

Université Mohamed Khider – Biskra  
Faculté des Sciences et de la technologie  
Département : Génie électrique  
Réf : .....



جامعة محمد خيضر بسكرة  
كلية العلوم و التكنولوجيا  
قسم: الهندسة الكهربائية  
المرجع:.....

Thèse présentée en vue de l'obtention  
Du diplôme de

## Doctorat LMD en : Génie Electrique

Spécialité (Option) : Commande des Systèmes Energétiques

### Intitulé

**Contribution à la Commande Directe de Puissance Dédiée au  
Filtrage Actif, Associé à une Source Photovoltaïque**

Présentée par :

**Sabir OUCHEN**

Soutenue publiquement le .....

### Devant le jury composé de :

Dr. Med. Toufik Benchouia	Professeur	Président	Université de Biskra
Dr. Achour Betka	Professeur	Rapporteur	Université de Biskra
Dr. Ammar Moussi	Professeur	Examineur	Université de Biskra
Dr. Kamel Barra	Professeur	Examineur	Université d'Oum-El Bouaghi
Dr. Boubekeur Azoui	Professeur	Examineur	Université de Batna
Dr. Sabrina Abdeddaim	Maître de conférences B	Invitée	Université de Biskra



# Remerciements

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

Je profite cette occasion pour exprimer ma sincère gratitude à mon directeur de thèse : Professeur **Achour Betka**, et docteur **Sabrina Abdeddaim** pour ses précieux conseils, ses encouragements, ses discussions techniques novatrices et pour me fournir toutes les facilités nécessaires tout au long de ce travail. Cela n'aurait pas été possible sans ses motivations et son soutien sans fin.

Je remercie tous les membres du personnel enseignant et administratif du laboratoire de génie électrique de Biskra (LGEB), en particulier professeur **Salah Eddine Zouzou** pour me fournir toutes les installations officielles et de laboratoire dans divers moyens d'achever cette thèse.

Je tiens également à remercier vivement les membres de jury : Monsieur **Med Toufik Benchouia** et Monsieur **Ammar Moussi** Professeurs à l'Université de Biskra, Monsieur **Kamel Barra** Professeur à l'Université d'Oum-El Bouaghi, Monsieur **Boubekeur Azoui**, Professeur à l'Université de Batna pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être les examinateurs de cette thèse.

Ma gratitude s'exprime pour Monsieur **Jean Paul Gaubert**, Professeur à l'université de Poitiers-France pour ses directives scientifiques ainsi que ses qualités humaines ; je le remercie de m'avoir accueilli au sein du laboratoire d'Informatique et d'Automatique pour les Systèmes LIAS Poitiers France, Monsieur **Saïd Drid** et Monsieur **Rachid Abdessamad**, Professeurs à l'Université de Batna pour toutes les facilités et l'assistance fournies.

J'exprime ma plus grande admiration envers ma famille pour les bénédictions, les sacrifices, les encouragements et le soutien moral qu'ils m'ont apporté tout au long de ma carrière.

Enfin, je remercie tous mes collègues de laboratoire LGEB, dont le soutien direct ou indirect m'a aidé dans la réalisation de cette thèse. Je remercie également tout le staff de l'agence universitaire de la francophonie (AUF bureau Maghreb) spécialement le collège doctoral des énergies renouvelables qui ont été très utiles pour fournir tout le soutien scientifique et personnel.

Du fond du cœur, je remercie toutes les personnes m'ayant aidé de près ou de loin à mener ce travail.

# Liste des Symboles et des Acronymes

## Liste des Symboles

$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$	Courants de source
$e_{sa}, e_{sb}, e_{sc}$	Tensions de source
$v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}$	Tensions au point de connexion commun (PCC)
$i_{cha}, i_{chb}, i_{chc}$	Courants de charge
$i_{fa}, i_{fb}, i_{fc}$	Courants à la sortie du filtre
$S_a, S_b, S_c$	Signaux de commande des interrupteurs
$i_\alpha, i_\beta$	Composantes des courants de source dans le repère stationnaire $\alpha\beta$
$i_d, i_q$	Composantes des courants dans le repère tournant dq
$L_s, R_s$	Inductance et résistance de la source
$V_{dc}$	Tension du bus continu
$V_{dc\_réf}$	Tension de référence du bus continu
$P^*, q^*$	Référence de la puissance active et réactive
$\Delta P, \Delta q$	Variation de la puissance active et réactive
$P$	Puissance active instantanée
$H_p, H_q$	Largeurs de la bande d'hystérésis
$q$	Puissance réactive instantanée
$\Delta V$	Perturbation de tension
$\Delta P$	Perturbation de puissance
$IW$	Conductance statique
$\Delta I/\Delta V$	Incrément de conductance
$I_{pVs}$	Courant à la sortie du hacheur parallèle
$i_L$	Courant de l'inductance à l'entrée du hacheur parallèle
$\gamma$	Coefficient de température du photo-courant (mA/°C)
$\beta$	Coefficient de température de la tension du circuit ouvert (mV/°C)
$e$	Signale d'erreur
$\Delta e$	Changement d'erreur
$\theta$	Position angulaire
$\theta_n$	Nombre de secteur
$d, q$	Repère tournant de Park
$\alpha, \beta$	Repère stationnaire
$V_{mpp}$	Tension du point de puissance maximale

$I_{mpp}$	Courant du point de puissance maximale
$V_{oc}$	Tension du circuit ouvert
$I_{sc}$	Courant de court-circuit
$I_{ph}$	Courant photovoltaïque (PV)
$I_0$	Courant de saturation inverse
$I_d$	Courant de diode
$q$	Charge électrique d'électron
$k$	Constante de Boltzmann
$T$	Température de la cellule
$E$	Eclairement solaire
$D$	Diode
$C_{dc}$	Condensateur de filtrage
$R_L$	Charge résistive
$F$	Fonction coût
$\omega$	Pulsation fondamentale du réseau
$\varepsilon$	Ecart de réglage
$\Delta\varepsilon$	Variation de l'écart de réglage
$f_s$	Fréquence d'échantillonnage
$U$	Valeur efficace de la tension composée du réseau

## Liste des Acronymes

MPP	Maximum Power Point
MPPT	Maximum Power Point Tracker
PV	Photovoltaïque
P&O	Perturb and Observe
FLC	Fuzzy Logic Control
DPC	Direct power control
DTC	Direct Torque Control
SVM	Space Vector Modulation
THD	Total Harmonic Distortion
UPQC	Unified Power Quality Conditioner
VSI	Voltage-Source Inverter
FAP	Filtre Actif Parallèle
FAS	Filtre Actif Série
FAH	Filtre Actif Hybride
FPB	Filtre Passe Bas
FBH	Filtre Passe haut
FPP	Filtre Passif Parallèle
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
PI	Proportional-Integral
PLL	Phase-Locked Loop
PSO	Particle swarm optimization
PWM	Pulse-Width Modulation
AC	Alternating Current
DC	Direct Current
STC	Standard Test Conditions
PCC	Point of common coupling

# Table des Matières

## Table des Matières

Liste des Symboles .....	I
Table des Matières.....	V
Liste des Figures .....	XI
Liste des Tableaux .....	XVIII
Introduction Générale.....	1

### Chapitre I

#### Qualité d’Energie Electrique et Systèmes Photovoltaïques

Introduction .....	5
I.1 Qualité d’énergie électrique.....	5
I.1.1 Problématique des harmoniques.....	6
I.1.2 Origine des harmoniques.....	6
I.1.2.1 Types des harmoniques.....	7
I.1.3 Caractérisations des harmoniques .....	8
I.1.3.1 La distorsion harmonique totale (THD).....	8
I.1.3.2 Le facteur de distorsion.....	8
I.1.3.3 Facteur de crête :.....	8
I.1.3.4 Facteur de Puissance .....	9
I.1.3.5 Causes de la production des harmoniques .....	10
I.1.3.6 Effets indésirables de la pollution harmonique.....	10
I.1.4 Reduction de la pollution harmonique .....	11
I.1.4.1 Filtres passifs de puissance .....	12
I.1.4.2 Avantages des filtres passifs .....	12
I.1.4.3 Inconvénients des filtres passifs .....	12

I.1.5	Filtres actifs de puissance.....	13
I.1.5.1	Classification des filtres actifs de puissance.....	13
a.	Filtre actif parallèle (Shunt) :.....	14
b.	Filtre actif série :.....	14
c.	Conditionneur de qualité de puissance unifiée (UPQC).....	15
d.	Filtres de puissance hybrides.....	15
I.1.5.2	Avantages des filtres actifs.....	16
I.1.5.3	Inconvénients des filtres actifs.....	16
I.1.5.4	Comparaison entre un filtre actif et passif.....	17
I.1.6	Filtre Actif parallèle.....	18
I.1.6.1	Conception d'un filtre Actif parallèle.....	18
I.1.6.2	Modélisation de l'onduleur de tension.....	19
I.1.6.3	Modélisation du filtre actif parallèle.....	22
I.2	Systèmes photovoltaïques.....	23
I.2.1	Classification des systèmes photovoltaïques.....	24
a-	Les systèmes autonomes.....	24
b-	Les systèmes connectés au réseau.....	24
I.2.2	Configuration d'un système PV connecté au réseau.....	25
I.2.2.1	Nombre D'étages de puissance.....	25
I.2.2.2	Systèmes d'isolation.....	26
I.2.2.3	Topologie des systèmes photovoltaïques.....	27
a.	Topologie modulaire.....	27
b.	Topologie de chaîne.....	29
c.	Topologie centralisée.....	29
d.	Topologie multi-chaînes.....	29
e.	Topologie maître-esclave.....	29
f.	Topologie des concepts d'équipe.....	30
I.3	Algorithmes de poursuite du point de puissance maximale MPPT.....	30
I.3.1	Lecture sur les commande MPPT.....	31
	<b>Conclusion.....</b>	<b>33</b>

## Chapitre II

### Modélisation et Performance de la Commande Directe de puissance DPC

<b>Introduction.....</b>	<b>35</b>
II.1 Etat de l'art sur la commande DPC .....	36
II.2 Principe de la Commande directe de puissance .....	38
II.2.1 Calcul des puissances instantanées .....	39
II.2.2 La position angulaire $\theta_n$ .....	39
II.2.3 Table de commutation.....	40
II.3 Régulation du bus continu .....	42
II.4 Boucle de verrouillage de phase PLL.....	43
II.4.1 PLL classique .....	43
II.4.2 PLL modifier .....	43
II.5 Résultats de simulation et expérimentaux .....	46
II.5.1 Résultats de simulation sous Matlab-Simulink.....	46
II.5.2 Résultats expérimentaux .....	49
<b>Conclusion.....</b>	<b>53</b>

## Chapitre III

### Approches d'Amélioration de la Commande DPC

<b>Introduction.....</b>	<b>55</b>
III.1 Commande direct de puissance avec modulation vectorielle DPC-SVM .....	55
III.1.1 Principe de la commande DPC-SVM.....	56
III.1.1.1 Calcul des puissances active et réactive .....	56
III.1.1.2 Synthèse des régulateurs robustes des puissances instantanées.....	57
a. Conception du Contrôleur $H_\infty$ .....	58
b. Approche de conception basée sur la sensibilité mixte (T-S) .....	59

III.1.2	Résultats de simulation et expérimentaux .....	61
III.1.2.1	Résultats de simulation : .....	61
III.1.2.2	Résultats expérimentaux .....	64
III.2	Commande directe de puissance prédictive DPC.....	66
III.2.1	Principe du contrôle DPC prédictif .....	66
III.2.1.1	Calcul des puissances instantanées .....	67
III.2.1.2	Modèle prédictif du filtre actif parallèle triphasé .....	67
III.2.1.3	Prédiction des références .....	69
III.2.1.4	Sélection du vecteur de commande optimal .....	69
III.2.2	Résultats de simulation est expérimentaux.....	70
III.2.3	Résultats de simulation.....	70
III.2.3.1	Comportement du FAPP en régime permanent .....	70
III.2.3.2	Comportement du FAP en régime transitoire .....	72
III.2.4	Résultats expérimentaux.....	74
III.2.4.1	La mise en service du FAP (régime permanent).....	74
III.2.5	Variation de la charge non linéaire.....	77
III.3	Etude comparative .....	78
<b>Conclusion</b> .....		<b>80</b>

## Chapitre IV

### Association du FAP avec un Générateur PV

<b>Introduction</b> .....		<b>82</b>
IV.1	Modélisation de la chaîne de conversion photovoltaïque.....	82
IV.1.1	Modélisation du générateur PV .....	82
IV.1.1.1	Caractéristiques I-V et P-V d'un module PV .....	83
a.	Impacts de la température et de l'éclairement sur les courbes I-V et P-V .....	84
IV.1.2	Modélisation du Convertisseur DC-DC (boost) .....	85
IV.1.2.1	Méthodes MPPT proposées .....	87
a.	Algorithme MPPT basé sur la logique floue .....	87
b.	Algorithme MPPT basé sur le Mode glissant.....	89

IV.2 Association du générateur PV au filtre actif.....	91
IV.3 Résultats de simulation et expérimentaux .....	92
IV.3.1 Résultat de simulation .....	92
IV.3.2 Résultats expérimentaux.....	96
IV.3.3 Etude comparative .....	105
<b>Conclusion.....</b>	<b>106</b>
<b>Conclusion Générale .....</b>	<b>108</b>
<b>Références Bibliographiques .....</b>	<b>110</b>
<b>Annexes.....</b>	<b>121</b>

Liste des  
Figures et des  
Tableaux

## Liste des Figures

Figure.I.1:	Fondamentale et harmoniques dans un signal distordu .....	7
Figure.I.2:	Arrangement d'inter-harmoniques et d'infra-harmoniques .....	7
Figure.I.3:	Diagramme de Fresnel des puissances .....	10
Figure.I.4:	Opération de base d'un filtre .....	11
Figure.I.5:	Classification des filtres .....	11
Figure.I.6:	Filtre passe bande (a), passe haut 1 <sup>er</sup> ordre (b), passe haut 2 <sup>eme</sup> ordre.....	12
Figure.I.7:	Topologie d'un filtre actif parallèle.....	14
Figure.I.8:	Topologie d'un filtre actif série .....	14
Figure.I.9:	Topologie d'un filtre actif UPQC.....	15
Figure.I.10:	Topologie d'un filtre actif parallèle Filtre avec Filtre passif parallèle .....	15
Figure.I.11:	Topologie d'un filtre actif série avec filtre passif parallèle.....	16
Figure.I.12:	Topologie d'un filtre actif série en série avec filtre passif parallèle .....	16
Figure.I.13:	Diagramme d'un filtre de puissance actif parallèle.....	18
Figure.I.14:	Structure générale du filtre actif parallèle .....	19
Figure.I.15:	Structure d'un onduleur de tension à deux niveau .....	20
Figure.I.16:	Les huit configurations des commutations de l'onduleur de tension.....	21
Figure.I.17:	Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux fonctionnant en FAP.....	22
Figure.I.18:	Système PV autonome.....	24
Figure.I.19:	SystemePV connecte au reseau .....	25
Figure.I.20:	Schémas bloc des structures PV à un seul étage (a), double étage (b) .....	26

Figure.I.21: Schéma bloc des structures PV isolées.....	27
Figure.I.22: Topologies des systèmes PV connectés au réseau : Topologie modulaire (a), Topologie de chaîne (b), Topologie multi-chaînes (c), Topologie centralisée (d), Topologie maître-esclave (e), Topologie des concepts d'équipe (f) .....	28
Figure.I.23: Schématisation du principe d'extraction de la puissance maximale .....	31
Figure.II.1: Contrôle du FAP par la commande DPC .....	38
Figure.II.2: Plan $\alpha\beta$ divisé en douze secteurs pour détecter la phase du vecteur de tension.....	40
Figure.II.3: Principe de la commande directe de puissance .....	41
Figure.II.4: Schéma bloc du régulateur PI (a) avec une compensation anti-windup (b) .....	42
Figure.II.5: Structure de base de la PLL.....	43
Figure.II.6: Structure du diagramme du of the PLL avec filtre MVF .....	44
Figure.II.7: Circuit du filtre FMV.....	44
Figure.II.8: Résultats de simulation de la tension de source à l'entrée (a) et à la sortie (b) de la PLL .....	45
Figure.II.9: Résultats expérimentaux de la tension de source à l'entrée (a) et à la sortie (b) de la PLL .....	45
Figure.II.10: Résultats de simulation de la tension de source (a), courant de charge (b), courant de source (c) et courant de filtre avant et après la mise en service du FAP a t=0.1s .....	47
Figure.II.11: Résultats de simulation de tension du bus continu (a) la puissance active (b), réactive (c) et leurs références avant et après la mise en service du FAP à t=0.1s .....	47
Figure.II.12: Analyse spectacle du courant de source avant (a) et après (b) la mise en service du FAP.....	48

Figure.II.13: Résultats de simulation de la tension de source (a) dans le repère $\alpha$ - $\beta$ , position angulaire (b) et de secteur (c) .....	48
Figure.II.14: Description du banc d'essai.....	50
Figure.II.15: Résultats expérimentaux de la tension de source (a), courant de charge (b), courant de source (c) et courant du filtre avant et après la mise en service du FAP.....	50
Figure.II.16: Résultat expérimental de la tension du bus continu Vdc avant et après la mise en service du FAP .....	51
Figure.II.17: Résultats expérimentaux des puissances active (a), réactive (b) et leurs références avant et après la mise en service du FAP.....	51
Figure.II.18: Résultats expérimentaux du spectre harmonique du courant de source avant (a) et après (b) la mise en service du FAP .....	52
Figure.II.19: Résultats expérimentaux de la tension de source (a), (b) dans le repère $\alpha$ - $\beta$ , position angulaire (c) et de secteur (d) .....	52
Figure.III.1: Principe de la commande DPC avec modulation vectorielle .....	56
Figure.III.2: Tension et courant de source dans le repère stationnaire $\alpha\beta$ et tournant dq.....	57
Figure.III.3: Synoptique des boucles de régulation des puissances p et q avec des régulateurs $H_\infty$ .....	58
Figure.III.4: Problème standard $H_\infty$ .....	58
Figure.III.5: Forme standard de sensibilité mixte .....	60
Figure.III.6: Réponse en fréquence des sensibilités T et S .....	61
Figure.III.7: Résultats de simulation de la commande DPC-SVM : tension de source (a), courant de charge (b), courant de source (c) et courant de filtre avant et après la mise en service du FAP à $t = 0.2$ s.....	62

Figure.III.8: Allure de la tension du bus continu (a), courants de source dans le répare dq (b).....	63
Figure.III.9: Allures des puissances actif (a), réactif (b) et leurs références avant et après la mise en service du FAP à $t = 0.2s$ .....	63
Figure.III.10: Analyse spectacle du courant de source avant (a) et après (b) la mise en service du FAP.....	63
Figure.III.11: Résultats expérimentaux de la tension de source (a), courant de charge (b), courant de filtre (c) et courent de source (d) avant et après la mise en service du FAP.....	64
Figure.III.12: Résultats expérimentaux de la tension du bus continu (a) et courants de source dans le répare dq (b,c) avant et après la mise en service du FAP.....	64
Figure.III.13: Résultats expérimentaux des puissances actif (a), réactif (b) et leurs références avant et après la mise en service du FAP.....	65
Figure.III.14: Résultats expérimentaux du spectre harmonique du courant de source avant (a) et après (b) la mise en service du FAP.....	65
Figure.III.15: Principe de la commande DPC prédictive.....	67
Figure.III.16: Principe de prédiction des puissances active et réactive de référence.....	69
Figure.III.17: Résultats de simulation de la tension de source $es$ , courant de charge $I_c$ , courant de source $I_s$ et courant de filtre $I_f$ avant et après la mise en service du FAP a $t = 0.2 s$ .....	70
Figure.III.18: Résultats de simulation de la tension du bus continu $V_{dc}$ , la puissance active $P$ , réactive $q$ et leurs références avant et après la mise en service du FAP à $t = 0.2s$ .....	71
Figure.III.19: Courant et tension de source en phase (phase a). .....	71
Figure.III.20: Analyse spectacle du courant de source avant (a) et après (b) la mise en service du FAP.....	71

Figure.III.21: Résultats de simulation du transitoire lors de la variation de la charge non linéaire .....	73
Figure.III.22: Résultats expérimentaux de la tension de source (a), courant de charge (b), courent de source(c) et courant de filtre (d) avant et après la mise en service du FAP.....	75
Figure.III.23: Résultats expérimentaux de tension du bus continu.....	75
Figure.III.24: Résultats expérimentaux de la puissance active (a), réactive (b) et leurs références avant et après la mise en service du FAP.....	76
Figure.III.25: Courant (a) et tension (b) de source en phase.....	76
Figure.III.26: Analyse spectacle du courant de source avant (a) et après (b) la mise en service du FAP.....	77
Figure.III.27: Diagramme vectoriel de la tension et du courant de source avant (a) et après (b) le filtrage.....	77
Figure.III.28: Résultats expérimentaux du transitoire lors de la variation de la charge non-linéaire.....	78
Figure.III.29: Analyse spectacle du courant de source après le filtrage résultant des commandes DPC (a), DPC-SVM (b) et P-DPC.....	79
Figure.III.30: Les puissance active et réactive résultant des commandes DPC (a), DPC-SVM (b) et P-DPC (c).....	79
Figure.IV.1: Modèle d'un générateur photovoltaïque .....	82
Figure.IV.2: Caractéristiques I-V et P-V d'un module PV dans les conditions standards .....	84
Figure.IV.3: Effet de l'éclairement sur la courbe I-V (a) et P-V (b) à 25°C.....	84
Figure.IV.4: Effet de la température (T) sur la courbe I-V (a) et P-V (b) à 1000 W/m <sup>2</sup> .....	84
Figure.IV.5: Schéma descriptif d'un convertisseur DC-DC boost .....	85

---

Figure.IV.6:	Circuit électrique équivalent de la première étape.....	86
Figure.IV.7:	Circuit électrique équivalent de la deuxième étape.....	86
Figure.IV.8:	Structure du contrôleur MPPT floue .....	88
Figure.IV.9:	Fonctions d'appartenance des entrées et de sortie .....	89
Figure.IV.10:	Principe de la commande MPPT par mode glissant.....	90
Figure.IV.11:	Configuration du générateur PV associé au FAP .....	92
Figure.IV.12:	Synoptique de l'association du générateur PV -FAP .....	92
Figure.IV.13:	Profil d'éclairement solaire.....	93
Figure.IV.14:	Résultats de simulation de la tension (a) et le courant(b) de source.....	94
Figure.IV.15:	Résultats de simulation de la tension du bus continu .....	94
Figure.IV.16:	Résultats de simulation des Puissance active (a) et réactive (b) fournies par le réseau .....	95
Figure.IV.17:	Analyse spectrale du courant de source avant (a) et après (b) le filtrage et après l'insertion du PV (c).....	95
Figure.IV.18:	Principe de l'émulateur du générateur PV .....	96
Figure.IV.19:	Description du banc d'essai.....	97
Figure.IV.20:	Profil d'éclairement (a) et puissance extraite (b) .....	98
Figure.IV.21:	Zoom de la tension du bus continu Vdc (a), courbe de la conductance incrémentale (b).....	98
Figure.IV.22:	Résultats expérimentaux de la tension du bus continu (a), tension de source (b), courant de source (c) sous un éclairement variable.....	99
Figure.IV.23:	Courant de source et son spectre avant (a) et après (b) le filtrage. ....	99

Figure.IV.24:	Courant de source et son spectre après l’insertion du générateur PV à $E = 1000\text{W/m}^2$ .....	99
Figure.IV.25:	Résultats expérimentaux des puissances active (a) et réactive (b) fournies par la source de tension .....	100
Figure.IV.26:	Zoom du courant (a) et de la tension (b) de source de la première phase .....	100
Figure.IV.27:	Puissance PV extraite sous un éclairement $E = 715 \text{ W/m}^2$ utilisant l’MPPT à logique floue .....	102
Figure.IV.28:	Puissance PV extraite sous un éclairement $E = 715 \text{ W/m}^2$ utilisant l’MPPT à mode glissant .....	102
Figure.IV.29:	Profil d’éclairement (a) puissance extraite par l’MPPT à mode glissant (b) .....	103
Figure.IV.30:	Précision de l’algorithme MPPT à mode glissant (a), Zoom de la tension du bus continu Vdc (b) .....	103
Figure.IV.31:	Résultats expérimentaux de la tension du bus continu (a), tension de source (b), courant de source (c) sous un éclairement variable .....	103
Figure.IV.32:	Courant de source et son spectre avant (a) et après (b) le filtrage .....	103
Figure.IV.33:	Courant de source et son spectre après l’insertion du générateur PV à $E = 1000\text{W/m}^2$ .....	104
Figure.IV.34:	Résultats expérimentaux des puissances active (a) et réactive (b), durant le changement d’éclairement .....	104
Figure.IV.35:	Courant (a) et tension (b) de source en phase .....	104

## **Liste des Tableaux**

Tableau.I.1:	Comparaison entre filtrage actif et passif .....	17
Tableau.I.2:	Tensions générées par l'onduleur .....	21
Tableau.I.3:	Paramètres utilisés pour comparer les algorithmes MPPT .....	32
Tableau.I.4:	Comparaison des méthodes MPPT.....	33
Tableau.II.1:	Table de commutation.....	41
Tableau.IV.1:	Table des règles de décision floue .....	89
Tableau.IV.2:	Indicateurs de Performances des algorithmes MPPT.....	105

# Introduction Générale

## **Introduction Générale**

Ces dernières années, grâce à l'augmentation de la consommation d'énergie, l'agitation et les fluctuations conséquentes du prix du pétrole brut et les changements climatiques mondiaux, les chercheurs se sont concentrés sur l'utilisation des énergies renouvelables incluant les systèmes photovoltaïques, la biomasse et l'énergie éolienne comme une alternative intéressante[1]. Parmi les différentes ressources renouvelables, la technologie photovoltaïque est l'une des technologies à plus forte croissance, en raison de la disponibilité en abondance de l'éclairage solaire, n'ayant pas d'impacts environnementaux négatifs. La demande d'énergie produite à partir des systèmes photovoltaïques connaît une croissance importante, où la recherche montre que la contribution des systèmes photovoltaïques à la production d'énergie était d'environ 14 000 MW en 2010 et devrait être de 70 000 MW en 2020 [2].

Le système de production photovoltaïque a de nombreux avantages : Moins d'entretien, sans bruit et sans pollution, de sorte qu'il devient de plus en plus émergent. Pour maximiser la production d'énergie d'un système photovoltaïque, il est nécessaire que le générateur photovoltaïque soit exploité au maximal. Des techniques de suivi du point de puissance maximale (MPP) sont requis dans le système photovoltaïque pour lui permettre de fonctionner adéquatement. Au cours de la dernière décennie, beaucoup de recherches ont été menées pour développer différentes méthodes MPPT afin d'atteindre le maximal d'efficacité de la production d'énergie photovoltaïque. Ces techniques s'étalent des techniques dites intelligentes, à celles issues de la théorie de contrôle[3].

D'autre part, suite à la croissance du développement dans les domaines de l'électronique de puissance, l'utilisation intensive des charges non linéaires a entraîné de graves perturbations, comme les harmoniques, les courants déséquilibrés, etc...., injectés dans le réseau électrique. Les harmoniques réduisent l'efficacité et le facteur de puissance, augmentant les pertes et entraînant des interférences électromagnétiques avec les lignes de communication voisines et d'autres conséquences néfastes[4].

L'amélioration de la qualité de l'énergie est devenue un sujet de recherche majeur dans le système de distribution électrique moderne. Il y a près de vingt ans, la plupart des charges utilisées par les industries et les consommateurs étaient passives et linéaires, avec un nombre moindre de charges non linéaires ayant ainsi moins d'impact sur le système d'alimentation. Avec l'arrivée des semi-conducteurs et des dispositifs de l'électroniques de puissance et leur facilité de contrôle ont causé l'utilisation large des charges non linéaires, telles que :

Le hacheur, l'onduleur, le redresseur, etc. L'utilisation de ces dispositifs est la cause majeure des perturbations harmoniques et de la puissance réactive. Ces derniers induisent la surchauffe des transformateurs, la distorsion de la tension d'alimentation, le faible facteur de puissance et le dysfonctionnement des équipements sensibles.

Pour diminuer l'impact de ces harmoniques sur le système d'alimentation, les filtres actifs de puissance (FAP) sont installés au point de raccordement commun PCC. Le FAP injecte le courant de compensation au PCC pour annuler les harmoniques et pour rendre le courant de source sinusoïdale. Par l'installation du FAP, la pollution harmonique ainsi que le faible facteur de puissance dans le système d'alimentation peuvent être améliorés.

Dans le cadre d'une problématique de recherche sur l'amélioration des performance d'un système photovoltaïque connecté au réseau électrique associé à un filtre actif parelle, le présent travail de doctorat a été réalisé au sein du laboratoire de génie électrique de Biskra.

Il porte en fait sur l'élaboration d'un ensemble de stratégies de commande assurant une opération optimale de toute la chaine de conversion. Pour ce faire, deux algorithmes MPPT sont proposées et comparées, alors que le filtre actif parallèle est piloté par trois techniques différentes issue de la commande directe de puissance pour éliminer l'effet des harmoniques. Les stratégies développées sont validées par simulation et implémentées pratiquement sur un banc d'essai expérimental. Le présent travail est organisé en quatre chapitre :

Le premier chapitre fera l'objectif de deux parties : La première partie traitera les problèmes de la qualité d'énergie, les solutions, ainsi que la modélisation du FAP. La deuxième partie sera consacrée aux systèmes photovoltaïques, avec une vue macroscopique sur les différentes configurations. En outre, les différentes méthodes MPPT sont également évoquées.

Le deuxième chapitre sera consacré à la première méthode de commande du FAP, la commande directe de puissance (DPC). Au début du chapitre, un état de l'art sur les techniques de commande utilisées en littérature est exposé, alors que le principe et les étapes de modélisation de la commande DPC seront développés par la suite.

Dans le troisième chapitre on proposera deux combinaisons de contrôle directe de puissance : La première utilise un modulateur vectoriel au lieu d'une table commutation (Direct Power Control with Space Vector Modulation DPC-SVM) et la seconde combine le principe du DPC avec une approche prédictive, cette approche est appelée : commande directe de puissance prédictive (Prédictive Direct Power Control P-DPC).

Ces deux combinaisons sont proposées dans le but d'améliorer les performances de la commande directe de puissance conventionnelle. Pour mener une étude comparative en qualité de performance, les trois techniques sont compilées via une carte Dspace 1104.

Le quatrième chapitre sera plus particulièrement dédié à l'association d'un générateur photovoltaïque avec le filtre actif parallèle. Opérant avec la commande directe de puissance prédictive (P-DPC). Le chapitre commence par la modélisation d'un générateur photovoltaïque de 350Wp, suivie de l'application de deux algorithmes MPPT (par mode glissant et par logique floue), via un convertisseur DC-DC de type boost. En suite l'association de la chaîne photovoltaïque au FAP est exposée, où les performances numériques et expérimentales sont commentées.

Finalement, une conclusion générale résumant les travaux effectués dans cette thèse, suivie de quelques perspectives, comme future travaux de recherche est présentée.

# Chapitre 1

*Qualité d'Énergie Électrique  
et  
Systèmes Photovoltaïques*

## Introduction

La demande d'énergie électrique augmente avec un rythme exponentiel, et en même temps la qualité d'énergie est devenue la question la plus importante dans le secteur de l'électricité. Au cours des dernières années, la prolifération des charges non linéaires dans le système d'alimentation a augmenté à un rythme sans précédent. Les charges non linéaires typiques, telles que les lampes fluorescentes, les convertisseurs de l'électronique de puissance, les moteurs, les divers appareils électroménagers, etc..., tirent une quantité importante de courants harmoniques de la source, réduisant l'efficacité et le facteur de puissance. De plus, en raison des inquiétudes croissantes sur les combustibles fossiles et leurs effets sur l'environnement, les attentions sont attirées par les sources des énergies renouvelables. Parmi les différents types de ces énergies, et en raison de la mise en œuvre facile, du faible entretien et de la baisse continue des prix du module PV, l'énergie solaire PV a été considérée comme un remplacement approprié pour les sources d'énergie conventionnelles.

Ce chapitre traite dans la première partie les problèmes de la qualité d'énergie et les différentes topologies de filtres utilisées pour l'amélioration de cette qualité. Il explique en détail chaque configuration des filtres, avec leurs mérites et démérites. Le fameux filtre actif ; adopté dans cette thèse, est alors présenté en détail, où nous allons aborder son principe et sa conception, puis la modélisation et le dimensionnement de chaque élément du FAP. La deuxième partie s'adresse aux systèmes PV, où un rappel bref sur les différentes configurations et topologies connectées au réseau et les techniques de commande MPPT existantes dans littérature sont discutées d'une manière explicite.

### I.1 Qualité d'énergie électrique

L'énergie électrique est délivrée sous forme d'un système triphasé de tension sinusoïdale. Les paramètres caractéristiques de ce système sont les suivants :

- La fréquence ;
- L'amplitude ;
- La forme d'onde qui doit être sinusoïdale.

La symétrie du système triphasé est caractérisée en fait par l'égalité des modules des trois tensions et leurs déphasages relatifs.

Tout phénomène physique affectant une ou plusieurs de ces caractéristiques peut être considéré comme perturbation. Ainsi il est possible de distinguer :

- Les alternations de l'onde de tension (harmonique, déséquilibre, flicker). Ces phénomènes sont permanents ou durant au minimum plusieurs minutes ;
- Les creux de tensions et coupures brèves d'une durée de quelques secondes ;
- Les surtensions transitoires.

Dans ce qui suit, nous nous limiterons à la présentation des perturbations provoquées par les harmoniques ainsi que leurs conséquences néfastes sur le réseau électrique.

La qualité de l'énergie est l'un des principaux problèmes du système de production et de distribution de l'énergie électrique. Avec l'augmentation de l'utilisation de l'équipement d'électronique de puissance, la qualité de l'énergie subit une dégradation. En raison des caractéristiques non linéaires, ils tendent à produire des harmoniques dans le système [5]. Ces harmoniques provoquent divers problèmes, tels que : La distorsion du courant et de la tension, le mauvais facteur de puissance. Ces harmoniques d'ordre élevé peuvent causer des interférences dans les réseaux de communication voisins. Si ces harmoniques se déplacent sur les lignes de transmission vers la source, ils provoquent des pertes joules excessives dans les lignes, du bruit ou des vibrations.

### **I.1.1 Problématique des harmoniques**

Avec l'augmentation des charges non linéaires connectées au réseau, la problématique des harmoniques est devenue très répandue. Les charges non linéaires provoquent une distorsion des courants et donc des tensions, ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement des équipements raccordés au réseau. D'où l'intérêt d'éliminer ou de minimiser ces harmoniques.

### **I.1.2 Origine des harmoniques**

Les harmoniques peuvent être définies comme des composantes sinusoïdales d'une onde périodique ayant des fréquences multiples entières de celle de l'onde fondamentale. Lorsqu'ils sont additionnés, ils donnent lieu à une forme d'onde déformée. Par exemple, la figure I.1 illustre la forme d'onde déformée résultante de l'addition du terme fondamentale de fréquence 50 Hz avec les harmoniques d'ordre impair de degré 3,5,7,et 11 [6], [7].

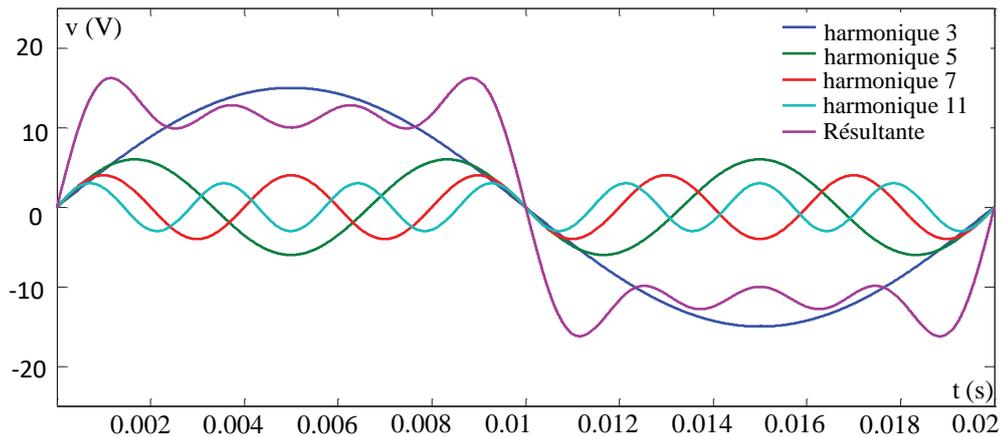


Figure.I.1: Fondamentale et harmoniques dans un signal distordu

### I.1.2.1 Types des harmoniques

Les harmoniques se divisent particulièrement par leur ordre ; il existe des harmoniques de type pair ou impair. Les harmoniques d'ordre pair (2, 4, 6, ...) très fréquemment négligeables dans un milieu industriel, ils s'annulent en raison de la symétrie du signal. Ils n'existent qu'en présence d'une composante continue. Par contre, les harmoniques d'ordre impair (3, 5, 7...) sont souvent rencontrés sur un réseau électrique. Dans les cas où il existe des changements périodiques ou aléatoires de la puissance absorbée par certains récepteurs, on remarque qu'il existe d'autres types des composantes harmoniques :

**Infra-harmoniques** : Ce sont des composantes sinusoïdales qui sont à des fréquences inférieures à celle du fondamentale : 10 Hz, 20 Hz.

**Inter-harmoniques** : Ce sont des composantes sinusoïdales qui ne sont pas à des fréquences multiples de celle du fondamentale : 130 Hz, 170 Hz, 220 Hz [8].

L'arrangement des inter-harmoniques et des infra-harmoniques est présenté sur la figure I.2 :

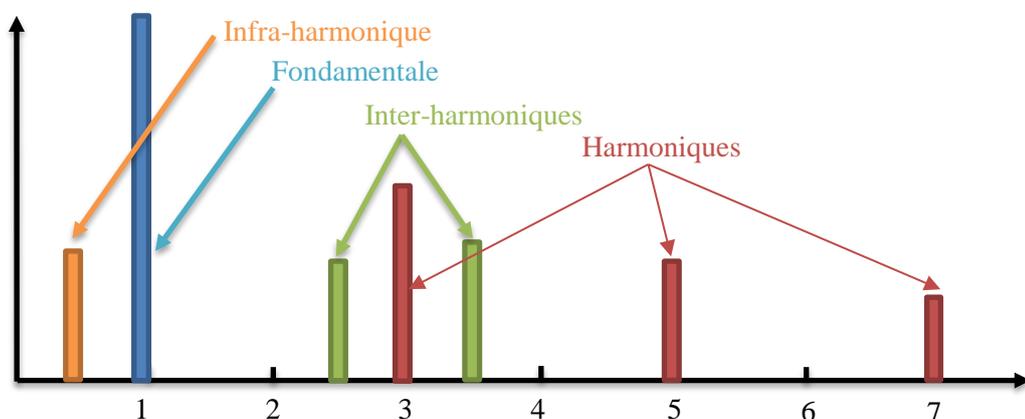


Figure.I.2: Arrangement d'inter-harmoniques et d'infra-harmoniques

## I.1.3 Caractérisations des harmoniques

### I.1.3.1 La distorsion harmonique totale (THD)

L'impact harmonique est caractérisé par le taux de distorsion harmonique globale (THD). C'est un indice important largement utilisé pour quantifier le contenu harmonique d'un signal distordu. Il mesure le degré de déformation du signal apporté par les harmoniques par rapport à une onde sinusoïdale. Le THD est défini comme la valeur efficace des harmoniques au-dessus de la fondamentale, divisée par la valeur efficace de cette dernière. Le THD est défini pour les signaux de tension et de courant, respectivement, comme suit :

$$THD_V(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} * 100 \quad I.1$$

$$THD_I(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} * 100 \quad I.2$$

### I.1.3.2 Le facteur de distorsion

Le facteur de distorsion **Fd** est défini comme étant le rapport entre la fondamentale et le signal en valeurs efficaces. Il est donné par l'expression suivante :

$$Fd = \frac{I_1}{I_{eff}} \quad I.3$$

Il est alors égal à l'unité lorsque le courant est purement sinusoïdal et diminue lorsque la distorsion apparaît.

### I.1.3.3 Facteur de crête :

Le facteur de crête **Fc** d'un signal est défini par ainsi :

$$Fc = \frac{\text{valeur crete}}{\text{valeur efficace}} \quad I.4$$

Pour les ondes sinusoïdales, le facteur de crête est 1,41. Il peut atteindre la valeur de 5 dans le cas d'ondes fortement déformées.

### I.1.3.4 Facteur de Puissance

Pour un signal sinusoïdal, le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active **P** et la puissance apparente **S** :

$$Fp = \frac{P}{S}$$

$$Fp = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad \text{I.5}$$

La puissance apparente **S** peut être définie par :

$$S = V_{eff} \cdot I_{eff}$$

$$S = V_{eff} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} \quad \text{I.6}$$

Les puissances active **P** et réactive **Q** peuvent être donnés par les relations suivantes :

$$P = 3VI \cos \varphi_1 \quad \text{I.7}$$

$$Q = 3VI \sin \varphi_1 \quad \text{I.8}$$

Dans le cas où il y a des harmoniques, une puissance supplémentaire appelée puissance déformée **D** apparaît. Cette puissance peut être donnée par la relation :

$$D = V_{eff} \cdot \sqrt{\sum_{n=2}^{\alpha} I_{Ln}^2} \quad \text{I.9}$$

La puissance apparente **S** peut alors s'exprimer comme suit :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad \text{I.10}$$

Donc, Le facteur de puissance **F<sub>p</sub>** est exprimé par l'expression suivante :

$$Fp = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad \text{I.11}$$

D'après l'équation. I.11, on constate que le facteur de puissance est réduit en raison de la présence des harmoniques et de la consommation de puissance réactive [9].

Le diagramme de Fresnel des puissances est présenté sur la figure I.3 :

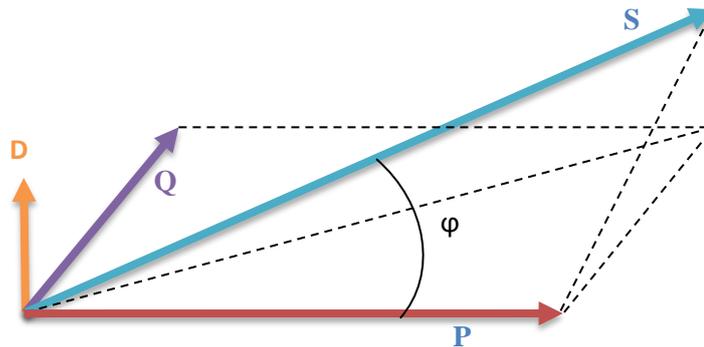


Figure.I.3: Diagramme de Fresnel des puissances

### I.1.3.5 Causes de la production des harmoniques

La production harmonique est due à l'utilisation d'un grand nombre de charges non linéaires. Les charges non linéaires sont les charges qui n'absorbent pas de courant sinusoïdal même lorsqu'elles sont alimentées par une tension sinusoïdale.

La cause principale de l'existence des harmoniques de tension est l'injection des courants non sinusoïdaux dans le réseau. Différentes sources génératrices des courants harmoniques peuvent être citées :

- Charges commerciales : Alimentations monophasées, éclairage fluorescent, variateurs de vitesse pour HVAC, ascenseurs, etc... ;
- Charges industrielles : Variateurs des courants continus et alternatifs ;
- Charges domestiques : Systèmes informatiques et autres charges électroniques.

### I.1.3.6 Effets indésirables de la pollution harmonique

Les courants et les tensions harmoniques ont des effets néfastes sur la rentabilité et la durée de vie des équipements électriques, tel que :

- La surchauffe des transformateurs, moteurs, etc.... ;
- L'augmentation des pertes dans le réseau électrique ;
- Le faux déclenchement des relais de protection ;
- Les vibrations dans les machines tournantes ;
- La dégradation de la qualité de la tension.

### I.1.4 Reduction de la pollution harmonique

La solution la plus efficace pour améliorer la qualité de l'alimentation est l'utilisation des filtres pour réduire les harmoniques. L'idée de base d'utiliser un filtre est expliquée dans la Figure I.4, où le filtre injecte un courant qui compense les harmoniques du courant de charge.

