [106] A. LOPEZ, "Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la montée en tension," *Thèse Docteur l'Ustitut Natl. Polytech. Grenoble*, 2006.
- [107] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors," *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. 34, no. 3, pp. 473–479, 1998.
- [108] A. Chaoui, J.-P. Gaubert, and F. Krim, "Power quality improvement using DPC controlled three-phase shunt active filter," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 80, pp. 657–666, 2010.
- [109] B. Bouaziz and F. Bacha, "Direct Power Control of Grid-Connected Converters Using Sliding Mode Controller," *Electr. Eng. Softw. Appl. (ICEESA), 2013 Int. Conf. on, Hammamet*, pp. 1–6, 2013.
- [110] M. Malinowski, "Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers," *Ph.D. Thesis, Warsaw, Pol.*, p. 127, 2001.
- [111] J. Bosche, J.-P. GAUBERT, and G. Champenois, "Sliding Mode Control of Parallel Active Filters Associated with Multilevel Space Vector Based Controllers."
- [112] A. CHAOUI, "FILTRAGE ACTIF TRIPHASE POUR CHARGES NON LINEAIRES," *Thèse Docteur l'Université Ferhat Abbas Sétif 1*, 2010.
- [113] B. Boukezata, A. Chaoui, J. P. Gaubert, and M. Hachemi, "Active Power Filter in a Transformerless Grid Connected Photovoltaic System," *Balk. J. Electr. Comput. Eng.*, vol. 2, no. 3, pp. 122–127, 2014.
- [114] M. A. E. Alali, "Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension (Automatisation des systèmes de puissance électriques)," *Thèse Docteur l'Université Louis Pasteur – Strasbg. I*, 2002.
- [115] B. Boukezata, J. Gaubert, A. Chaoui, and M. Hachemi, "Générateur photovoltaïque

- avec une commande directe de puissance connecté et avec adjonction de services au réseau de distribution,” *Symp. GENIE Electr. EF-EPF-MG*, pp. 7–9, 2016.
- [116] A. Chaoui, J.-P. Gaubert, and A. Bouafia, “Direct Power Control Switching Table Concept and Analysis for Three-phase Shunt Active Power Filter,” *J. Electr. Syst.*, vol. 9, no. 1, pp. 52–65, 2013.
- [117] M. Adel, S. Zaid, and O. Mahgoub, “Improved Active Power Filter Performance Based on an Indirect Current Control Technique,” *J. Power Electron.*, vol. 11, no. 6, pp. 931–937, 2011.
- [118] B. Boukezata, A. Chaoui, and J. Paul, “Système solaire photovoltaïque connecté au réseau électrique et associé à un filtre actif parallèle,” *Symp. GENIE Electr. EF-EPF-MG*, pp. 8–10, 2014.
- [119] S. A. Verne and M. I. Valla, “Active power filter for medium voltage networks with predictive current control,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 80, no. 12, pp. 1543–1551, 2010.
- [120] I. Araujo-Vargas, S. Salas-Duarte, J. Ramirez-Hernandez, B. Del-Muro-Cuellar, and M. Rivera, “Predictive current control of a four-wire, active power filter for an unbalanced utility load of metro railway,” *2015 IEEE Int. Symp. Predict. Control Electr. Drives Power Electron.*, pp. 79–84, 2015.
- [121] A. Almaktoof, “Modeling and Simulation of Three-Phase Voltage Source Inverter Using a Model Predictive Current Control,” *Int. J. Innov. Manag. Technol.*, vol. 5, no. 1, pp. 9–13, 2014.
- [122] M. Vatani, M. Hovd, and M. Molinas, “Finite Control Set Model Predictive Control of a shunt active power filter,” *Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 2156–2161, 2013.
- [123] K. Drobnic, M. Nemec, D. Nedeljkovic, and V. Ambrozic, “Predictive Direct Control Applied to AC Drives and Active Power Filter,” *Ind. Electron. IEEE Trans.*, vol. 56, no. 6, pp. 1884–1893, 2009.
- [124] K. Barra and D. Rahem, “Predictive direct power control for photovoltaic grid connected system: An approach based on multilevel converters,” *Energy Convers. Manag.*, vol. 78, pp. 825–834, 2014.
- [125] A. Linder, R. Kanchan, R. Kennel, and P. Stolze, “Model-Based Predictive Control of Electric Drives,” *Phd thesis Univ. Wuppertal*, p. 256, 2010.
- [126] I. Bombard, B. Da Silva, P. Laurent, and J. Lieto, “Contrôle par commande prédictive d ’ un procédé de cuisson sous infrarouge de peintures en poudre,” *Société Française Therm. (SFT), Toulouse, 3-6 juin*, 2008.
- [127] C. Cai-xue and X. Yun-xiang, “A Simplified Predictive Current Control for Voltage Source Inverter,” *Electr. Control Eng. (ICECE), 2010 Int. Conf.*, pp. 3231–3236, 2010.
- [128] B. Abdelouahab, “Techniques De Commande Predictive Et Floue Pour Les Systemes D ’ Electronique De Puissance: Application Aux Redresseurs a Mli,” *Thèse Dr. l’Université Ferhat Abbas Sétif 1*, 2010.