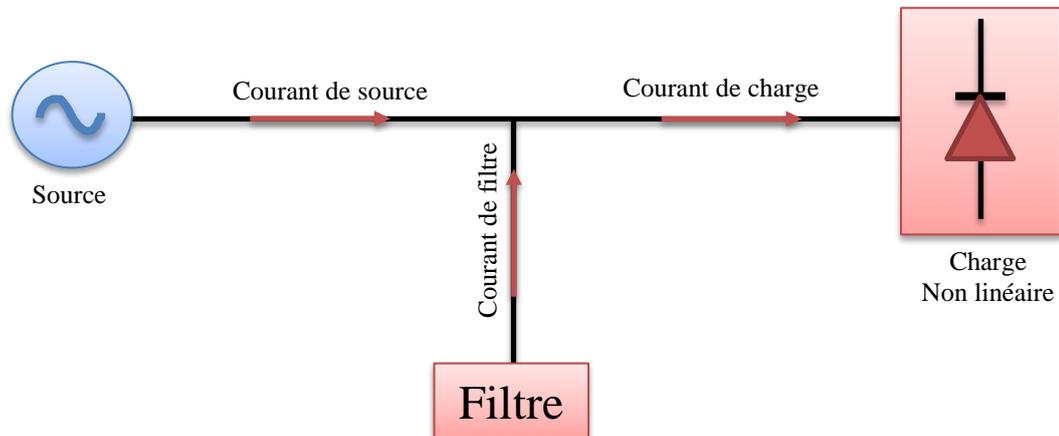


Figure.I.4: Opération de base d'un filtre

Les différents filtres présents dans la littérature sont classés en trois types de base : Filtres actifs, filtres passifs et filtres hybrides. Chaque type à sa propre sous-classification comme le montre la figure I.5 :

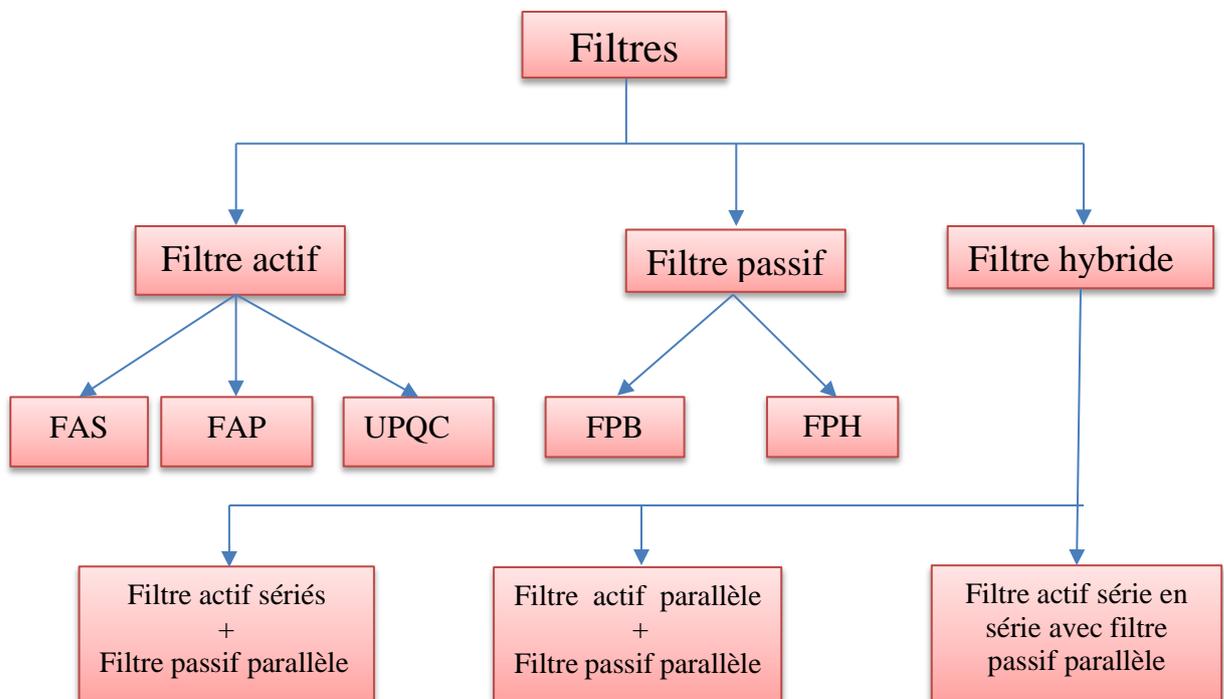
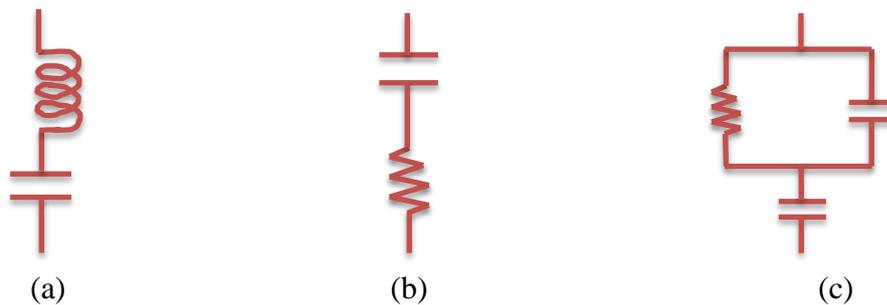


Figure.I.5: Classification des filtres

### I.1.4.1 Filtrés passifs de puissance

Les filtres passifs de puissance sont utilisés pour filtrer un ordre particulier des harmoniques, et ont le problème de la résonance parallèle. Ces filtres sont constitués d'éléments passifs tels que les condensateurs, les inductances et les résistances. Ils sont largement utilisés en raison de leur faible coût. Les filtres passifs fournissent également une puissance réactive en dehors du filtrage des harmoniques. La performance de ces filtres dépend fortement de l'impédance du système. Différents types possibles de filtres passifs destinés à compenser les courants harmoniques sont représentés sur la figure I.6 :



**Figure.I.6:** Filtre passe bande (a), passe haut 1<sup>er</sup> ordre (b), passe haut 2<sup>eme</sup> ordre

### I.1.4.2 Avantages des filtres passifs

Bien que les filtres passifs n'éliminent pas les harmoniques dans une grande plage, néanmoins, il est utilisé en raison de certaines caractéristiques importantes qui sont décrits comme suit :

- Ils sont plus simples à configurer et à construire ;
- Ils possèdent un faible coût initial et de maintenance (par rapport au filtre actif).

### I.1.4.3 Inconvénients des filtres passifs

Certains inconvénients majeurs des filtres passifs sont cités ci-dessous :

- La propriété et les caractéristiques du filtre dépendent de l'impédance de la source qui sont soumises à des variations dues à une condition externe ;
- L'état de résonance dans le filtre peut créer un problème avec les charges et le réseau, entraînant des fluctuations de tension ;
- Il est fondamentalement capable d'enlever certaines composantes harmoniques particulières par le raccordement chaque fois que l'ampleur de cette composante harmonique est constante et le facteur de puissance **PF** du système est faible ;

- La réponse du filtre est statique, c'est-à-dire, si la variation de charge introduit de nouvelles composantes harmoniques, le filtre doit être redessiné, ce qui augmente les coûts de maintenance et d'exploitation du filtre ;
- Les problèmes de déséquilibre de la charge ne peuvent pas être résolus.

En raison des inconvénients cités ci-dessus et l'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs comme les thyristors GTO et les transistors IGBT, une nouvelle structure de filtres, appelée filtre actif de puissance est conçu pour générer des courants ou des tensions harmoniques de manière à ce que le courant et la tension du réseau soient sinusoïdaux et parfois opérant avec un facteur de puissance unitaire.

### **I.1.5 Filtres actifs de puissance**

Pour surmonter l'inconvénient du filtre passif, une compensation active connue sous le nom de filtre actif de puissance est utilisée récemment. Le FAP est un onduleur de tension (VSI) qui injecte le courant ou la tension de compensation sur la base de la configuration du réseau.

#### **I.1.5.1 Classification des filtres actifs de puissance**

Les FAP peuvent être classés en fonction du type du convertisseur, de la topologie et du nombre de phases [10], [11]. Le type de convertisseur est principalement de deux types :

- Onduleur source de tension (VSI) ;
- Onduleur source de courant (CSI).

Les topologies du FAP sont classées en trois types :

- Filtres actifs série (FAS) ;
- Filtres actifs shunt (FAP) ;
- Filtres actifs hybrides (FAH).

Enfin, la disposition selon le nombre de phases du FAP, il existe principalement deux types :

- Système à deux fils (monophasé) ;
- Système triphasé à trois ou quatre fils.

a. *Filtre actif parallèle (Shunt) :*

Le filtre actif parallèle est constitué d'un onduleur de tension et d'un filtre inductif en sortie. Il est connecté en parallèle au point de connexion commun. Il injecte un courant qui est égal et en opposition de phase au courant harmonique. Il agit comme une source de courant injectant des harmoniques et convient à tout type de charge. Il contribue également à améliorer le facteur de puissance, et où le schéma synoptique est montré à la Figure I.7 :

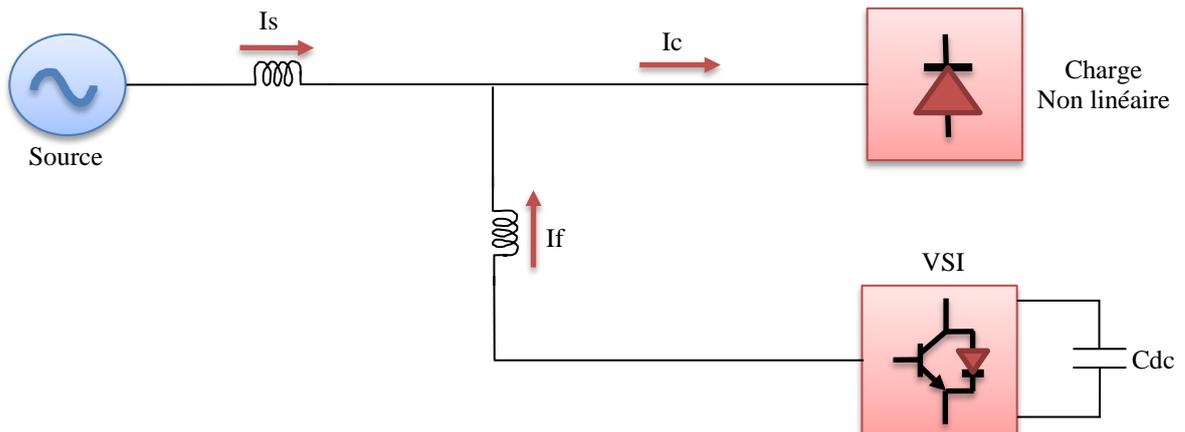


Figure.I.7: Topologie d'un filtre actif parallèle

b. *Filtre actif série :*

Comme son nom l'indique, ces filtres sont connectés en série avec la ligne à travers un transformateur. Ce filtre injecte la tension de compensation en série avec la tension d'alimentation. Ainsi, il agit comme une source de tension qui peut être commandée pour compenser la chute / le dépassement. Le schématique d'un tel filtre est illustré à la Figure I.8 :

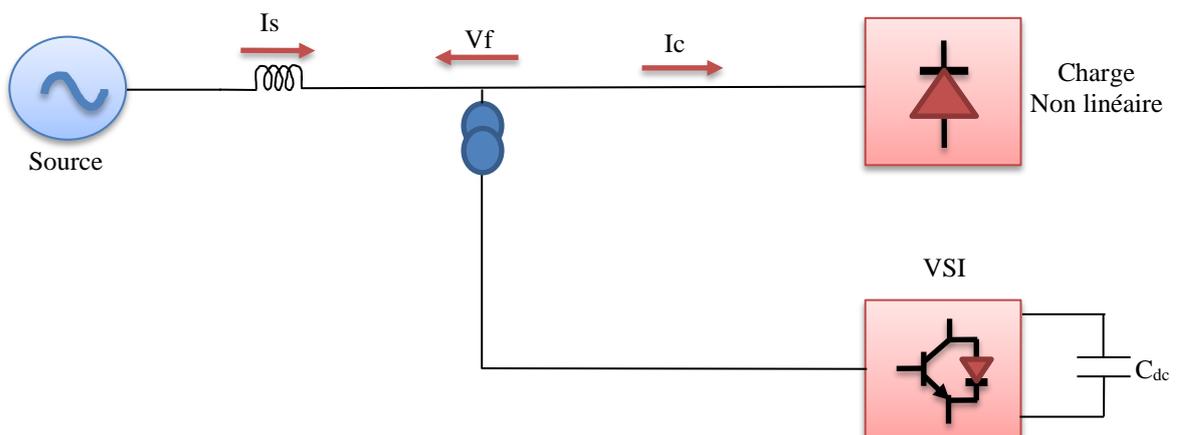


Figure.I.8: Topologie d'un filtre actif série

### c. Conditionneur de qualité de puissance unifiée (UPQC)

L'UPQC est une combinaison de deux filtres actifs série et parallèle, qui partagent la même capacité sur le bus continu. Il présente les avantages du filtre actif série FAS et du filtre actif parallèle FAP. Cela signifie qu'il compense à la fois les harmoniques de tension et de courant. Par conséquent, ce filtre, illustré la sur la Figure I.9 peut résoudre presque tous les types de problèmes de qualité d'alimentation rencontrés par un réseau électrique[12].

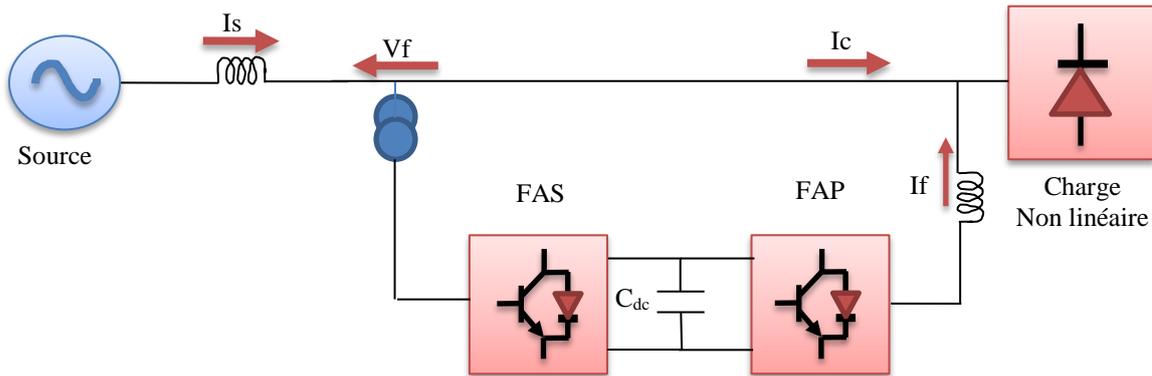


Figure.I.9: Topologie d'un filtre actif UPQC

### d. Filtrés de puissance hybrides

Les filtres hybrides de puissance sont conçus par la combinaison de deux filtres actifs et passifs. Ils offrent ainsi les avantages des filtres actifs et passifs. Il existe en fait différentes combinaisons comme suit :

- Filtre actif parallèle avec Filtre passif parallèle ;
- Filtre actif série avec filtre passif parallèle ;
- Filtre actif série en série avec filtre passif parallèle.

Chaque configuration de ce filtre est montrée ci-dessous dans les figures I.10-12 :

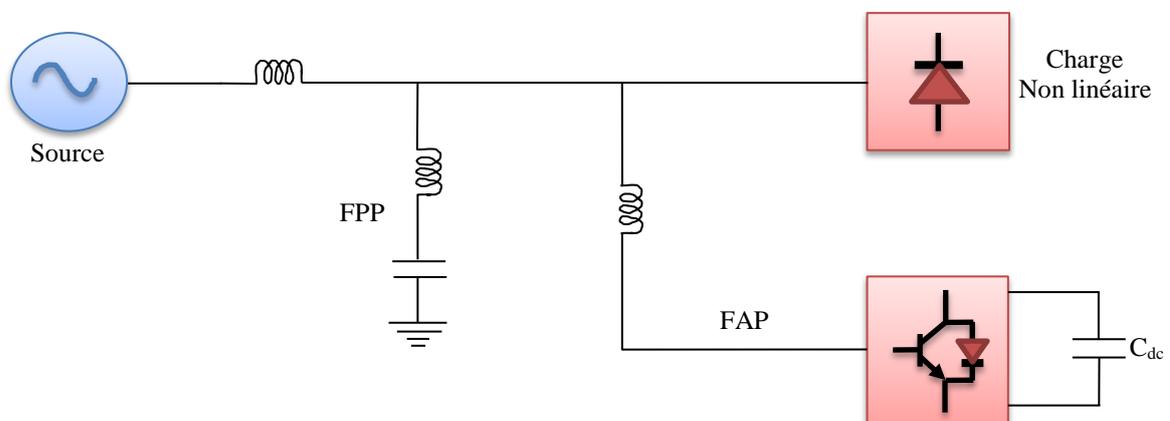
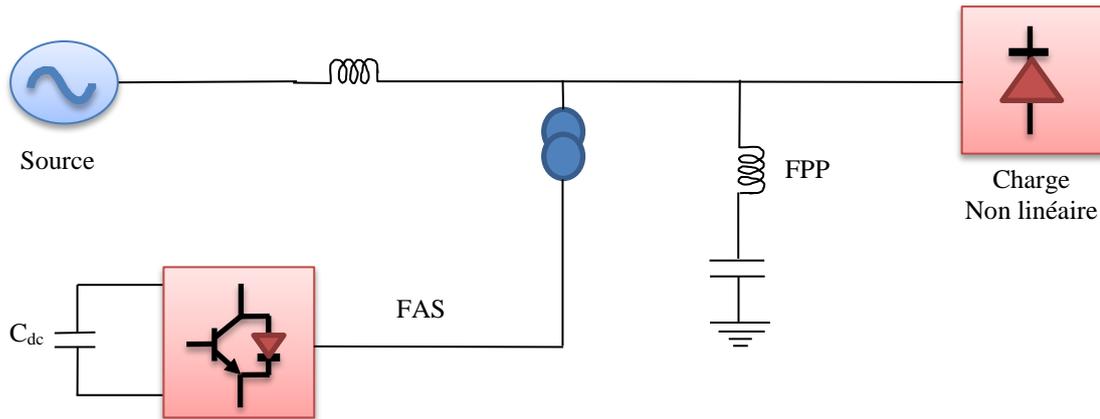
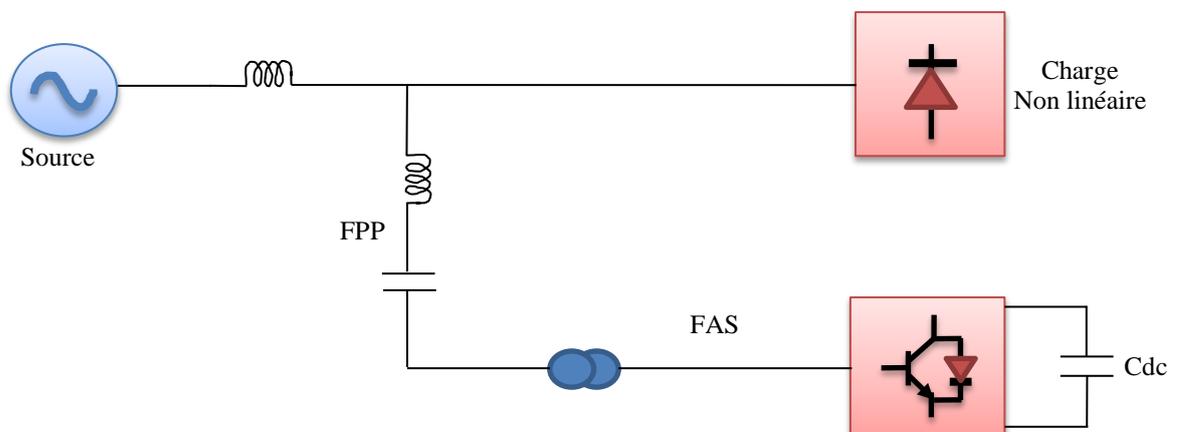


Figure.I.10: Topologie d'un filtre actif parallèle Filtre avec Filtre passif parallèle



**Figure.I.11:** Topologie d'un filtre actif série avec filtre passif parallèle



**Figure.I.12:** Topologie d'un filtre actif série en série avec filtre passif parallèle

### I.1.5.2 Avantages des filtres actifs

- Un seul filtre peut éliminer tous les harmoniques indésirables ;
- L'état de résonance est absent, augmentant ainsi la stabilité du système de puissance ;
- La flexibilité et l'adaptabilité avec la variation de la charge.

### I.1.5.3 Inconvénients des filtres actifs

- Le coût élevé a limité l'implémentation dans l'industrie ;
- Les pertes sont plus élevées ;
- Amélioration de la forme de la tension n'est pas toujours évidente.

### I.1.5.4 Comparaison entre un filtre actif et passif

Dans le tableau I.1 suivant, on résume une comparaison entre le filtre actif et le filtre passif selon différents critères :

Critère de comparaison	Filtre actif	Filtre passif
Action sur les courants harmoniques	Agit simultanément sur plusieurs fréquences selon sa bande passante	Nécessite un filtre pour chaque harmonique
Interaction entre filtres voisins	Pas de risque	Risque de destruction du filtre accordés à des fréquences voisins (résonances)
Influence d'une variation de fréquence	Aucun risque	Efficacité réduite (le filtre est calculé pour une fréquence exacte)
Surcharge	Pas de risque	Risque de détérioration lorsque le courant harmonique à compenser dépasse ses capacités
Variation de l'impédance du réseau	Aucune conséquence	Risque d'amplification harmonique (déplacement de la fréquence d'antirésonance vers une fréquence harmonique)
Vieillessement	Pas d'influence sur les performances	Risque de dégradation des performances (dérive de la fréquence d'accord)
Raccordement	Pas d'étude préalable	Etude au cas par cas
Surveillance de fonctionnement	Réalisée par le système de contrôle commandé	Pas de surveillance
Influence d'une augmentation de courant	Aucun risque de surcharge. Mais efficacité diminuée	Risque de surcharge et de détérioration
Rajout d'équipement en aval	Pas de problème (dans la limite de la puissance du filtre)	Nécessite des modifications sur le filtre, dans certains cas
Encombrement	Faible	Important
Poids	Faible	Elevé
Coût	Coût des composants plus élevé Pas de coût d'étude de dimensionnement	Coût des composants plus faible Etude de dimensionnement obligatoire

**Tableau.I.1:** Comparaison entre filtrage actif et passif [9]

### I.1.6 Filtre Actif parallèle

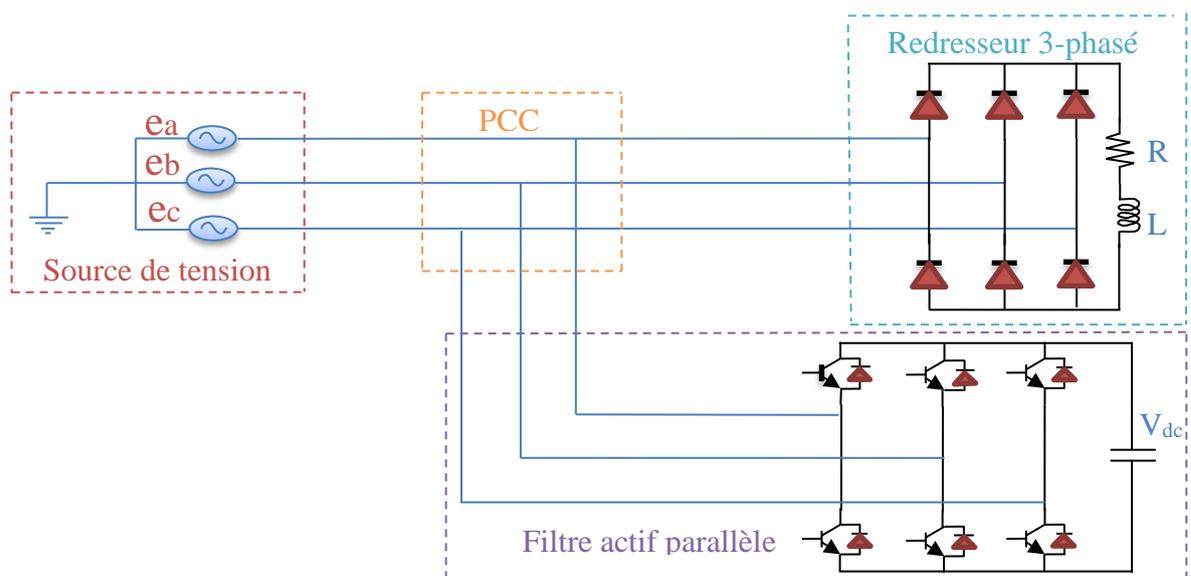
Les filtres actifs parallèles sont largement utilisés dans les systèmes électriques pour compenser la puissance réactive et les harmoniques du courant. Le concept d'un FAP a été introduit pour la première fois par Gyugyi et Strycula en 1976 [13]. Ces dernières années, le filtrage actif parallèle fait l'objet de nombreux travaux de recherche afin de compenser les courants harmoniques générés par les charges polluantes connectées aux réseaux électriques. Un filtre actif parallèle (FAP) est un onduleur MLI qui est placé en parallèle avec une charge non linéaire dont le but est d'injecter un courant harmonique de même amplitude que celui de la charge non linéaire et de phase opposée pour éliminer les courants harmoniques engendrés. Cette section présente la structure du filtre actif parallèle, son principe de fonctionnement ainsi que sa modélisation.

#### I.1.6.1 Conception d'un filtre Actif parallèle [14]

Le filtre actif parallèle utilisé pour l'amélioration de la qualité de la puissance est réalisé sous la forme d'un onduleur de tension (VSI). Il est connecté en parallèle avec la source de tension à travers un filtre de sortie  $L_f$ . La structure générale contient les trois parties suivantes :

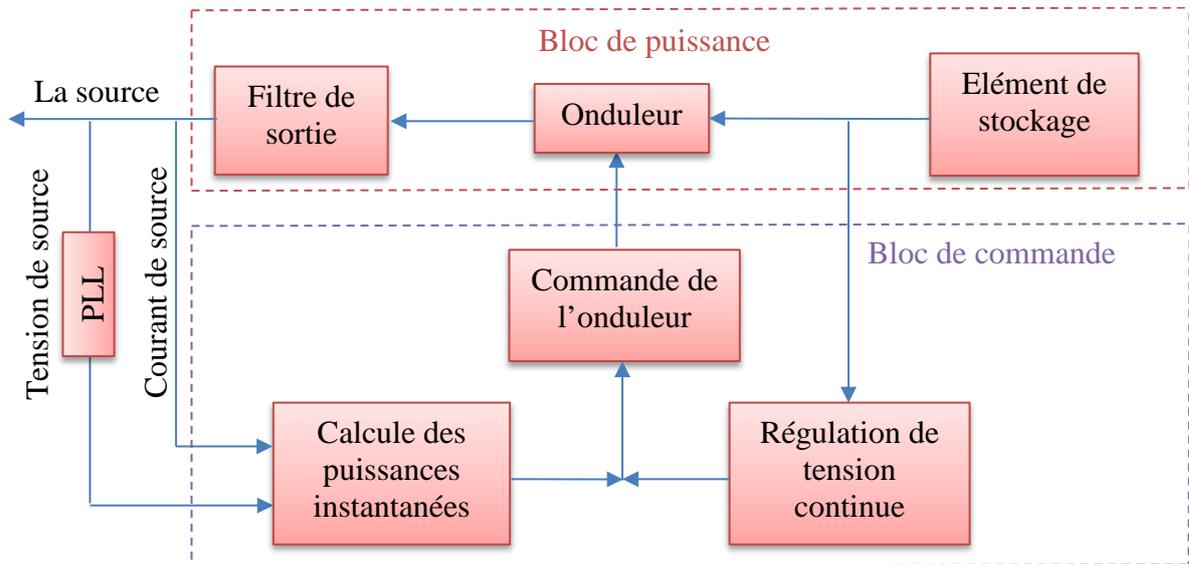
- La source de tension ;
- Le pont redresseur à diodes débitant sur une charge de type R-L ;
- L'onduleur de tension à deux niveaux, appelé FAP.

Le diagramme schématique du filtre actif parallèle de puissance est illustré sur la figure I.13 :



**Figure.I.13:** Diagramme d'un filtre de puissance actif parallèle

Pour générer les signaux de la commande de l'onduleur de tension ; deux blocs sont nécessaires (figure I.14) :



**Figure.I.14:** Structure générale du filtre actif parallèle

Le bloc puissance est constitué par :

- Un onduleur de tension à base d'interrupteurs de puissance commandables (IGBT, GTO, ...etc.) avec des diodes en antiparallèle ;
- Un circuit de stockage d'énergie, souvent capacitif ;
- Un filtre de sortie (filtre de couplage).

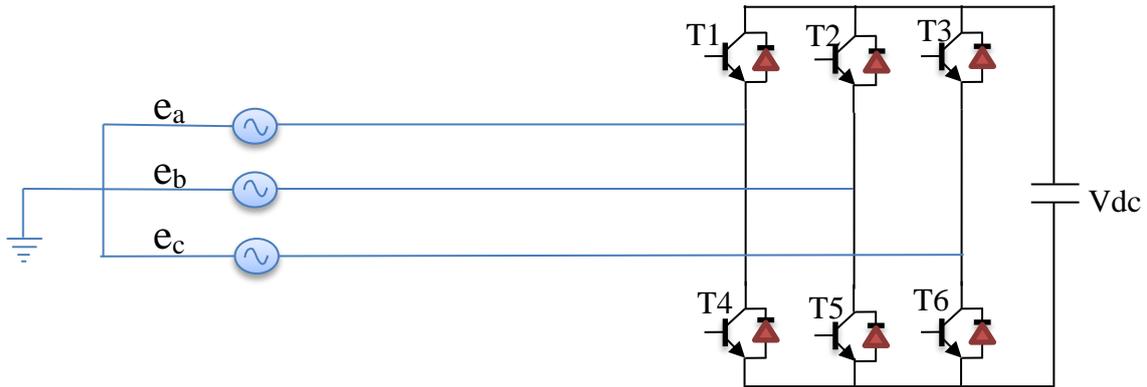
La partie commande est constituée de :

- La régulation de la tension continue ;
- La commande rapprochée de l'onduleur de tension, généralement de type MLI ;
- Un système à base de PLL.

### I.1.6.2 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est constitué de trois bras de commutation à IGBT, où chaque bras est composé de deux cellules comportant chacune : Une diode et IGBT montés en tête bèche. Tous les éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. Le rôle de l'onduleur triphasé est de faire transiter la puissance coté continu vers le réseau, et de dépolluer le courant de source.

La figure I.15 montre la structure d'un onduleur de tension à deux niveaux :



**Figure.I.15:** Structure d'un onduleur de tension à deux niveau

La sortie de l'onduleur qui est représentée sur la figure I.15 peut prendre deux niveaux de tension dépendant de la tension de source continue et des états des commutateurs. la commande des deux commutateurs sur le même bras est complémentaire : La conduction de l'un d'eux implique le blocage de l'autre. L'état de chacun des commutateurs est défini par les signaux de commande ( $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$ ) comme suit :

$$S_a = \begin{cases} 1 & \text{si T1 fermé et T4 ouvert} \\ 0 & \text{si T1 ouvert et T4 fermé} \end{cases} \quad \text{I.12}$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{si T2 fermé et T5 ouvert} \\ 0 & \text{si T2 ouvert et T5 fermé} \end{cases} \quad \text{I.13}$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & \text{si T3 fermé et T6 ouvert} \\ 0 & \text{si T3 ouvert et T6 fermé} \end{cases} \quad \text{I.14}$$

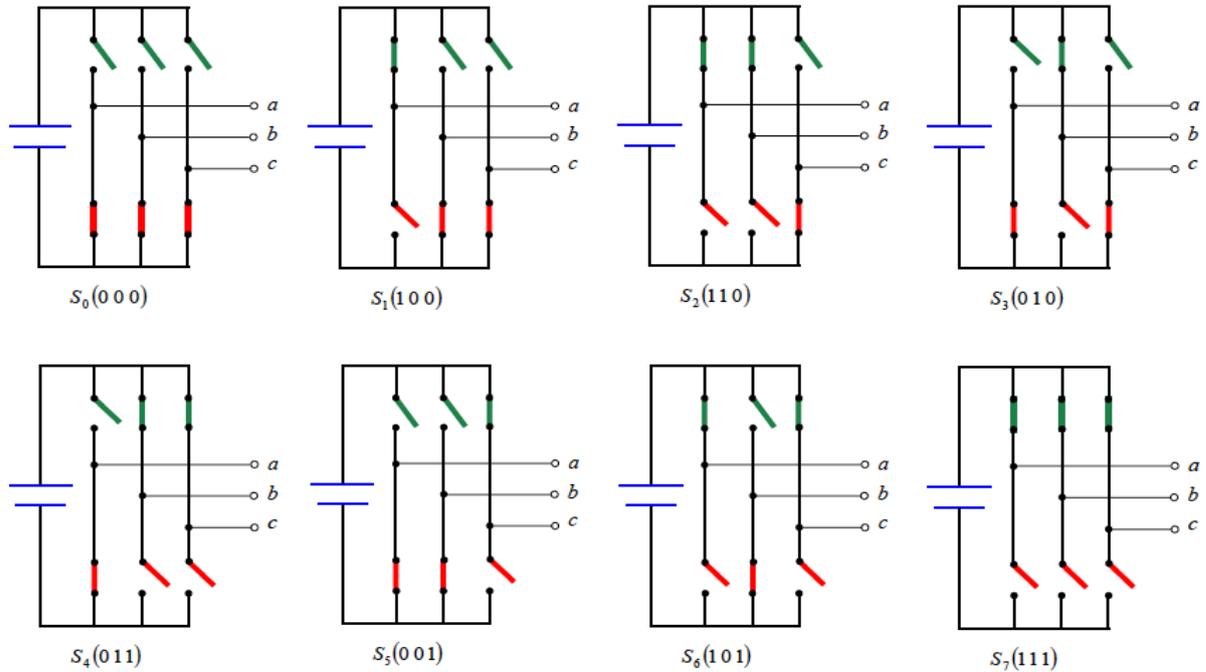
Les tensions composées ( $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$ ,  $V_{ca}$ ) à la sortie de l'onduleur sont liées aux fonctions  $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$  et données par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{dc}(S_a - S_b) \\ V_{bc} = V_{dc}(S_b - S_c) \\ V_{ca} = V_{dc}(S_c - S_a) \end{cases} \quad \text{I.15}$$

On suppose que les tensions simples ( $e_a$ ,  $e_b$ ,  $e_c$ ) forment un système triphasé équilibré, et donc, on peut les synthétiser comme suit :

$$\begin{cases} e_a = \frac{V_{dc}}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ e_b = \frac{V_{dc}}{3}(2S_b - S_a - S_c) \\ e_c = \frac{V_{dc}}{3}(2S_c - S_a - S_b) \end{cases} \quad \text{I.16}$$

A partir des états des interrupteurs présentés par les variables  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$ , on peut observer huit configurations possibles de l'onduleur, comme c'est résumé dans la figure I.16 et le tableau I.2. Chaque configuration est déterminée par l'état des interrupteurs du commutateur du haut, et ceux du commutateur du bas étant à l'état opposé par principe de complémentarité [15].



**Figure.I.16:** Les huit configurations des commutations de l'onduleur de tension

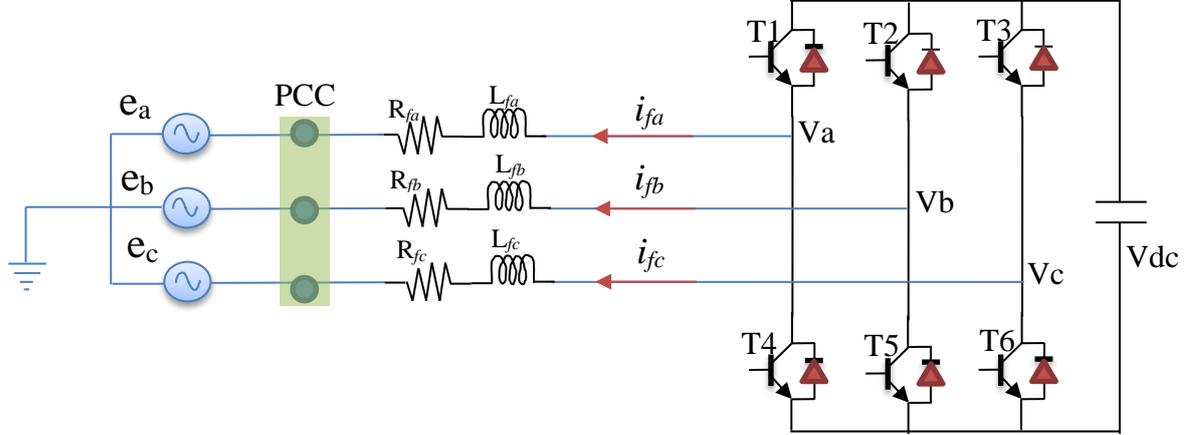
On peut exprimer les huit cas possibles de tensions de sortie de l'onduleur comme il est indiqué dans le tableau I.2 :

N° du Cas	$S_a$	$S_b$	$S_c$	$V_a$	$V_b$	$V_c$
1	0	0	0	0	0	0
2	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
3	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
4	0	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
5	1	0	0	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
6	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
7	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
8	1	1	1	0	0	0

**Tableau.I.2:** Tensions générées par l'onduleur

### I.1.6.3 Modélisation du filtre actif parallèle

La connexion du filtre actif de puissance au point de raccordement commun avec la source se fait principalement par l'intermédiaire d'un filtre R-L comme le montre la figure I.17 :



**Figure.I.17:** Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux fonctionnant en FAP

Selon la loi de mailles l'équation de tension pour chaque phase peut être donnée par :

$$e_n = v_{fn} - v_{Lfn} - v_{Rfn} = v_{fn} - L_f \frac{di_{fn}}{dt} - R_f i_{fn} \quad , \quad n = a, b, c \quad , \quad n \text{ numéro de la phase.} \quad \text{I.17}$$

Les équations sont alors données par :

$$L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = -R_f \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad \text{I.18}$$

L'équation d'état du bus continu comme fonction des fonctions de connexion est donnée par :

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_{fa} + S_b i_{fb} + S_c i_{fc} \quad \text{I.19}$$

Le système d'équation définissant le FAP dans le cadre triphasé est alors donné par :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{fa}}{dt} = -R_f i_{fa} + v_a - e_a \\ L_f \frac{di_{fb}}{dt} = -R_f i_{fb} + v_b - e_b \\ L_f \frac{di_{fc}}{dt} = -R_f i_{fc} + v_c - e_c \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_{fa} + S_b i_{fb} + S_c i_{fc} \end{cases} \quad \text{I.20}$$

Par l'application de la transformation de PARK sur le système donné par l'équation. I.20, le modèle du FAP peut être défini dans le repère tournant  $dq$  comme suit :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{fd}}{dt} = -R_f i_{fd} - L_f \omega i_{fq} + v_{fd} - v_{sd} \\ L_f \frac{di_{fq}}{dt} = -R_f i_{fq} - L_f \omega i_{fd} + v_{fq} - v_{sq} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_d i_{fd} + S_q i_{fq} \end{cases} \quad \text{I.21}$$

La modélisation du FAP dans le repère stationnaire  $\alpha\beta$  peut être dérivée en appliquant la transformation de Concordia sur le système I.21 :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{f\alpha}}{dt} = -R_f i_{f\alpha} + v_{\alpha} - e_{\alpha} \\ L_f \frac{di_{f\beta}}{dt} = -R_f i_{f\beta} + v_{\beta} - e_{\beta} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_{\alpha} i_{f\alpha} + S_{\beta} i_{f\beta} \end{cases} \quad \text{I.22}$$

## I.2 Systèmes photovoltaïques

Au cours des dernières années, la production d'énergie photovoltaïque s'est développée rapidement. Les systèmes d'énergie photovoltaïque sont l'une des technologies de génération d'énergie les plus propres aujourd'hui avec un impact très faible sur l'environnement. Lorsque le système PV opère, il convertit les rayons du soleil en électricité, ne produisant pas de pollution de l'air, de déchets ou de bruit ; c'est une source propre et intermittente.

Dans cette section, on traite les différentes classifications et configurations des systèmes photovoltaïques ainsi qu'un rappel bref sur les techniques de commande de poursuite du point à puissance maximale (MPPT).

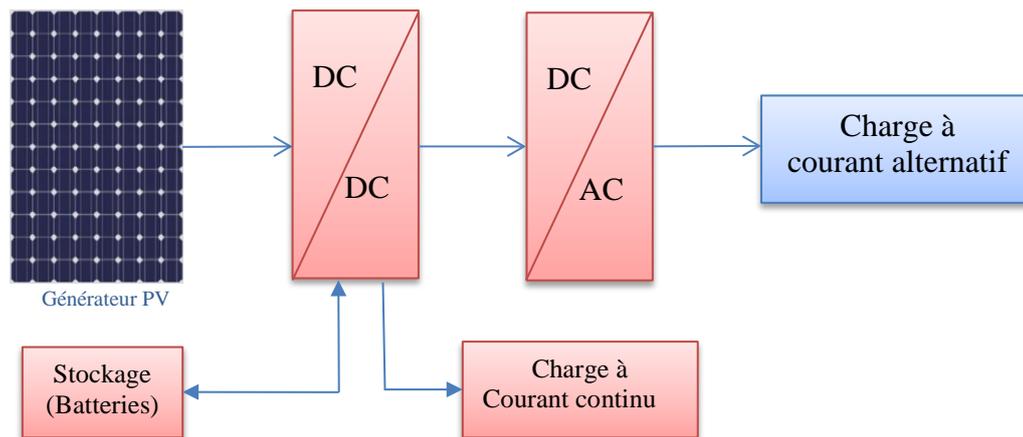
### I.2.1 Classification des systèmes photovoltaïques

En général, les systèmes PV sont classés en deux groupes : Les systèmes PV autonomes (hors réseau) et les systèmes connectés au réseau :

#### *a- Les systèmes autonomes*

Les systèmes autonomes sont généralement mis en œuvre dans les zones rurales et éloignées. Ils sont habituellement supportés par des systèmes de stockage (par exemple des batteries) afin de satisfaire la charge à des moments où l'éclairage solaire n'est pas suffisant pour que le PV puisse couvrir tout le besoin.

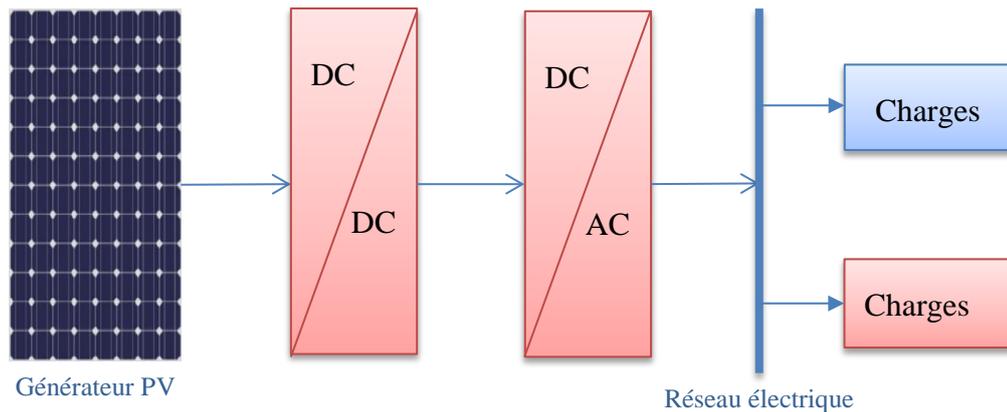
Ce type est particulièrement approprié pour les zones éloignées où les besoins énergétiques de base sont limités. Les systèmes autonomes se composent principalement d'un générateur PV, d'un banc de batterie pour le stockage et d'un ensemble de convertisseurs statiques DC-DC et DC- AC. (Voir la figure I.18).



**Figure.I.18:** Système PV autonome

#### *b- Les systèmes connectés au réseau,*

Les systèmes connectés au réseau sont des systèmes photovoltaïques connectés aux nœuds de distribution et lui fournissent de l'électricité. La connexion se fait via un onduleur qui convertit le courant continu en courant alternatif et assure également la synchronisation avec le réseau en tension et en fréquence. Ces systèmes peuvent être connectés directement au réseau public ou au réseau de la maison (Smart home). En général, il n'y a pas de stockage d'énergie introduit côté de réseau (Voir la figure I.19).



**Figure.I.19:** SystemePV connecte au reseau

## I.2.2 Configuration d'un système PV connecté au réseau

L'organisation des systèmes photovoltaïques peut se faire de diverses manières, ayant des impacts directs sur la structure ainsi que la topologie du convertisseur. En général, cette classification peut être faite selon trois critères :

- Le nombre d'étages de puissance ;
- Le type d'isolation ;
- La topologie d'onduleur.

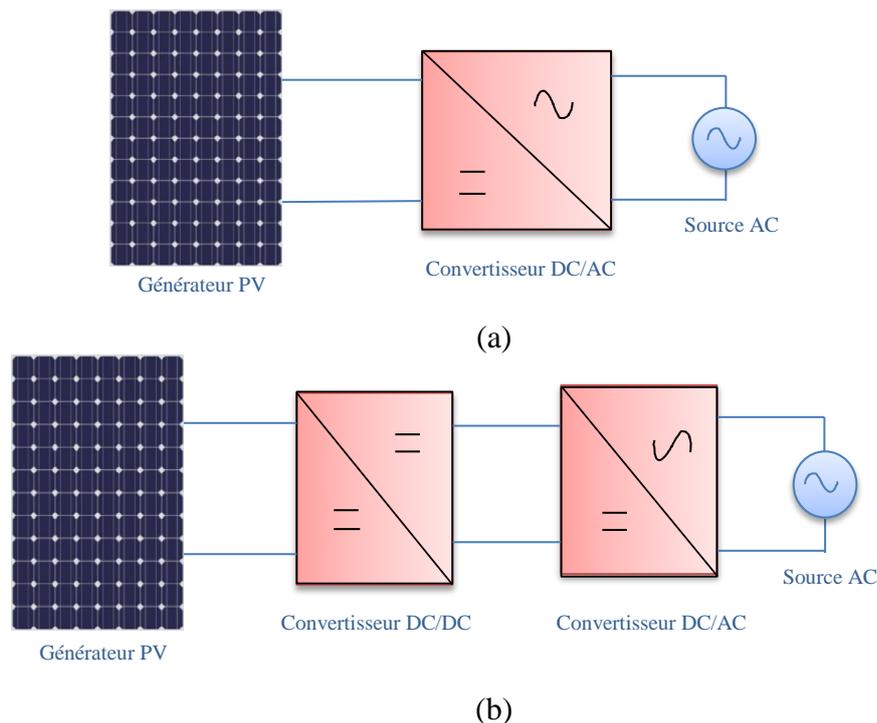
### I.2.2.1 Nombre D'étages de puissance

Un onduleur connecté au réseau triphasé est une interface avec les systèmes PV, qui transforme une tension continue en tension alternative appropriée pour le réseau électrique. En fait, il existe deux principales topologies de connexion des systèmes PV au réseau électrique, comme il est montré sur la figure I.20 :

La topologie courante à la mise en œuvre d'un système PV est celle qui utilise un seul convertisseur (Figure I.20-a). Dans cette topologie, l'onduleur doit remplir les trois fonctions suivantes : Convertir l'énergie photovoltaïque continue en une énergie alternative ; extraire la puissance maximale du générateur PV, et respecter les exigences de raccordement, de protection et de sécurité du réseau. Bien que cette première topologie soit probablement simple, Il n'est pas possible de satisfaire efficacement et simultanément toutes les fonctions.

Dans le second cas et pour fournir une solution plus efficace, qui permet à l'onduleur de fonctionner dans les meilleures conditions, un degré de liberté est alors ajouté, et l'interface électronique de puissance est divisé en deux étages : Etage continu (hacheur) et étage alternatif (Onduleur) (Figure I.20-b).

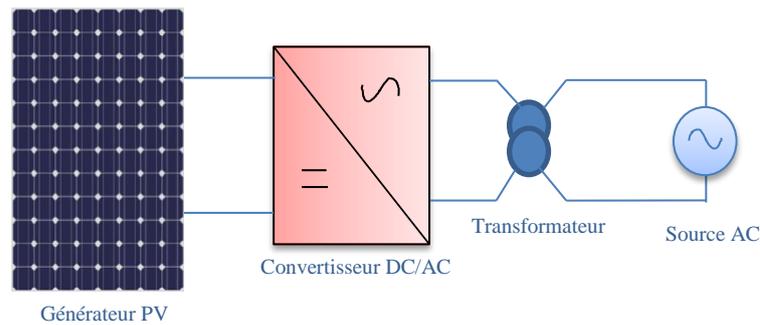
Cette topologie est très populaire. L'étage DC-DC est un circuit d'adaptation d'impédance pour garantir un fonctionnement optimal du générateur, et permet une extraction en permanence de la puissance maximale [16], [17], [18].



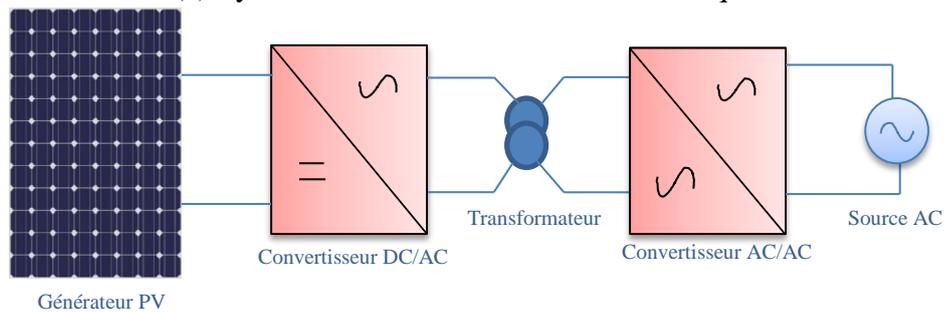
**Figure.I.20:** Schémas bloc des structures PV à un seul étage (a), double étage (b)

### I.2.2.2 Systèmes d'isolation

L'utilisation d'un transformateur n'est pas nécessaire dans toutes les applications industrielles. Les principaux avantages de son utilisation sont : Une meilleure adaptation entre les tensions de système PV et le réseau électrique, car le rapport de transformateur peut être sélectionné dans un intervalle plus élevé que dans le cas d'un hacheur. Une isolation galvanique, est une solution simple et efficace au problème du courant de fuite causé par la capacité parasite au sol du panneau PV. Le transformateur peut être conçu pour une basse fréquence (Figure I.21-a). Le principal inconvénient d'un tel transformateur est sa taille. L'importance de ce problème peut être réduite si un transformateur haute fréquence est utilisé (Figure I.21-b). Dans ce cas, nous aurons besoin de plus de convertisseurs de l'électronique de puissance [16], [19], [20].



(a) Système avec transformateur basse fréquence



(b) Système avec transformateur haute fréquence

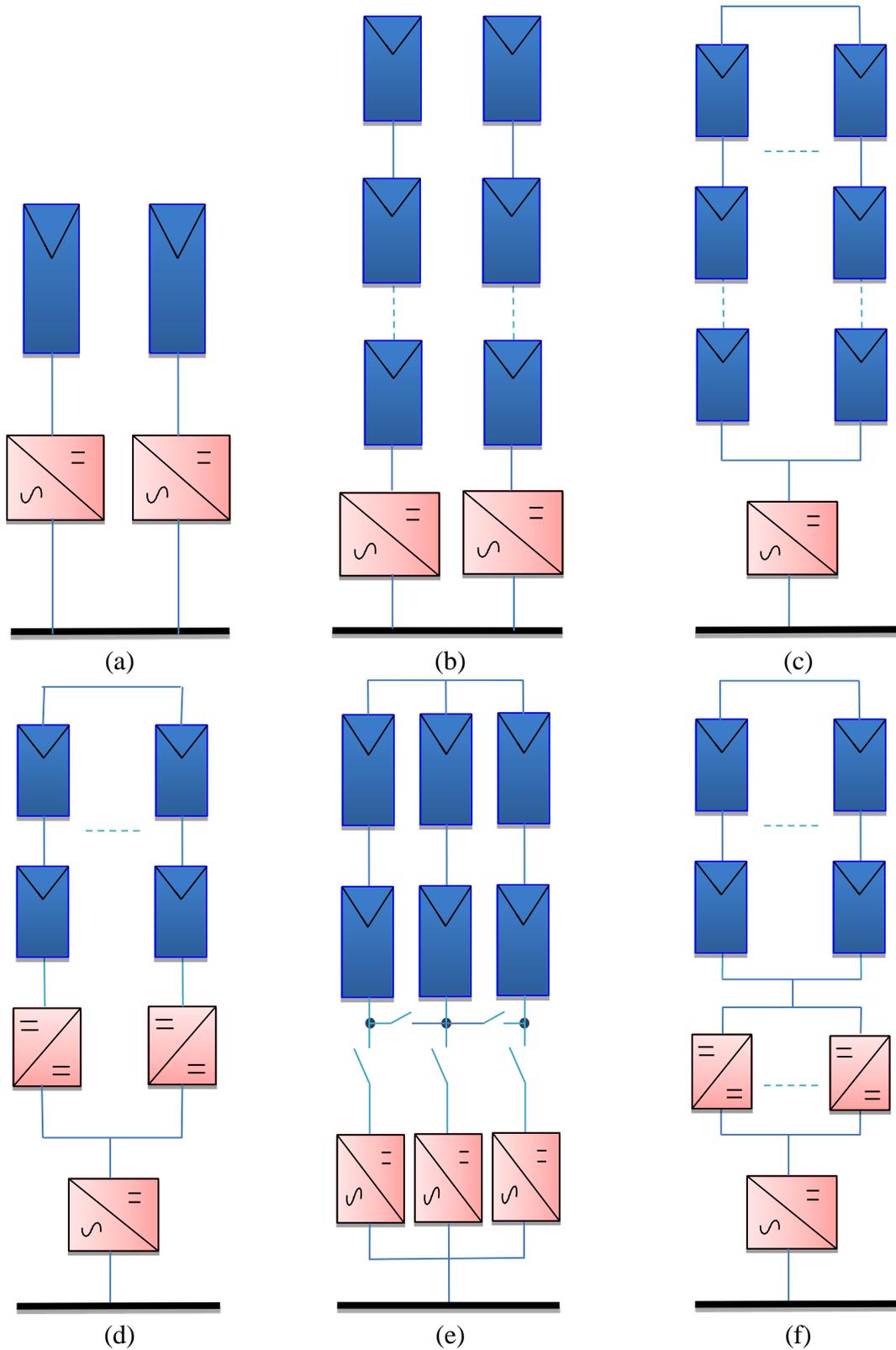
**Figure.I.21:** Schéma bloc des structures PV isolées

### I.2.2.3 Topologie des systèmes photovoltaïques

Les systèmes photovoltaïques ont des topologies différentes en fonction de la connexion des modules photovoltaïques avec l'onduleur. Certaines des topologies courantes sont présentées dans la figure IV.22 :

#### a. Topologie modulaire

Il s'agit de la topologie la plus récente. Il est également appelé « modules AC », car un onduleur est intégré dans chaque module. Il a de nombreux avantages, tels que la réduction des pertes dues à l'ombrage partiel, une meilleure surveillance de la défaillance du module, et la flexibilité de la conception de réseau. Cependant, cette topologie ne convient qu'aux applications à faible consommation (jusqu'à 500 W) et son coût est relativement élevé. De plus, la durée de vie de l'onduleur est réduite car elle est installée à l'air libre avec le module photovoltaïque, augmentant ainsi sa contrainte thermique [21], [22].



**Figure.I.22:** Topologies des systèmes PV connectés au réseau : Topologie modulaire (a), Topologie de chaîne (b), Topologie multi-chaînes (c), Topologie centralisée (d), Topologie maître-esclave (e), Topologie des concepts d'équipe (f)

**b. Topologie de chaîne**

Dans la topologie des chaînes, chaque chaîne est connectée à un onduleur ; par conséquent, la fiabilité du système est améliorée. En outre, les pertes dues à l'ombrage partiel sont réduites car chaque chaîne peut fonctionner à son propre point de puissance maximale. La topologie des chaînes augmente la flexibilité dans la conception du système photovoltaïque car de nouvelles chaînes peuvent être facilement ajoutées au système pour augmenter sa puissance nominale. Le principal inconvénient de cette topologie est l'augmentation du coût dû à l'augmentation du nombre d'onduleurs, [23], [24].

**c. Topologie centralisée**

C'est l'une des topologies les bien établies. Elle est généralement utilisée pour les grands systèmes photovoltaïques avec une puissance de sortie élevée, de plusieurs mégawatts. Dans cette topologie, un seul onduleur est connecté au réseau photovoltaïque. Le principal avantage de la topologie centralisée est son faible coût par rapport à d'autres topologies ainsi que la facilité d'entretien de l'onduleur. Cependant, cette topologie présente une faible fiabilité car la panne de l'onduleur empêche le fonctionnement du système PV. De plus, il existe une perte de puissance importante en cas de désadaptation entre les modules et l'ombrage partiel, en raison de l'utilisation d'un onduleur pour le suivi du point de puissance maximale [22],[23].

**d. Topologie multi-chaînes**

Dans cette topologie, chaque chaîne est connectée à un convertisseur DC-DC pour suivre le point de puissance maximale et l'amplification de tension. Tous les convertisseurs DC-DC sont ensuite connectés à un seul onduleur via un bus DC. Cette topologie combine les avantages de la chaîne et des topologies centralisées car elle augmente la production d'énergie grâce au suivi séparé du MPP, tout en utilisant un onduleur central pour un coût réduit. Cependant, la fiabilité du système diminue par rapport à la topologie de chaîne et les pertes dues aux convertisseurs DC / DC sont ajoutées aux pertes du système [24], [25].

**e. Topologie maître-esclave**

Cette topologie vise à améliorer la fiabilité de la topologie centralisée. Dans ce cas, un certain nombre d'onduleurs parallèles sont connectés au module PV et le nombre d'onduleurs de fonctionnement est choisi de telle sorte que si un onduleur échoue, les autres onduleurs peuvent délivrer toute l'énergie photovoltaïque. Le principal avantage de cette topologie est l'augmentation de la fiabilité du système. En outre, les onduleurs peuvent être conçus pour fonctionner en fonction du niveau d'éclairement, où, pour un faible niveau d'éclairement, certains des onduleurs sont arrêtés.

Cette technique de fonctionnement prolonge la durée de vie des onduleurs et l'efficacité globale de fonctionnement. Cependant, le coût de cette topologie est plus élevé que celui de la topologie centralisée et la perte de puissance due à la désadaptation de module et l'ombrage partiel est toujours un problème avec cette topologie [26].

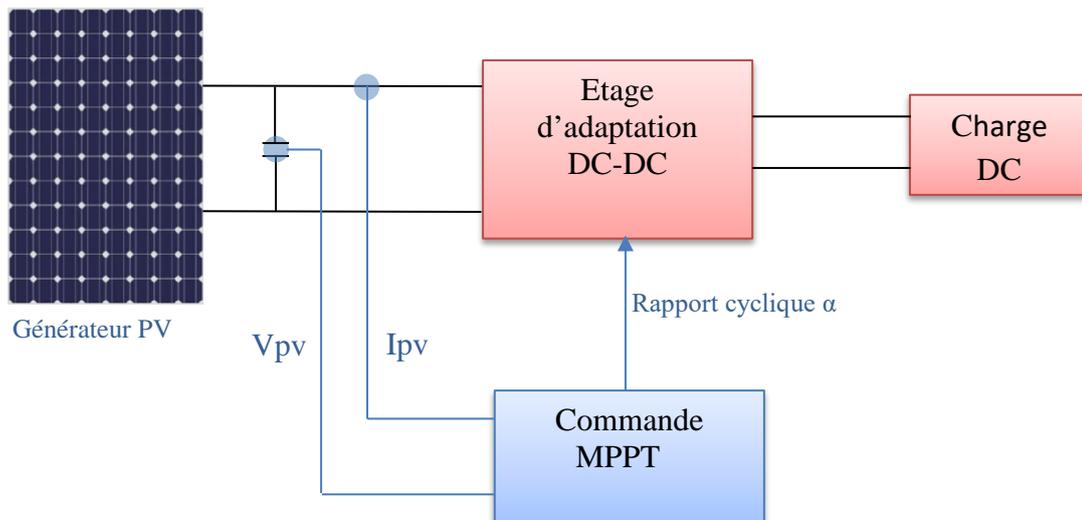
#### f. *Topologie des concepts d'équipe*

Cette topologie est utilisée pour les grands systèmes PV. Elle combine la technologie de chaîne avec le concept maître-esclave. Pour un faible rayonnement, le réseau photovoltaïque complet n'est raccordé qu'à un onduleur. Au fur et à mesure que le niveau d'éclairement augmente, le réseau photovoltaïque est divisé en unités de chaîne plus petites jusqu'à ce que chaque onduleur string fonctionne à proximité de sa puissance nominale. Dans ce mode, chaque chaîne fonctionne indépendamment avec son propre contrôleur de suivi MPPT [27].

### **I.3 Algorithmes de poursuite du point de puissance maximale MPPT**

En raison des caractéristiques I-V non linéaires d'un générateur PV et des conditions environnementales variables, la tension et le courant de sortie changent avec le niveau d'éclairement et la température. En effet, les systèmes PV nécessitent des techniques de commande pour extraire la puissance maximale. Cela se fait par un processus appelé suivi du point de puissance maximale (MPPT). En littérature, il existe plusieurs techniques de suivi, ayant ses avantages et ses inconvénients. Les algorithmes couramment utilisés sont les méthodes extrémales dites classiques : La méthode de conductance incrémentielle (IC), Hill climbing, et Perturb et Observe.

Il existe un point de puissance maximum unique sur les caractéristiques I-V d'un générateur PV dans des conditions de fonctionnement particulières. Pour s'y positionner, Il est souhaitable que le fonctionnement se fait à proximité du coude (*knee en anglais*) des caractéristiques I-V. Un convertisseur DC-DC est généralement introduit à la sortie de la source PV, opérant comme adaptateur d'impédance. Le régulateur MPPT détermine le rapport cycle du convertisseur pour extraire la puissance requise au point de puissance maximale. La Figure I.23 illustre une schématisation d'une telle chaîne de conversion :



**Figure.I.23:** Schématisation du principe d'extraction de la puissance maximale

### I.3.1 Lecture sur les commande MPPT

Dans la littérature, plusieurs travaux de recherche ont traité diverses techniques de contrôle MPPT. Ces commandes sont sélectionnées en fonction de leurs besoins (coût, complexité, précision, vitesse de convergence). Les méthodes Perturb and Observe (P&O), [28], [29] Conductance Incrémentale (IC) [30], [31] et Hill Climbing (HC) [32], [33] sont les plus populaires car elles ont l'avantage d'une implémentation facile [34]. Ils sont largement utilisés dans de nombreuses applications pour : Chargeurs des batteries, la connexion au réseau et..., etc. Le principe de ces méthodes consiste à perturber le système avec une tension / rapport cyclique et vérifier son comportement. De plus, il existe d'autres méthodes plus simples, dites indirectes, telles que les méthodes du courant de court-circuit [16], de la tension de circuit ouvert [35] et le contrôle de corrélation d'ondulation (RCC)[36], qui sont utilisés pour des applications à faible coût, tels que l'éclairage public. Ces méthodes souffrent des problèmes remarquables sous des variations soudaines d'éclairement, menant à d'autres algorithmes MPPT intelligents d'être proposés comme des alternatives, en termes de précision et de rapidité.

De nos jours, plusieurs méthodes de suivi du point de puissance maximale (MPPT) basées sur l'intelligence artificielle, telle que la logique floue (FLC) [37], les réseaux de neurone (ANN)[38], ou celles inspirées de la théorie de contrôle (par mode glissant, ...) [39] sont citées. Elles fournissent des performances rapides et élevées par rapport aux méthodes classiques de recherche lors des variations aléatoires et rapides de l'éclairement solaire, présentant notables.

En outre, lors d'un ombrage partiel, où la caractéristique I-V présente plusieurs paliers, d'autres techniques, dites méthodes globales, basées sur les algorithmes génétiques (AG) [40], et ses dérivées : à essaims de particules (PSO) [41], colonies de Fourmis (ANT)[42], colonies d'abeilles (ABC) [43], sont appelées, et qui convergent vers un optimal global.

Les méthodes d'intelligence artificielle et conventionnelles ont leurs avantages et leurs inconvénients. Les techniques conventionnelles ont leur mise en œuvre facile, alors qu'elles montrent une réponse lente durant le changement rapide de températures et les changements d'éclairement, ce qui entraîne la divergence du point de puissance maximale. D'autre part, les méthodes d'intelligence artificielle montrent une réponse très rapide et précise pour des changements instantanés de température et d'éclairement via les règles de décision appropriées. Les inconvénients majeurs de ces dernières résident dans leur mise en œuvre plus complexe, nécessitant un effort de calcul notable, et un processeur très rapide [44].

Le grand nombre de méthodes proposées peut rendre difficile la détermination de la meilleure technique à adopter lors de la mise en œuvre dans un système photovoltaïque. Les méthodes varient en complexité, le nombre de capteurs requis, l'implémentation numérique ou analogique, la vitesse de convergence, la capacité de suivi et la rentabilité. Le tableau I.3 résume les caractéristiques les plus importantes des algorithmes MPPT utilisées pour comparer les différentes techniques, alors que le tableau I.4 donne une comparaison entre les différents types de commande MPPT selon les critères présentés dans le tableau I.3 :

Paramètre	Signification
Dépendance au système photovoltaïque	Les méthodes peuvent être appliquées à tous système PV avec ou sans la connaissance de sa configuration et des valeurs de paramètres
Vrai MPPT	L'algorithme MPPT peut fonctionner au point de puissance maximum ou proche. Si le MPP réel n'est pas le vrai MPP, alors la puissance de sortie sera inférieure à celle attendue en fait
Types de circuits	Analogique ou numérique
Réglage périodique	Y a-t-il une oscillation autour du MPP ou non
Vitesse de convergence	C'est le temps nécessaire pour atteindre le MPP
Complexité d'implémentation	Cette caractéristique décrit la méthode en général
Capteurs	Cela dépend du nombre de variables considérées

**Tableau.I.3:** Paramètres utilisés pour comparer les algorithmes MPPT

MPPT	Dépendance au système	Vrai MPPT	Types de circuits	Réglage périodique	Vitesse de convergence	Complexité d'implémentation	Capteurs
P&O	Non	Oui	Digital/ Analogique	Non	Varie	Faible	V et I
Conductance Incrémentale	Non	Oui	Digital	Non	Varie	Moyen	V et I
Hill-Climbing	Non	Oui	Digital/ Analogique	Non	Varie	Faible	V et I
Fraction de Voc	Oui	Non	Digital/ Analogique	Oui	Moyen	Moyen	V
Fraction de Icc	Oui	Non	Digital/ Analogique	Oui	Moyen	Moyen	I
PSO	Non	Oui	Digital	Non	Élevé	Elevée	V et I
Logique Floue	Oui	Oui	Digital	Oui	Élevé	Élevée	V et I
Réseaux de Neurones	Oui	Oui	Digital	Oui	Élevé	Élevée	V et I
Slide control	Non	Oui	Digital	Non	Élevé	Moyen	V et I

**Tableau.I.4:** Comparaison des méthodes MPPT

## Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude des problèmes de la qualité d'énergie électrique d'une part et les systèmes photovoltaïques d'autre part. On a exposé les effets, les causes et les conséquences des harmoniques sur le réseau électrique. Ensuite, pour réduire ces effets, différentes solutions traditionnelles et modernes ont été exposées. L'utilisation des filtres actifs se présente comme une meilleure solution pour tous types de perturbations qui apparaissent dans le réseau électrique. Ensuite, nous avons présenté les différentes classifications et topologies des systèmes photovoltaïques, suivies d'une lecture sur les techniques d'extraction de la puissance maximale du générateur photovoltaïque.

# Chapitre 2

*Modélisation et Performances  
de la Commande Directe  
de Puissance  
(DPC)*

## Introduction

Au cours de ces dernières années, des travaux de recherche importants ont été menés sur les stratégies de contrôle des convertisseurs MLI triphasés. Ces stratégies proposées peuvent être classées selon l'utilisation des régulateurs de boucle de courant ou de régulateurs de puissances active / réactive. Il existe deux stratégies de commande communes, un contrôle orienté en tension (VOC) et un contrôle de puissance directe (DPC). La commande VOC peut contrôler indirectement les puissances active et réactive d'entrée en commandant le courant d'entrée du convertisseur MLI. Cela permet d'obtenir de bonnes réponses stables et dynamiques. Cependant la performance de commande VOC repose largement sur le contrôle du courant interne et l'ajustement d'un PI précis [45]. La commande DPC est un autre type de stratégie de contrôle de haute performance pour les convertisseurs MLI basés sur la théorie de la puissance instantanée proposée pour la première fois dans [46] et plus clairement présenté dans [47]. L'idée de base de cette commande est de choisir le meilleur état de commutation des commutateurs de puissance à travers une table de commutation avec des comparaisons d'hystérésis pour maintenir un courant purement sinusoïdal et atteindre aussi un facteur de puissance unitaire. Bien que la DPC ait été considérée comme un système de commande puissant et robuste pour les convertisseurs MLI, les ondulations de puissance élevées et la fréquence de commutation variable sont les deux inconvénients les plus notables de la commande DPC conventionnel.

Dans ce chapitre, nous présenterons une étude détaillée sur la commande DPC à base d'une table de commutation prédéfinie appliquée sur un filtre actif parallèle (FAP). Pour cela commençant par un état de l'art qui résume les différents types de contrôle des convertisseurs MLI proposés dans la littérature, par la suite, le principe et les étapes de modélisation de la commande DPC sont développés. A la fin, nous présenterons les résultats de simulation et expérimentaux obtenus accompagnés par des interprétations bien détaillées.

## II.1 Etat de l'art sur la commande DPC

Différents types de stratégies de contrôle ont été présentés pour le contrôle des convertisseurs MLI dans la littérature technique. La commande directe de puissance (DPC) apparaît comme une nouvelle alternative pour la régulation vectorielle orientée en tension (VOC). Elle a été proposée pour la première fois en 1991 par *Ohnishi* [46] pour le contrôle des puissances instantanées active et réactive d'un redresseur à MLI triphasé. Cette technique DPC provient du contrôle du couple direct (DTC) proposé par *Takahashi* [48] utilisé dans la commande des machines électriques. Plus tard, en 1998, un algorithme similaire a été présenté par *Noguchi* [47] qui a eu un impact plus important dans la communauté scientifique et qui est encore aujourd'hui considéré comme un point de référence vers lequel les nouvelles implémentations DPC sont comparées. Le principe de la commande DPC est basé sur le calcul des puissances active et réactive à travers les mesures du courant et de la tension d'entrée du convertisseur MLI et effectué instantanément la commande de puissance en utilisant les comparateurs d'hystérésis et la table de commutation. Le vecteur de tension de la commande est sélectionné à partir d'une table de commutation qui se compose des erreurs des puissances active et réactive ainsi que la position angulaire du vecteur tension de source. Dans [49], *Malinowski* suit un schéma de contrôle similaire à celui de [47]. La principale différence est qu'il propose d'estimer un vecteur appelé flux virtuel au lieu du vecteur tension de source. Malheureusement, cette modification de l'algorithme implique le calcul de la dérivée temporelle des courants mesurés. Ce calcul peut devenir bruyant, en particulier à faible courant, et il dépend fortement des paramètres du système comme l'inductance, comme l'ont souligné les auteurs dans [47]. Malgré les mérites d'une structure simple, d'une réponse rapide et d'une forte robustesse, la commande DPC présente des ondulations de puissance élevées en régime stationnaire et une fréquence de commutation variable qui est causée par les contrôleurs d'hystérésis et la table de commutation. En outre, la fréquence d'échantillonnage requise est généralement très élevée pour obtenir des performances relativement satisfaisantes [50], ce qui augmente la charge matérielle.

Pour remédier à ces inconvénients, diverses configurations de DPC modifiées ont été proposées. Dans le passé, certains travaux ont été réalisés pour améliorer la DPC conventionnelle, en proposant de nouvelles tables de commutation [51],[52],[53]. En général, les tables proposées permettent une amélioration de la performance par rapport à la table classique proposée dans [47].

Cependant, la plupart d'entre elles [51],[54] sont basées sur des hypothèses implicites ou explicites pour s'assurer qu'elles sont simples et ne dépendent que de l'angle de tension du réseau, comme indiqué dans [52]. Pour obtenir une table de commutation plus précise et plus efficace dans une large plage de puissance [47], les informations sur l'inductance de ligne sont nécessaires [52],[53]. En d'autres termes, une meilleure précision de la table de commutation est obtenue au prix de la réduction de la robustesse du système. De plus, afin d'améliorer la robustesse du DPC et de surmonter les problèmes liés aux incertitudes des paramètres du système, des techniques adaptatives ont été incluses dans la conception des lois de DPC, donc les performances de l'ensemble du système sont moins sensibles aux incertitudes des paramètres du système [55],[56]. Une autre stratégie de contrôle appelée commande directe de puissance avec modulation vectorielle (DPC-SVM), proposée par Malinowski [57] est utilisée, ce qui présente les avantages de VOC et de DPC [58]. L'un des autres avantages de la stratégie DPC-SVM est l'utilisation du bloc SVM au lieu de la table de commutation, ce qui conduit à une fréquence de commutation fixe. Cependant, comme la méthode DPC-SVM classique utilise le contrôleur PI pour calculer l'angle de commande et l'amplitude sur  $V_{ref}$ , un dépassement peut se produire dans la puissance si les valeurs des gains du contrôleur PI ne sont pas ajustées de manière adéquate[59].

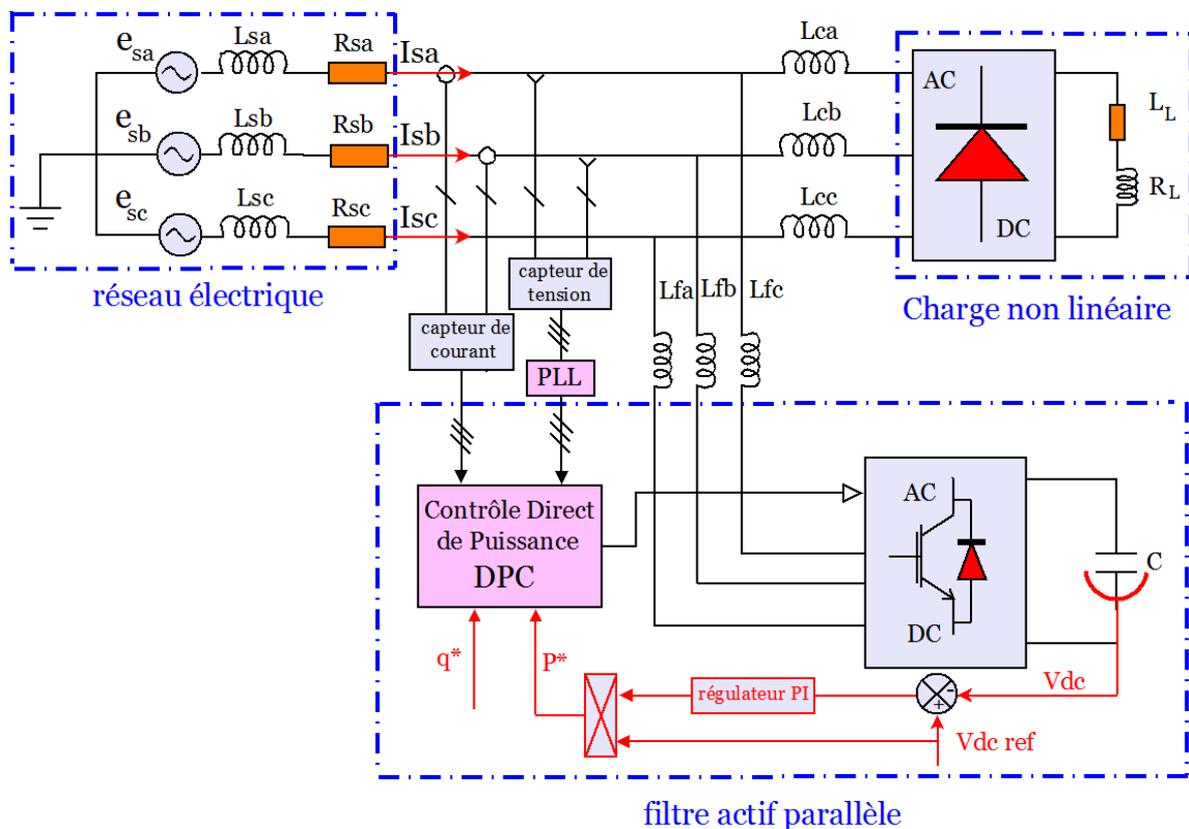
Aujourd'hui, afin d'éviter les problèmes mentionnés dans les stratégies précédentes, des méthodes de contrôle non linéaires, telles que le contrôle par mode de glissement (SM)[60] et les contrôles prédictifs, qui ont une fréquence de commutation constante et une réponse dynamique rapide, ont été introduits par les chercheurs ces dernières années. La commande prédictive directe de puissance (P-DPC), combinant la stratégie DPC avec une stratégie de contrôle prédictive [61], est similaire à la commande DPC dans le sens qu'elle choisit un et un seul vecteur de tension pour la prochaine période de contrôle, mais leurs principes de sélection de vecteur sont très différents. Cela minimise l'erreur entre les puissances de références et les puissances réelles. Le vecteur de tension optimal est déterminé par un schéma de commande qui minimise la fonction de coût. La fonction coût utilisée consiste généralement en la somme des valeurs carrées ou absolues du terme d'erreur des puissances active et réactive[59]. L'utilisation des algorithmes DPC prédictifs pour le contrôle des convertisseurs PWM a été présentée par P. Antoniewicz [62] pour la première fois; après, d'autres chercheurs ont essayé d'employer des algorithmes de prédiction avec des méthodes de bases différentes afin de les améliorer.

De plus, des algorithmes prédictifs DPC (P-DPC) basés sur la sélection prédictive de séquences de vecteur de tension sont proposés dans [63] et [64].

Cependant, dans un tel système, la fréquence de commutation est variable et dépend de la fréquence d'échantillonnage, de la charge du convertisseur et des variations de paramètres. Pour éviter les inconvénients ci-dessus, le contrôle prédictif avec DPC, qui fonctionne avec une fréquence de commutation constante, a été développé [65]. Malheureusement, ces techniques de commande exigent des calculs complexes.

## II.2 Principe de la Commande directe de puissance

La stratégie de commande directe de puissance a été proposée par Noguchi [47]. Elle utilise une table de commutation pour déterminer les états de commutation, il n'y a pas de bloc PWM et de boucle interne de contrôle de courant. Les puissances active et réactive instantanées sont comparées à une valeur de référence. La puissance active de référence est calculée à partir de la sortie du régulateur de tension du bus continu  $V_{dc}$  et la référence de la puissance réactive est mis à zéro pour assurer un facteur de puissance unitaire, comme il est montré sur la Figure II.1 :



**Figure.II.1:** Contrôle du FAP par la commande DPC

### II.2.1 Calcul des puissances instantanées

Pour étudier la stratégie de contrôle directe de puissance (DPC), la théorie des puissances instantanées est utilisée pour calculer les valeurs instantanées des puissances active et réactive. Les valeurs instantanées des tensions et des courants triphasés sont respectivement :  $e_a, e_b, e_c$  et  $i_a, i_b, i_c$ . Après la transformation de Clark, on obtient les tensions  $e_\alpha, e_\beta$  et les courants  $i_\alpha, i_\beta$  sous le système de coordonnées stationnaires biphasés  $\alpha\beta$ .

On sait que le calcul de la puissance active  $\mathbf{P}$  est un produit scalaire entre les tensions et les courants, alors que la puissance réactive  $\mathbf{q}$  peut être calculée par un produit vectoriel entre eux :

$$\begin{cases} P = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \\ q = e_\alpha i_\beta - e_\beta i_\alpha \end{cases} \quad \text{II.1}$$

L'erreur de la puissance active  $\Delta\mathbf{P}$  est la différence entre la valeur de la puissance active désirée  $\mathbf{P}^*$  et la valeur réelle de la puissance active  $\mathbf{P}$  :

$$\Delta P = P^* - P \quad \text{II.2}$$

L'erreur de la puissance réactive  $\Delta\mathbf{q}$  est liée à la différence entre la valeur de puissance réactive désirée  $\mathbf{q}^*$  et à la valeur de puissance réactive réelle  $\mathbf{q}$  [66] :

$$\Delta q = q^* - q \quad \text{II.3}$$

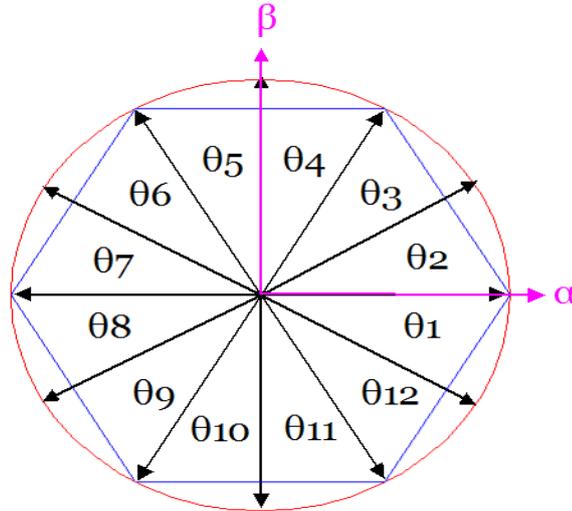
### II.2.2 La position angulaire $\theta_n$

La phase du vecteur tension du réseau est convertie en signal numérisé  $\theta_n$  (position angulaire). Le calcul de cette position nécessite la connaissance des composantes  $e_\alpha$  et  $e_\beta$ , qui peuvent être calculées à partir de la transformation des tensions du réseau du plan triphasé abc au plan stationnaire  $\alpha\beta$  :

$$\theta_n = \arctan\left(\frac{e_\alpha}{e_\beta}\right) \quad \text{II.4}$$

A cet effet, les coordonnées stationnaires sont divisées en 12 secteurs pour optimiser les performances du FAP, comme il est montré sur la Figure II.2. Les secteurs peuvent être numériquement exprimés comme suit :

$$(n-2) \cdot \frac{\pi}{6} \leq (\theta_n - 1) \leq (n-1) \cdot \frac{\pi}{6}, \quad n = 1, 2, 3, \dots, 12. \quad \text{II.5}$$



**Figure.II.2:** Plan  $\alpha\beta$  divisé en douze secteurs pour détecter la phase du vecteur de tension

### II.2.3 Table de commutation

Les signaux d'erreur numérisés et la position angulaire sont introduits dans une table de commutation dans laquelle sont mémorisés tous les états de commutation  $\mathbf{dp}$  et  $\mathbf{dq}$  du convertisseur qui prennent l'état "1" pour une augmentation de la variable contrôlée (P ou q) et l'état "0" pour une diminution. La largeur de la bande d'hystérésis a une influence sur la performance du filtre actif parallèle en particulier, sur la distorsion du courant harmonique, et sur la fréquence moyenne de commutation. Les régulateurs à hystérésis à deux niveaux pour les puissances active et réactive instantanées peuvent être décrits comme suit :

Pour la puissance active :

$$\begin{aligned} \text{Si } P^* - P \geq HBp \quad dp=1 \\ \text{Si } P^* - P \leq -HBp \quad dp=0 \end{aligned} \quad \text{II.6}$$

De même manière pour la puissance réactive :

$$\begin{aligned} \text{Si } q^* - q \geq HBq \quad dq=1 \\ \text{Si } q^* - q \leq -HBq \quad dq=0 \end{aligned} \quad \text{II.7}$$

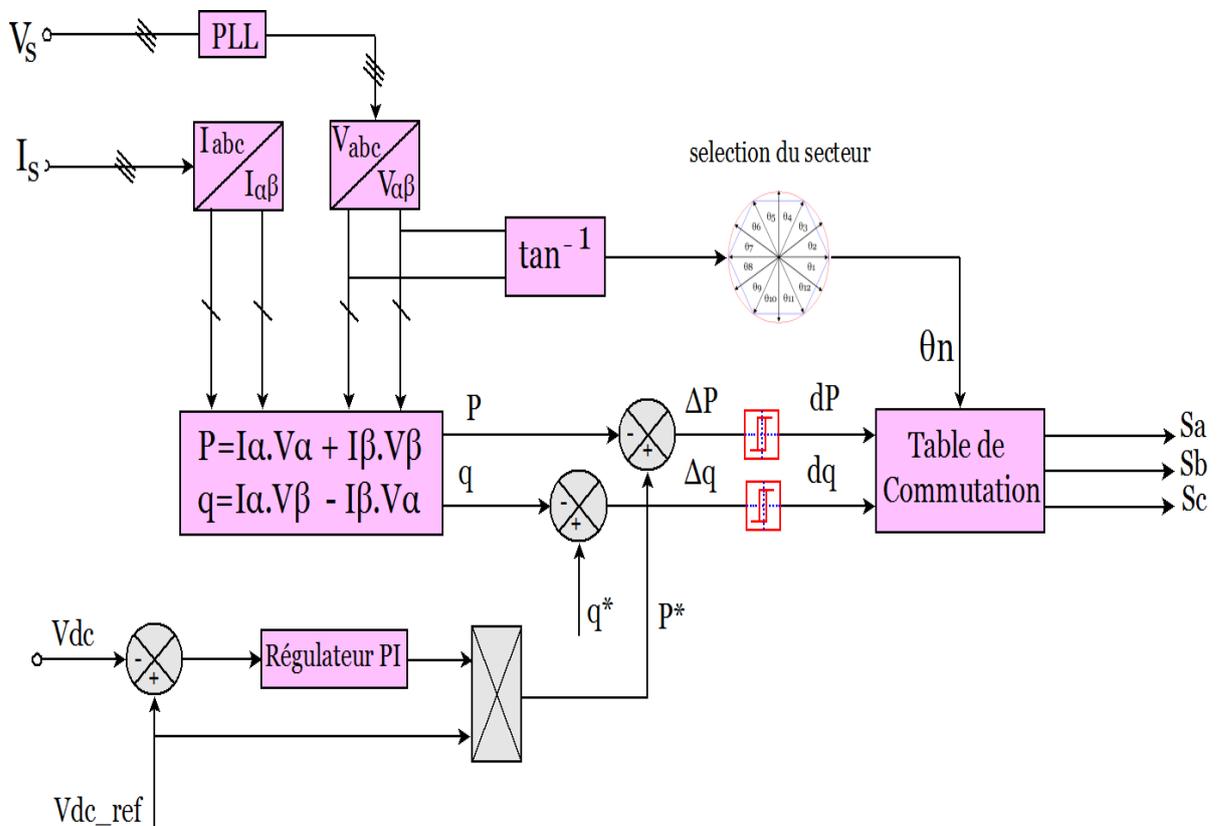
En utilisant cette table de commutation ; les états de commutation optimales du convertisseur peuvent être sélectionnés de manière unique à chaque instant spécifique selon la combinaison des signaux d'entrée numérisés, comme il est montré sur le tableau II.1 :

dp	dq	0 1	0 2	0 3	0 4	0 5	0 6	0 7	0 8	0 9	0 10	0 11	0 12
1	0	v6	v7	v1	v0	v2	v7	v3	v0	v4	v7	v5	v0
	1	v7	v7	v0	v0	v7	v7	v0	v0	v7	v7	v0	v0
0	0	v6	v1	v1	v2	v2	v3	v3	v4	v4	v5	v5	v6
	1	v1	v2	v2	v3	v3	v4	v4	v5	v5	v6	v6	v1

v1(100), v2(110), v3(010), v4(011), v5(001), v6(101), v0(000), v7(111).

**Tableau.II.1:** Table de commutation

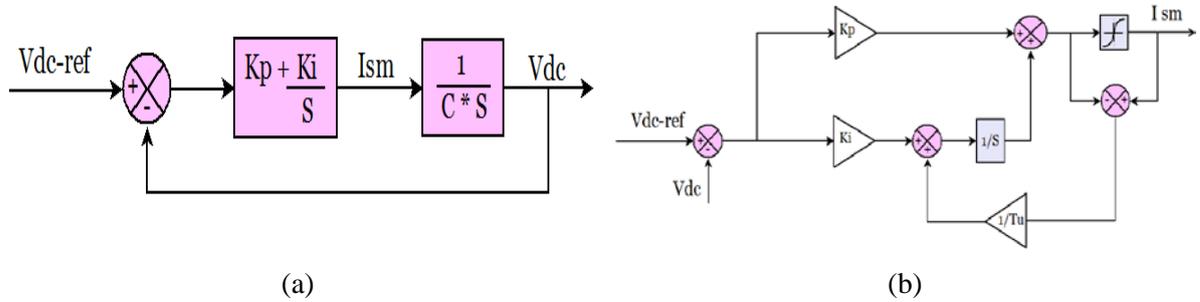
Le vecteur de tension à l'entrée de l'onduleur à MLI, 'v', dépend des états de commutation **Sa**, **Sb** et **Sc** des IGBTs. Selon les différentes combinaisons possibles de ces trois états, huit vecteurs de tension peuvent être appliqués à la sortie de l'onduleur ; deux vecteurs nuls (v0 et v7) et six vecteurs non nuls (v1, v2, v3, v4, v5, v6). Ces vecteurs sont représentés dans le repère stationnaire  $\alpha$ - $\beta$  comme le montre la figure II.2. Les six vecteurs non nuls divisent le plan  $\alpha$ - $\beta$  en six secteurs dont chacun est divisé en deux secteurs égaux, afin d'obtenir un contrôle précis [67]. La figure II.3 résume toutes les étapes utilisées pour modéliser la commande DPC :



**Figure.II.3:** Principe de la commande directe de puissance

### II.3 Régulation du bus continu

Pour réduire les variations et l'instabilité de la tension du bus continu, un régulateur proportionnel-intégral (PI), avec une compensation anti-windup est proposé pour la régulation de la tension du bus continu, comme il est montré sur la Figure II.4 :



**Figure.II.4:** Schéma bloc du régulateur PI (a) avec une compensation anti-windup (b)

Le régulateur agit via un gain proportionnel **K<sub>p</sub>**, améliorant la dynamique, et une quantité d'intégrateur via le gain **K<sub>i</sub>**, pour un bon suivi en régime permanent. Pour éviter une saturation de la sortie du contrôleur, provoquée par une amplification de détection de bruit, la boucle anti-windup est ajoutée par un deuxième terme d'intégrateur, avec un gain de boucle (**1 / T<sub>u</sub>**) choisi trop élevé, sans affecter les performances souhaitées. Pour identifier les gains du contrôleur, la fonction de transfert du système est d'abord définie.

La synthèse des gains **K<sub>p</sub>** et **K<sub>i</sub>** du contrôleur PI passe par un placement des pôles de la boucle fermée directe, est donnée par la fonction de transfert suivante :

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc-ref}} = \frac{K_p \cdot s + K_i}{C \cdot s^2 + K_p \cdot s + K_i} \tag{II.8}$$

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc-ref}} = \frac{K_p / C (K_i / K_p)}{s^2 + K_p / C \cdot s + K_i / C}$$

De (II.8), on remarque que la boucle fermée est une fonction de transfert canonique du deuxième ordre :

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc-ref}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \tag{II.9}$$

En égalisant (II.8) et (II.9), et en adoptant un coefficient d'amortissement optimal  $\xi = 0.707$  ; les gains du contrôleur sont quantifiés comme suit :

$$\begin{aligned} K_p &= 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot C \\ K_i &= C \cdot \omega_n^2 \end{aligned} \tag{II.10}$$

Par conséquent, la quantité de puissance de référence est déduite comme suit :

$$P^* = V_{dc} \cdot I_{sm} \quad \text{II.11}$$

## II.4 Boucle de verrouillage de phase PLL

PLL (phase-locked loop en anglais), dans les systèmes connectés au réseau, est l'un des circuits utilisés fréquemment dans la commande électronique de puissance, comme dans les filtres actifs de puissance. Son rôle principal dans les applications électroniques est d'identifier la fréquence ou la position angulaire d'un signal périodique, pour générer un autre signal synchronisé avec le dernier [68]. Cependant, de nombreuses applications de puissance nécessitent une phase d'un signal sinusoïdal idéal verrouillé sur les tensions de fonctionnement. Puisque les tensions de service public ne sont pas toujours sinusoïdales et équilibrées. La PLL est utilisée pour extraire la composante fondamentale.

### II.4.1 PLL classique

La forme de base de la PLL est représentée sur la figure II.5, contenant un détecteur de phase PD (transformation des coordonnées), un correcteur (filtre passe bas) et un oscillateur commandé en tension VCO (intégrateur) [69] :

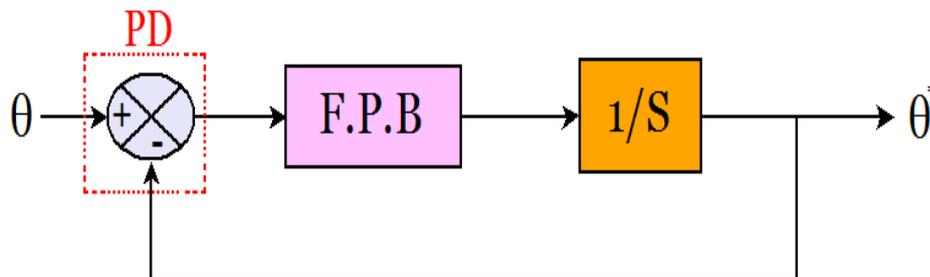


Figure.II.5: Structure de base de la PLL

### II.4.2 PLL modifier

Dans la figure II.6, une nouvelle solution robuste basée sur un filtre multi-variable, qui est la partie la plus importante de cette PLL, est proposée. Ce filtre est développé par Hong-sok Song [70]. Ce qui rend cette PLL insensible aux perturbations, et de filtrer convenablement les tensions selon l'axe  $\alpha$ - $\beta$ , ce qui donne de très bons résultats aux tensions déformées.

Le filtre de structure MVF est donné par la figure II.7 :

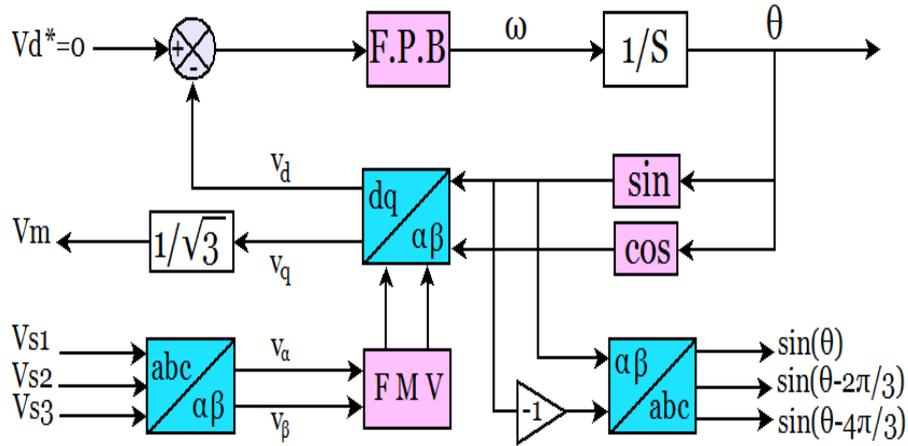


Figure.II.6: Structure du diagramme du of the PLL avec filtre MVF

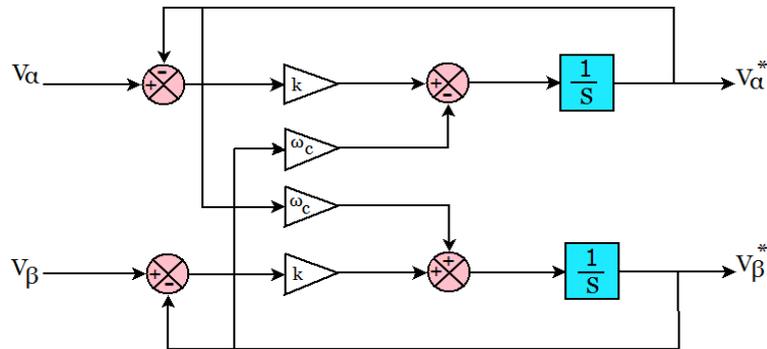


Figure.II.7: Circuit du filtre FMV

La fonction de transfert de filtre FMV est exprimée par l'expression suivante :

$$H(s) = \frac{v_{\alpha\beta}^*(s)}{v_{\alpha\beta}}$$

$$H(s) = k \frac{(s+k) + j\omega_c}{(s+k)^2 + \omega_c^2}$$
II.12

Où k et  $\omega_c$  désignent respectivement le gain et la fréquence de coupure du filtre, issus du diagramme de bode.