- [129] J. Rodriguez and P. Cortés, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, John Wiley. 2012.
- [130] M. Davari, S. M. Ale-Emran, H. Yazdanpanahi, and G. B. Gharehpetian, “Modeling the combination of UPQC and photovoltaic arrays with multi-input single-output DC-DC converter,” *2009 IEEE/PES Power Syst. Conf. Expo. PSCE 2009*, pp. 5–10, 2009.
- [131] M. K. Kazimierczuk, “Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters,” *A John Wiley Sons, Ltd, Publ.*, 2008.
- [132] J. Rodriguez, J. Pontt, C. A. C. A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortes, and U. Ammann, “Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 1, pp. 495–503, 2007.
- [133] Y. Zhang and H. Lin, “Simplified model predictive current control method of voltage-source inverter,” *8th Int. Conf. Power Electron. - ECCE Asia*, pp. 1726–1733, 2011.
- [134] P. Cortes, L. Vattuone, and J. Rodriguez, “Predictive current control with reduction of switching frequency for three phase voltage source inverters,” *2011 IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, pp. 1817–1822, 2011.
- [135] B. Subudhi, P. C. Panda, and R. Panigrahi, “Model predictive-based shunt active power filter with a new reference current estimation strategy,” *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 2, pp. 221–233, 2015.
- [136] B. Yang, J. Wu, X. Lu, and X. He, “An Improved DSP-based Control Strategy with Predictive Current Control and Fuzzy Voltage Control for Grid-Connected Voltage Source Inverters,” *Ind. Electron. 2008. IECON 2008. 34th Annu. Conf. IEEE, Orlando, FL*, 2008.
- [137] F. Defaÿ, “Commande Prédictive Directe d’un Convertisseur Multicellulaire Triphasé pour Une Application de Filtrage Actif,” *Thèse Dr. l’Université Toulouse*, 2008.
- [138] M. L. Braiek, F. Fnaiech, and S. M. Ieee, “Study of Two Current Control Techniques Applied To A Shunt Active Power Filter,” *Power Qual. Act. Filter. III Electrimacs*, no. 1, pp. 1–6, 2002.
- [139] J. Afonso, C. Couto, and J. Martins, “Active Filters with Control Based on the p-q Theory,” *IEEE Ind. Electron. Soc.*, vol. 47, pp. 5–10, 2000.
- [140] M. Ucar and E. Ozdemir, “Control of a 3-phase 4-leg active power filter under non-ideal mains voltage condition,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 78, no. 1, pp. 58–73, 2008.
- [141] G. W. Chang, S. K. Chen, and M. Chu, “An efficient a–b–c reference frame-based compensation strategy for three-phase active power filter control,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 60, no. 60, pp. 161–166, 2002.
- [142] S. Saad and L. Zellouma, “Fuzzy logic controller for three-level shunt active filter compensating harmonics and reactive power,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 79, no. 10, pp. 1337–1341, 2009.
- [143] S. Biricik, S. Redif, and M. Basu, “Voltage Sensorless Control of Single-phase Active Power Filter Based on the Second-order Generalized Integrator Algorithm,” *Electr.*