De l'expression précédente et selon un axe  $\alpha$ - $\beta$ , les expressions qui lient les composantes de sortie de MVF aux composantes d'entrée sont les suivantes :

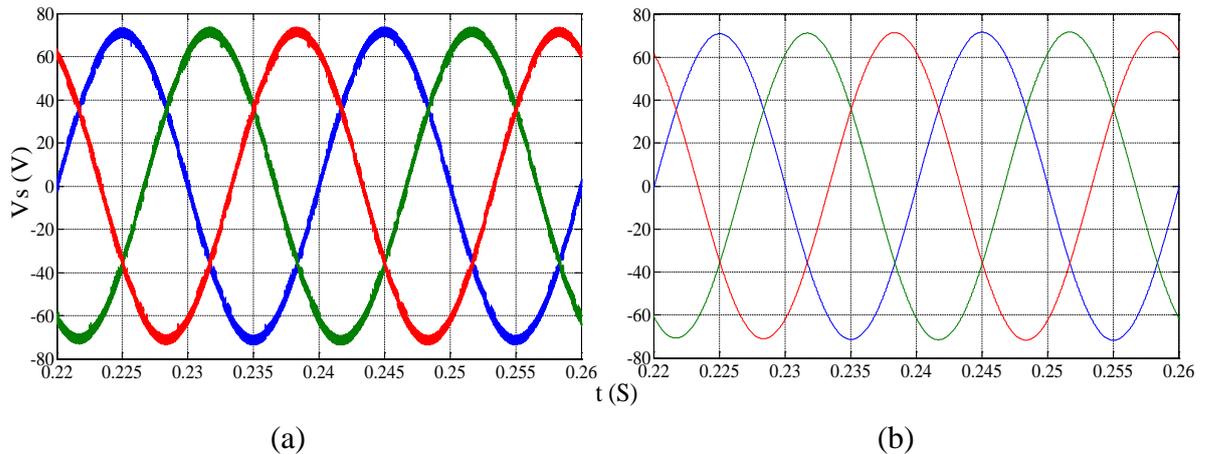
$$\begin{cases} v_{\alpha}^* = \frac{k}{s} [v_{\alpha}(s) - v_{\alpha}^*(s)] - \frac{\omega_c}{s} v_{\beta}^*(s) \\ v_{\beta}^* = \frac{k}{s} [v_{\beta}(s) - v_{\beta}^*(s)] - \frac{\omega_c}{s} v_{\alpha}^*(s) \end{cases}$$
II.13

Où :

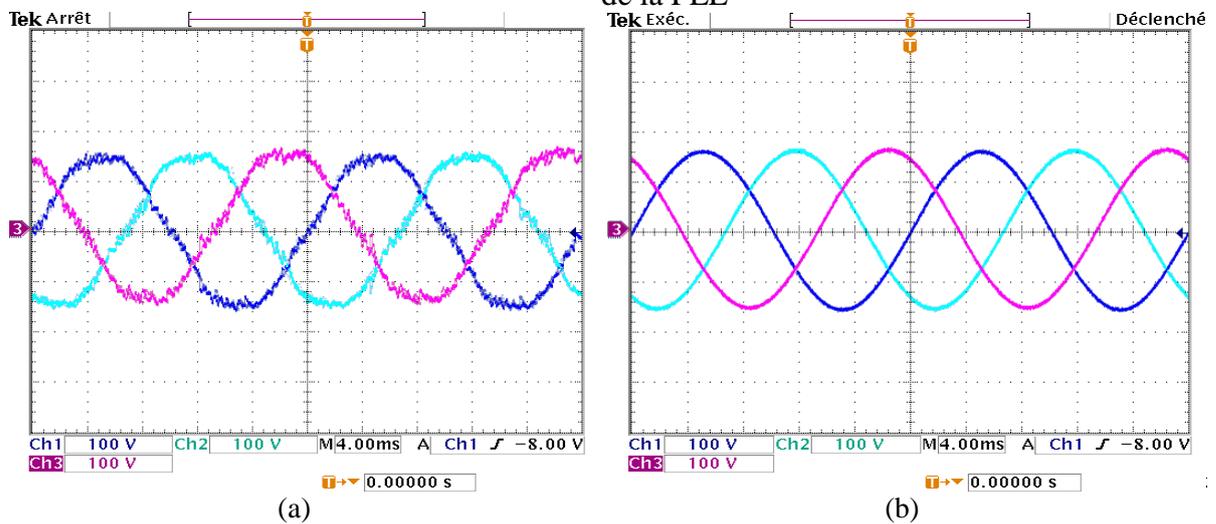
$v_{\alpha\beta}$  : Tension d'entrée sur les axes  $\alpha$ - $\beta$  ;

$v_{\alpha\beta}^*$  : Composante fondamentale de la tension à travers le filtre FMV ;

Pour vérifier la robustesse de la PLL proposée, un simple test est effectué. Il est basé sur la visualisation des signaux de la tension de source à l'entrée et à la sortie de la PLL comme il est montré sur les figures II.8 et figure II.9 :



**Figure.II.8:** Résultats de simulation de la tension de source à l'entrée (a) et à la sortie (b) de la PLL



**Figure.II.9:** Résultats expérimentaux de la tension de source à l'entrée (a) et à la sortie (b) de la PLL

A travers les résultats de simulation et expérimentaux, lors de la comparaison des signaux à l'entrée et à la sortie de la PLL, on peut voir que les signaux de sortie sont lisses et purement sinusoïdaux, cependant, les signaux d'entrée sont perturbés et pollués. Ces résultats ont prouvé que la PLL proposée fournit des signaux de qualité en cas des tensions de source déformées.

## II.5 Résultats de simulation et expérimentaux

### II.5.1 Résultats de simulation sous Matlab-Simulink

De nombreuses simulations ont été effectuées afin d'évaluer la méthode de contrôle décrite. Les simulations ont été axées sur les propriétés du contrôle directe de puissance DPC d'un FAP basé sur une table de commutation bien définie (à douze secteurs) pendant un régime transitoire et permanent. Les modèles de simulation ont été développés dans Matlab\Simulink® 2013. Les paramètres électriques de circuit de puissance modélisé sont représentés dans l'annexe A1.

Les courbes représentées sur les Figures II.10 et Figure II.11, de haut en bas sont : La tension de source  $e_s$ , le courant de source  $I_s$ , le courant de charge  $I_c$ , le courant du filtre  $I_f$ , (pour la phase une), la tension du bus continu  $V_{dc}$ , la puissance active  $P$  et la puissance réactive  $q$  (avec leurs références),

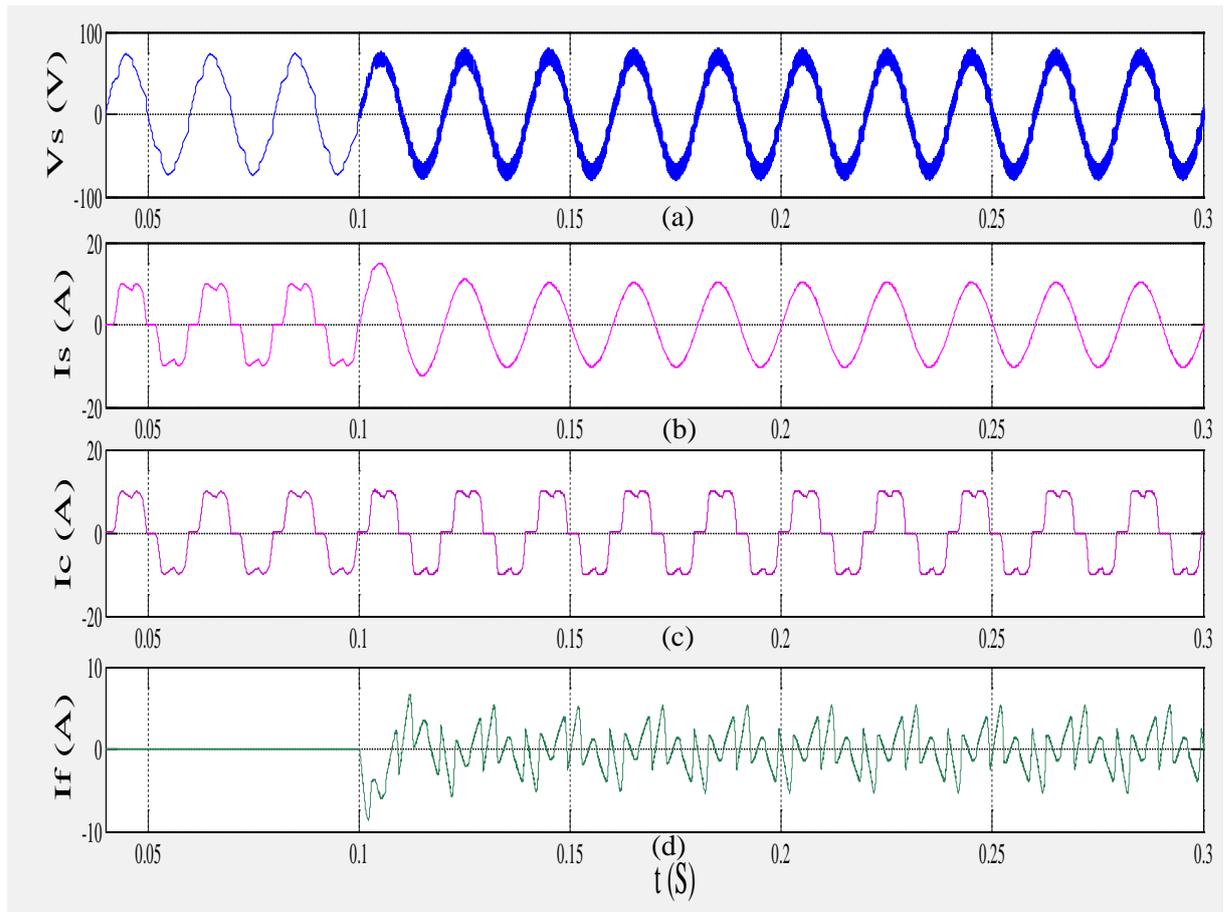
Les figures montrent qu'avant de connecter le FAP (avant  $t = 0.1s$ ), et du fait de la charge non linéaire, le courant de source  $I_s$  (Figure II.10-b) n'était pas sinusoïdal et la puissance réactive  $q$  non nulle produite par la source (Figure II .11-b).

Après le démarrage du FAP à  $t = 0,1 s$ , le courant de source devient quasi sinusoïdal (Figure II.10-b). La puissance active  $P$  est constante et suit de près sa valeur de référence (Figure II.11-b).

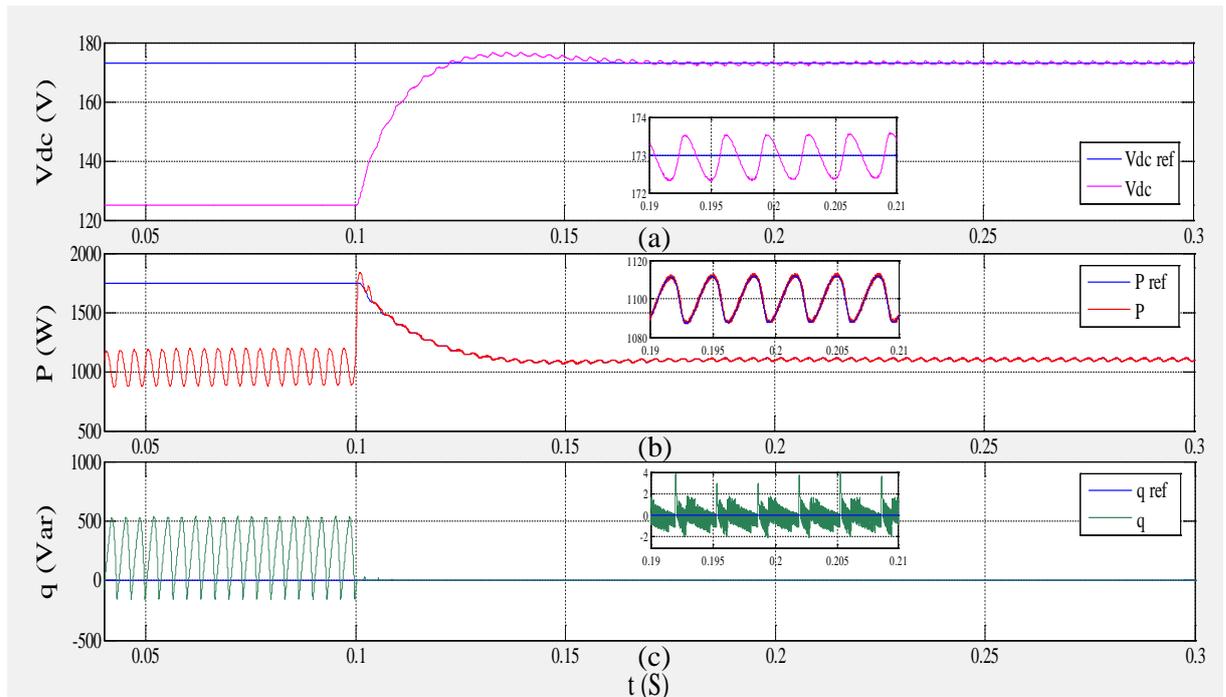
La puissance réactive  $q$  est nulle en moyenne (Figure II.11-c), assurant ainsi une opération d'un facteur de puissance unitaire. La tension du bus continu (Figure II.11-a) atteint sa référence ( $V_{ref} = 173V$ ) en trois cycles de période et maintient sa stabilité pendant l'état stationnaire.

La Figure II.12 représente l'analyse du spectre du courant source avant et après le filtrage. Avant le filtrage, on peut voir que la valeur du taux de distorsion d'harmonique était  $THDi = 22,60 \%$  et après filtrage elle sera  $THDi = 0.80 \%$ , ce qui signifie la conformité à la norme IEEE 519-1992.

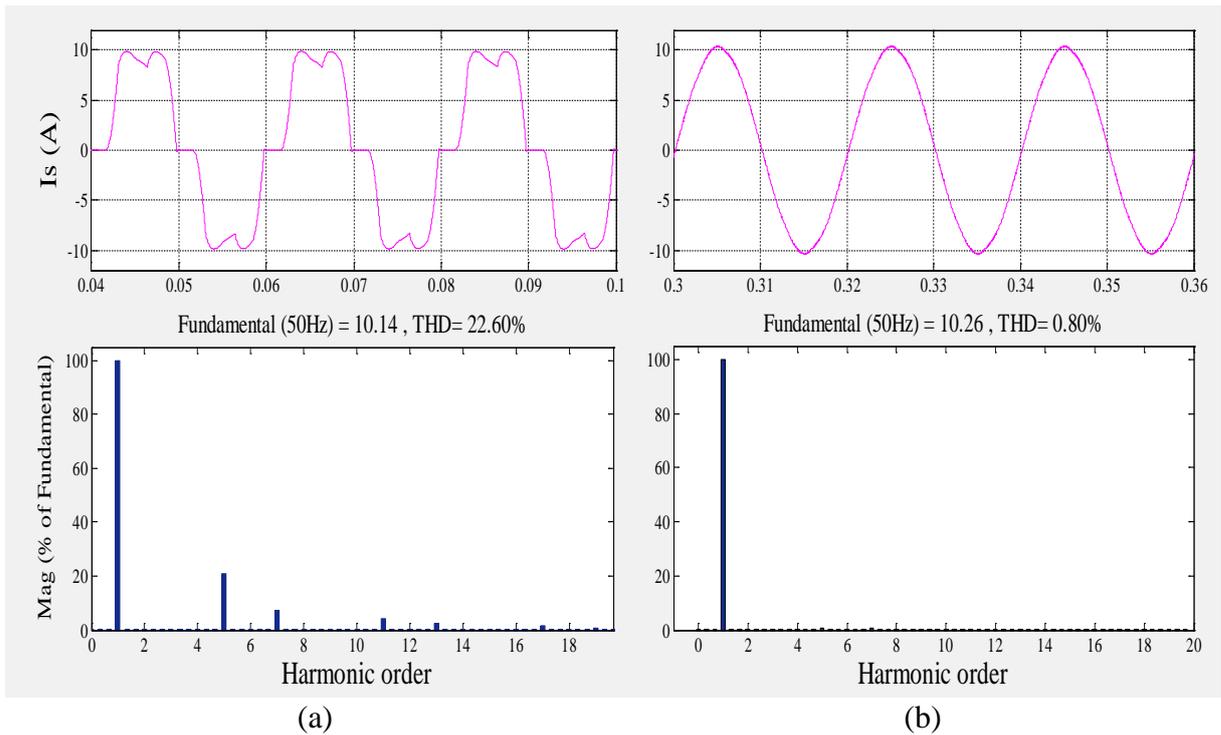
D'autre part, la figure II.13 illustre l'évolution du vecteur tension de source sur les deux axes  $\alpha$ - $\beta$ , son angle  $\Theta$  et sa représentation dans les coordonnées polaires. Cette figure montre encore une fois que la PLL proposée, fournit une bonne estimation de l'angle  $\Theta$ , et génère des tensions sinusoïdales du moment où les tensions d'entrée contiennent des harmoniques.



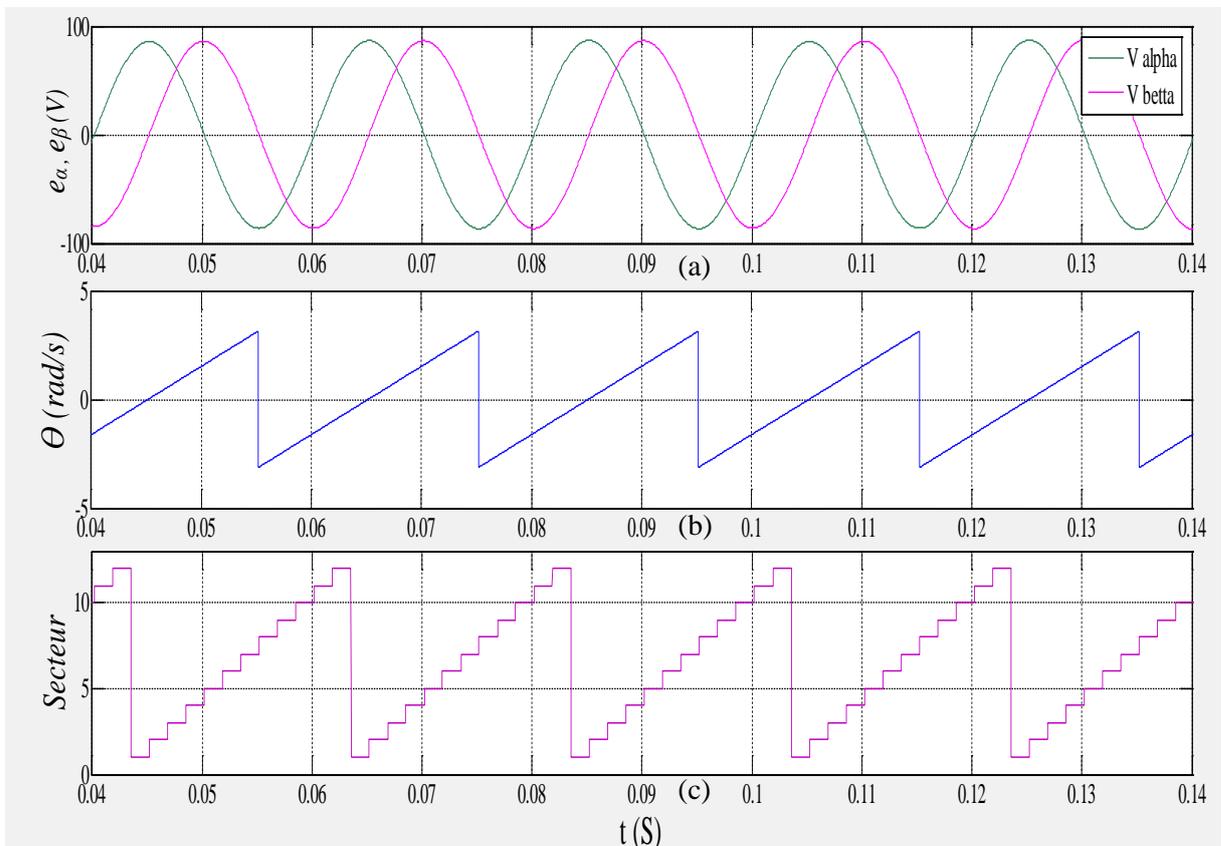
**Figure.II.10:** Résultats de simulation de la tension de source (a), courant de charge (b), courant de source (c) et courant de filtre avant et après la mise en service du FAP a  $t=0.1s$



**Figure.II.11:** Résultats de simulation de tension du bus continu (a) la puissance active (b), réactive (c) et leurs références avant et après la mise en service du FAP à  $t=0.1s$



**Figure.II.12:** Analyse spectrale du courant de source avant (a) et après (b) la mise en service du FAP



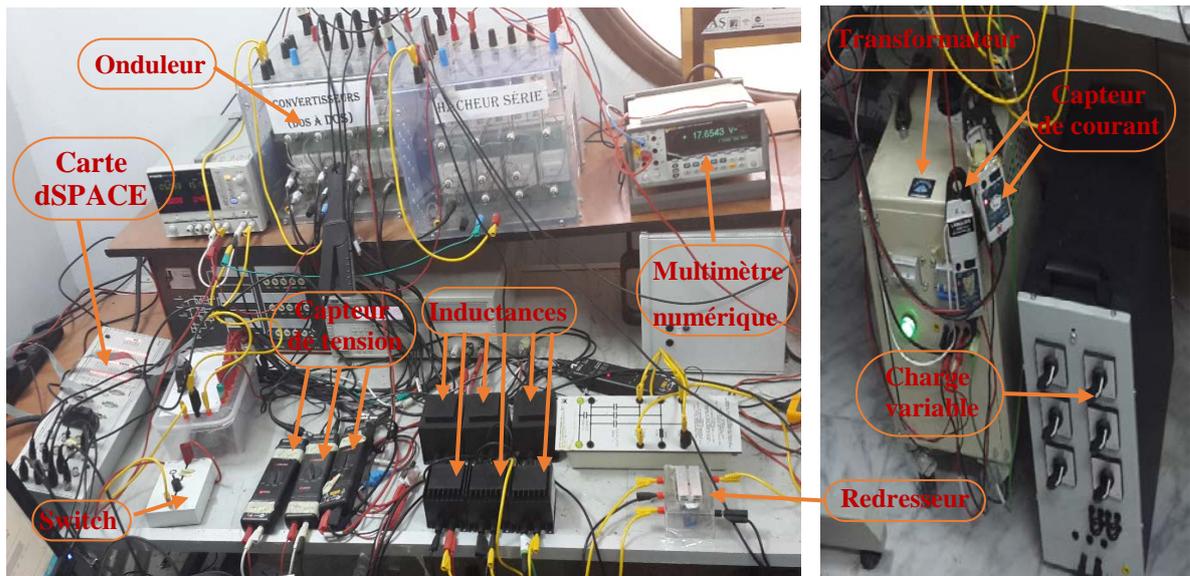
**Figure.II.13:** Résultats de simulation de la tension de source (a) dans le repère  $\alpha$ - $\beta$ , position angulaire (b) et de secteur (c)

## II.5.2 Résultats expérimentaux

### ➤ Description du banc d'essai

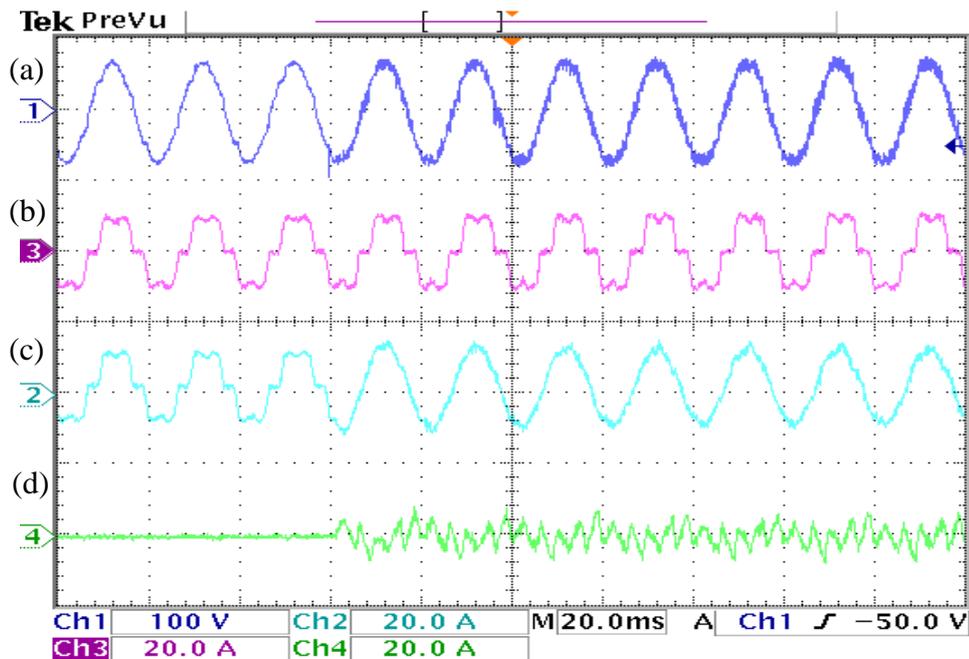
Afin de valider les résultats de simulation de la commande directe de puissance (DPC) appliquée sur le FAP obtenu dans la partie précédente, un banc d'essai expérimental conçu autour d'une carte dSPACE 1104 est réalisée au sein du Laboratoire de génie électrique de Biskra (LGEB) Algérie, comme le montre la Figure II.14 ci-dessous. Les paramètres électriques sont identiques à ceux indiqués dans l'annexe A1, à l'exception de la période d'échantillonnage  $T_s = 10^{-4}$  s. Il se compose principalement d'un transformateur de puissance triphasé alimentant une charge non linéaire composé d'un pont de redresseur triphasé non commandé avec une charge passive (résistance variable en série avec une inductance).

Les algorithmes de contrôle sont implémentés avec une carte dSPACE 1104 avec un DSP TMS32F240, en utilisant Matlab-Simulink. La connexion entre la carte dSPACE et le convertisseur de puissance est réalisée par une carte d'interface qui adapte les niveaux du signal de commande. Les différents courants et tensions du réseau sont mesurés, respectivement par deux capteurs de courant à effet hall LA25NP pour mesurer les courants du réseau et trois capteurs de tension LV25P : Deux capteurs pour mesurer les tensions du réseau et un capteur pour mesurer la tension du bus continu Vdc. Le FAP est un onduleur SEMIKRON à modulation de largeur d'impulsion (PWM), construit autour de trois modules IGBT avec une liaison DC capacitive commune. Ce dernier est connecté au même point de raccordement du réseau et de la charge non linéaire, via un filtre passif  $L_f$ , constitué de trois inductances de 3mH chacune, un multimètre numérique pour suivre l'évolution de la tension du bus continu. Au cours des expériences, toutes les variables sont affichées et enregistrées à l'aide d'un oscilloscope numérique.

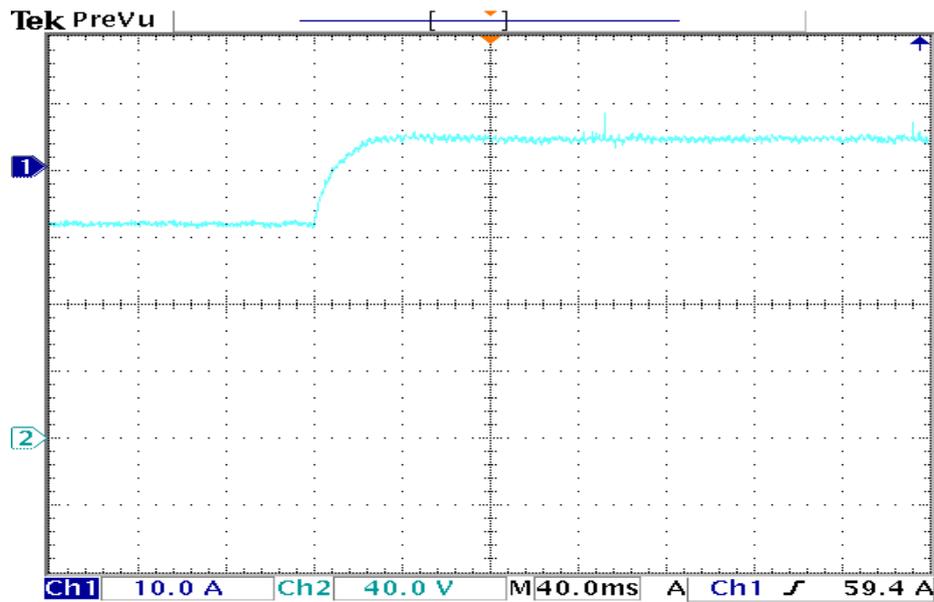


**Figure.II.14:** Description du banc d'essai

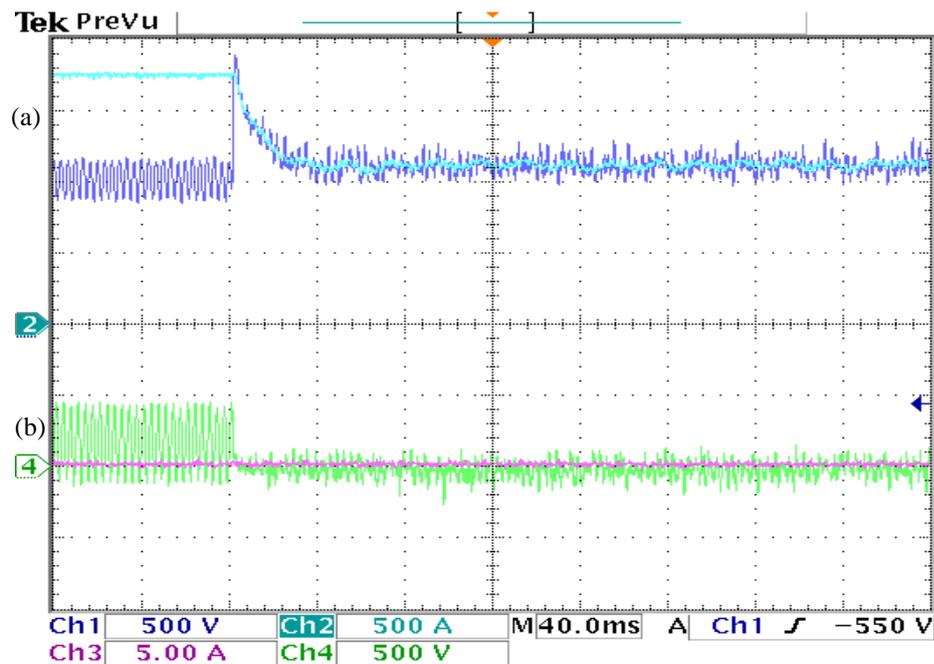
D'après les résultats présentés dans la figure II.15, on note que le courant de source (c) devient sinusoïdal après ( $t=20\text{ms}$ ) du début de fonctionnement du filtre actif, elle représente également la tension de source (a), le courant de charge (b) et le courant du filtre (d). La tension du bus continu (Figure II.16) et les puissances active et réactive instantanées (Figure II.17) suivent leurs références ; avec de bonnes précision et stabilité, après un temps  $t = 50 \text{ ms}$  dès que le filtre actif est inséré. Il est également remarquable que la puissance réactive est presque nulle.



**Figure.II.15:** Résultats expérimentaux de la tension de source (a), courant de charge (b), courant de source (c) et courant du filtre avant et après la mise en service du FAP



**Figure.II.16:** Résultat expérimental de la tension du bus continu Vdc avant et après la mise en service du FAP

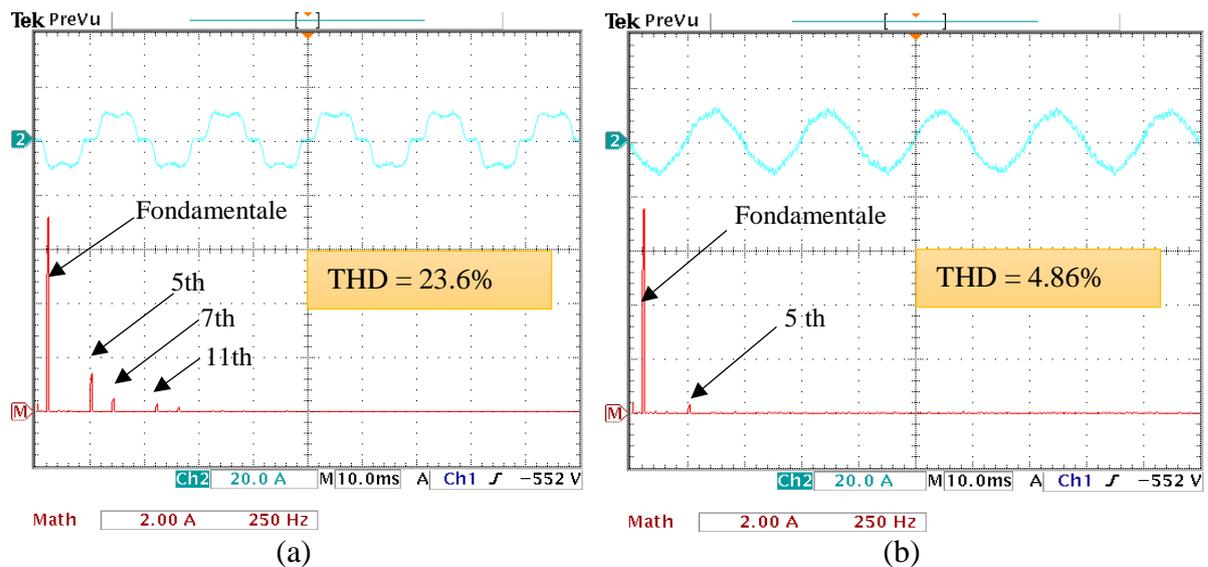


**Figure.II.17:** Résultats expérimentaux des puissances active (a), réactive (b) et leurs références avant et après la mise en service du FAP

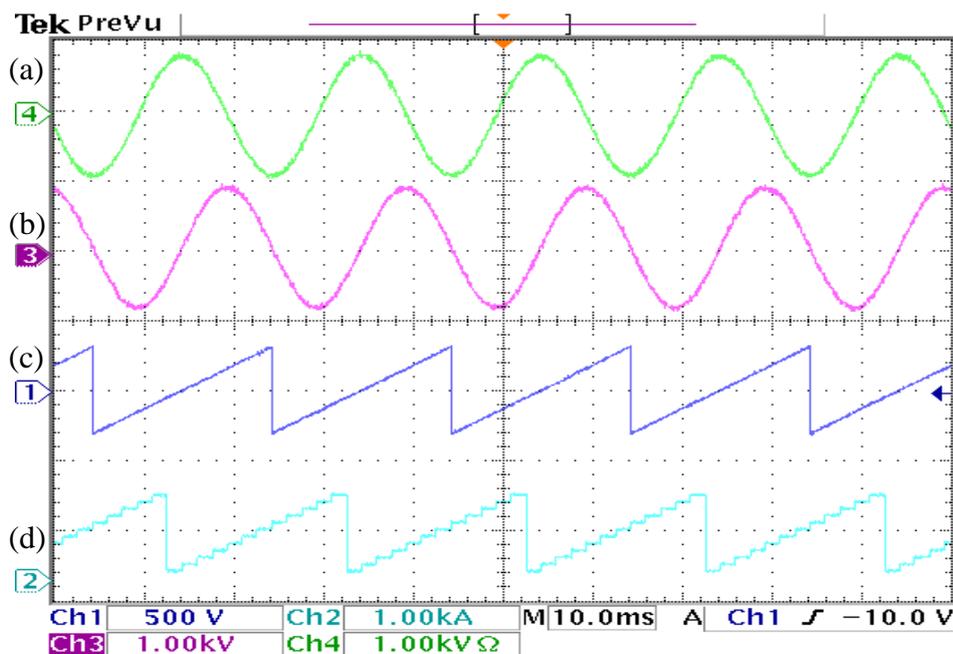
La figure II.18, montre l'analyse spectrale du courant de source avant et après la compensation, il est clair que, la commande DPC a pu éliminer l'effet des harmoniques existant avant l'application du filtre actif avec un taux d'harmonique THD = 4,86% qui est relativement un peu élevé mais conforme à la norme IEEE-519 ( $\leq 5\%$ ).

D'autre part, la figure II.19 illustre l'évolution du vecteur tension de source sur les deux axes  $\alpha$ - $\beta$ , son angle  $\Theta$  et sa représentation dans les coordonnées polaires. Cette figure montre encore une fois que la PLL proposée ; fournit une bonne estimation de l'angle  $\Theta$ , puis génère une bonne position de tension sinusoïdale et cosinus lorsque les tensions d'entrées contiennent des harmoniques.

Ces résultats sont très proches des résultats de simulation que nous avons déjà vu dans la section précédente.



**Figure.II.18:** Résultats expérimentaux du spectre harmonique du courant de source avant (a) et après (b) la mise en service du FAP



**Figure.II.19:** Résultats expérimentaux de la tension de source (a), (b) dans le repère  $\alpha$ - $\beta$ , position angulaire (c) et de secteur (d)

## Conclusion

Ce chapitre a été essentiellement consacré à la commande directe de puissance DPC à base d'une table de commutation bien définie pour un filtre actif parallèle. En premier lieu, on a commencé par un état de l'art qui résume les travaux achevés dans la littérature des commandes DPC appliquées aux convertisseurs MLI, spécialement les redresseurs et aussi les filtres actifs parallèles. Par la suite on a exposé le principe et les différentes étapes de la modélisation de la commande DPC. Enfin, les résultats obtenus en simulation ont été analysés et les performances de ce contrôle ont été évaluées via des mesures expérimentales.

Suite aux résultats obtenus et aux inconvénients de la commande DPC basée sur une table de commutation bien définie, nous avons proposé deux autres techniques de commandes basées sur la combinaison du principe de la commande DPC avec une modulation vectorielle d'une part et une approche prédictive d'autre part, pour remédier ces inconvénients.

# Chapitre 3

*Approches d'Amélioration  
de la Commande  
DPC*

## Introduction

Afin de remédier aux inconvénients de la commande DPC conventionnelle, dans ce chapitre nous proposons deux combinaisons du contrôle directe de puissance. Ces techniques de contrôle ont été développées en tenant compte de l'analyse et des conclusions du chapitre précédent. Pour cette raison, dès le début, tous les efforts seront orientés pour développer la stratégie de contrôle la plus complète ; c'est-à-dire, celle qui permet d'obtenir les meilleurs résultats en réduisant le THD du courant et les ondulations des deux variables contrôlées. Pour ce faire, deux techniques seront exposées. La première utilise un modulateur vectoriel au lieu d'une table de commutation dite : DPC-SVM (*Direct Power Control with Space Vector Modulation*). La deuxième combine le principe de DPC avec une stratégie prédictive afin d'imposer préalablement des critères sur la qualité du contrôle des puissances instantanées. Cette approche s'intitule : Commande directe de puissance prédictive P-DPC (*Predictive Direct Power Control*). Ces stratégies de contrôle seront appliquées pour le filtre actif parallèle basé sur l'onduleur de tension à deux niveaux. Pour mettre en exergue les performances statiques et dynamiques des trois techniques d'une manière comparative, une série de simulation sous l'environnement Matlab/Simulink, suivies d'une implémentation pratique via une carte Dspace 1104 seront exposées et commentées.

### III.1 Commande direct de puissance avec modulation vectorielle DPC-SVM

Les inconvénients de la commande DPC conventionnelle, présentés au chapitre précédant peuvent être diminués en utilisant la commande DPC-SVM. Dans cette méthode, les régulateurs à hystérésis et la table de commutation sont substitués par deux régulateurs issus de la commande robuste  $H_\infty$ , et un bloc de modulation vectorielle (SVM), assurant ainsi une fréquence de commutation constante [51]. La stratégie de commande DPC-SVM calcule les états ( $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ ) de l'onduleur de tension, afin de répondre aux deux exigences suivantes : Des ondulations de puissance réduites et un fonctionnement à fréquence de commutation constante [71].

### III.1.1 Principe de la commande DPC-SVM

L'algorithme de contrôle DPC-SVM se compose d'un estimateur des puissances active et réactive instantanées ; d'une boucle de commande externe de la tension du bus continu, déterminant la consigne de la puissance active  $P^*$ , via un régulateur PI, et de deux boucles internes des puissances active et réactive via des régulateurs  $H_\infty$ . Il est à noter, que la référence de la puissance réactive  $q^*$  est maintenue égale à zéro, assurant ainsi un fonctionnement à facteur de puissance unitaire. Les signaux à la sortie des régulateurs  $H_\infty$  en coordonnées  $\alpha\beta$  sont transmis au bloc SVM, qui détermine les états actuels des IGBT de l'onduleur. La figure III.1 illustre le synoptique d'une telle commande [72], [73] :

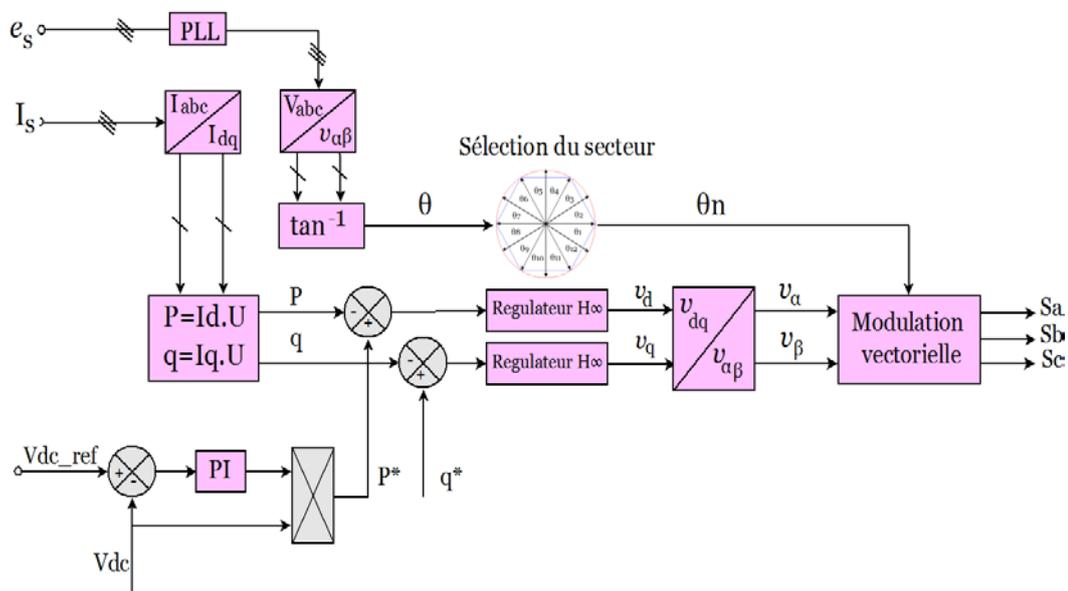


Figure.III.1: Principe de la commande DPC avec modulation vectorielle

#### III.1.1.1 Calcul des puissances active et réactive

Dans ce qui suit, l'élaboration des expressions de la puissance active et réactive est basée sur une orientation de la tension du réseau sur l'axe  $d$  du plan de Park, alors que le flux fictif est ordonné sur l'axe  $q$  en quadrature, ainsi :

$$\begin{cases} P = e_d i_d + e_q i_q \\ q = e_d i_q - e_d i_q \end{cases} \quad \text{III.1}$$

Où :  $e_d$  et  $e_q$  désignent les F.E.M du réseau dans le plan de Park.

Assumons que le vecteur tension de source est aligné sur l'axe  $d$  du repère tournant dq, comme le montre la figure III.2. L'équation (III.1) deviendra :

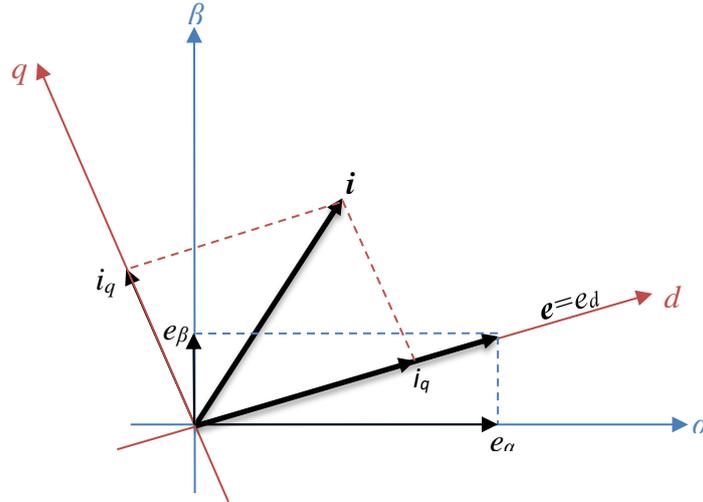
$$\begin{cases} P = e_d i_d \\ q = e_d i_q \end{cases} \quad \text{III.2}$$

Pour un système triphasé équilibré, nous avons :

$$\begin{cases} e_d = U = \sqrt{\frac{3}{2}}U_m \\ e_q = 0 \end{cases} \quad \text{III.3}$$

Où  $U_m$  est l'amplitude de la tension du réseau, et l'équation III.2 sera alors :

$$\begin{cases} P = U i_d \\ q = U i_q \end{cases} \quad \text{III.4}$$



**Figure.III.2:** Tension et courant de source dans le repère stationnaire  $\alpha\beta$  et tournant  $dq$

### III.1.1.2 Synthèse des régulateurs robustes des puissances instantanées

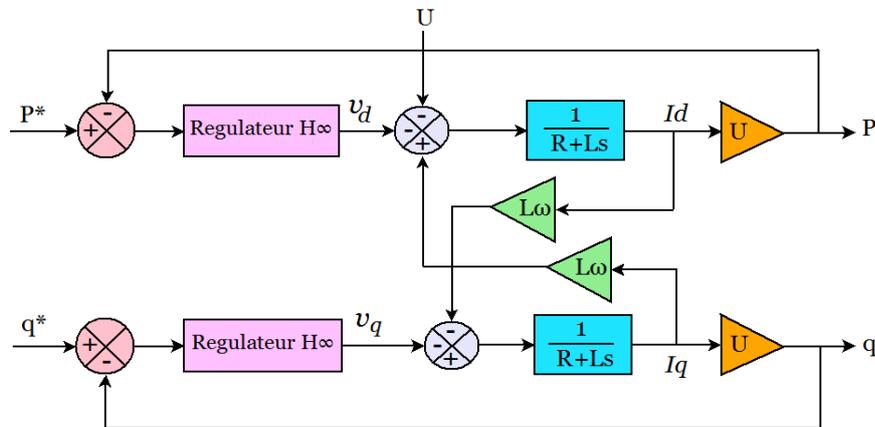
Comme il a été mentionné plus haut, la commande des interrupteurs de puissance via le bloc SVM, est issue des boucles de régulation des puissances active et réactive. La synthèse des régulateurs  $H_\infty$  peut être effectuée analytiquement en utilisant un modèle simplifié du FAP dans le repère tournant  $dq$  :

$$\begin{cases} v_d = R i_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega L i_q + e_d \\ v_q = R i_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_d + e_q \end{cases} \quad \text{III.5}$$

Le modèle peut être simplifié si l'on considère la tension du réseau alignée sur l'axe  $\mathbf{d}$  :

$$\begin{cases} v_d = R i_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega L i_q + U \\ v_q = R i_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_d \end{cases} \quad \text{III.6}$$

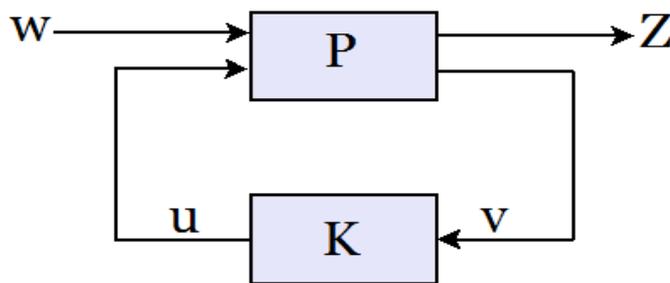
Comme on peut le constater sur la figure III.3, la régulation des puissances active et réactive et par conséquent des courants  $i_d$  et  $i_q$  peut être synthétisée par les tensions  $v_d$ , et  $v_q$  via deux régulateurs  $H_\infty$ , et où la boucle directe présente une fonction de transfert du premier ordre :



**Figure.III.3:** Synoptique des boucles de régulation des puissances p et q avec des régulateurs  $H_\infty$

#### a. Conception du Contrôleur $H_\infty$

Afin d'obtenir des performances robustes vis-à-vis des perturbations externes en basses fréquences (terme de couplage), et le bruit de mesure en hautes fréquences d'un système linéaire à paramètres constants, on fait appel à la commande  $H_\infty$ . La norme  $H_\infty$  a une interprétation physique différente. Il s'agit de la valeur singulière maximale de toute fonction de transfert en boucle fermée. Elle peut être considérée comme un gain maximal à n'importe quelle fréquence pour tout système « Single Input Single Output (SISO) » [74],[75]. La formulation du problème est importante dans la conception du contrôleur, car cette approche de conception offre une solution optimale. L'objectif principal de cette méthode de conception est de rendre la norme  $H_\infty$  du système minimal. En effet, la synthèse  $H_\infty$  permet de prendre en compte à priori et explicitement, des spécifications fréquentielles et temporelles (temps de montée, rejet de perturbation, atténuation du bruit), où généralement le schéma bouclé de la figure III.4 est utilisé :



**Figure.III.4:** Problème standard  $H_\infty$

Pour cette représentation :

P : Représente le procédé général, ou dit : Augmenté, incluant toutes les fonctions de pondération ;

K : Représente le correcteur central ;

W : Représente les entrées exogènes du système (entrées à suivre et perturbation à rejeter) ;

Z : Représente le vecteur des signaux à minimiser (erreur de poursuite par exemple) ;

v : Représente l'entrée du correcteur ;

u : Représente les signaux de commande du processus.

Pour résoudre le problème  $H_\infty$ , il est généralement commode d'utiliser la répartition d'état suivante [76] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bx(t) + BW(t) + B_2u(t) \\ Z(t) = C_1x(t) + D_{11}W(t) + D_{12}u(t) \\ v = C_2x(t) + D_{21}W(t) + D_{22}u(t) \end{cases} \quad \text{III.7}$$

#### b. Approche de conception basée sur la sensibilité mixte (T-S)

Pour atteindre les objectifs en termes de performances et stabilité robuste, il est possible d'introduire des fonctions de pondération aux niveaux des signaux à optimiser. Ces fonctions sont en fait des filtres qui permettent de privilégier des domaines de fréquences particuliers, comme le montre la figure III.5.

Où :

$W_1(t)$  : Fonction de transfert de type passe-bas avec un gain élevé en basse fréquences ;

$W_2(t)$  : Fonction de transfert de type passe-haut avec un gain élevé en haute fréquences ;

$W_3(t)$  : Fonction de transfert de type passe-bas avec un gain élevé en haute fréquences.

En pratique, il s'agit de résoudre le problème dit de sensibilité mixte suivant :

$$\left\| \begin{matrix} W_1S \\ W_3T \end{matrix} \right\| < 1 \quad \text{III.8}$$

Où :

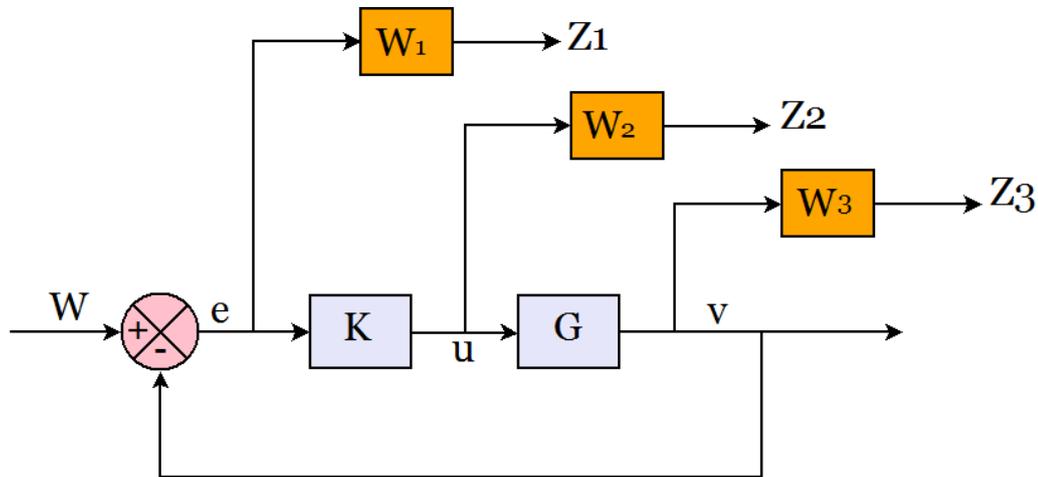
S et T dites : fonctions de sensibilité et sensibilité mixtes, déterminées comme suit :

$$S = \frac{1}{1+GK} \quad \text{III.9}$$

$$T = \frac{GK}{1+GK} \quad \text{III.10}$$

$$S + T = 1 \quad \text{III.11}$$

Il est à noter que le choix de  $W_1$  détermine les entrées de performances ( $W_1S$ ), alors que  $W_3$  permet de conduire à des gains faibles en hautes fréquences ( $W_3T$ ).



**Figure.III.5:** Forme standard de sensibilité mixte

Dans le présent travail, la fonction mixsyn du logiciel Matlab a été utilisée pour la synthèse du contrôleur central  $K(s)$  avec :

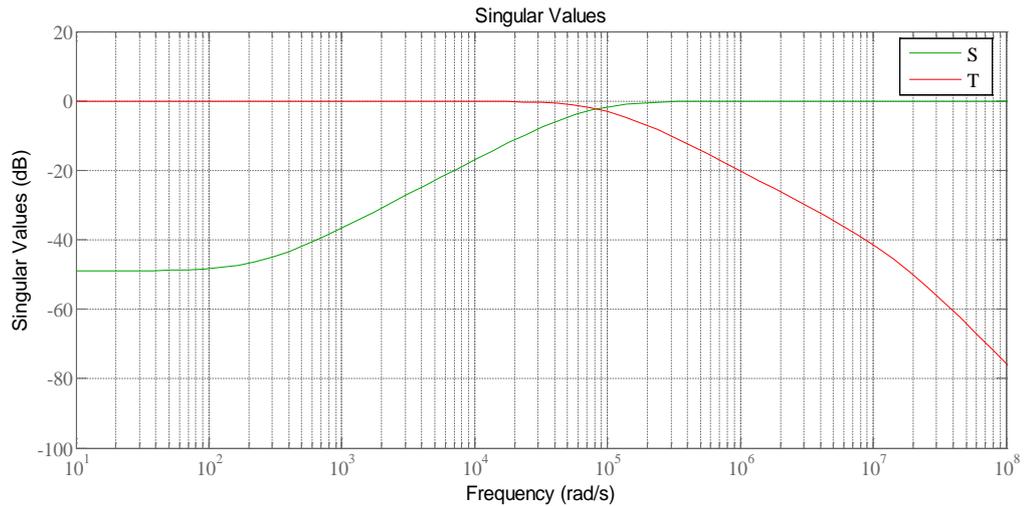
$$W_1 = \frac{s/M + \omega_0}{s + \omega_0 A} \quad \text{III.12}$$

$$W_3 = \frac{s + \omega_0/M}{As + \omega_0} \quad \text{III.13}$$

$$K(s) = \frac{2.388e07 S + 5.97e09}{S^2 + 1.679e07 S + 1.929e04} \quad \text{III.14}$$

Où  $A$  est le décalage d'état stationnaire maximal autorisé,  $\omega_0$  est la bande passante désirée et  $M$  est le pic de sensibilité ( $M \cong 1.5$  à  $2$ ) ;  $A = 10^{-4}$ .

La figure III.6 illustre le tracé fréquentiel des deux sensibilités  $S$  et  $T$  amenant à une norme  $\gamma = 1.516$  :



**Figure.III.6:** Réponse en fréquence des sensibilités T et S

Il est à noter que le régulateur  $H_\infty$  est valable pour les deux types de régulation de puissance active et réactive.

### III.1.2 Résultats de simulation et expérimentaux

Dans cette section, on s'intéresse aux résultats de simulation et expérimentaux du filtre actif parallèle (FAP) obtenus avec la commande directe de puissances avec modulation vectorielle DPC-SVM, dont l'objectif est d'améliorer les performances de la commande directe de puissance classique.

#### III.1.2.1 Résultats de simulation :

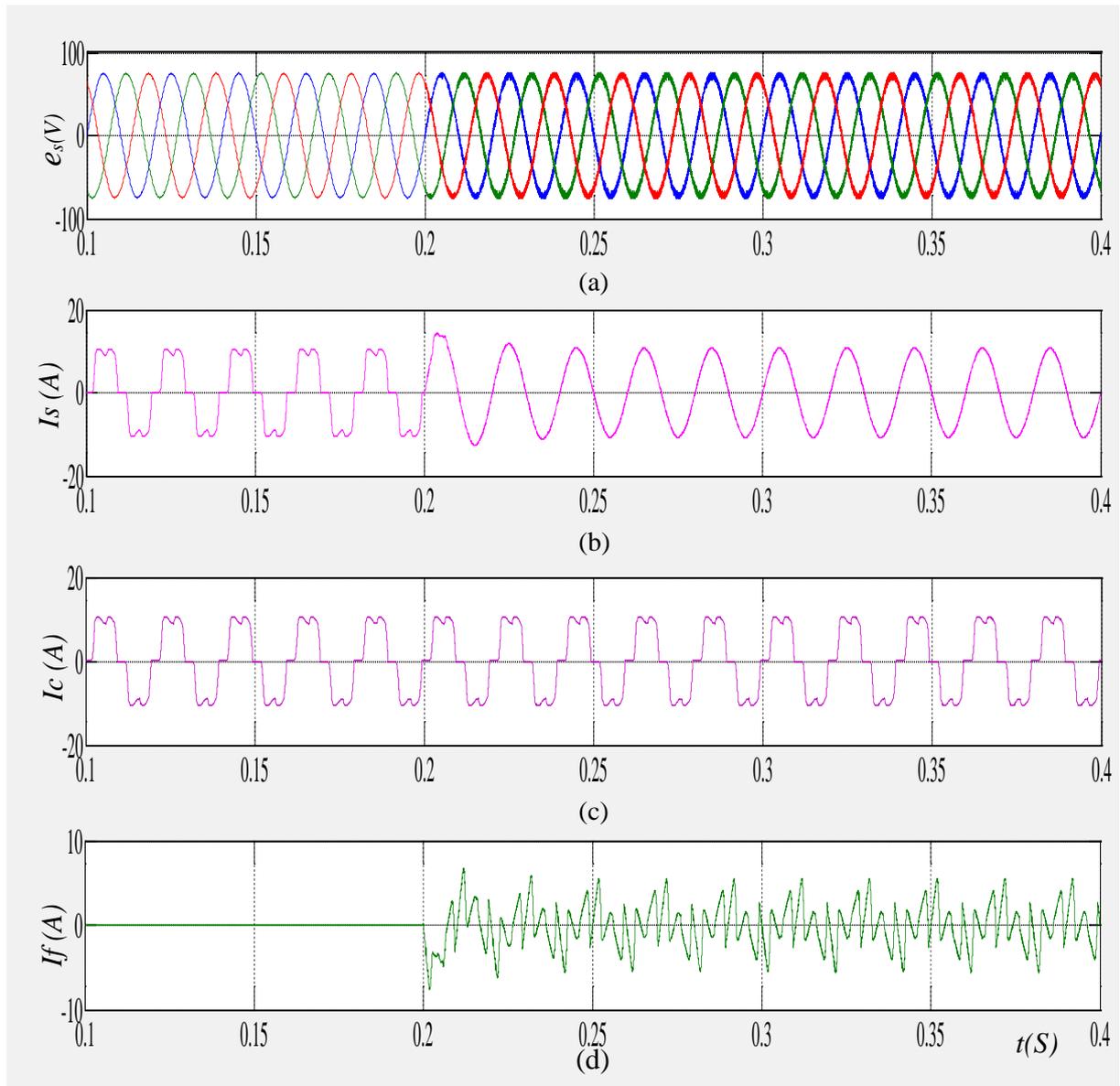
Les figures III.7- III.10 illustrent les performances de la commande DPC-SVM sous l'environnement matlab/Simulink et avec les mêmes paramètres de l'annexe A.1.

La figure III.7, montre respectivement les tracés des tensions de source  $e_s$ , du courant de source  $I_s$ , du courant de la charge  $I_c$ , et de celui du filtre  $I_f$ . Le filtre est mis en œuvre à  $t = 0.2$  s. A cet instant, les remarques suivantes sont extraites :

- 1- Le courant de source devient quasi-sinusoidale ;
- 2- La tension du bus continu, illustrée sur la figure III.8-a rejoint sa référence (173V), d'une manière apériodique pendant un temps de réponse de  $t = 0.60$  S ;
- 3- Le courant  $i_q$ , est l'image de la puissance réactive. Il converge vers une valeur nulle.

Sur la figure III.9 sont montrées les allures des puissances active et réactive. On peut remarquer que les deux quantités embrassent adéquatement leurs références, ce qui prouve l'efficacité des régulateurs  $H_\infty$  introduits. En outre, la puissance réactive est maintenue nulle, assurant ainsi un fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

Finalement la figure III.10 montre l'analyse spectrale du courant de source avant et après le filtrage. On peut clairement remarquer l'absence quasi-totale des harmoniques bas-ordre, où le THD passe de 22.6% à 0.71% après introduction du filtre.



**Figure.III.7:** Résultats de simulation de la commande DPC-SVM : tension de source (a), courant de charge (b), courant de source (c) et courant de filtre avant et après la mise en service du FAP à  $t = 0.2$  s

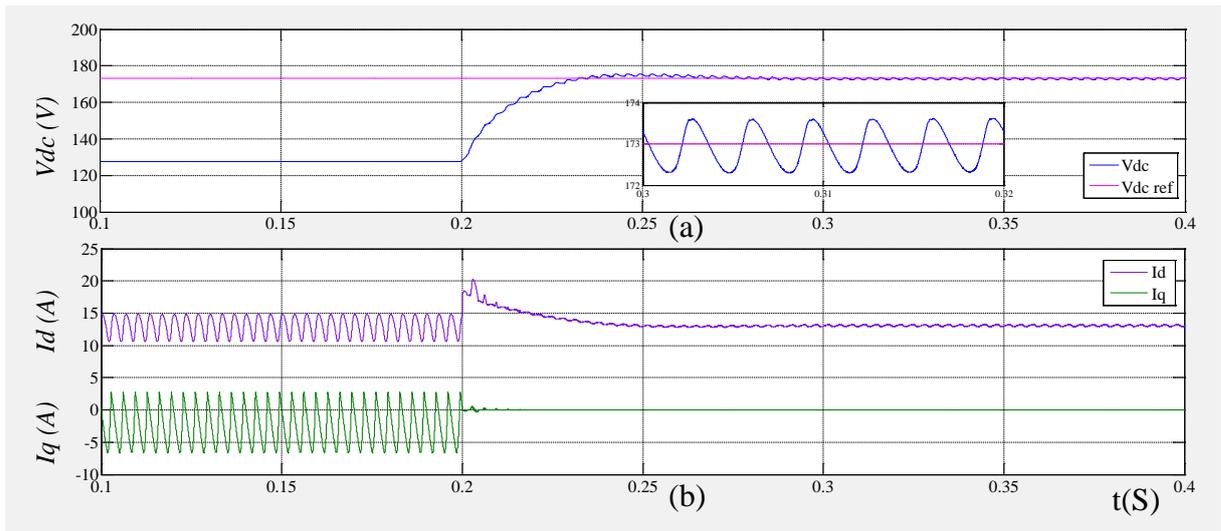


Figure.III.8: Allure de la tension du bus continu (a), courants de source dans le répare dq (b)

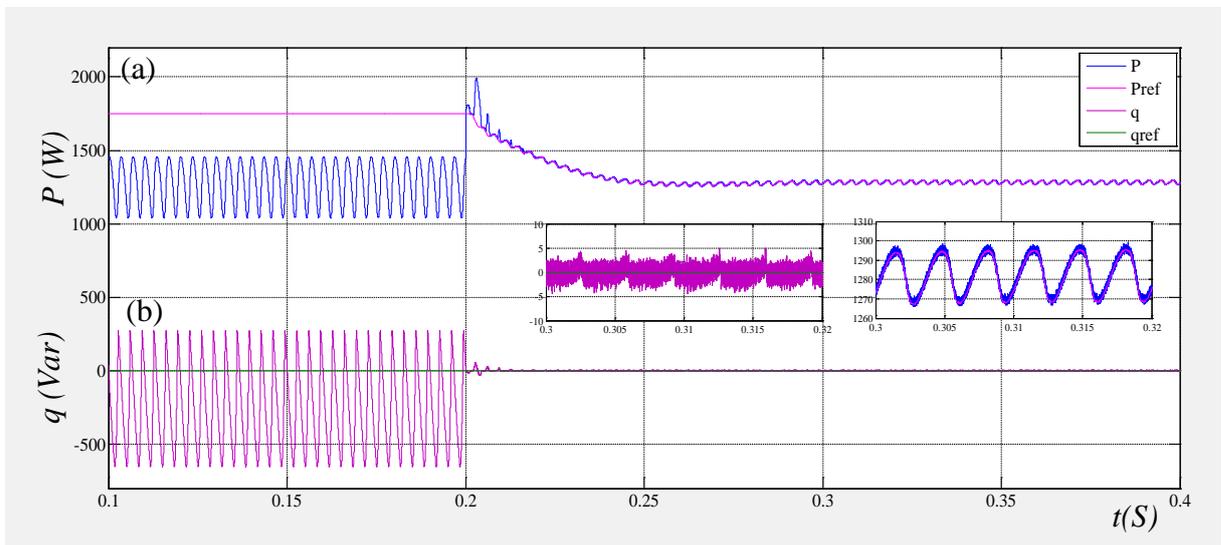


Figure.III.9: Allures des puissances actif (a), réactif (b) et leurs références avant et après la mise en service du FAP à  $t = 0.2$ s

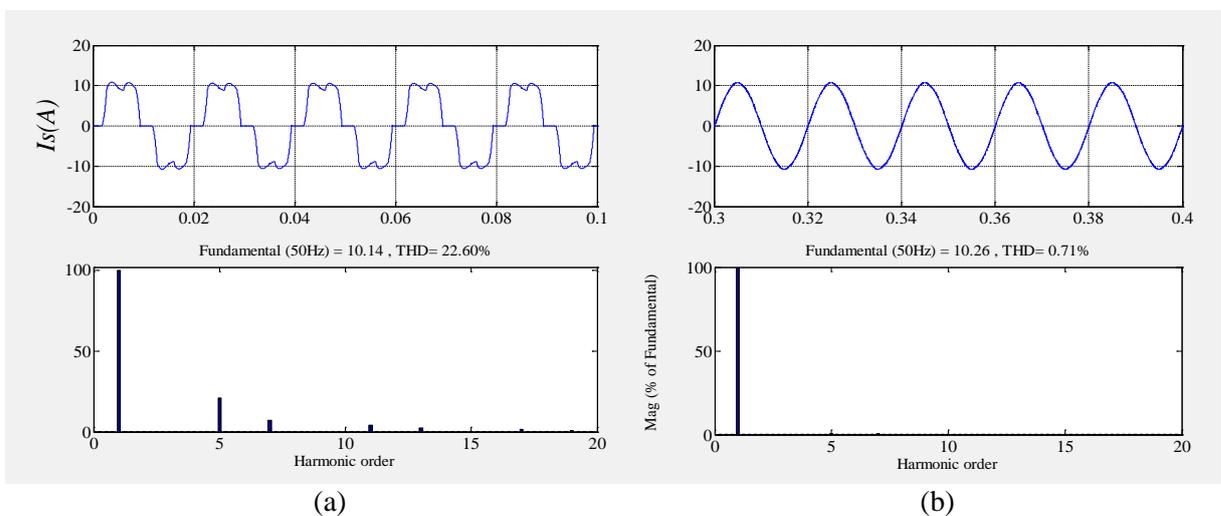
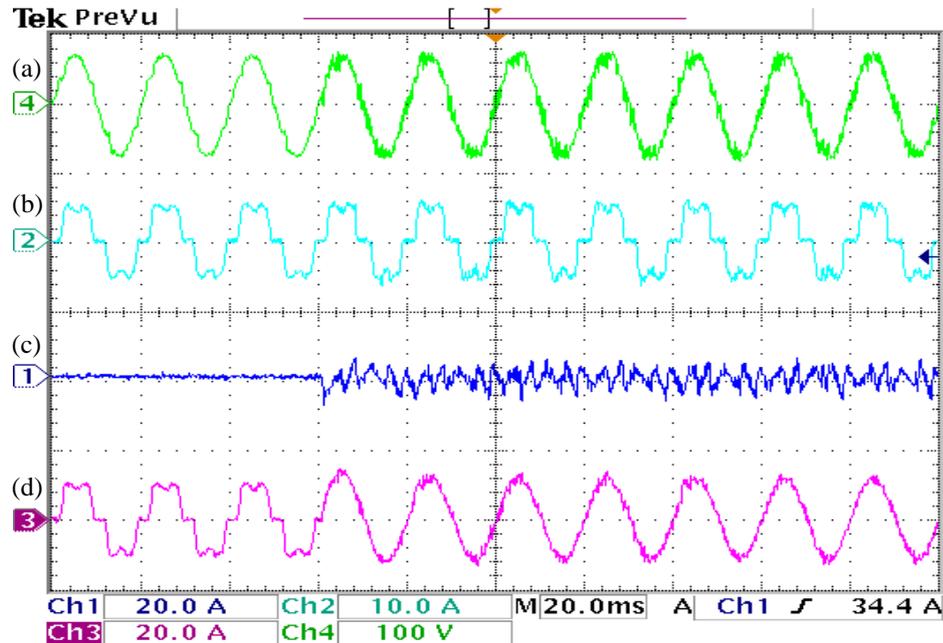


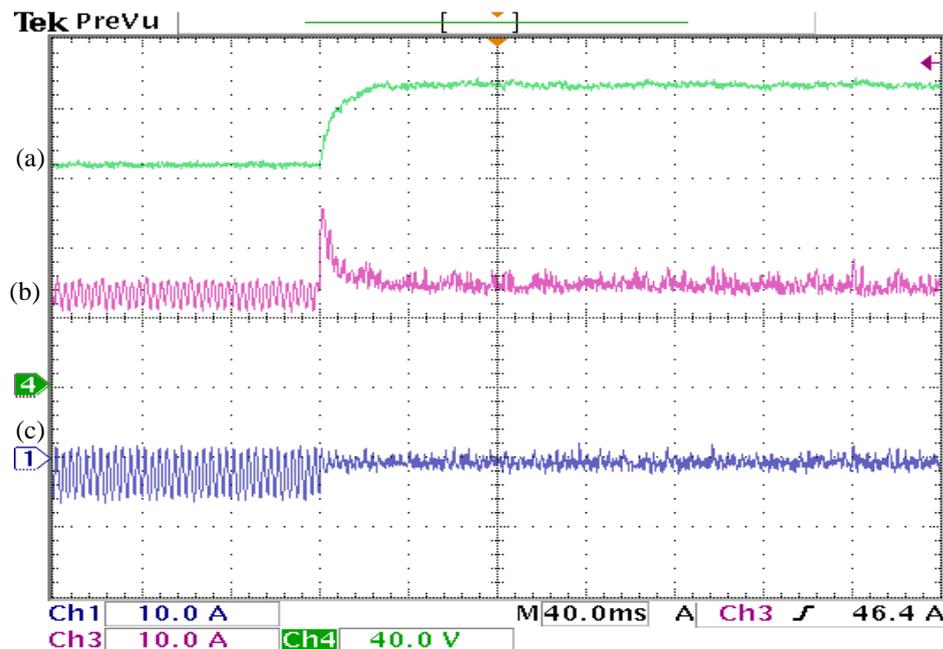
Figure.III.10: Analyse spectacle du courant de source avant (a) et après (b) la mise en service du FAP

### III.1.2.2 Résultats expérimentaux

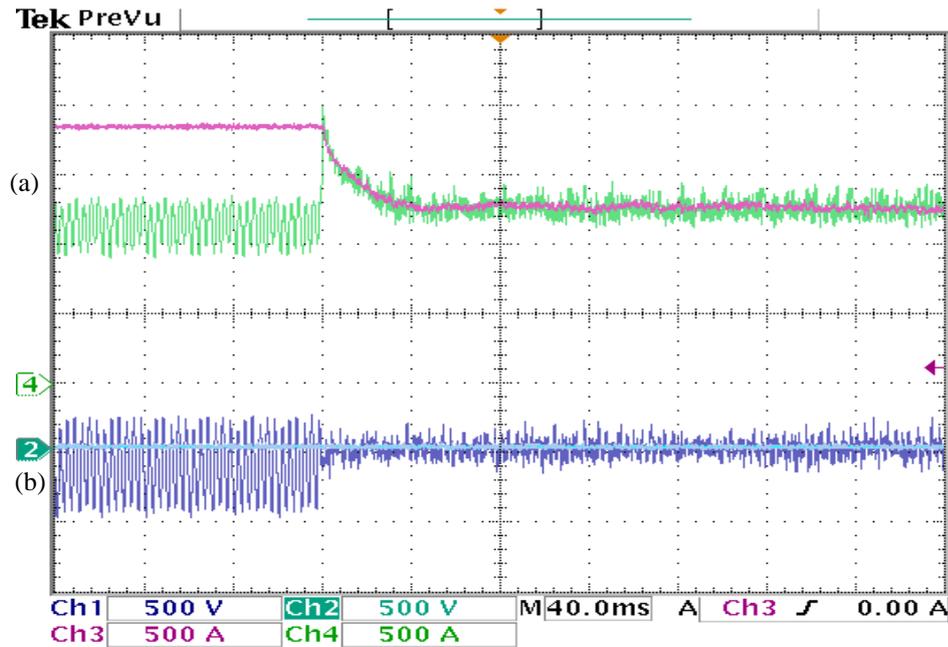
Dans cette sous-section, nous allons exposer la validation expérimentale de tous les résultats de simulation que nous avons déjà obtenus en régime permanent dans la partie précédente lors de la mise en œuvre du FAP avec la commande DPC-SVM.



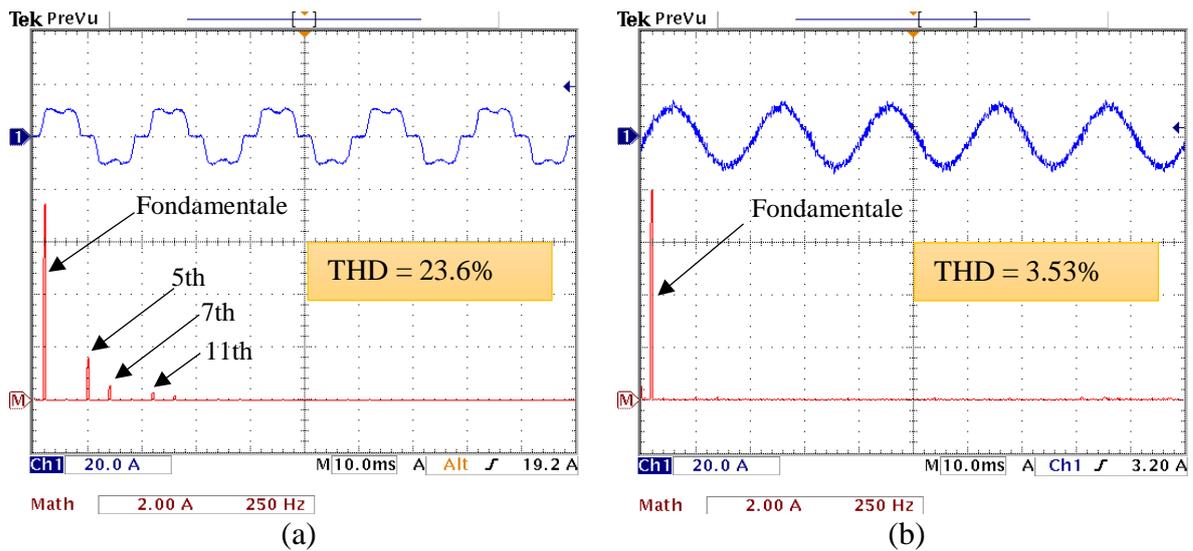
**Figure.III.11:** Résultats expérimentaux de la tension de source (a), courant de charge (b), courant de filtre (c) et courant de source (d) avant et après la mise en service du FAP



**Figure.III.12:** Résultats expérimentaux de la tension du bus continu (a) et courants de source dans le repère dq (b,c) avant et après la mise en service du FAP



**Figure.III.13:** Résultats expérimentaux des puissances actif (a), réactif (b) et leurs références avant et après la mise en service du FAP



**Figure.III.14:** Résultats expérimentaux du spectre harmonique du courant de source avant (a) et après (b) la mise en service du FAP

Les figures III.11 et III.12, illustrent respectivement de haut en bas les allures de la tension de source  $e_s$ , du courant de source  $I_s$ , et de la tension du bus continu  $V_{dc}$  et des courants  $I_d$ ,  $I_q$ . De ces résultats, on peut clairement constater :

- 1- Après la mise en œuvre du filtre, le courant de source reprend sa forme sinusoïdale avec un THD qui décline de 23.6% à 3.53% ;
- 2- La tension du bus continu rejoint sa référence sans dépassement ni erreur statique ;
- 3- Le courant en quadrature  $i_q$  est maintenu nul.

De même, sur les figures III.13, III.14 sont montrées les allures des puissances active  $P$  et réactive  $q$ , et le spectre du courant de source, après introduction du filtre FAP. De ces graphes les puissances active et réactive embrassent leurs références après un court transitoire. Le courant de source à son tour rejoint sa forme sinusoïdale, avec une analyse spectrale dépourvue d'harmoniques de bas-ordre.

Enfin, il est à noter que l'inconvénient de commande DPC-SVM réside dans l'addition des régulateurs  $H_\infty$  pour permettre une commande rapprochée de l'onduleur ce qui ajoute un effort de calcul supplémentaire.

### III.2 Commande directe de puissance prédictive DPC

Pour remédier aux inconvénients de la commande DPC-SVM précités, la commande prédictive (P-DPC) basée sur le modèle dynamique (MPC) est proposée pour obtenir une bonne performance transitoire et en régime établi. La commande (P-DPC) est obtenue par une combinaison du contrôle DPC et d'une sélection des vecteurs de commutation d'une manière prédictive [77]. Différents types de P-DPC ont été développés, qui diffèrent selon la sélection du vecteur optimal, et le temps d'application. Les algorithmes présentés peuvent être divisés en deux groupes principaux : Fonctionnement à une fréquence de commutation variable (VSF), ou à fréquence de commutation constante (CSF). Dans le premier cas, le contrôle n'applique qu'un seul vecteur de tension par période d'échantillonnage. Le vecteur approprié est choisi par minimisation de la valeur de la fonction coût, qui décrit le comportement du système [78]. Dans le deuxième cas, la commande sélectionne deux vecteurs de tension active et un vecteur de tension nulle [79]. Le but du contrôle prédictif est de calculer les temps d'application du vecteur optimal, afin de minimiser la valeur de la fonction coût. Cette stratégie a été présentée dans les travaux [67], [80].

#### III.2.1 Principe du contrôle DPC prédictif [1], [3], [45], [65]

Le principe de la commande P-DPC est similaire à la commande DPC, du moment qu'elle sélectionne et applique également un vecteur de tension pendant une période de contrôle. Cependant, le vecteur sélectionné n'est pas obtenu à partir d'une table de commutation prédéfinie, mais obtenu en minimisant une fonction coût. En général, la fonction coût est une combinaison linéaire d'erreur de puissance active et d'erreur de puissance réactive. En utilisant le modèle de système, la valeur future de la puissance active et de la puissance réactive pour chaque état de commutation peut être prédite.

Le vecteur de tension produisant une erreur de poursuite minimale de puissance est choisi comme le meilleur vecteur de tension. Il est clair que le vecteur sélectionné à partir de P-DPC est plus précis et efficace que celui de la table de commutation dans la DPC en raison de la prédiction de puissances à l'avenir. Afin d'élaborer un algorithme de commande DPC prédictive, il est obligatoire au début d'établir un modèle prédictif du filtre actif parallèle FAP, commandé à l'aide des puissances instantanées active et réactive. Les étapes qui conduisent à cet objectif sont détaillées ainsi :

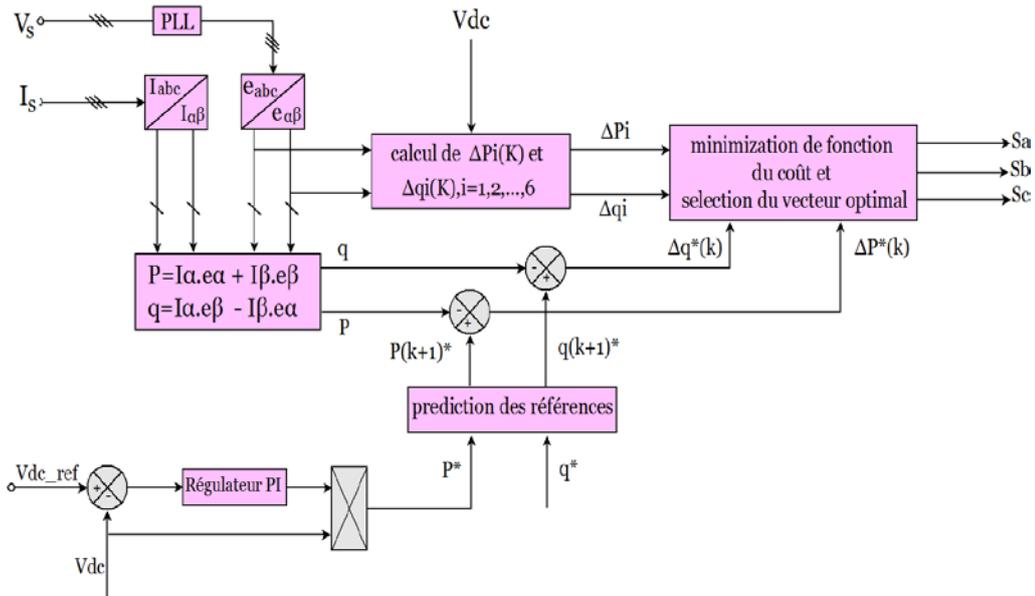


Figure.III.15: Principe de la commande DPC prédictive

**III.2.1.1 Calcul des puissances instantanées**

Comme illustré sur la figure III.15, la puissance active de référence  $P^*$  est obtenue via le régulateur PI du bus continu, alors que la puissance réactive de référence  $q^*$  est maintenue nulle. Pour un référentielle  $\alpha\beta$ , les puissances instantanées active et réactive sont quantifiées par :

$$\begin{cases} P = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \\ q = e_\alpha i_\beta - e_\beta i_\alpha \end{cases} \tag{III.15}$$

**III.2.1.2 Modèle prédictif du filtre actif parallèle triphasé**

La commande de puissance directe prédictive avec fréquence de commutation variable (VSF-P-DPC) est basée sur le modèle mathématique du FAP. En supposant que la période d'échantillonnage  $T_s$  est très petite par rapport à la période de la tension de source  $e_s$ , c'est-à-dire ( $T_s \ll T$ ), les deux composantes du vecteur de tension de source  $e_\alpha, e_\beta$  peuvent être considérées comme des constantes pendant la période d'échantillonnage.

Cette hypothèse permet d'écrire les composantes  $e_\alpha$ ,  $e_\beta$  comme suit :

$$\begin{cases} e_\alpha(k) = e_\alpha(k+1) \\ e_\beta(k) = e_\beta(k+1) \end{cases} \quad \text{III.16}$$

Pour une combinaison des équations III.15 et III.16, les puissances active et réactive dans le prochain instant d'échantillonnage sont données par le système suivant :

$$\begin{bmatrix} P(k+1) \\ q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha(k) & e_\alpha(k) \\ e_\beta(k) & -e_\beta(k) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha(k+1) \\ i_\beta(k+1) \end{bmatrix} \quad \text{III.17}$$

En conséquence, la variation des puissances active et réactive entre deux instants d'échantillonnage successifs peut être exprimée comme suit :

$$\begin{bmatrix} P(k+1) - P(k) \\ q(k+1) - q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha(k) & e_\alpha(k) \\ e_\beta(k) & -e_\beta(k) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha(k+1) - i_\alpha(k) \\ i_\beta(k+1) - i_\beta(k) \end{bmatrix} \quad \text{III.18}$$

En se référant à la figure III.15, les équations différentielles du FAP peuvent être exprimées comme suit :

$$L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha(t) \\ e_\beta(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} - r \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \quad \text{III.19}$$

En négligeant l'effet de la résistance série de l'inductance de couplage  $r$ , l'équation III.19 prend la forme suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_f} \left( \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \right) \quad \text{III.20}$$

D'une discrétisation de l'équations III.17, on obtient la variation de vecteur de courants entre deux périodes d'échantillonnage  $K$  et  $K+1$  :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(k+1) - i_\alpha(k) \\ i_\beta(k+1) - i_\beta(k) \end{bmatrix} = \frac{T_s}{L_f} \left( \begin{bmatrix} e_\alpha(k) \\ e_\beta(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_\alpha(k) \\ v_\beta(k) \end{bmatrix} \right) \quad \text{III.21}$$

En substituant l'expression de l'équation III.21 dans l'équation III.17, on obtient le modèle prédictif du FAP, basé sur les puissances active et réactive instantanées :

$$\begin{bmatrix} P(k+1) \\ q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(k) \\ q(k) \end{bmatrix} + \frac{T_s}{L_f} \begin{bmatrix} e_\alpha(k) & e_\alpha(k) \\ e_\beta(k) & -e_\beta(k) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_\alpha(k) - v_\alpha(k) \\ e_\beta(k) - v_\beta(k) \end{bmatrix} \quad \text{III.22}$$

D'après l'équation III.22, il est clair que l'inductance de couplage  $L_f$  et la période d'échantillonnage ' $T_s$ ' sont les seuls paramètres impliqués dans le modèle prédictif du FAP.

### III.2.1.3 Prédiction des références

La prédiction des références est une étape essentielle pour toute stratégie de commande qui utilise une approche prédictive parce que ces références prédictives participent dans le processus de calcul des grandeurs de contrôle à chaque instant d'échantillonnage. Dans notre cas, la commande P-DPC a besoin d'une prédiction des références des puissances instantanées active et réactive  $P^*(k+1)$  et  $q^*(k+1)$ .

La puissance active de référence est calculée à partir de la sortie du régulateur de tension du bus continu  $V_{dc}$  ; par contre la référence de la puissance réactive est mis à zéro pour assurer un facteur de puissance unitaire. Pour cela, la prédiction des références des puissances active et réactive sont données par la relation suivante :

$$\begin{cases} P^*(k+1) = 2.P^*(k) - P^*(k-1) \\ q^*(k+1) = q^*(k) \end{cases} \quad \text{III.23}$$

Le principe de la prédiction de la puissance active est illustré sur la figure ci-dessous :

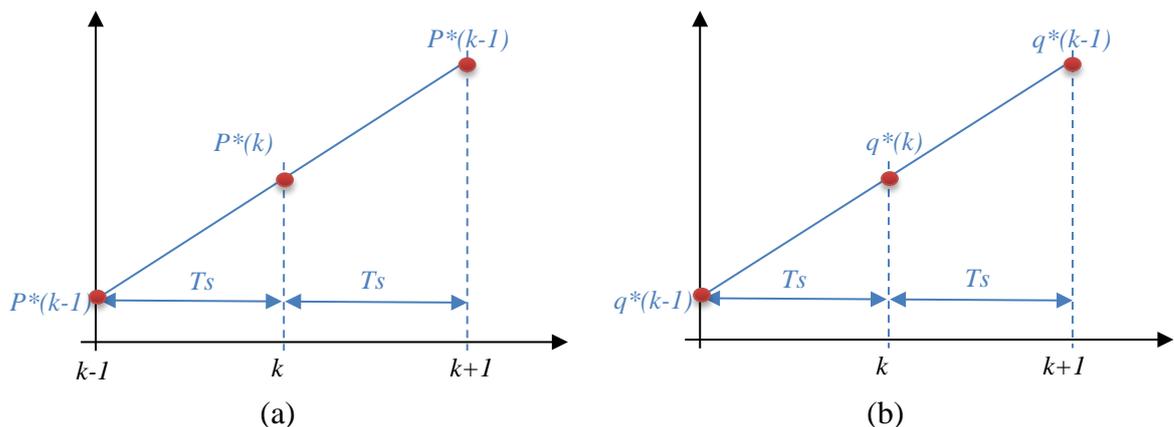


Figure.III.16: Principe de prédiction des puissances active et réactive de référence

### III.2.1.4 Sélection du vecteur de commande optimal

La commande P-DPC peut obtenir une bonne performance en régime permanent et une réponse dynamique rapide en sélectionnant le vecteur de tension optimal, ce qui minimise l'erreur entre la puissance de référence et la puissance réelle. Le vecteur de commande optimal est issu d'une minimisation d'une fonction coût pour les sept états de l'onduleur de tension à deux niveaux. La fonction objective pour la régulation des puissances active et réactive est généralement choisie comme une somme carrée ou absolue du terme d'erreur des puissances instantanées :

$$F = (\Delta P^*(K) - \Delta P_i)^2 + (\Delta q^*(K) - \Delta q_i)^2, \quad i = 0, 1, \dots, 6. \quad \text{III.24}$$

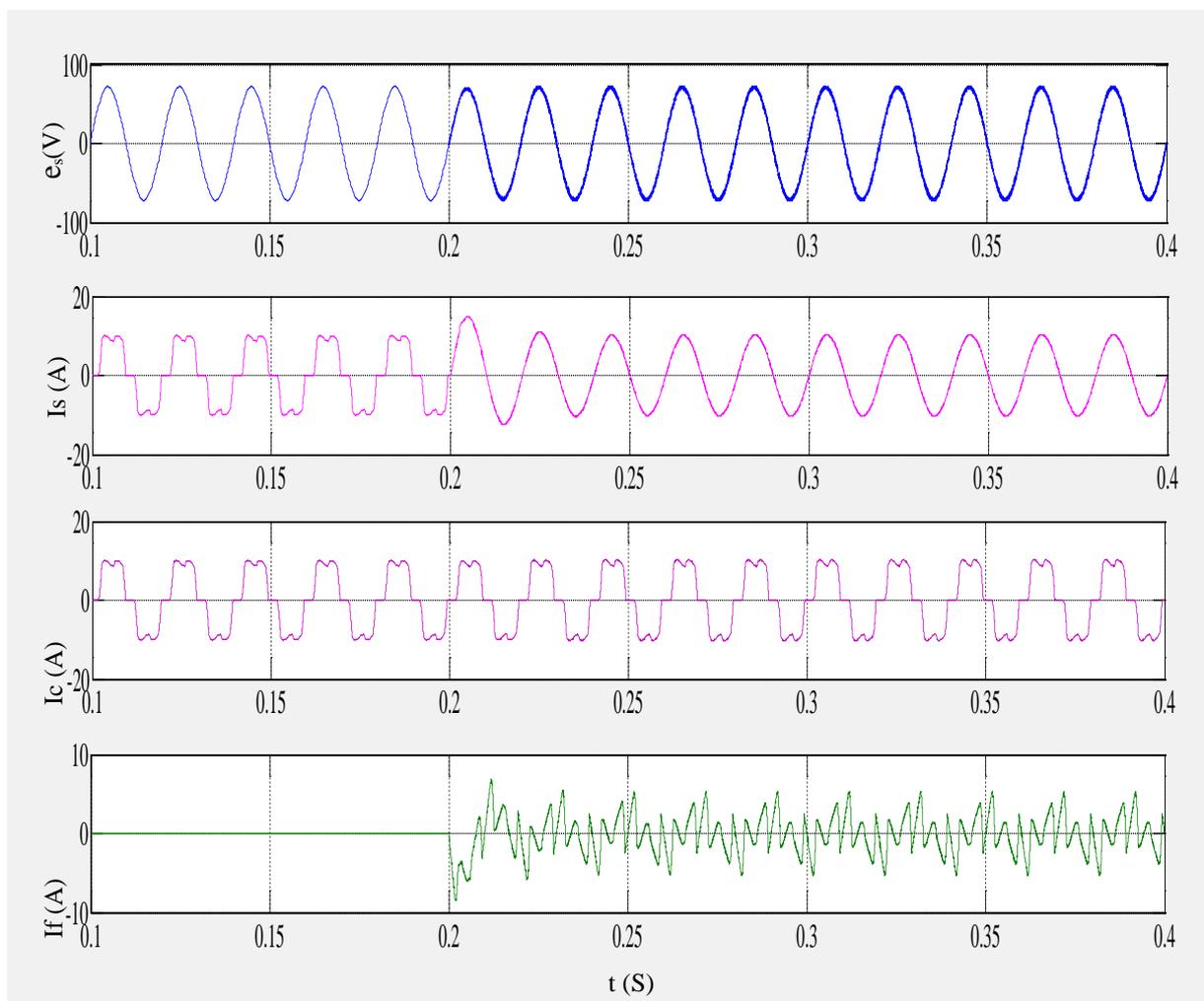
## III.2.2 Résultats de simulation est expérimentaux

### III.2.3 Résultats de simulation

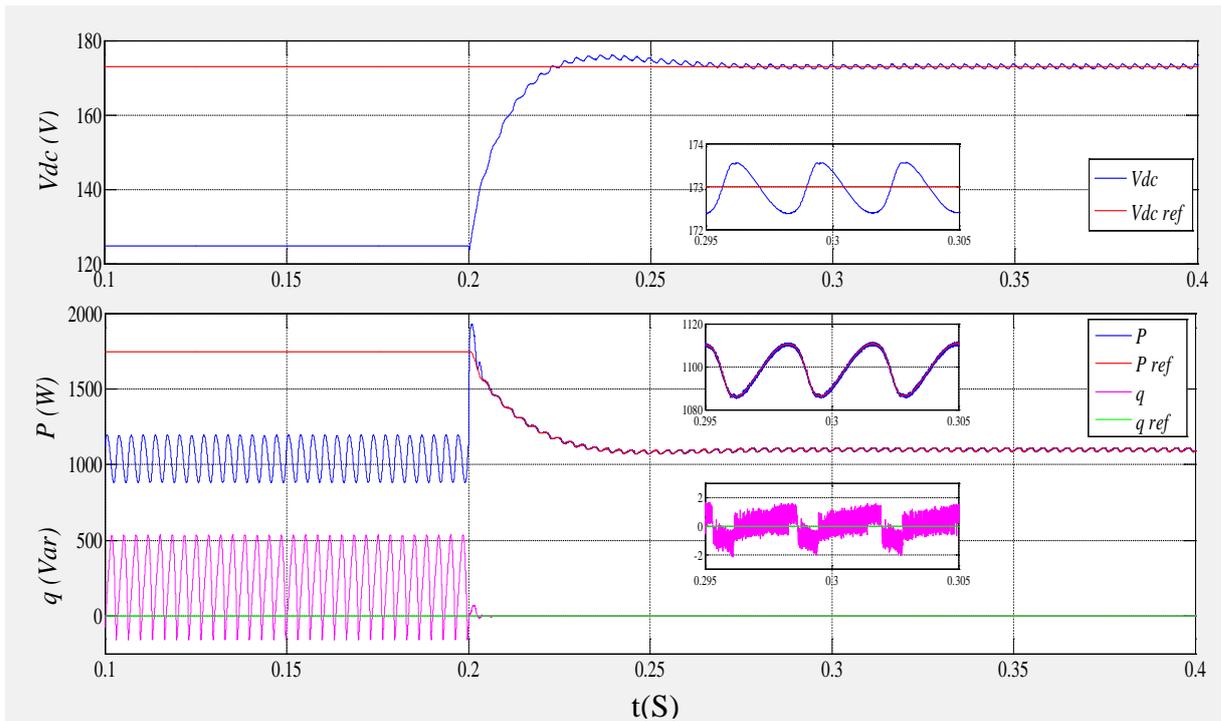
Dans cette partie, nous allons montrer les résultats de simulation de la commande P-DPC. On va évaluer la robustesse de cette commande appliquée au FAP en régime permanent lors de la mise en service du FAP d'une part, et quand la charge non linéaire subit un changement brusque. Les résultats de simulation sont illustrés par les figures III.17-21 :

#### III.2.3.1 Comportement du FAPP en régime permanent

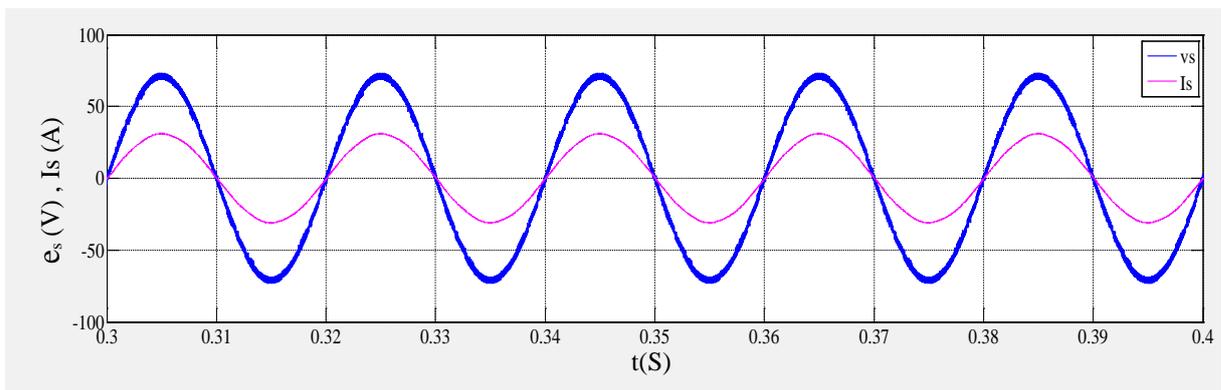
Pour étudier la performance du contrôle P-DPC proposé, la première simulation a été réalisée avec une charge fixe, et où le FAP est mis en œuvre à  $t = 0,2$  s.