- 
- Power Components Syst.*, vol. 43, no. 7, pp. 820–827, 2015.
- [144] R. T. and F. B. Mihai Ciobotaru, “A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator,” *Power Electron. Spec. Conf. 2006. PESC '06. 37th IEEE*, 2006.
- [145] G. Fedele, C. Picardi, and D. Sgrò, “A power electrical signal tracking strategy based on the modulating functions method,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 10, pp. 4079–4087, 2009.
- [146] G. Saeed, M. Monfared, and J. M. Guerrero, “Second Order Generalized Integrator Based Reference Current Generation Method for Single-Phase Shunt Active Power Filters Under Adverse Grid Conditions,” in *4th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC2013)*, 2013, pp. 510–517.
- [147] B. Boukezata, J.-P. Gaubert, A. Chaoui, and M. Hachemi, “Predictive current control in multifunctional grid connected inverter interfaced by PV system,” *Sol. Energy*, vol. 139, pp. 130–141, 2016.

## Liste des publications associées

### *Articles dans des revues internationales*

- B. Boukezata, J.-P. Gaubert, A. Chaoui, and M. Hachemi, "Predictive current control in multifunctional grid connected inverter interfaced by PV system," *Sol. Energy*, vol. 139, pp. 130–141, 2016.
- B. Boukezata, A. Chaoui, J.-P. Gaubert, and M. Hachemi, "An improved fuzzy logic control MPPT based P&O method to solve fast irradiation change problem," *J. Renew. Sustain. Energy*, vol. 8, 43505, 2016.
- B. Boukezata, A. Chaoui, J.-P. Gaubert, and M. Hachemi, "Power Quality Improvement by an Active Power Filter in Grid Connected Photovoltaic Systems with Optimized Direct Power Control Strategy" *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 44, no. 18, pp. 2036–2047, 2016.
- B. Boukezata, A. Chaoui, J. P. Gaubert, and M. Hachemi, "Active Power Filter in a Transformerless Grid Connected Photovoltaic System," *Balk. J. Electr. Comput. Eng.*, vol. 2, no. 3, pp. 122–127, 2014.

### **Conferences internationals:**

- B. Boukezata, J. Gaubert, A. Chaoui, and M. Hachemi, "Générateur photovoltaïque avec une commande directe de puissance connecté et avec adjonction de services au réseau de distribution," Symposium de Génie Electrique (SGE'16) : EF-EPF-MGE, Grenoble, France, Juin 2016.
- B. Boukezata, A. Chaoui, and J. Paul, "Système solaire photovoltaïque connecté au réseau électrique et associé à un filtre actif parallèle," Symposium de Génie Electrique (SGE'14) : EF-EPF-MGE, ENS Cachan, France, Juillet 2014.
- B. Boukezata, A. Chaoui, J. P. Gaubert and M. Hachemi, "Improving the quality of energy in grid connected photovoltaic systems," *3rd International Conference on Systems and Control*, ICSC'13, Algiers, 2013, pp. 1122-1126.
- B. Boukezata, E. Babesse, L. Moussaoui, " Comparison study between DCC and DPC control of a shunt active" *7th International Conference on Electrical Engineering*, Batna, 2012,pp. 1-5.

## Résumé

Le sujet de thèse s'inscrit dans un cadre de recherche dédiée aux systèmes solaires photovoltaïques. En effet, les besoins énergétiques ne cessent de s'accroître alors que les ressources fossiles ou fissiles sont en cours d'épuisement. Le développement de systèmes à base d'énergies renouvelables devient indispensable afin de répondre au besoin des activités humaines. Ce travail de recherche est ciblé sur le développement d'une chaîne de conversion complète d'un système solaire photovoltaïque destiné à des applications résidentielles et à l'implémentation des techniques de commande les mieux appropriées. Deux modes de fonctionnement sont envisagés, soit en autonome ou bien connecté à un réseau de distribution. La première partie traite la problématique de l'extraction du point de puissance maximale (MPPT) dans un système solaire photovoltaïque autonome. Dans ce contexte, diverses méthodes MPPTs ont été évaluées et une solution basée sur les techniques d'intelligence artificielle a été proposée afin de résoudre la faille de l'algorithme P&O dans le cas des variations brusques d'irradiation. La deuxième partie se rapporte aux différentes stratégies de contrôle d'un système de conversion d'énergie connecté au réseau avec l'ajout de fonctionnalités supplémentaires assurant une qualité optimale de l'énergie réinjectée. Les techniques de commande appliquées à l'onduleur de tension assurent la gestion de la qualité de l'énergie vis-à-vis du réseau alternatif et compensent donc l'énergie réactive et les composantes harmoniques de courant dans le cas de connexions de charges non linéaires. Tous ces travaux sont validés sur des plateformes de simulation et par la suite les algorithmes sont implémentés en temps réel sur un banc expérimental de laboratoire.