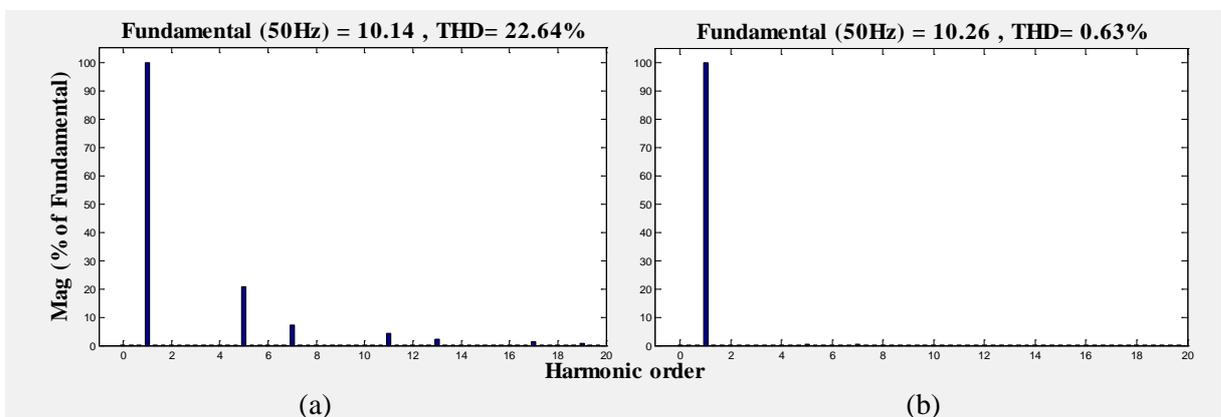
**Figure.III.17:** Résultats de simulation de la tension de source  $e_s$ , courant de charge  $I_c$ , courant de source  $I_s$  et courant de filtre  $I_f$  avant et après la mise en service du FAP a  $t = 0.2$  s



**Figure.III.18:** Résultats de simulation de la tension du bus continu  $V_{dc}$ , la puissance active  $P$ , réactive  $q$  et leurs références avant et après la mise en service du FAP à  $t = 0.2$ s



**Figure.III.19:** Courant et tension de source en phase (phase a).



**Figure.III.20:** Analyse spectrale du courant de source avant (a) et après (b) la mise en service du FAP

Sur la figure III.17 sont présentées, de haut en bas : les formes d'ondes de la tension du réseau  $e_s$ , du courant de la charge polluante  $I_c$ , du courant du réseau  $I_s$  et du courant  $I_f$  de filtre. A partir de ces résultats, nous pouvons observer qu'avant la mise en service du FAP, la charge non linéaire est directement alimentée par la source de tension, influant ainsi sur le courant de source. Puis à l'instant  $t = 0.2$  S, la commande de P-DPC est compilée, et le FAP commence à injecter des courants harmoniques  $I_f$ , ce qui permet, après un transitoire de  $t = 0.60$  S au courant de source de redevenir sinusoïdal (figure III.17-b).

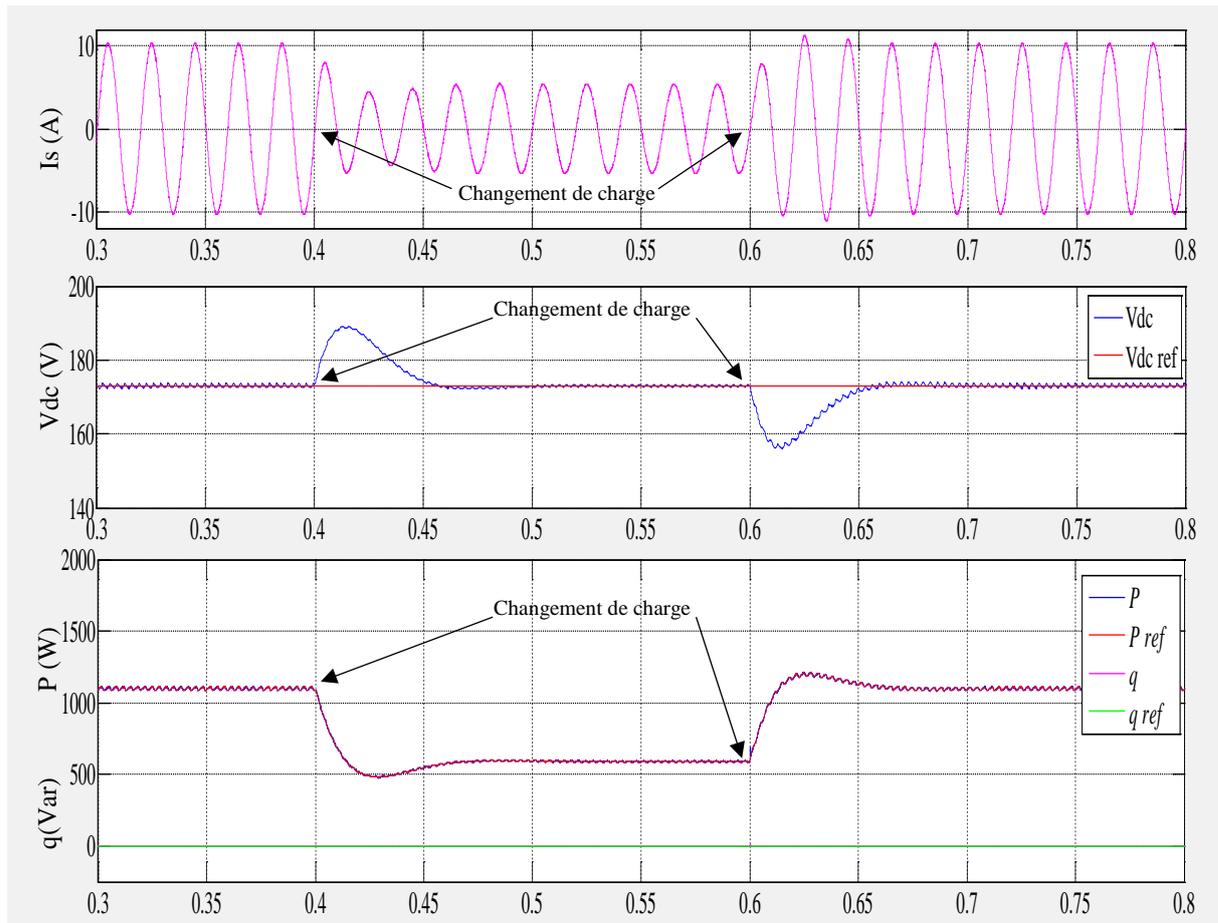
Sur la figure III.18, sont montrés les tracés de la tension du bus continu et des puissances active et réactive. Dès la compilation de la commande P-DPC à  $t = 0.2$  s, les constats suivants sont collectés :

- 1- La tension  $V_{dc}$  du bus continu atteint rapidement sa référence  $V_{dc-ref}$  de 173 V après un transitoire de  $t = 0.60$  S sans dépassement (figure III.18-a) ;
- 2- La puissance active rejoint sa référence d'une façon apériodique, alors que la puissance réactive est maintenue nulle (figure III.18-a).

Finalement la figure III.19 illustre un échantillon de la tension et du courant du réseau en régime établi, alors que la figure III.20, montre l'analyse spectrale du courant du réseau. On peut clairement remarquer que la tension et le courant deviennent en phase dès la mise en œuvre du FAP, amenant à un fonctionnement à facteur de puissance unitaire. En outre, le spectre du courant présente une diminution de la fondamentale en basse fréquence, et ou le THD décroît de 22.6% à 0.63%.

### III.2.3.2 Comportement du FAP en régime transitoire

Pour montrer les bonnes performances de la commande P-DPC en transitoire, la valeur de la charge non linéaire est modifiée à  $t_1 = 0,4$  s et à  $t_2 = 0.6$  s, respectivement de  $12 \Omega$  à  $24 \Omega$  et inversement. La figure III.21 illustre les performances de la commande P-DPC :



**Figure.III.21:** Résultats de simulation du transitoire lors de la variation de la charge non linéaire

La robustesse de cette commande appliquée au FAP est prouvée par le fait que le courant de source  $I_s$  reste purement sinusoïdal et inaffecté par les changements brusques de la charge non linéaire aux instants  $t_1 = 0.4$  s et  $t_2 = 0.6$  s (Figure III.21-a). En effet, nous remarquons que suite à ce double changement de charge, l'appel en courant est instantané et non affecté, ni de sa forme sinusoïdale ni de sa qualité. Cependant, il y a eu un léger creux au niveau de la tension du bus continu pendant un transitoire de 60 ms (Figure III.21-b).

Par ailleurs, la figure III.21.c expose les allures des puissances instantanées active  $P$  et réactive  $q$ . On remarque que dès la mise en service du FAP à l'instant  $t = 0.2$  s et lors du double saut de charge aux instants  $t_1$  et  $t_2$ , la puissance active reprend à chaque fois sa valeur optimale après un court transitoire. Cependant, la puissance réactive continue à osciller autour de zéro, ce qui démontre la robustesse de la commande P-DPC pour la compensation de la puissance réactive en régime transitoire. En conclusion, tous ces résultats de simulation obtenus confirment la robustesse et la bonne réponse dynamique de la commande P-DPC appliquée.

### III.2.4 Résultats expérimentaux

De manière analogue aux commandes DPC conventionnelle et DPC-SVM, les essais expérimentaux sont achevés dans les mêmes conditions et avec les mêmes paramètres utilisés en simulation (Annexe A.1), et où  $T_s = 10^{-4}$  s, dans le but de pouvoir mener une étude comparative. Dans cette partie, nous allons exposer la validation expérimentale de tous les résultats de simulation que nous avons déjà obtenus en régime permanent et en régime transitoire afin d'évaluer les performances du FAP et d'observer la robustesse et l'efficacité de la commande P-DPC.

#### III.2.4.1 La mise en service du FAP (régime permanent)

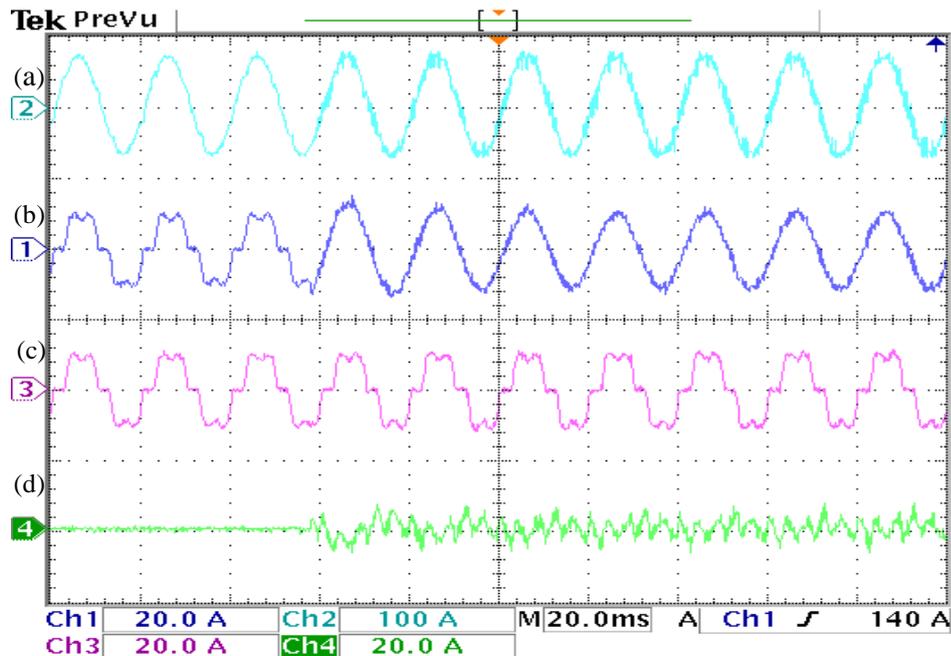
Les figures III.22-27 présentent respectivement, de haut en bas, la tension de source  $e_s$ , le courant de charge  $I_c$ , le courant de source  $I_s$ , le courant de filtre  $I_f$  et la tension du bus continu  $V_{dc}$ , et l'allure des puissances instantanées active  $P$  et réactive  $q$  avant et après la mise en œuvre du FAP.

D'après ces résultats, on peut remarquer qu'avant la mise en service du FAP, le courant du réseau  $I_s$  reproduit la forme de courant de charge non linéaire  $I_c$ ; la tension du bus continu est chargée à  $V_{dc0} = 125$  V via les diodes antiparallèles de l'onduleur de tension, alors que les puissances active et réactive présentent des oscillations importantes autour de leurs valeurs moyennes, causées par la charge non linéaire. Par contre, après la mise en service du FAP par la compilation de la commande P-DPC, il apparaît clairement que ce dernier arrive à améliorer la qualité de l'énergie en compensant une bonne partie des harmoniques générés par la charge non linéaire par l'injection du courant du filtre  $I_f$ , dans le réseau électrique.

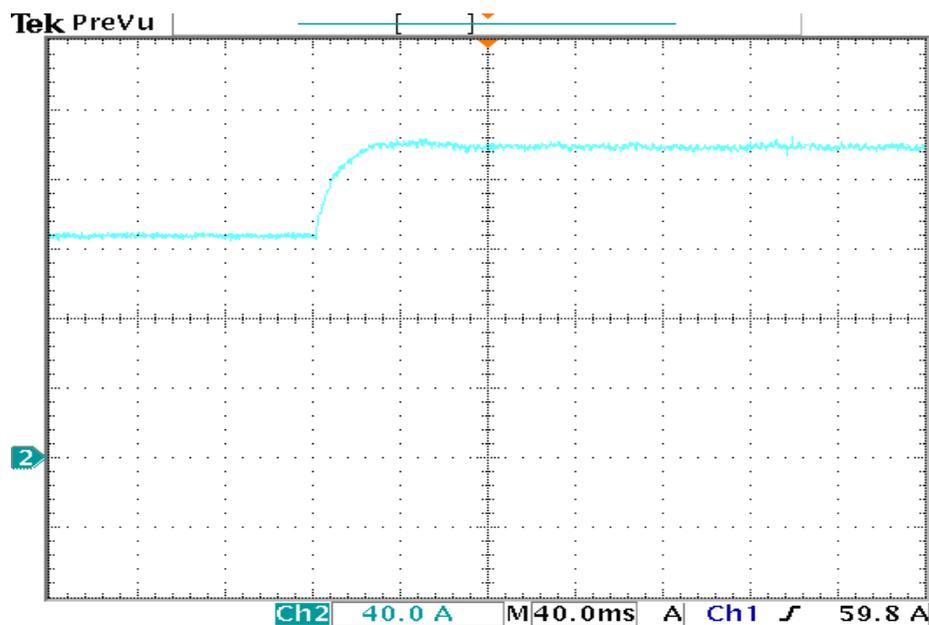
En effet, le courant de source  $I_s$ , comme le montre la figure III.22.b, récupère sa forme sinusoïdale avec un THDi qui diminue de 23.6% à 3.12%. Ce dernier est maintenu en phase avec la tension du réseau, comme illustré sur la figure III.25.

La tension du bus continu  $V_{dc}$  (figure II.23) et la puissance active  $P$  (figure II.24-a) restent bien régulées et convergent vers leurs valeurs de références  $V_{dc\_ref}$  et  $P^*$  imposées après une phase transitoire de  $t = 0.60$  s, avec un minimum d'ondulations. De plus, la puissance réactive illustrée sur la figure III. 24-a est maintenue nulle amenant à un fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

La figure III.26, illustre l'analyse spectrale du courant de source avant et après la compilation de la commande P-DPC. Comme il peut être constaté ; le spectre est diminué par sa fondamentale avec une absence quasi-totale des harmoniques de bas ordre, permettant ainsi au THD de diminuer de 23.6% à 3.12%. Finalement, la figure III.27 montre le diagramme vectoriel de la tension et de courant du réseau, qui se mettent en coïncidence après l'introduction du filtre.



**Figure.III.22:** Résultats expérimentaux de la tension de source (a), courant de charge (b), courant de source(c) et courant de filtre (d) avant et après la mise en service du FAP



**Figure.III.23:** Résultats expérimentaux de tension du bus continu

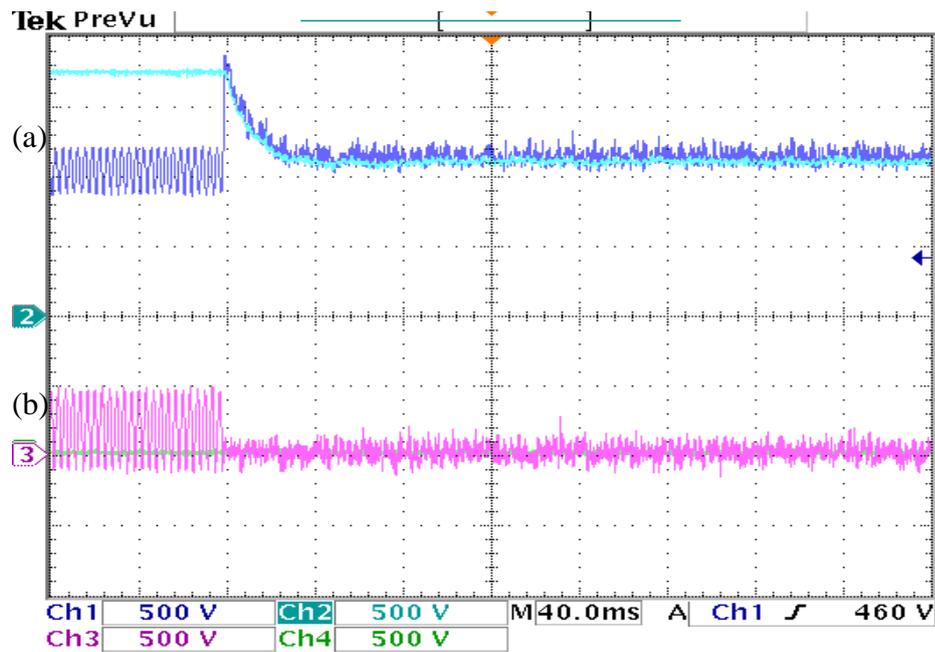


Figure.III.24: Résultats expérimentaux de la puissance active (a), réactive (b) et leurs références avant et après la mise en service du FAP

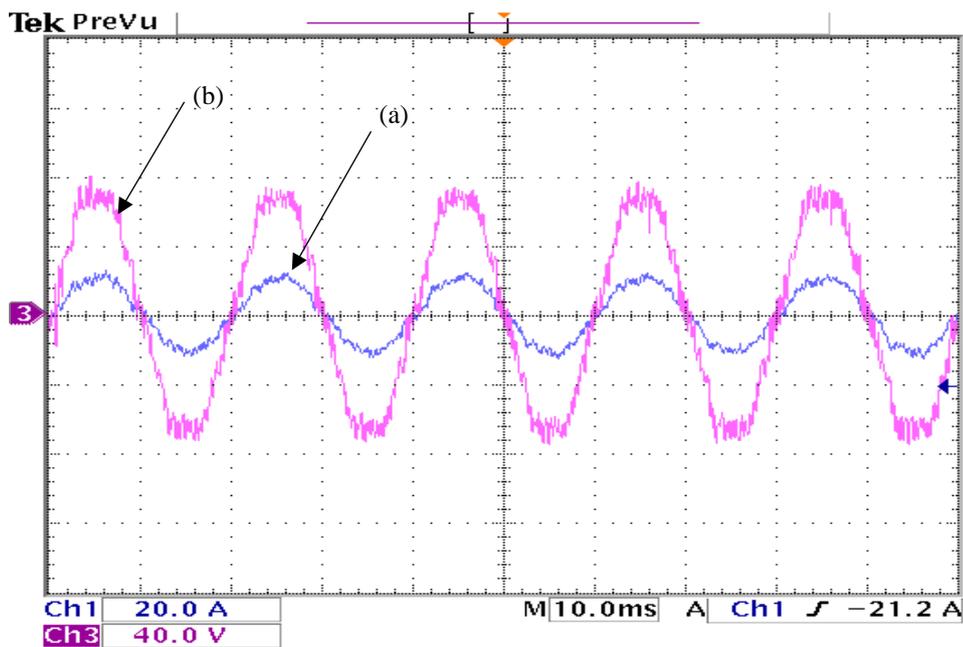


Figure.III.25: Courant (a) et tension (b) de source en phase

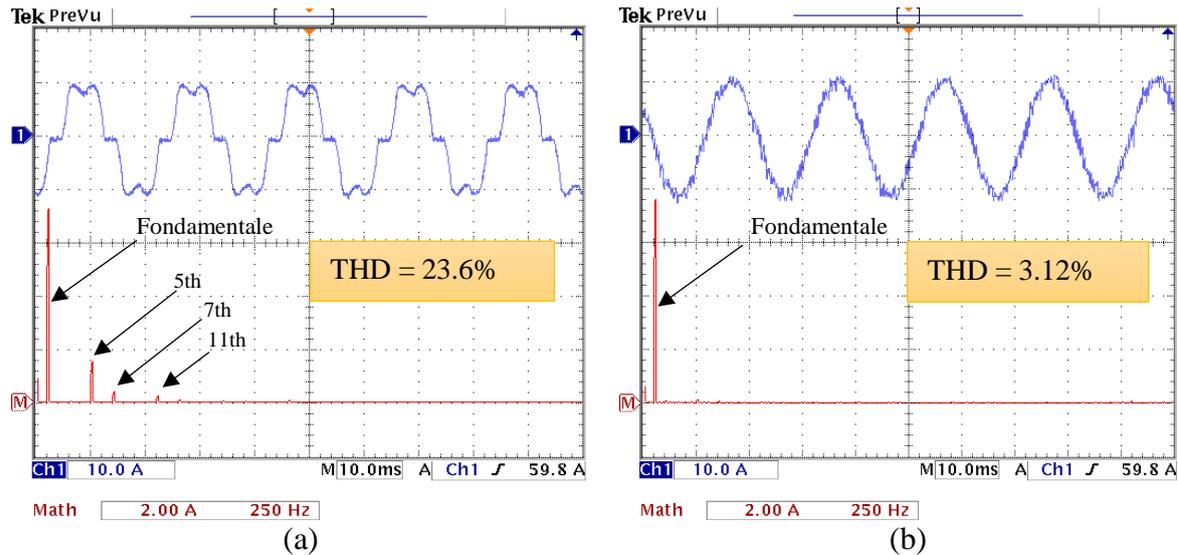


Figure.III.26: Analyse spectrale du courant de source avant (a) et après (b) la mise en service du FAP.

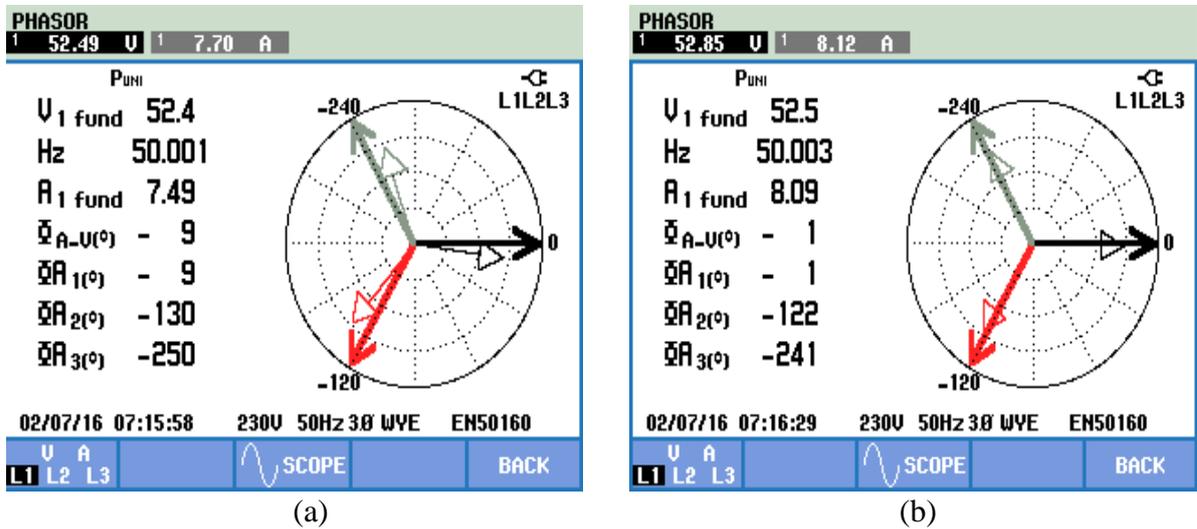
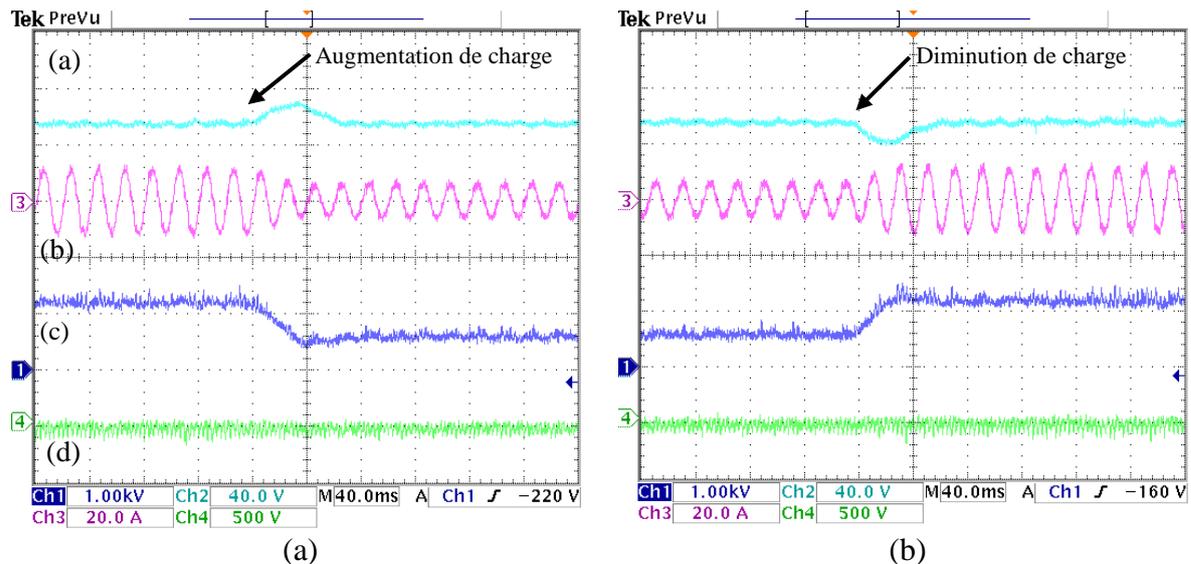


Figure.III.27: Diagramme vectoriel de la tension et du courant de source avant (a) et après (b) le filtrage.

### III.2.5 Variation de la charge non linéaire

Dans cette partie, on va tester expérimentalement le comportement du système en régime transitoire lors d'un changement brusque de la charge non linéaire afin d'évaluer la rapidité et la robustesse de la commande *P-DPC* appliquée au FAP.

La figure III.28 représente, de haut en bas les allures de la tension du bus continu **V<sub>dc</sub>**, du courant de source **I<sub>s</sub>**, des puissances active **P** et réactive **q**, lors d'une variation de la charge.



**Figure.III.28:** Résultats expérimentaux du transitoire lors de la variation de la charge non-linéaire

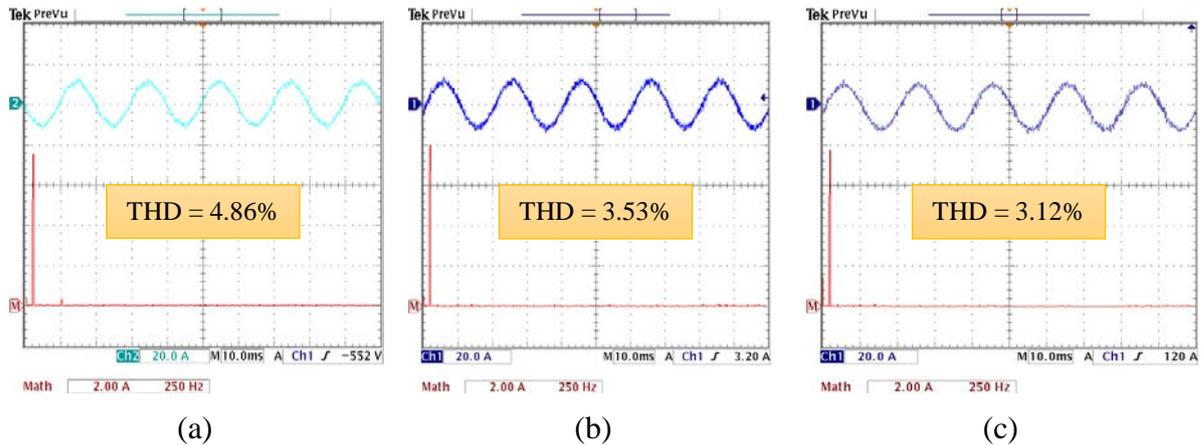
La robustesse de cette commande est prouvée par le fait que le courant de source  $I_s$  reste purement sinusoïdal et inaffecté par cette variation de charge (figure III.28-b). Par ailleurs, on constate que la tension de bus continu  $V_{dc}$  (figure III.28-a) reste régulée à sa valeur de référence après un court transitoire de 60ms. En outre, sur la Figure III.28-c, on observe aussi que la puissance active  $P$  subit une augmentation relative à cette variation de charge, cependant la puissance réactive  $q$  oscille autour de sa valeur moyenne presque nulle (figure III.28-d).

Enfin, la simulation et les résultats expérimentaux montrent que la méthode DPC prédictive proposée réduit efficacement les ondulations de puissance même dans des conditions de fonctionnement à charge variable.

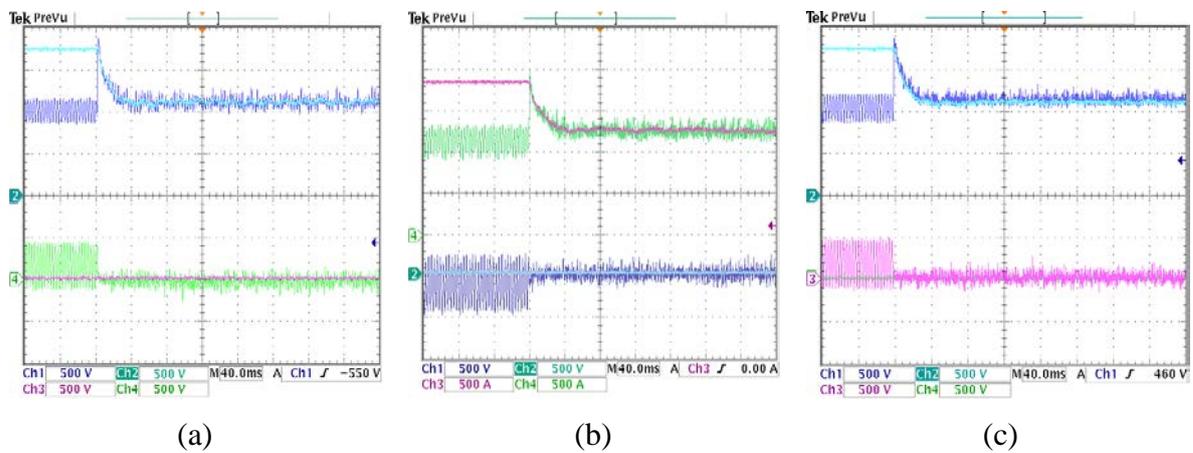
### III.3 Etude comparative

Afin de vérifier l'efficacité et les performances de l'algorithme de contrôle P-DPC ; dans cette section nous proposons une étude comparative entre les trois stratégies de commande proposées précédemment dans le chapitre II et le présent chapitre, qui sont : La commande DPC classique, la commande DPC avec modulation vectorielle et la commande DPC prédictive. Les critères de performance adoptés pour mener cette étude sont :

L'ondulation de puissance et le taux de distorsion des courants THDi. Il est à noter que tous les essais expérimentaux pour les trois stratégies de contrôle sont réalisés dans les mêmes conditions et avec les mêmes paramètres qu'en simulation (annexe A.1) afin de pouvoir mener une étude comparative.



**Figure.III.29:** Analyse spectrale du courant de source après le filtrage résultant des commandes DPC (a), DPC-SVM (b) et P-DPC



**Figure.III.30:** Les puissance active et réactive résultant des commandes DPC (a), DPC-SVM (b) et P-DPC (c)

A partir des figures III.29 et III.30, on peut constater que :

- 1- La mise en service de la commande P-DPC, issue de la minimisation de la fonction coût, a permis d'obtenir un taux d'harmoniques le plus faible  $THD = 3.12\%$  (figure III.29).
- 2- La stratégie P-DPC a permis d'obtenir une réponse dynamique plus rapide que celles des deux autres méthodes, constatée sur la figure III.30 et avec un état stable présentant des ondulations autour des références légèrement meilleures que la DPC-SVM.

## Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux combinaisons entre la commande DPC classique avec une modulation vectorielle (DPC-SVM) et une stratégie de commande prédictive (P-DPC) pour remédier aux inconvénients de la commande DPC conventionnelle présentée dans le chapitre II. La première approche est basée sur le remplacement de table de commutation et les régulateurs à hystérésis par un modulateur vectorielle et des régulateurs  $H_{\infty}$  pour assurer un fonctionnement sous une fréquence de commutation constante. La deuxième approche est basée sur la sélection du vecteur de commande optimale qui doit être appliqué durant la période de commutation.

Les résultats de simulation et expérimentaux obtenus aussi bien en régime permanent qu'en transitoire sont présentés dans ce chapitre. Ils montrent la faisabilité des deux techniques de contrôle proposées et valident ainsi les algorithmes de commande élaborés. De bonnes performances sont obtenues en régimes permanent et transitoire surtout pour le cas de la commande P-DPC qui est bien supérieure au niveau des THDi et ondulation des puissances par rapport aux autres techniques.

Vu les avantages remarquables de la commande P-DPC, constatés théoriquement et expérimentalement dans le chapitre suivant, nous allons nous limiter uniquement à cette commande à l'association du filtre actif parallèle avec un système photovoltaïque connecté au réseau.

# Chapitre 4

*Association  
d'un FAP avec  
un Générateur PV*

## Introduction

Dans le présent chapitre, le deuxième volet de ce travail sera exposé. Il est consacré en fait à l'association du filtre actif parallèle avec un générateur photovoltaïque afin d'injecter la puissance maximale extraite au réseau électrique, opérant ainsi comme une source d'appoint. Il est à signaler que les performances du FAP précédemment seront gardées. Pour ce faire, le chapitre commence par la modélisation de la chaîne de conversion PV, notamment le générateur PV et le convertisseur DC-DC boost associé, les deux commandes MPPT proposés, basés sur la logique floue et le mode glissant, et enfin la simulation et la validation expérimentale de ces techniques seront exposées de manière comparative. Pour la commande du FAP nous nous sommes limités uniquement à la commande P-DPC comme on l'a déjà mentionné dans le chapitre précédent. Les paramètres de la simulation et la validation expérimentale sont montrés dans l'annexe A.1.

### IV.1 Modélisation de la chaîne de conversion photovoltaïque

#### IV.1.1 Modélisation du générateur PV

Le fonctionnement d'un générateur PV est décrit par le modèle « standard » à une diode, établi par Schockley, et généralisé au générateur PV, en le considérant comme un ensemble de cellules identiques branchées en série et /ou en parallèle.

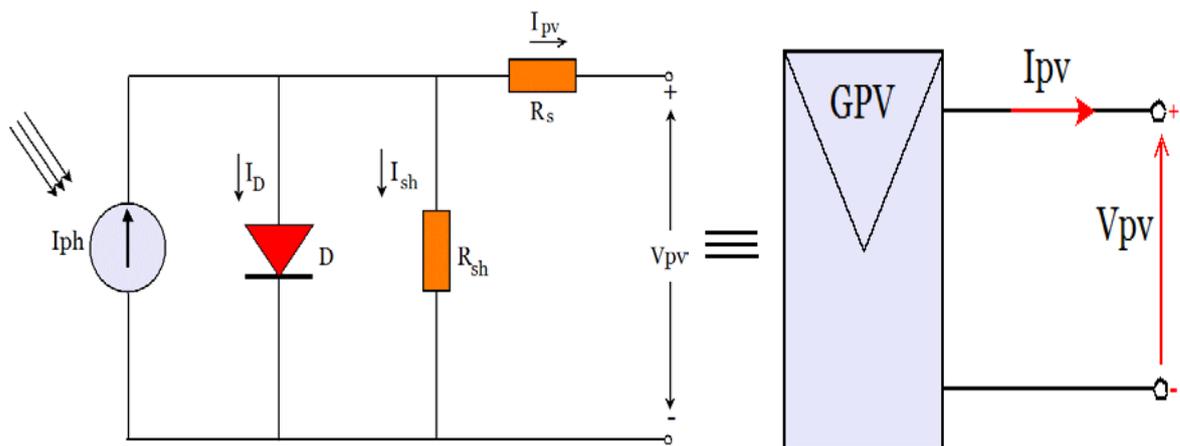


Figure.IV.1: Modèle d'un générateur photovoltaïque

D'après le schéma de la Figure IV.1, on peut écrire :

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

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

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

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

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

L'adaptation de l'équation IV.3 pour différents niveaux d'éclairement et de température peut être gérée par les équations suivantes [81], [82]:

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

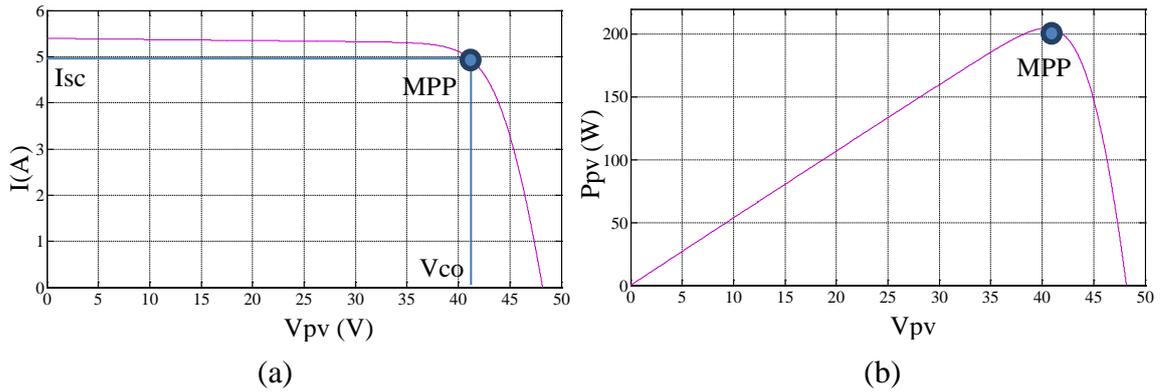
$$\Delta V = \gamma \Delta T - R_{sh} \cdot \Delta I \quad \text{VI.5}$$

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

Où  $E_{ref}$  et  $T_{ref}$  sont les valeurs de l'éclairement et la température dans les conditions standards STC : (1000 W/ m<sup>2</sup>, 25°C).

#### IV.1.1.1 Caractéristiques I-V et P-V d'un module PV

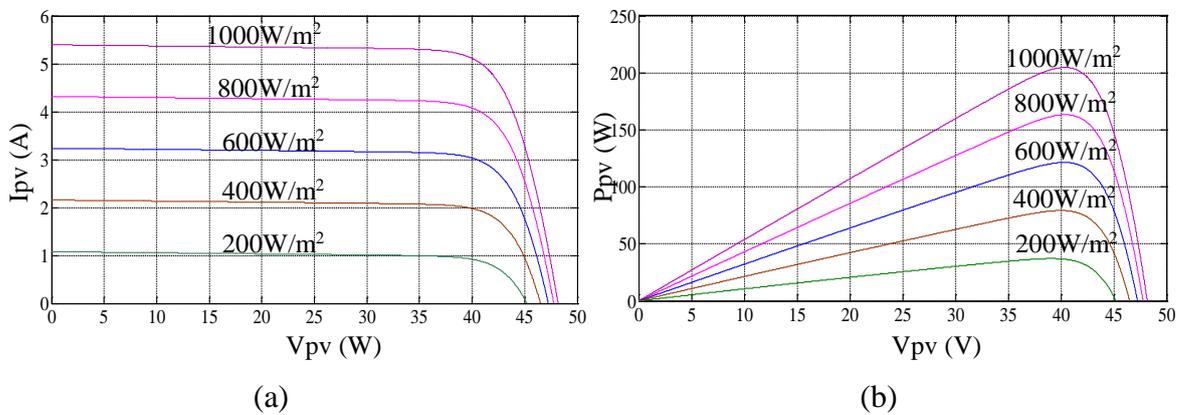
Un module PV peut être modélisé comme une source de courant qui dépend de l'éclairement solaire et de la température. Une courbe I-V et P-V typique pour les variations de l'éclairement et de la température est représentée sur les Figures IV.2-a, IV.2-b, respectivement. Comme on peut le constater, le point à puissance maximale dit MPP, se situant au coude de la caractéristique I-V et à l'extremum de la courbe de puissance n'est pas un point fixe ; Il fluctue continuellement durant les variations de la température et l'éclairement. En raison de cette dynamique, le contrôleur doit suivre le MPP en mettant à jour le rapport cyclique du convertisseur à chaque échantillon de contrôle. Une réponse plus rapide du contrôleur (pour correspondre au MPP) permettra une meilleure extraction de l'énergie photovoltaïque et vice versa [34].



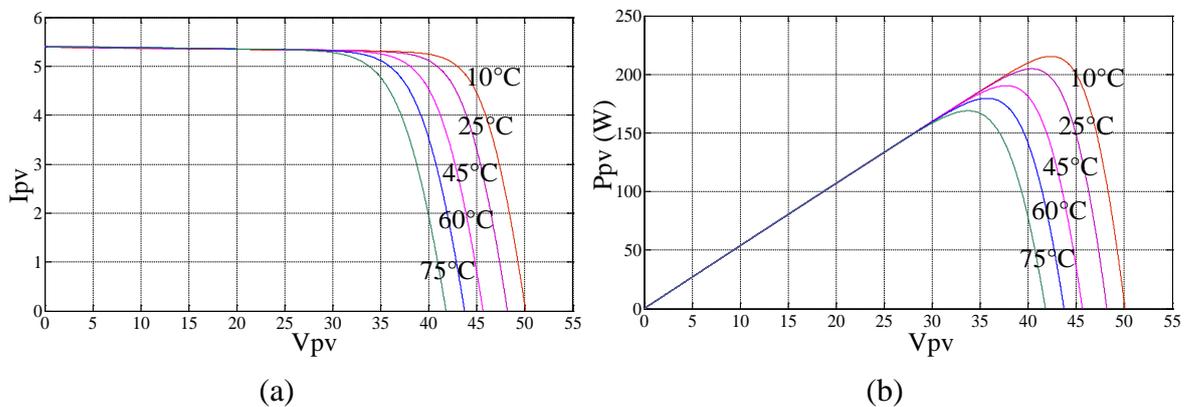
**Figure.IV.2:** Caractéristiques I-V et P-V d'un module PV dans les conditions standards

**a. Impacts de la température et de l'éclairement sur les courbes I-V et P-V**

Les courbes  $I_{pv}-V_{pv}$  et  $P_{pv}-V_{pv}$  de la figure IV.2 sont liées aux conditions d'essai standard (STC :  $T = 25^{\circ}C$ ,  $G = 1000W/m^2$ ). Parfois, ces courbes subissent des changements causés par la variation des quatre paramètres suivants : La résistance shunt ( $R_{sh}$ ), la résistance série ( $R_s$ ), l'éclairement ( $E$ ) et la température de la cellule solaire ( $T$ ). Les deux premiers paramètres sont liés aux caractéristiques des cellules PV et les deux derniers sont liés aux conditions climatiques. Habituellement, les changements liés aux résistances ne sont pas si grands, alors que l'impact des deux derniers est notable, comme le montrent les figures IV.3 et IV.4.



**Figure.IV.3:** Effet de l'éclairement sur la courbe I-V (a) et P-V (b) à  $25^{\circ}C$



**Figure.IV.4:** Effet de la température ( $T$ ) sur la courbe I-V (a) et P-V (b) à  $1000 W/m^2$

D'après les figures IV.3 et IV.4, nous pouvons avoir quelques conclusions sur la façon dont ces facteurs externes changent les courbes I-V et P-V. Lorsque l'éclairement est plus faible, les variations sont plus claires sur le courant de sortie du module PV, alors que cette variation est peu notée sur la tension, du moment qu'elle est logarithmique plutôt que linéaire. En analysant les effets de la température, on constate que les variations sont plus claires sur la tension de sortie du module et qu'il n'y a presque pas de changement sur le courant de sortie. Par conséquent, avec des températures plus basses, nous pourrions avoir un MPP plus grand, augmentant ainsi la puissance de sortie du module PV.

#### IV.1.2 Modélisation du Convertisseur DC-DC (boost)

Comme on peut le constater sur les courbes ci-dessus, l'extraction de la puissance maximale du générateur PV passe par une adaptation de l'impédance d'entrée du côté de cette source, et dont le fameux convertisseur DC-DC, de type boost, à liaison directe, adopté dans ce travail est le plus utilisé [83],[84]. Autres architectures utilisent à leur tour des convertisseurs buck-boost [85], [86] ou les convertisseurs Buck [87].

Un convertisseur boost, ou hacheur parallèle, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de valeur plus grande. La figure IV.5 présente le schéma de base de tel convertisseur [88], où le principe de fonctionnement est divisé en deux parties différentes suivant l'état de l'interrupteur (dans ce qui suit on considère une conduction continue).

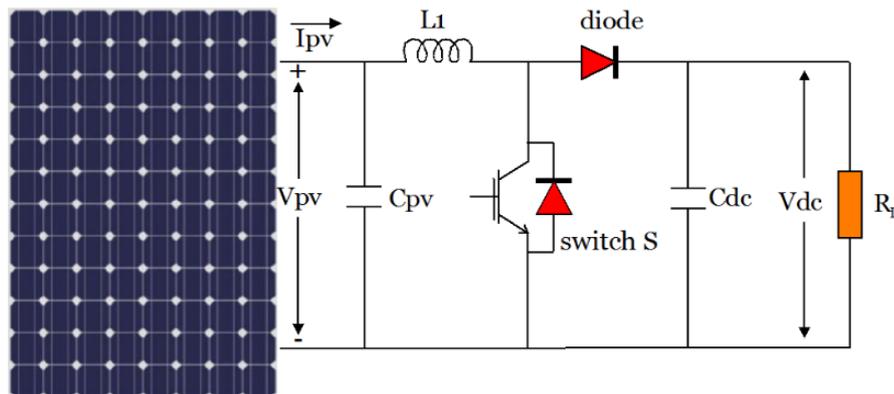
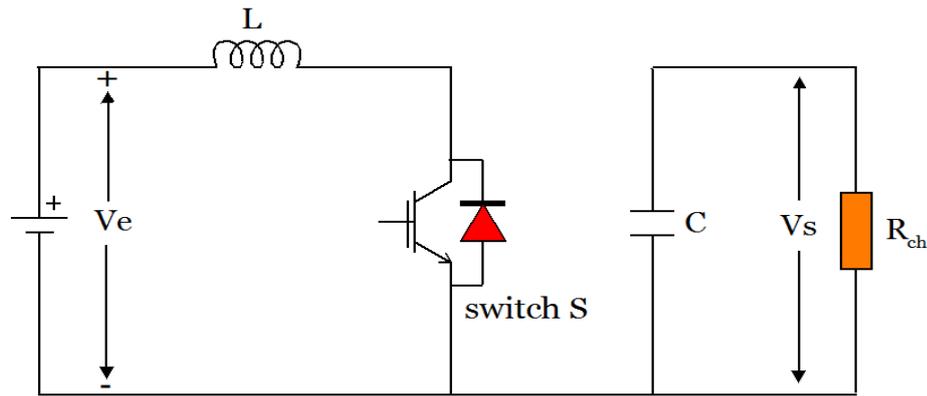


Figure.IV.5: Schéma descriptif d'un convertisseur DC-DC boost

##### ➤ Etape 1 :

Lorsque l'interrupteur S est fermé (état passant), le courant dans l'inductance va augmenter, et une énergie sous forme magnétique est stockée. La diode est donc bloquée, et la charge sera déconnectée.



**Figure.IV.6:** Circuit électrique équivalent de la première étape

La loi des mailles à l'entrée produit :

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

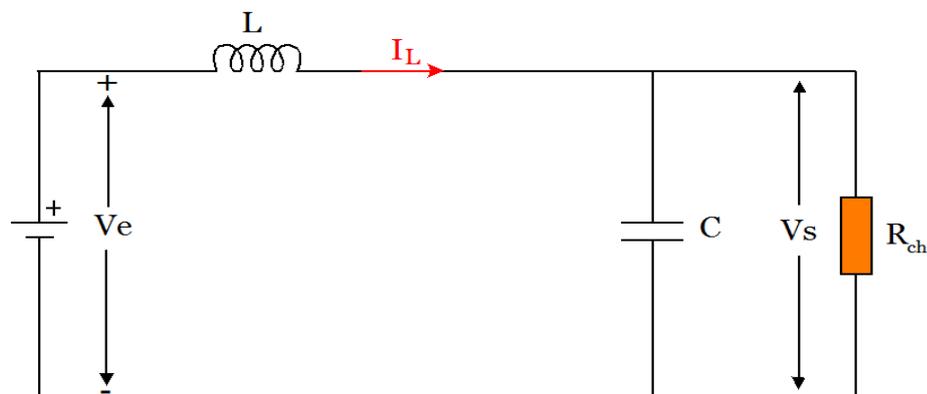
A la fin de l'état passant, le courant  $I_L$  augmente d'une valeur  $\Delta I_{Lon}$ , exprimée par :

$$\Delta I_{Lon} = \int_0^{\alpha T} dI_L = \int_0^{\alpha T} \frac{V_e \cdot dt}{L} = \frac{V_e \cdot \alpha T}{L} \quad \text{VI.8}$$

Où  $\alpha$  est le rapport cyclique, qui représente la fraction de la période  $T$  lorsque l'interrupteur  $S$  est passant.  $0 < \alpha < 1$ .

➤ **Etape 2 :**

Lorsque l'interrupteur est ouvert, l'inductance est alors en série avec le générateur et sa tension va s'ajouter à celle du générateur : C'est l'effet survolteur. L'énergie cumulée dans l'inductance va être donc transférée vers la capacité.



**Figure.IV.7:** Circuit électrique équivalent de la deuxième étape

L'évolution du courant  $I_L$  est alors synthétisée ainsi :

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

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

$$\Delta I_{Loff} = \int_0^{(1-\alpha)T} dI_L = \int_0^{(1-\alpha)T} \frac{(V_e - V_s)dt}{L} = \frac{(V_e - V_s)(1-\alpha)T}{L} \quad \text{VI.10}$$

La quantité d'énergie emmagasinée dans chacun de ces composants est la même au début et à la fin d'un cycle de fonctionnement. Par conséquent, le courant  $I_L$  est le même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. Ce qui permet d'écrire :

$$\Delta I_{Lon} + \Delta I_{Loff} = \frac{V_e \cdot \alpha \cdot T}{L} + \frac{(V_e - V_s)(1-\alpha)T}{L} \quad \text{VI.11}$$

Le rapport entre  $V_s$  et  $V_e$  sera donc obtenu ainsi :

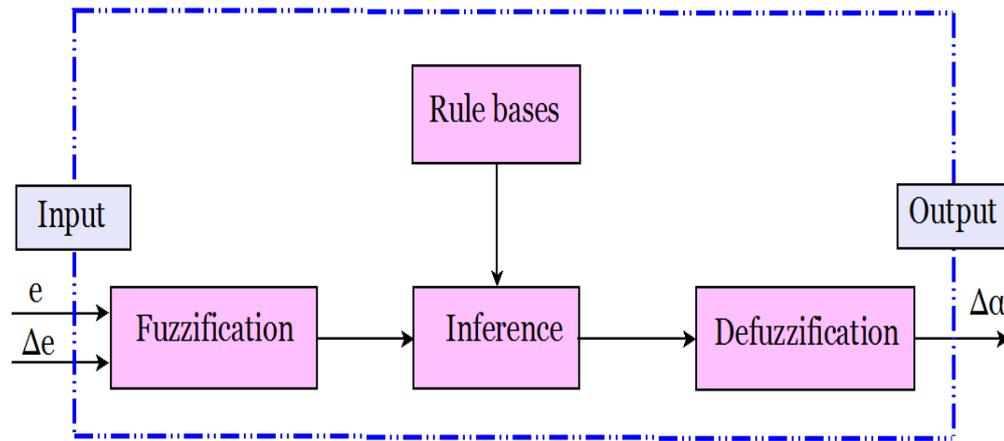
$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1-\alpha} \quad \text{VI.12}$$

Pour une utilisant fiable du générateur PV, des algorithmes dits MPPT sont généralement employés pour le pilotage du convertisseur boost. Ces derniers sont divers, allant des techniques extrémales conventionnelles à celles dites intelligentes. Dans la présente thèse, une méthode issue de la logique floue, et une autre de la théorie de contrôle (par mode glissant) sont utilisées.

#### IV.1.2.1 Méthodes MPPT proposées

##### a. Algorithme MPPT basé sur la logique floue

Les méthodes MPPT basées sur la logique floue ont été introduites dans de nombreuses recherches [89], [90] pour forcer le générateur PV à travailler autour du MPP. Ces techniques ont l'avantage de travailler avec des entrées imprécises, de ne pas avoir besoin d'un modèle mathématique précis. Le contrôleur de MPPT basée sur la logique floue fonctionne bien dans des conditions atmosphériques variables. Cependant, son efficacité dépend du choix du bon de la table des règles. La mise en place d'un dispositif de commande basée sur la logique floue (FLC) est réalisée en trois étapes essentielles : Fuzzification, inférence des bases de règles et défuzzification, comme représenté sur la Figure IV.8 :



**Figure.IV.8:** Structure du contrôleur MPPT flou

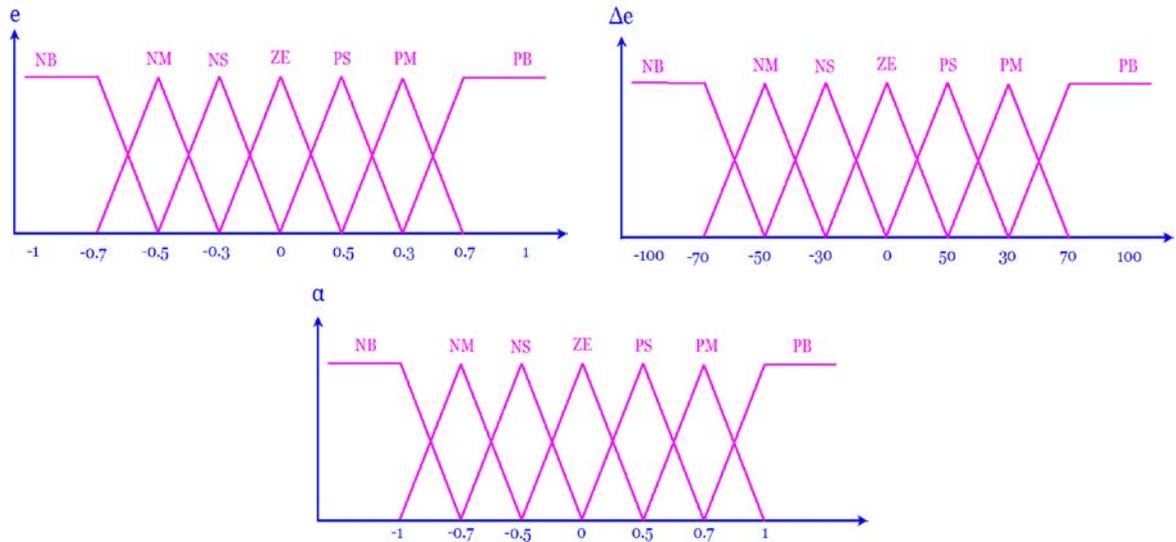
Les entrées du contrôleur flou sont généralement une erreur ( $e$ ), et la variation de l'erreur ( $\Delta e$ ). L'erreur peut être choisie comme la condition  $dP/dV$  nulle aboutissant à un positionnement au MPP.

$$e = \frac{P_{pv}(n) - P_{pv}(n-1)}{V_{pv}(n) - V_{pv}(n-1)} \quad \text{VI.13}$$

$$\Delta e = e(n) - e(n-1) \quad \text{VI.14}$$

Où  $V_{pv}(n)$ ,  $P_{pv}(n-1)$ ,  $V_{pv}(n)$ ,  $V_{pv}(n-1)$  sont respectivement : La puissance et la tension PV détectées à deux temps d'échantillonnage  $n$  et  $(n-1)$ .

La fuzzification comprend le processus consistant à transformer des entrées numériques en variables linguistiques basées sur une fonction d'appartenance. Ces fonctions comme illustrées sur la Figure IV.9, sont utilisées pour associer une classe à chaque terme linguistique. Le nombre de fonctions d'appartenance utilisées dépend de la précision du contrôleur, mais il varie généralement entre 5 et 7. Pour permettre une poursuite adéquate du point MPP lors de larges variations de l'éclairement solaire, sept niveaux flous pour les entrées et la sortie sont utilisés : NB (négatif grand), NM (négatif moyen), NS (négatif Petite), ZE (Zéro), PS (Positive Petite), PM (Positive moyen) et PB (Positive grand), amenant à une table de décision à de 49 règles, comme illustrée sur le tableau IV.1. Il est à noter que des fonctions d'appartenance triangulaires sont choisies pour minimiser l'effort de calcul.



**Figure.IV.9:** Fonctions d'appartenance des entrées et de sortie

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

$$\Delta\alpha = \left( \sum_{k=1}^m c(k) * W_k \right) / \left( \sum_{k=1}^n W_k \right) \tag{VI.15}$$

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

$e \backslash \Delta e$	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

**Tableau.IV.1:** Table des règles de décision floue

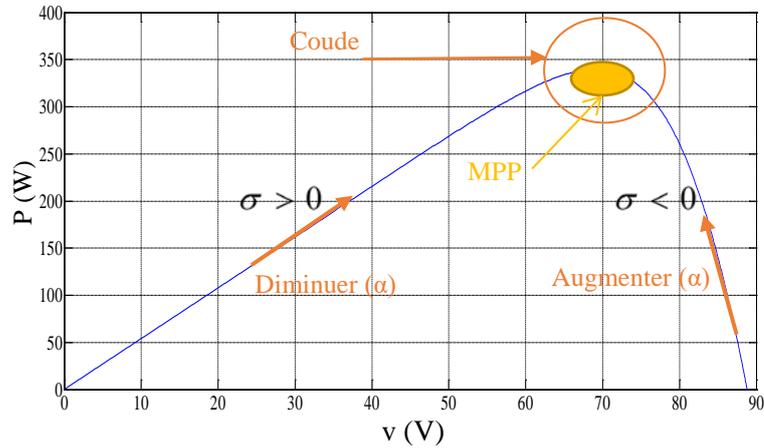
**b. Algorithme MPPT basé sur le Mode glissant**

Récemment, le contrôle par mode glissant, de degrés un et supérieur devient plus attrayant pour le suivi MPP, offrant une robustesse remarquable dans le rejet de perturbation, et de bonnes performances pour le suivi du point optimal. L'idée de cette approche peut être exposée en sélectionnant une surface de glissement ( $\sigma$ ), choisie comme la condition de la conductance incrémentielle pour extraire la puissance maximale :

$$\sigma = \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} V_{pv} + I_{pv} \tag{VI.16}$$

Sur la base de l'observation de la zone de fonctionnement illustrée à la Figure IV.10, le rapport cyclique ( $\alpha$ ) peut augmenter ou diminuer par un incrément prédéfini ( $\Delta\alpha$ ), en fonction du signe de surface de glissement pour s'approcher du point optimal MPP :

$$\alpha = \begin{cases} \alpha - \Delta\alpha & \text{Pour : } \sigma > 0 \\ \alpha + \Delta\alpha & \text{Pour : } \sigma < 0 \end{cases} \quad \text{VI.17}$$



**Figure.IV.10:** Principe de la commande MPPT par mode glissant

La structure générale du signal de commande se compose de deux parties : La première est la commande linéarisante, dite : équivalente ( $\alpha_{eq}$ ), et la seconde est la partie stabilisatrice, dite : non linéaire ( $\alpha_n$ ).

$$\alpha = \alpha_{eq} + \alpha_n \quad \text{VI.18}$$

$\alpha_{eq}$  est obtenue en mettant le gradient de la surface de glissement nulle ( $\dot{\sigma} = 0$ ), fournissant le rapport cyclique en régime stationnaire :

$$\alpha_{eq} = 1 - \frac{V_{pv}}{V_{dc}} \quad \text{VI.19}$$

La partie de stabilisation ( $\alpha_n$ ) est considérée comme l'effort nécessaire pour atteindre la condition ( $\sigma = 0$ ) lorsque la commande est compilée.

L'existence du mode glissant peut-être assurée en utilisant le théorème direct de stabilité de Lyapunov :

On définit une fonction quadratique liée à la surface de glissement :

$$V = \frac{1}{2} \sigma^2 \quad \text{VI.20}$$

Par conséquent, le gradient de la fonction coût  $V$  est dérivé comme suit :

$$(\dot{V} = \dot{\sigma}\sigma) \quad \text{VI.21}$$

L'obtention de la condition ( $\sigma = 0$ ) sera obtenue si l'équation IV.9 reste semi définie négative ( $\dot{\sigma}\sigma \leq 0$ ). Pour ce faire, la commande non linéaire ( $\alpha_n$ ) est choisie comme une fonction linéaire de la surface de glissement ( $\sigma$ ):

$$\alpha_n = -K.\sigma \quad \text{VI.22}$$

Étant donné que la plage du rapport cyclique doit se trouver dans ( $0 < \alpha < 1$ ), le signal de commande est synthétisé comme suit :

$$\alpha = \begin{cases} 1 & \text{Pour : } \alpha \geq 1 \\ \alpha e q - K\sigma & \text{Pour : } 0 < \alpha < 1 \\ 0 & \text{Pour : } \alpha \leq 1 \end{cases} \quad \text{VI.23}$$

La variation continue du rapport cyclique dans la plage spécifiée peut être obtenue sans violation si la constante la constante  $K$  n'est pas sélectionnée trop élevée. En pratique, on la choisit inférieure à l'inverse de la charge équivalente maximale du côté DC :

$$K \leq \frac{1}{|R_L|_{max}} \quad \text{VI.24}$$

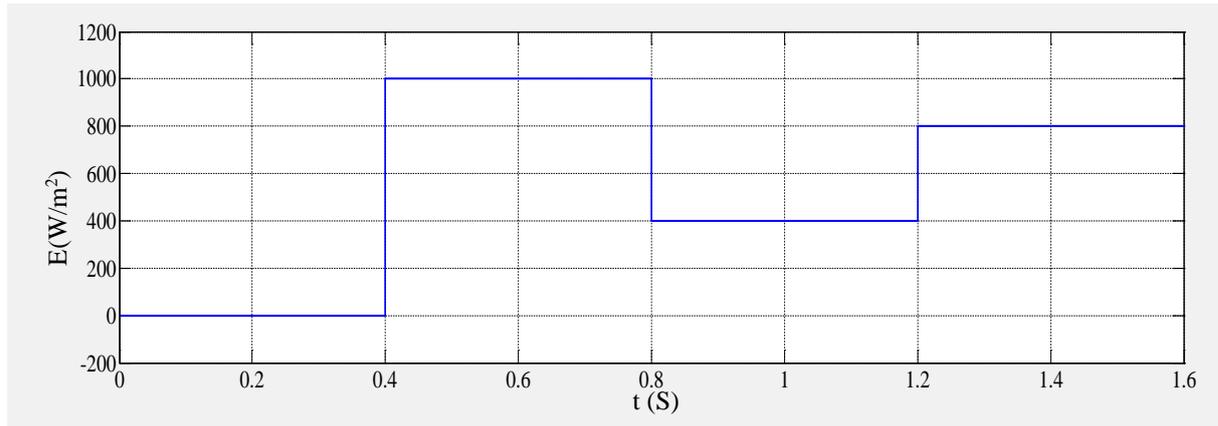
Où  $|R_L|_{max}$  est quantifié sur la base d'un seuil de puissance PV optimale  $P_{min}$  extraite après le lever du soleil, d'un convertisseur DC-DC sans perte et d'une régulation de la tension du bus continu :

$$|R_L|_{max} = \frac{V_{DCref}^2}{P_{min}} \quad \text{VI.25}$$

## IV.2 Association du générateur PV au filtre actif

Après avoir exposée la commande du générateur PV pour l'extraction de la puissance maximale, sur la figure IV-11 est illustrée l'architecture de l'association de la source PV au filtre actif parallèle, opérant avec la commande directe de puissance prédictive (P-DPC). Pour mettre en exergue les performances de toute la chaîne, dans ce qui suit, une série de simulation, suivie d'une validation expérimentale seront exposées et commentées.





**Figure.IV.13:** Profil d'éclairement solaire

La présente étude est divisée en deux modes de fonctionnement : Le premier mode contient uniquement le fonctionnement du FAP entre  $t = 0$  s à  $t = 0.4$ s. Ensuite, entre  $t = 0,4$ s et  $t = 1,6$ s, l'algorithme MPPT par logique floue est compilé, associant le générateur PV au FAP.

#### **Premier mode de fonctionnement t [0 s-0,4 s]**

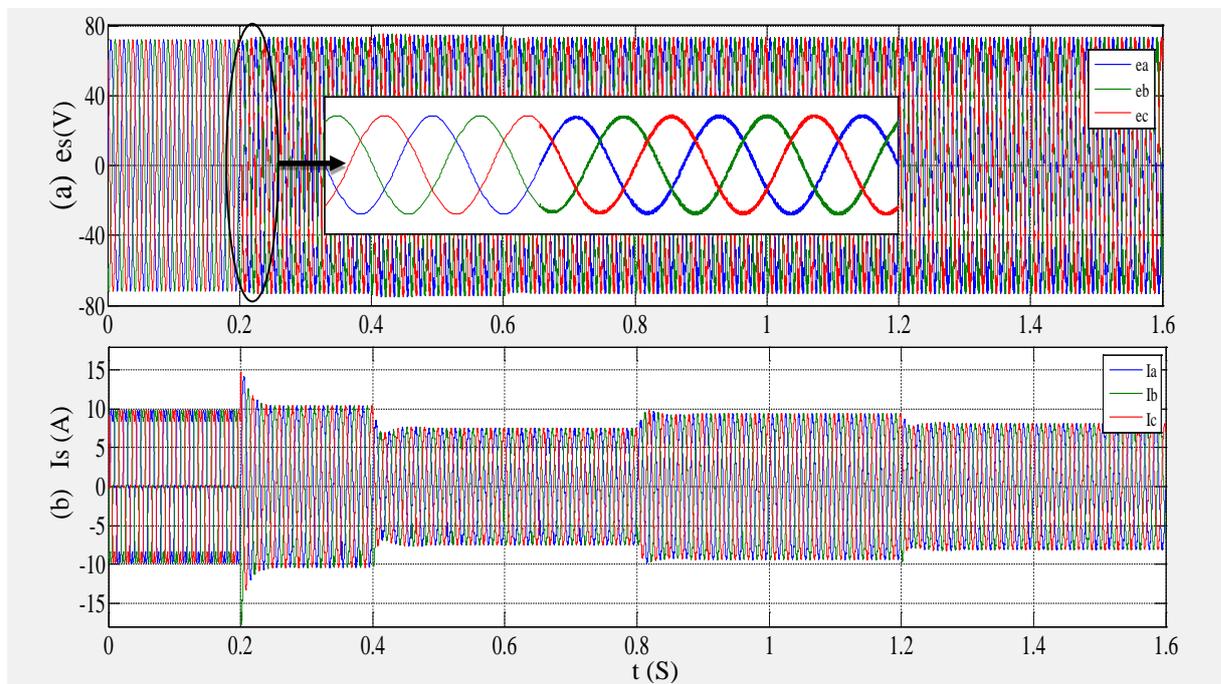
Après la mise en œuvre du FAP à  $t = 0.2$  s, le courant de source devient quasi sinusoïdal, avec une tenue en harmoniques qui décroît de  $\text{THDi} = 22.60\%$  à  $\text{THDi} = 0.61\%$  Avec un transitoire de  $\Delta T = 40$  ms avant d'atteindre l'état stationnaire (Figure IV.14-a). La tension au bus DC rejoint sa référence fixe  $V_{dc\_ref} = 173$  V après un temps  $\Delta t = 60$  ms d'une manière apériodique, donnant ainsi une bonne dynamique au contrôle de puissance (Figure IV.15). La puissance active, image de la tension du bus, rejoint étroitement sa valeur de référence constante après un régime dynamique, alors que la puissance réactive est maintenue nulle en moyenne, après une série d'oscillations, assurant ainsi un fonctionnement à facteur de puissance unitaire (Figure IV.16). Il est à noter que cette partie a été bien détaillée dans le chapitre précédent.

#### **➤ Deuxième mode de fonctionnement t [0,4-1,6]**

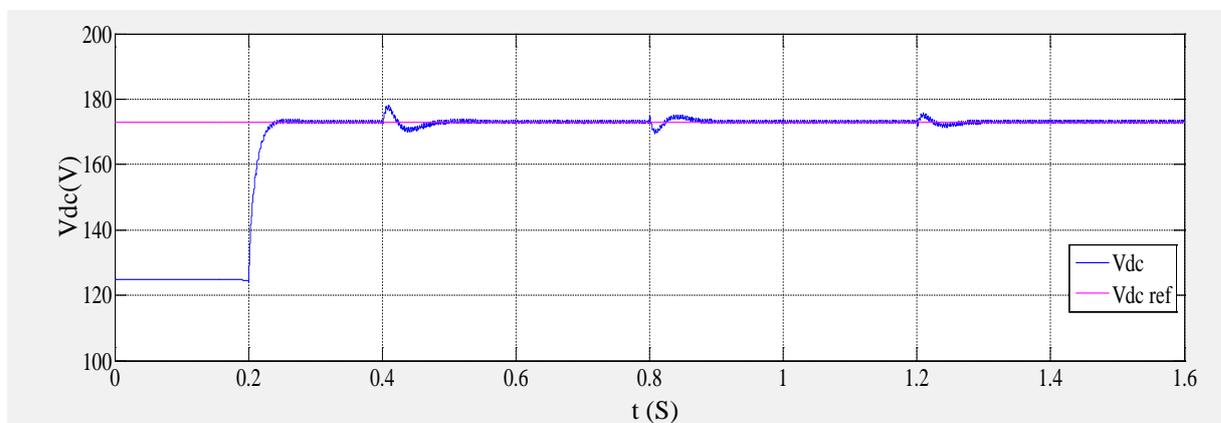
Lors de cette phase, l'algorithme MPPT par logique floue est compilé à 0.4s. La Figure IV-14-b présente l'évolution du courant de source lors du changement d'éclairement solaire. Comme constaté, ce courant conserve toujours sa forme quasi sinusoïdale avec des changements d'amplitude, qui évoluent inversement proportionnelle aux changements de l'éclairement solaire, confirmant ainsi que le générateur photovoltaïque opère comme source d'appoint. Durant de ces changements d'éclairement, la tension du bus continu, illustrée sur la Figure IV.15, suit toujours sa consigne ( $V_{dc\_ref} 173$  V), et le régulateur PI arrive à rejeter l'effet des perturbations, quantifiés comme le courant  $I_{PVs}$  à la sortie du convertisseur boost.

De même, les puissances active et réactive, montrées sur la figure IV.16 suivent les trajectoires imposées par le système de contrôle. Entre 0 s et 0,4 s, la source fournit toute la puissance à la charge (lorsque l'éclairement est nul). Ensuite, de 0,4 s à 1,6 s, le système PV et le réseau partagent l'appel en puissance de la charge non linéaire. A travers tous les tests, la puissance réactive est maintenue nulle, assurant ainsi une opération à facteur de puissance unitaire.

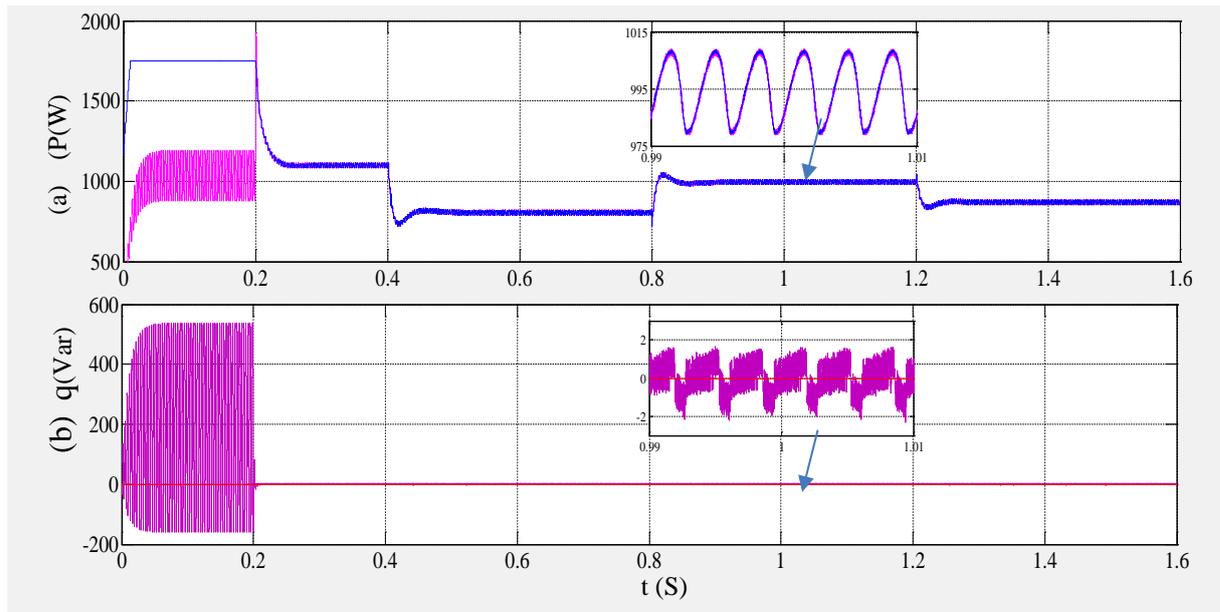
De la figure IV.17, la distorsion harmonique totale du courant (THD) est d'environ 0,61%, ce qui correspond au respect de la norme IEEE 519-1992. En outre, on remarque que l'ajout du système PV augmente légèrement le facteur THD, qui augmente à 0,84%, mais, reste dans une plage tolérable.



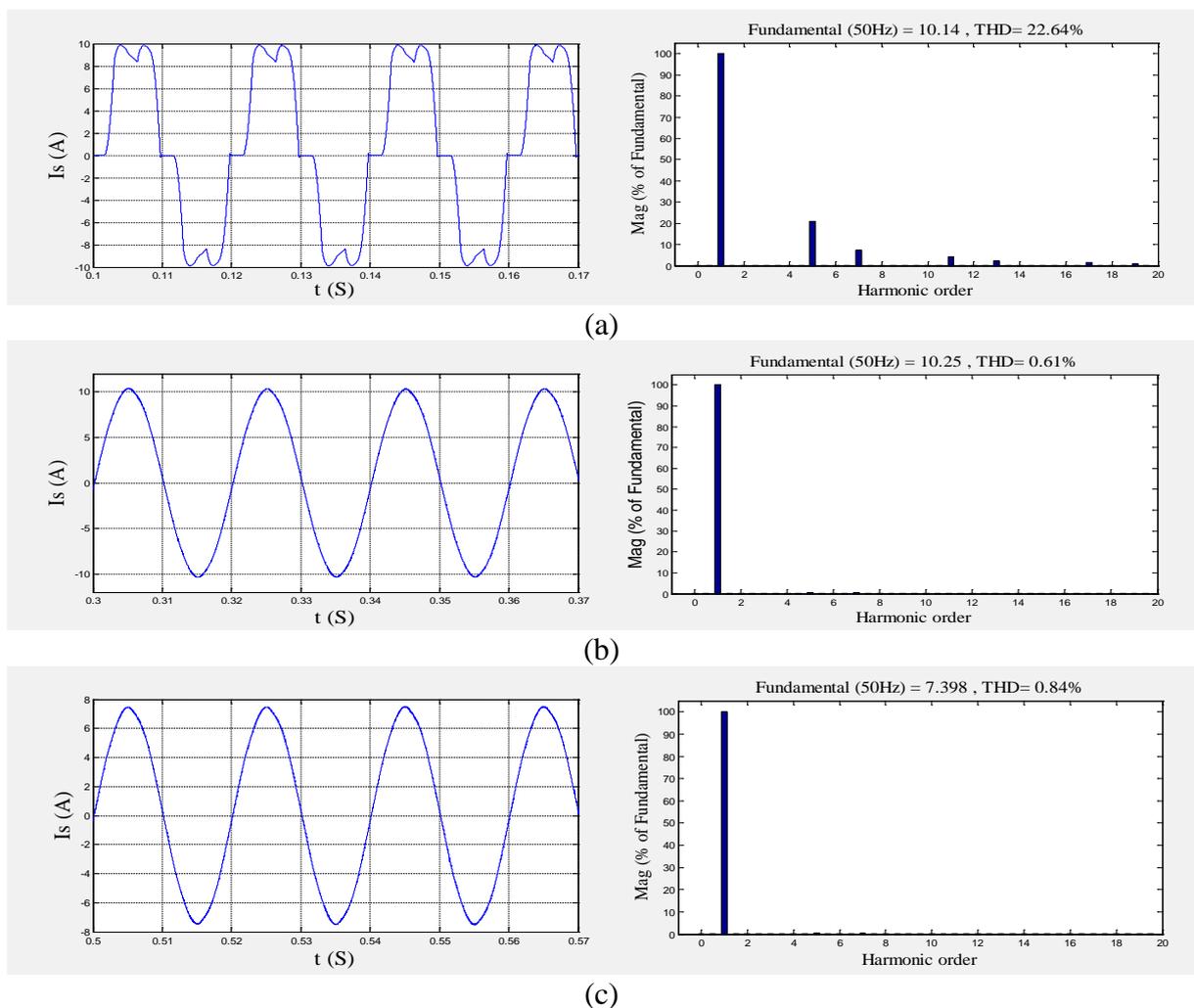
**Figure.IV.14:** Résultats de simulation de la tension (a) et le courant(b) de source



**Figure.IV.15:** Résultats de simulation de la tension du bus continu



**Figure.IV.16:** Résultats de simulation des Puissance active (a) et réactive (b) fournies par le réseau



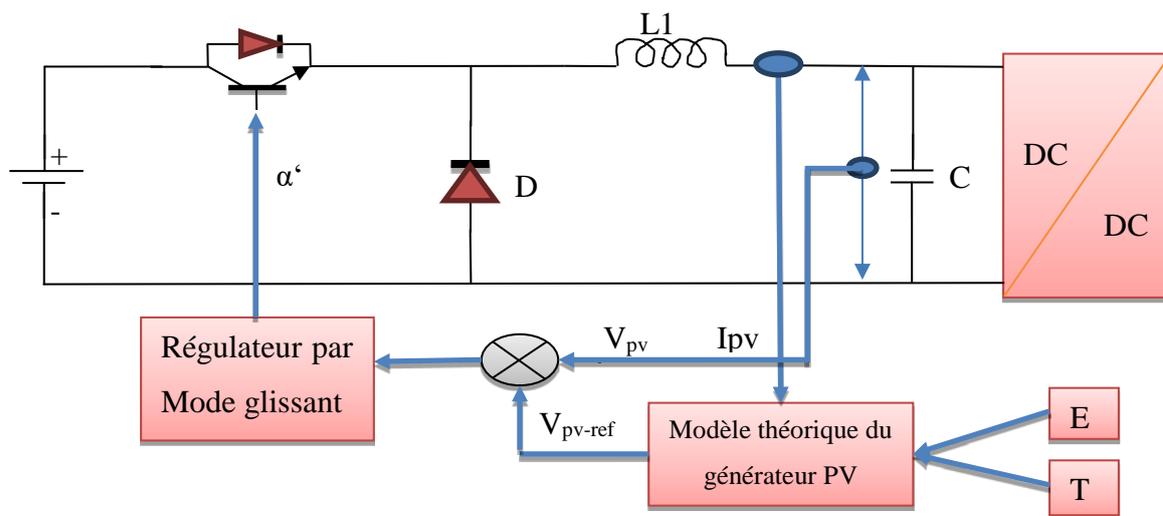
**Figure.IV.17:** Analyse spectrale du courant de source avant (a) et après (b) le filtrage et après l'insertion du PV (c)

### IV.3.2 Résultats expérimentaux

#### ➤ Emulateur Photovoltaïque

Les caractéristiques de sortie des modules PV, dépendent fortement des facteurs environnementaux. Par conséquent, il est difficile de reproduire et de maintenir les mêmes conditions environnementales pour le même test. Pour ce faire, Un émulateur du générateur PV est conçu, en se basant sur un convertisseur Buck, dont la tension et le courant de sortie reproduisent les mêmes caractéristiques du générateur PV, et où l'éclairement solaire peut varier à volonté [91], [92].

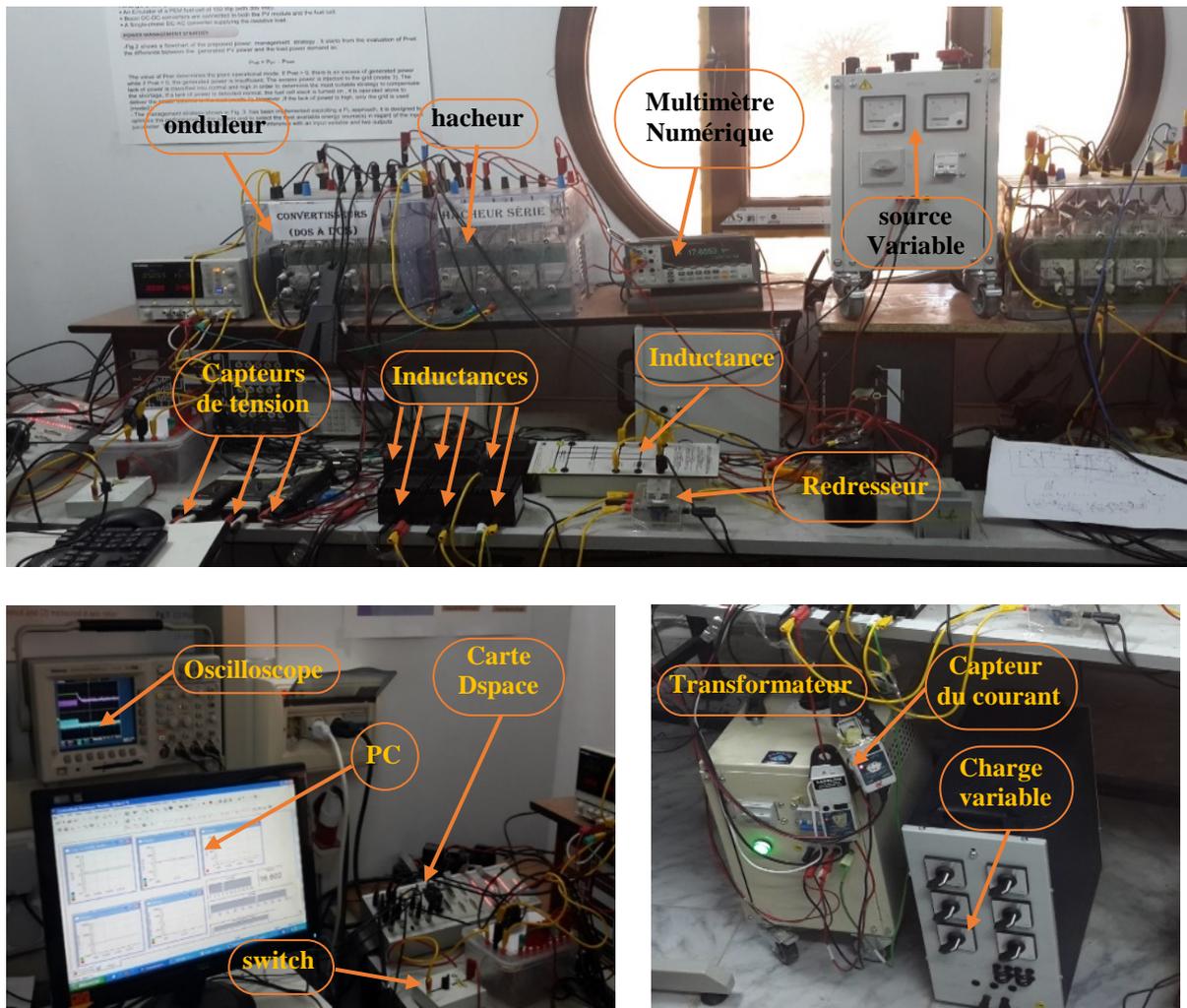
Dans cette topologie, les entrées du modèle PV sont E, T,  $I_{pv}$ , comme indiqués dans la figure ci-dessus. La sortie  $V_{ref}$  issue du modèle théorique du générateur PV est alors comparée avec la tension  $V_{pv}$  à la sortie du hacheur, et l'erreur est appliquée à un régulateur par un mode glissant d'ordre un, qui génère des impulsions pour le circuit de commande à MLI. La déduction du signal de commande est illustrée en annexe.



**Figure.IV.18:** Principe de l'émulateur du générateur PV

Pour implémenter et valider les résultats de simulation, un banc d'essai expérimental, représenté sur la Figure IV.19, est conçu au sein laboratoire de génie électrique de Biskra (LGEB), dont les données techniques sont données en annexe. Il se compose principalement d'un émulateur de 350 Wp, où le hacheur boost est composé d'un IGBT commuté à 15 kHz. Le FAP est un onduleur SEMIKRON à modulation de largeur d'impulsion (PWM), construit autour de trois modules IGBT avec une liaison continue capacitive commune. Ce dernier est relié au même nœud de connexion de la charge non linéaire, via un filtre passif, constitué de trois inductances de 3 mH chacune.

Les algorithmes de contrôle sont implémentés avec une carte dSPACE 1104, où la compilation est exécutée directement de l'algorithme sous Matlab-Simulink. La connexion entre la carte dSPACE et les convertisseurs de puissance est réalisée par une carte d'interface qui adapte les niveaux de signaux de commande. Les différentes mesures des courants et des tensions sont assurées, respectivement par des capteurs de Hall LA25NP et LV25P.



**Figure.IV.19:** Description du banc d'essai.

Pour tester la robustesse de la commande MPPT proposée dans des conditions atmosphériques variables, la Figure IV.20-b illustre la courbe de puissance extraite du générateur PV, obtenue via une variation aléatoire en escalier de l'éclairement solaire ( $1000 \text{ W/m}^2$ ,  $800 \text{ W/m}^2$ ,  $400 \text{ W/m}^2$ ), présenté sur Figure IV.20-a.

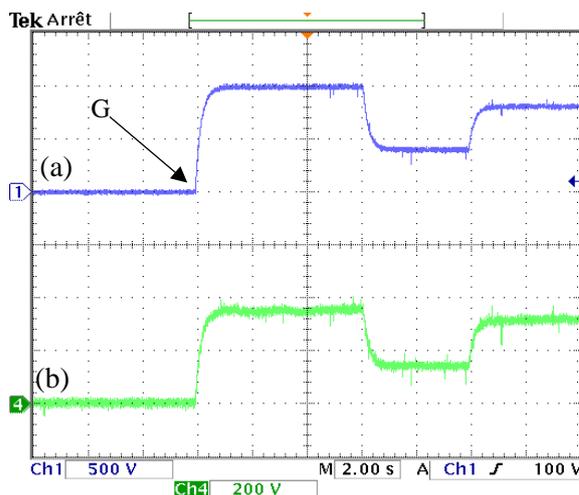
Tout d'abord, le PV a été maintenu déconnecté du système jusqu'au point (G), et la puissance PV reste égale à zéro. Une fois que le contrôle est activé, les quantités de puissance extraite atteignent leurs valeurs théoriques optimales, respectivement 350 W, 140 W, 280 W, en quelques millisecondes malgré les variations d'éclairement solaire.

Afin de tester les performances de l'MPPT flou introduit, la figure IV.21-b illustre la courbe de la condition de conductance incrémentale  $(\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}}V_{pv} + I_{pv})$  qui reste presque proche de zéro, confirmant ainsi l'efficacité et la faisabilité de cette méthode extrême.