**Mots-clés :** Energie renouvelable, Système photovoltaïque, Algorithme MPPT, Changement rapide d'irradiation, Filtre Actif parallèle, Harmoniques, Contrôle des convertisseurs DC-AC.

## Abstract

The thesis is part of a research framework dedicated to solar photovoltaic systems. Indeed, energy needs will continue to grow while fossil or fissile resources are being depleted. The development of systems based on renewable energy is essential to meet the need of human activities. This research is focused on developing a complete conversion chain of a photovoltaic solar system for residential applications and implementation of the most appropriate control techniques. Two operating modes are envisaged, either in standalone or connected to a distribution network. The first part deals with the problem of extracting the maximum power point tracking (MPPT) in a standalone solar photovoltaic system. In this context, various MPPTs methods were evaluated and a solution based on artificial intelligence techniques have been proposed to solve the fault of the P&O algorithm in the case of sudden changes of irradiation. The second part relates to the different control strategies of an energy conversion system connected to the network with the addition of extra features for optimal power quality fed. Control techniques applied to the voltage inverter will manage quality vis-à-vis the alternative energy network and therefore compensate reactive power and harmonic current components in the case of nonlinear loads of connections. All these works are validated in platforms of simulation and then the algorithms are implemented in real time on an experimental laboratory bench.

**Keywords:** Renewable energy, Photovoltaic system, Shunt Active Filter, Algorithm MPPT Quick change of irradiation, Harmonics, Control DC-AC inverters.

## ملخص

الرسالة هي جزء من إطار الأبحاث التي خصصت لأنظمة الطاقة الشمسية الضوئية. في الواقع، ستستمر احتياجات الطاقة في النمو في حين يجري استنفاد الوقود الحفري أو الموارد الانشطارية. تطوير الأنظمة القائمة على الطاقة المتجددة أمر ضروري لتلبية احتياجات الأنشطة البشرية. يركز هذا البحث على تطوير سلسلة تحويل كاملة من نظام الطاقة الشمسية موجهة للمجالات السكنية وتنفيذ تقنيات التحكم الأنسب. من المزمع دراسة مبدئي عمل: إما مستقل أو متصلاً بشبكة التوزيع. يتناول الجزء الأول من الأطروحة مشكلة استخراج نقطة الإستطاعة القصوى (MPPT) في نظام الطاقة الشمسية المستقلة. في هذا السياق، تقنيات مختلفة من خوارزميات (MPPTs) درست وقد تم اقتراح حل يقوم على تقنيات الذكاء الاصطناعي لحل خطأ الخوارزمي P&O في حالة حدوث تغييرات مفاجئة في الإشعاع الشمسي. الجزء الثاني يناقش استراتيجيات مختلفة من السيطرة على نظام تحويل الطاقة المتصلة بالشبكة مع إضافة ميزات إضافية لنوعية الطاقة المثلى المنتجة. تقنيات التحكم المطبقة على محول عكسي يجب أن تضمن تسيير جودة الطاقة وجها لوجه مع شبكة التيار وبالتالي تعويض الطاقة التفاعلية، و تعويض الشوائب في التيار في حالة اتصالات الأحمال غير الخطية. كل هذه الأعمال تم التحقق من صحتها في منصات المحاكاة وبعد ذلك تم تنفيذها في الواقع في نموذج مختبر.

**كلمات البحث:** الطاقة المتجددة، نظام فوطوضوي، مرشح مواز نشط، خوارزمي MPPT، تغيير سريع للإشعاع، الشوائب، تحكم العاكس DC-AC