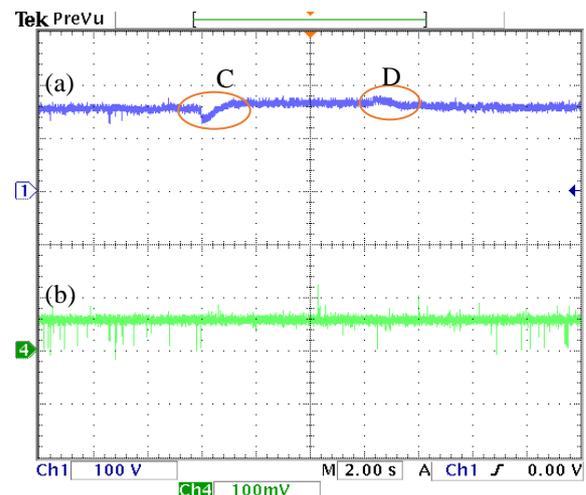
Les figures IV.22-26 représentent les performances du système côté réseau. La Figure IV.22 illustre respectivement un zoom de la tension du bus continu, de la tension et du courant du réseau, une fois que la stratégie P-DPC est activée au point (A), alors que la Figure IV.23 affiche l'analyse spectrale du courant de réseau avant et après la mise en œuvre de la P-DPC.

A partir de ces courbes, les remarques suivantes sont extraites :

La tension du bus continu **V<sub>dc</sub>** suit parfaitement sa référence (173v) en quelques millisecondes, sans dépassement (Figure.22-a). De plus, un état de transition est noté aux points C et D suite à toute variation de l'éclairement solaire. Cependant, son impact sur les performances dynamiques du système est mineur dans le temps, comme le montre la figure IV 21-b.



**Figure.IV.20:** Profil d'éclairement (a) et puissance extraite (b)



**Figure.IV.21:** Zoom de la tension du bus continu V<sub>dc</sub> (a), courbe de la conductance incrémentale (b)

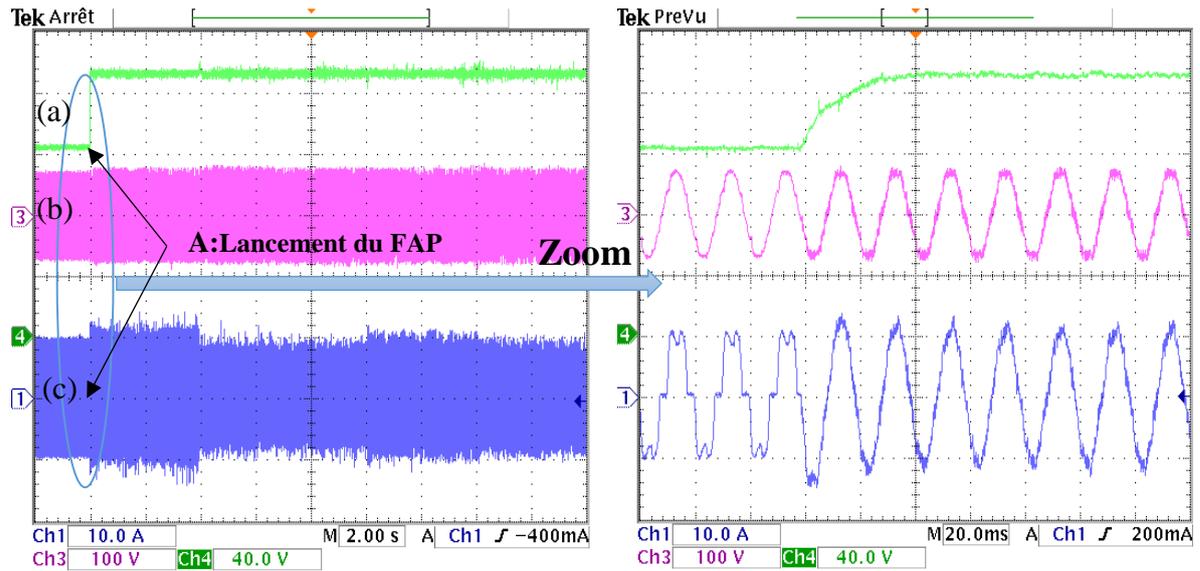


Figure.IV.22: Résultats expérimentaux de la tension du bus continu (a), tension de source (b), courant de source (c) sous un éclairement variable

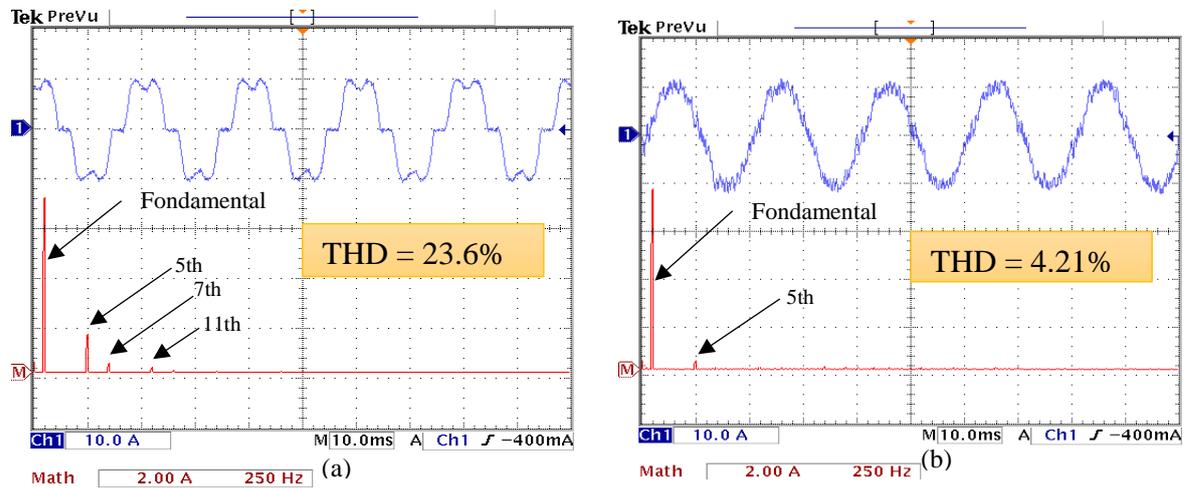


Figure.IV.23: Courant de source et son spectre avant (a) et après (b) le filtrage.

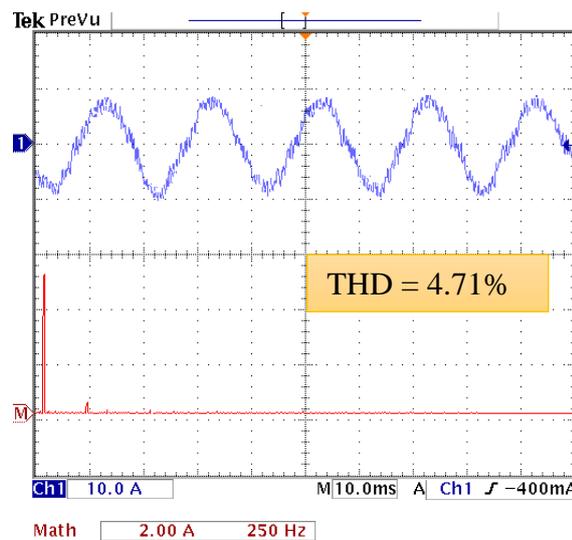
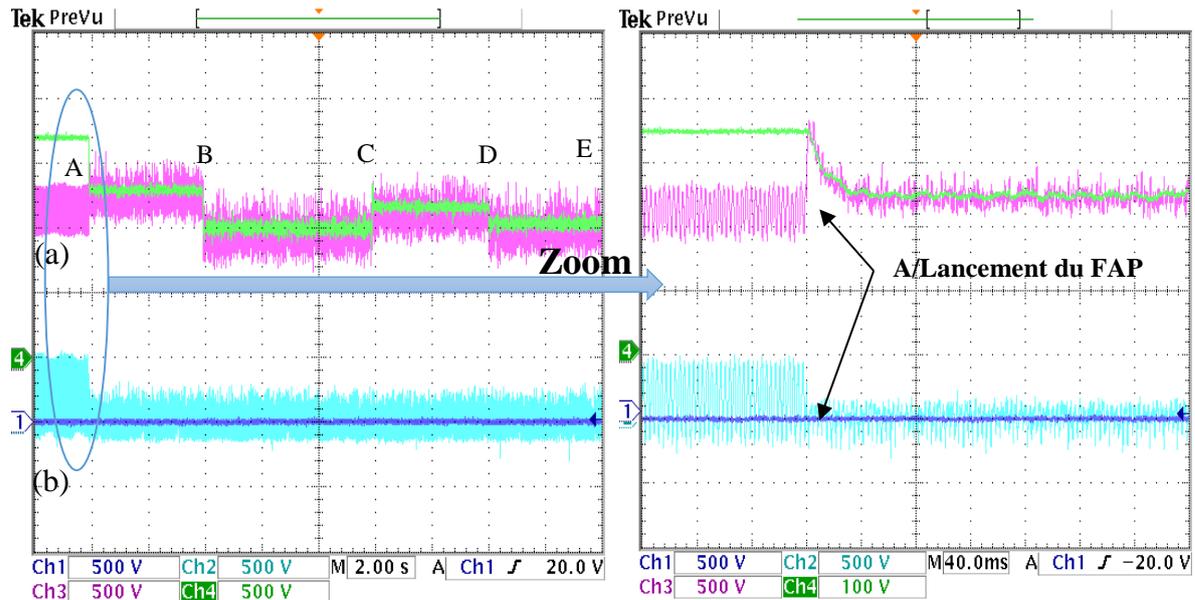
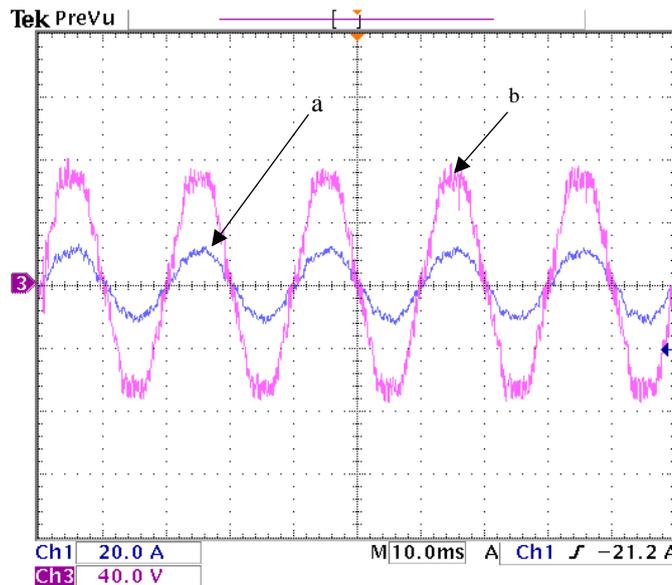


Figure.IV.24: Courant de source et son spectre après l'insertion du générateur PV à  $E = 1000 \text{ W/m}^2$



**Figure.IV.25:** Résultats expérimentaux des puissances active (a) et réactive (b) fournies par la source de tension



**Figure.IV.26:** Zoom du courant (a) et de la tension (b) de source de la première phase

Le courant de source, avant le point (A), présente une forme déformée, affectée principalement par les harmoniques d'ordre inférieur (5ème, 7ème, 11ème) induits par la charge non-linéaire ; et comme conséquence, le facteur THD est relativement élevé 23,6% (Figure VI.23-a). Après avoir compilé la stratégie P-DPC, le courant de source devient quasi-sinusoidal et aucun ordre faible significatif n'est observé. Par conséquent, le facteur de distorsion totale (THD) est d'environ 4,21%, ce qui correspond à la norme IEEE 519-1992 (Figure VI.23-b). De plus, il est utile de noter, que l'addition du système PV et de son contrôle augmente légèrement le facteur THD (4,71%), mais il est maintenu dans la plage tolérable (figure IV.24).

Cette faible croissance du facteur THD peut s'expliquer par le fait que, lorsque l'algorithme MPPT est activé, le courant de l'onduleur  $I_{sm}$  du côté DC, considéré en tant qu'entrée de commande ( $I_{sm} = PI(e) + I_{pvs}$ ), est affecté par la tenue en harmoniques coté PV, via son image à la sortie du convertisseur boost ( $I_{pvs}$ ). Ce dernier présente un contenu harmonique supplémentaire provoqué par la commutation de la technique MPPT.

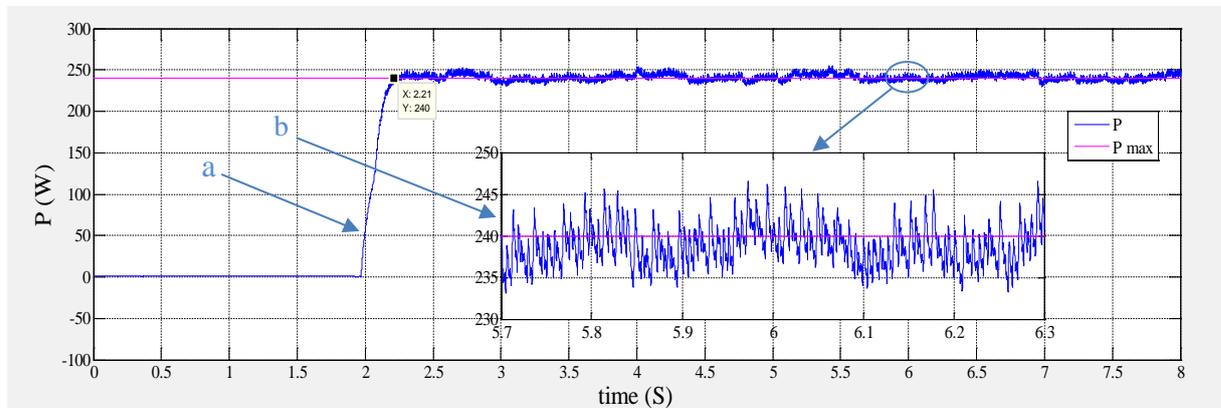
La figure IV.25, montre respectivement les formes des puissance active et réactive fournies par le réseau, suivant le profil d'éclairement imposé. On remarque que la stratégie P-DPC proposée offre des performances remarquables, vu que les puissances échangées suivent parfaitement les valeurs de consignes, sans dépassement, ni erreur statique. De point de vue écoulement de puissance, dans l'intervalle [A B], la commande MPPT du système PV n'est pas encore activée, et par conséquent, la source fournit toute la puissance active requise par la charge. Une fois l'algorithme MPPT est compilé au point (B), la puissance active fournie par la source diminue, tandis que le niveau d'éclairement solaire augmente. Dans une telle situation, la demande est partagée à la fois par le réseau et le générateur PV, respectivement dans [BC], [CD] et [DE], où la source solaire devient la source principale, alimentant la charge avec la puissance maximale extraite et la source couvre la partie restante, en fonction des variations d'éclairement.

La puissance réactive est quasiment maintenue à zéro, ce qui signifie un écoulement de la quasi-totalité de l'énergie sous forme active à la charge et une opération de facteur de puissance unitaire est alors assurée, vu que la tension et le courant de phase donnés sur la figure IV.26 sont maintenus en phase. Cette disposition permet en conséquence un sous dimensionnement des convertisseurs impliqués.

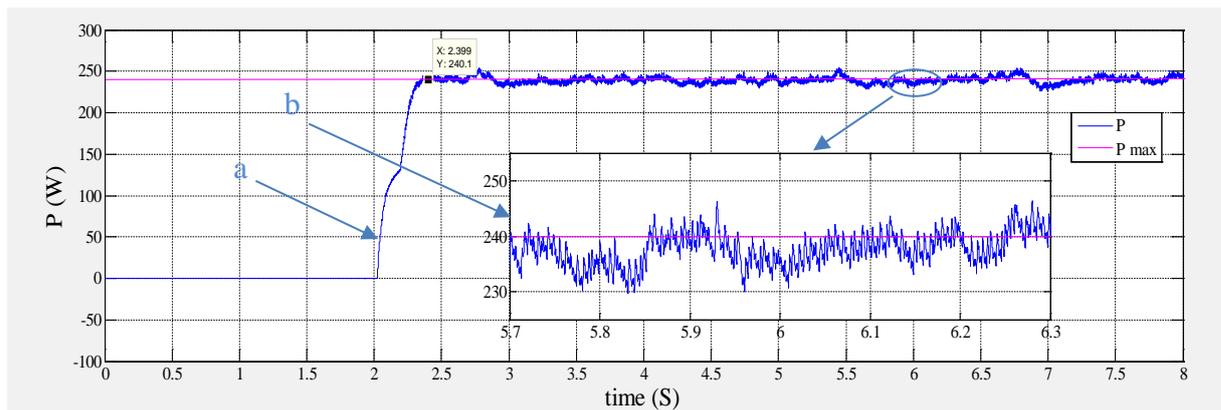
Pour mettre en exergue les performances de la commande MPPT par logique floue introduit, de manière comparative, sur les figures IV.27-a et IV.28-a, sont représentées les tracés des puissances extraites en utilisant la commande MPPT à logique floue et celle basée sur un contrôleur par mode glissant de premier ordre, tandis que la figures IV.27-b et IV.28-b illustrent un zoom des deux méthodes obtenu par l'intermédiaire du Control Desk package, Comme on peut le constater, le temps de stabilisation observé sur la figure IV.28 ( $t = 0.21$  s) est plus court que le temps calculé sur la figure IV.29, et une moindre oscillation en régime stationnaire est notée pour la méthode à logique floue.

En outre, si on compare le taux d'harmoniques pour les deux méthodes MPPT, il est noté que la méthode MPPT basée sur la logique floue donne un THD inférieure (THD = 4.7%) à celui de la technique à mode glissant (THD = 5.05%), comme montrés respectivement sur les figures IV.24 et IV.33.

Cette situation peut être expliquée par le fait que dans le cas de la commande en mode glissant, l'entrée de commande non linéaire impliquée est calculée en fonction de la surface de glissement, qui entraîne des phénomènes de broutement (chattering) à l'état stationnaire, augmentant ainsi l'oscillation autour du point optimal, contrairement à la commande à base de logique floue, qui adapte l'entrée de commande via la table des règles, fournissant une commande lisse pour améliorer les performances en régime permanent et transitoire.



**Figure.IV.27:** Puissance PV extraite sous un éclairement  $E = 715 \text{ W/m}^2$  utilisant l'MPPT à logique floue



**Figure.IV.28:** Puissance PV extraite sous un éclairement  $E = 715 \text{ W/m}^2$  utilisant l'MPPT à mode glissant

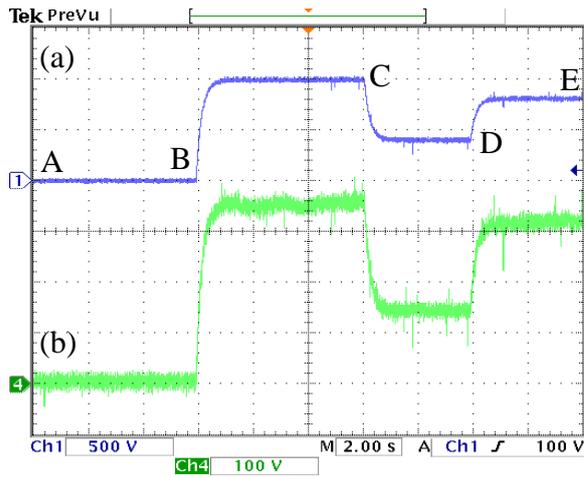


Figure.IV.29: Profil d'éclairage (a) puissance extraite par l'MPPT à mode glissant (b)

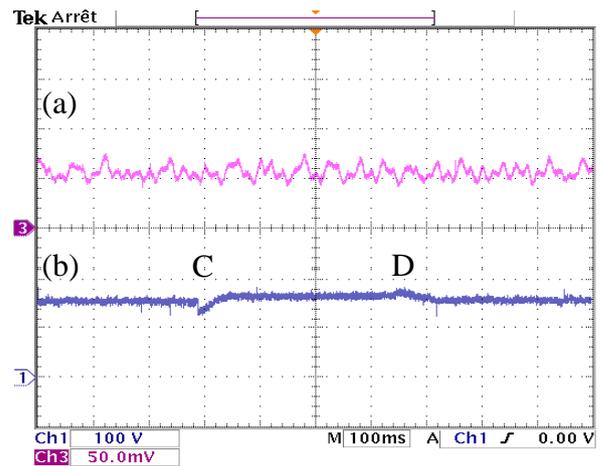


Figure.IV.30: Précision de l'algorithme MPPT à mode glissant (a), Zoom de la tension du bus continu Vdc (b)

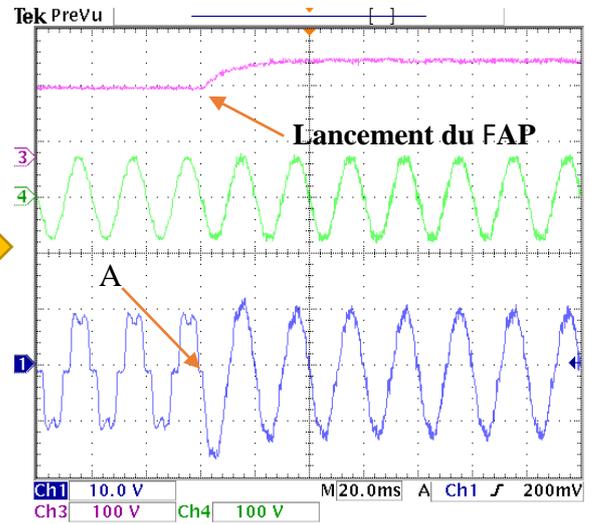
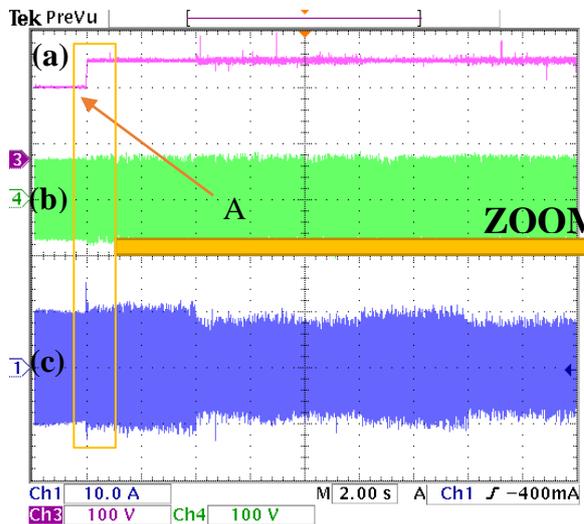


Figure.IV.31: Résultats expérimentaux de la tension du bus continu (a), tension de source (b), courant de source (c) sous un éclairage variable

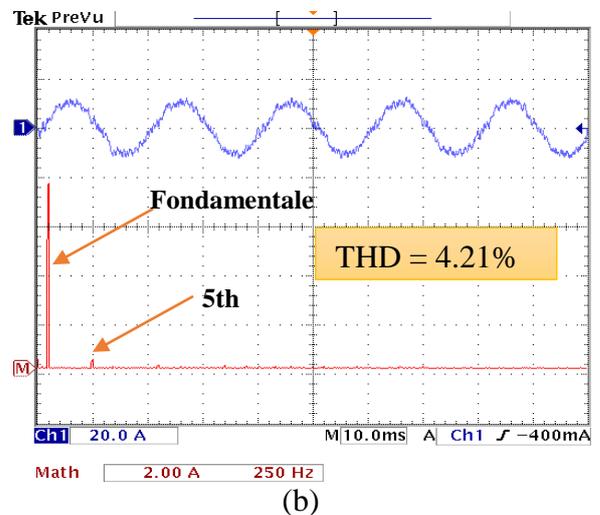
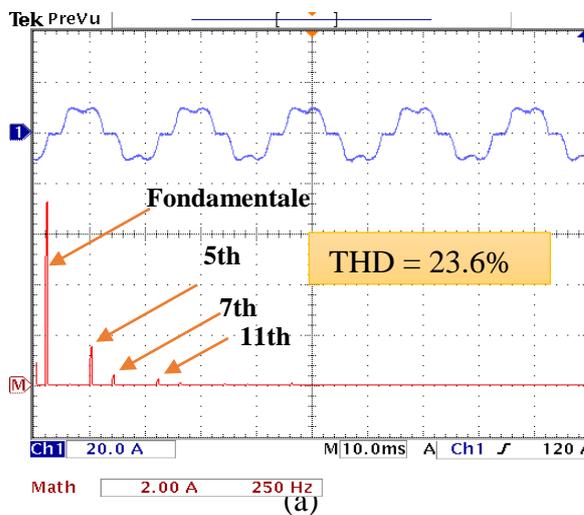


Figure.IV.32: Courant de source et son spectre avant (a) et après (b) le filtrage

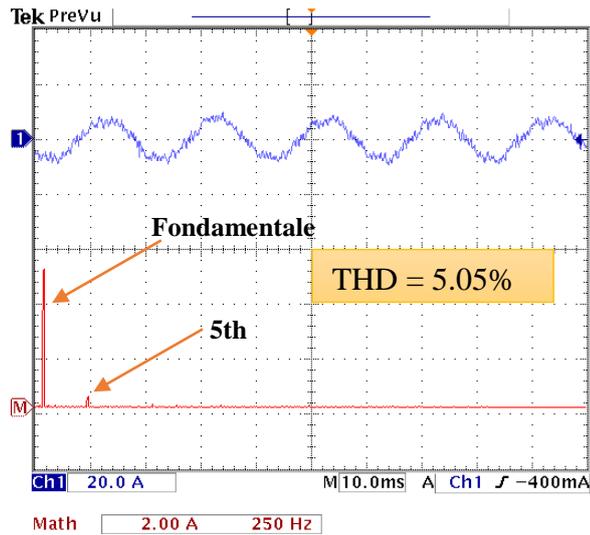


Figure.IV.33: Courant de source et son spectre après l’insertion du générateur PV à  $E = 1000W/m^2$

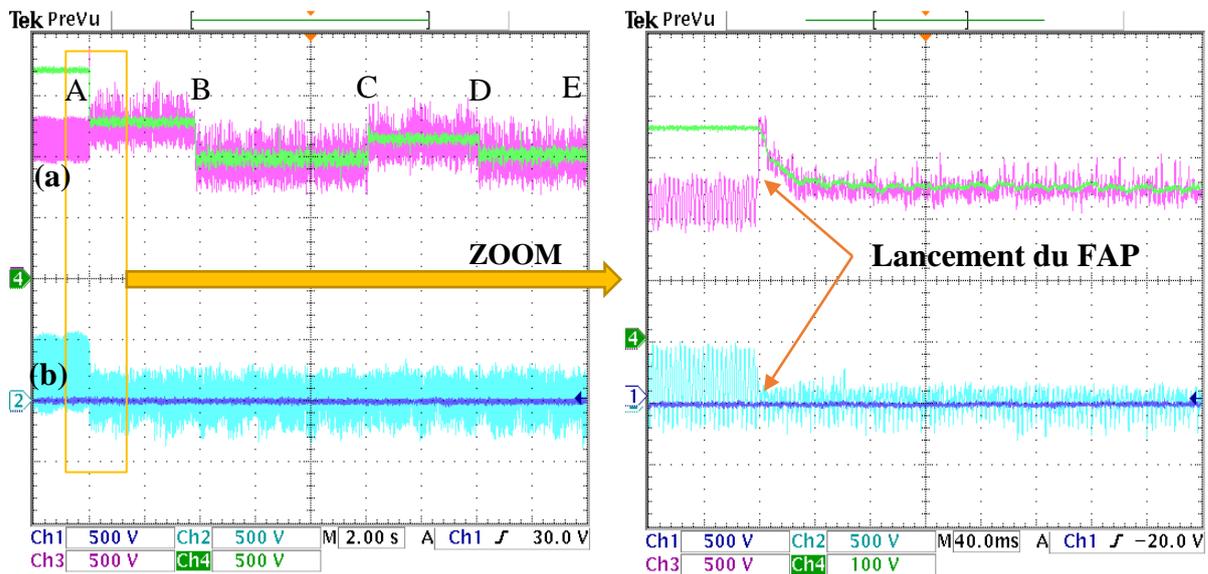


Figure.IV.34: Résultats expérimentaux des puissances active (a) et réactive (b), durant le changement d’éclairement

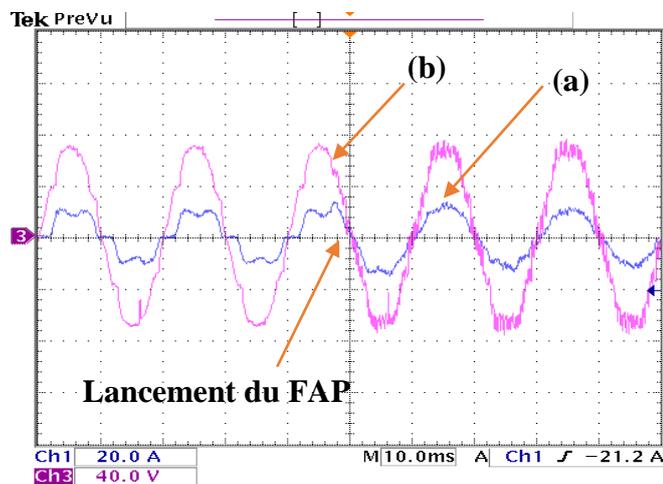


Figure.IV.35: Courant (a) et tension (b) de source en phase.

### IV.3.3 Etude comparative

Afin de mettre en évidence les résultats obtenus, le Tableau IV.2 identifie certains indicateurs de performance calculés pour les deux MPPT citées dans ce travail, et étendus à d'autres méthodes de recherche classiques (P & O, Conductance incrémentale). Pour tester la vitesse de suivi de ces algorithmes (en dynamique), deux principaux critères sont calculés : Le critère de performance IAE, où intégrale de l'erreur absolue :

$$IAE = \int_0^t |e(t)| dt \quad \text{VI.26}$$

Où : "e" indique l'erreur de suivi.

Le nombre d'itération 'hit count' de chaque méthode pour atteindre le point optimal. C'est en fait le nombre de fois que la fonction spécifique de chaque méthode est quantifiée.

En régime permanent, l'évaluation des performances est réalisée par les indicateurs suivants :

La précision de suivi, définie comme le rapport de la puissance moyenne trouvée par chaque algorithme  $P_{pv\_moy}$ , et la valeur optimale hors ligne  $P_{op-off}$  :

$$\eta(\%) = P_{pv\_moy} / P_{op-off} \quad \text{VI.27}$$

L'ondulation de puissance (rip), introduite pour tester les ondulations autour de l'optimal. Elle est calculée comme le rapport de la différence entre les pics de puissance les plus élevés et les plus faibles de chaque algorithme, rapportée à la puissance moyenne  $P_{pv\_moy}$  :

$$Rip(\%) = (P_{pv-max} - P_{pv-min}) / P_{pv\_moy} \quad \text{VI.28}$$

Méthodes		Perturb& observe	Incrémental Conductance	Mode glissant	Logique floue
Vitesse de suivi	AIE	1.627	1.458	1.232	0.084
	Hit-count	45	48	41	27
Précision de suivi $\eta$ (%)		95.07%	96.23%	97.64%	99.21%
Taux d'ondulation (Rip)		6.82%	6.13%	5.81%	3.36%

**Tableau.IV.2:** Indicateurs de Performances des algorithmes MPPT.

Comme on peut le constater, les faibles valeurs des indices IAE et hit-count montrent clairement une réponse dynamique rapide de l'MPPT par logique floue introduit, où l'algorithme est calculé seulement en 27 itérations pour atteindre l'optimal. A l'état stationnaire, contrairement aux méthodes classiques, qui utilisent un incrément du rapport cyclique  $\Delta\alpha$  de 0,01 à la fois en régime transitoire et en régime stationnaire, et par conséquent des oscillations remarquables autour de l'optimal sont remarquées; Ce degré de liberté, calculé de manière adaptative par l'intermédiaire des fonctions d'appartenance réparties, tend à diminuer tout en s'approchant de l'optimal, conduisant à moins d'ondulation de puissance, et à une amélioration de la précision de suivi.

## Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'études d'une chaîne de conversion photovoltaïque connectée au réseau électrique associé à un filtre actif parallèle dont l'objectif est d'améliorer les performances du système globale, en améliorant d'une part la qualité d'énergie par l'élimination des harmoniques et la compensation d'énergie réactive par l'application de la commande P-DPC, et d'autre part l'ajout d'une source décentralisée (le générateur PV), a permis de diminuer l'appel de courant coté source, via une couverture d'une partie par la source PV. Pour évaluer les performances des techniques de suivi proposées, les deux types de commande MPPT, basées sur la logique floue et celle par mode glissant ont été investiguées d'une manière comparative, et étendues à d'autres algorithmes de recherche classiques (P&O, Conductance incrémentale). Les résultats de simulation et expérimentaux prouvent l'efficacité et la robustesse des techniques de contrôle proposées en termes de rapidité et efficacité.

# Conclusion Générale

## Conclusion Générale

Le travail de recherche exposé dans cette thèse a fait l'objectif d'une étude de modélisation et de commande d'un système photovoltaïque connecté au réseau, alimentant une charge non linéaire. L'objectif via les algorithmes de commande proposé est de permettre une opération optimale de toute la chaîne et ce suivant de volets :

- 1- Diminuer l'impact de la charge non linéaire sur le réseau électrique, en éliminant les harmoniques de courant.
- 2- Extraire le maximum de la puissance solaire, servant comme une source d'appoint pour satisfaire de la charge.

Pour concrétiser le premier but, trois algorithmes de commande de l'onduleur de tension, basées sur la commande directe de puissance ont été proposées : La commande DPC classique, La commande DPC-SVM et la commande DPC prédictive basé sur le modèle. Ces trois méthodes étaient simulées, validées expérimentalement et évaluées lors d'une étude comparative basée sur le taux d'harmonique THD du courant de source et l'ondulation au niveau des puissances. Les résultats obtenus démontrent des performances meilleures de la DPC prédictive.

Pour le deuxième volet, deux techniques MPPT ont été proposées pour le pilotage du hacheur boost coté GPV. Les résultats obtenus et l'étude comparative selon différents critères ont démontré que le MPPT par logique floue offre des performances statiques et dynamiques meilleurs.

Comme perspective visées à ce modeste travail un ensemble de points peuvent être traités ; parmi :

- 1- Le contrôle de filtre actif parallèle lors d'un creux de tension ou d'un réseau distordu, ou déséquilibré.
- 2- Changer et évaluer les performances de la commande DPC prédictive lors de l'ajustement de la fonction coût, incluant la régulation du bus continu.
- 3- Proposer d'autres algorithmes MPPT du générateur photovoltaïque lors d'un ombrage partiel du champ.

# Références Bibliographiques

---

## Références Bibliographiques

- [1] S. Ouchen, A. Betka, S. Abdeddaim, and A. Menadi, “Fuzzy-predictive direct power control implementation of a grid connected photovoltaic system, associated with an active power filter,” *Energy Convers. Manag.*, vol. 122, pp. 515–525, 2016.
- [2] M. Seyedmahmoudian, B. Horan, T. K. Soon, R. Rahmani, A. M. Than Oo, S. Mekhilef, and A. Stojcevski, “State of the art artificial intelligence-based MPPT techniques for mitigating partial shading effects on PV systems - A review,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 64, pp. 435–455, 2016.
- [3] S. Ouchen, S. Abdeddaim, A. Betka, and A. Menadi, “Experimental validation of sliding mode-predictive direct power control of a grid connected photovoltaic system, feeding a nonlinear load,” *Sol. Energy*, vol. 137, pp. 328–336, 2016.
- [4] S. Ouchen, A. Betka, S. Abdeddaim, and R. Mechouma, “Design and experimental validation study on direct power control applied on active power filter,” *2nd Int. Conf. Intell. Energy Power Syst.*, pp. 1–5, Jun. 2016.
- [5] H. Awad and M. H. J. Bollen, “Power electronics for power quality improvements,” *2003 IEEE Int. Symp. Ind. Electron. (Cat. No.03TH8692)*, vol. 2, no. Rio de Janeiro, June 9–11, pp. 1129–1136, 2003.
- [6] “Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms,” 1988.
- [7] P. Taylor, B. Singh, A. Chandra, and K. Al-haddad, “Electric Machines & Power Systems Computer-Aided Modeling and Simulation of Active Power Filters Computer-Aided Modeling and Simulation of Active Power Filters,” no. August 2012, pp. 37–41, 2010.
- [8] B. Nouri, “Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées Application : Amélioration de la Qualité de l’Energie Soutenue,” Thèse de doctorat, Université de Ferhat Abbas, Setif 1, 2011.
- [9] M. Magraoui, “Validation de techniques de commande d’un filtre actif parallèle,” Thèse de doctorat, École de technologie supérieure, Université du Québec, 2007.
- [10] L. Gyugyi, “Dynamic compensation of AC transmission lines by solid-state synchronous voltage sources,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 9, no. 2, pp. 904–911, 1994.

- 
- [11] B. Singh, K. Al-haddad, and A. Chandra, "A Review of Active Filters for Power Quality Improvement," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 5, pp. 960–971, 1999.
- [12] Ghadbane Ismail, "étude et réalisation d'un filtre actif parallèle en utilisant différentes stratégies de contrôle," Thèse de doctorat, Université de biskra , 2016.
- [13] H. Akagi; E.H. Watanabe; M. Aredes, "Instantaneous power theory and applications to power conditioning," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, 2007.
- [14] Abdelhamid HAMADI, "Contribution à l'étude des filtres hybrides de puissance utilisés pour améliorer la qualité de l'Energie dans le réseau électrique de distribution," Thèse de docteur, École de technologie supérieur université du Québec, 2010.
- [15] M. Sarra, "Contribution à l'étude des filtres actifs hybrides," Thèse de doctorat, Université de Ferhat Abbas, Setif 1, 2012.
- [16] A. Sandali, T. Oukhoya, and A. Cheriti, "Modeling and design of PV grid connected system using a modified fractional short-circuit current MPPT," *2014 Int. Renew. Sustain. Energy Conf.*, pp. 224–229, Oct. 2014.
- [17] A. Sandali, O. Tarik, and A. Cheriti, "Simple and fast Maximum Power Point Tracking for grid connected photovoltaic systems," *14th Work. Control Model. Power Electron.*, pp. 1–8, Jun. 2013.
- [18] S. Ozdemir, N. Altin, and I. Sefa, "Single stage three level grid interactive MPPT inverter for PV systems," *Energy Convers. Manag.*, vol. 80, pp. 561–572, 2014.
- [19] J. M. Shen, H. L. Jou, and J. C. Wu, "Novel transformerless grid-connected power converter with negative grounding for photovoltaic generation system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 4, pp. 1818–1829, 2012.
- [20] A. Sandali, F. A. Alouahabi, K. Ayache, and A. Chériti, "Modeling and design of a three-phase grid connected PV system based on PWM current source inverter and P-I curve slope MPPT technique," *IEEE 6th Int. Symp. Power Electron. Distrib. Gener. Syst. PEDG*, pp. 1–7, 2015.
- [21] L. Hassaine, E. Olias, J. Quintero, and V. Salas, "Overview of power inverter topologies and control structures for grid connected photovoltaic systems," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 30, pp. 796–807, 2014.

- 
- [22] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, S. Member, and F. Blaabjerg, "A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1292–1306, 2005.
- [23] J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, S. Member, E. Galván, R. C. P. Guisado, S. Member, M. Ángeles, M. Prats, J. I. León, and N. Moreno-alfonso, "Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources : A Survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1002–1016, 2006.
- [24] M. Calais, J. Myrzik, T. Spooner, and V. G. Agelidis, "Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview," *Power Electron. Spec. Conf. 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annu.*, vol. 4, pp. 1995–2000, 2002.
- [25] M. Islam, S. Mekhilef, and M. Hasan, "Single phase transformerless inverter topologies for grid-tied photovoltaic system: A review," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 45, pp. 69–86, 2015.
- [26] W. Omran, "Performance Analysis of Grid-Connected Photovoltaic Systems," Thèse de doctorat, Université Onratio Canada, 2010.
- [27] J. M. A. Myrzik and M. Calais, "String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems - A review," *2003 IEEE Bol. PowerTech - Conf. Proc.*, vol. 2, pp. 430–437, 2003.
- [28] K. Ishaque, Z. Salam, and G. Lauss, "The performance of perturb and observe and incremental conductance maximum power point tracking method under dynamic weather conditions," *Appl. Energy*, vol. 119, pp. 228–236, 2014.
- [29] 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.
- [30] R. Ika, S. Wibowo, and M. Rifa, "Maximum power point tracking for photovoltaic using incremental conductance method," *Energy Procedia*, vol. 68, pp. 22–30, 2015.
- [31] 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.

- 
- [32] X. Xiao, X. Huang, and Q. Kang, "A Hill-Climbing-Method-Based Maximum-Power-Point-Tracking Strategy for Direct-Drive Wave Energy Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 257–267, 2016.
- [33] S. B. Kjær, "Evaluation of the hill climbing and the incremental conductance maximum power point trackers for photovoltaic power systems," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 4, pp. 922–929, 2012.
- [34] Z. Salam, J. Ahmed, and B. S. Merugu, "The application of soft computing methods for MPPT of PV system: A technological and status review," *Appl. Energy*, vol. 107, pp. 135–148, 2013.
- [35] M. M. Shebani, T. Iqbal, and J. E. Quaicoe, "Comparing bisection numerical algorithm with fractional short circuit current and open circuit voltage methods for MPPT photovoltaic systems," in *2016 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, 2016, pp. 1–5.
- [36] C. Boonmee and Y. Kumsuwan, "Implementation of ripple correlation control MPPT for single-phase VSI grid-connected PV systems," *12th Int. Conf. Electr. Eng. Comput. Telecommun. Inf. Technol.*, 2015.
- [37] G. Chujia, Z. Aimin, Z. Hang, Z. Chao, and B. Yunfei, "A fuzzy MPPT method for PV array in power system," *27th Chinese Control Decis. Conf. CCDC 2015*, pp. 5085–5089, 2015.
- [38] L. B. Prasad, S. Sahu, M. Gupta, R. Srivastava, L. Mozhui, and D. N. Asthana, "An Improved Method for MPPT using ANN and GA with Maximum Power Comparison Through Perturb & Observe Technique," *IEEE Uttar Pradesh Sect. Int. Conf. Electr. Comput. Electron. Eng.*, pp. 206–211, 2016.
- [39] N. Khemiri, A. Khedher, and M. F. Mimouni, "A sliding mode control approach applied to a photovoltaic system operated in MPPT," *10th Int. Multi-Conferences Syst. Signals Devices 2013*, pp. 1–6, 2013.
- [40] P. Kumar, G. Jain, and D. K. Palwalia, "Genetic Algorithm Based Maximum Power Tracking in Solar Power Generation," *Int. Conf. Power Adv. Control Eng.*, pp. 1–6, 2015.
- [41] H. Renaudineau, F. Donatantonio, J. Fontchastagner, G. Petrone, G. Spagnuolo, J. P. Martin, and S. Pierfederici, "A PSO-based global MPPT technique for distributed PV power generation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 2, pp. 1047–1058, 2015.

- [42] P. Kumar, G. Jain, and D. K. Palwalia, "Development of an Improved P&O Algorithm Assisted Through a Colony of Foraging Ants for MPPT in PV System," *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 12, no. 1, pp. 187–200, Aug. 2016.
- [43] P. Tsawant, P. C. Lbhattar, and C. Lbhattar, "Enhancement of PV System Based on Artificial Bee Colony Algorithm under dynamic Conditions," *IEEE Int. Conf. Recent Trends Electron. Inf. Commun. Technol.*, no. 1, pp. 1251–1255, 2016.
- [44] A. Anurag, S. Bal, S. Sourav, and M. Nanda, "A review of maximum power-point tracking techniques for photovoltaic systems," *Int. J. Sustain. Energy*, vol. 35, no. 5, pp. 478–501, 2016.
- [45] D.-K. Choi and K.-B. Lee, "Dynamic Performance Improvement of AC/DC Converter Using Model Predictive Direct Power Control With Finite Control Set," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 2, pp. 757–767, 2015.
- [46] T. Ohnishi, "Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control," *Ind. Electron. Control Instrumentation, 1991. Proceedings. IECON '91., 1991 Int. Conf.*, pp. 819–824, 1991.
- [47] 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.
- [48] 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.
- [49] M. Malinowski, "Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers," Ph.D. Thesis, Warsaw University of Technology Engineering, 2001.
- [50] Z. Yongchang, Z. Jianguo, and X. Wei, "Analysis of one step delay in direct torque control of permanent magnet synchronous motor and its remedies," *Electr. Mach. Syst. (ICEMS), 2010 Int. Conf.*, no. 1, pp. 792–797, 2010.
- [51] A. Bouafia, F. Krim, and J.-P. Gaubert, "Fuzzy-Logic-Based Switching State Selection for Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1984–1992, 2009.

- [52] J. Alonso-Martinez, J. E. G. Carrasco, and S. Arnaltes, "Table-based direct power control: A critical review for microgrid applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 12, pp. 2949–2961, 2010.
- [53] J. M. Carrasco, E. Galván, G. Escobar, A. M. Stankovic, and R. Ortega, "Analysis and Design of Direct Power Control ( DPC ) for a Three Phase Synchronous Rectifier via Output Regulation Subspaces," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 3, pp. 823–830, 2003.
- [54] J. Eloy-García and R. Alves, "DSP-based direct power control of a VSC with voltage angle estimation," *IEEE PES Transm. Distrib. Conf. Expo. Lat. Am. TDC'06*, no. 1, pp. 1–5, 2006.
- [55] S. Vazquez, J. a Sanchez, J. M. Carrasco, J. I. Leon, and E. Galvan, "A Model-Based Direct Power Control for Three-Phase Power Converters," *Ind. Electron. IEEE Trans.*, vol. 55, no. 4, pp. 1647–1657, 2008.
- [56] R. Portillo, S. Vazquez, J. I. Leon, M. M. Prats, and L. G. Franquelo, "Model based adaptive direct power control for three-level NPC converters," *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1148–1157, 2013.
- [57] M. Malinowski, M. Jasinski, and M. P. Kazmierkowski, "Simple Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Space-Vector Modulation (DPC-SVM)," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 2, pp. 447–454, Apr. 2004.
- [58] M. Maghamizadeh and A. D. P. Control, "Virtual Flux Based Direct Power Control of a Three- Phase Rectifier Connected to an LCL Filter with Sensorless Active Damping," in *7th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference*, 2016, pp. 16–18.
- [59] Y. Cho and K.-B. Lee, "Virtual-Flux-Based Predictive Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifiers With Fast Dynamic Response," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 4, pp. 3348–3359, 2016.
- [60] W. Lu, C. Li, and C. Xu, "Sliding mode control of a shunt hybrid active power filter based on the inverse system method," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 57, pp. 39–48, 2014.
- [61] Z. Song, W. Chen, and C. Xia, "Predictive direct power control for three-phase grid-connected converters without sector information and voltage vector selection," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 10, pp. 5518–5531, 2014.

- [62] P. Antoniewicz and M. Kazmierkowski, "Predictive direct power control of three phase boost rectifier," *Bull. POLISH Acad. Sci. Tech. Sci.*, vol. 54, no. 3, pp. 287–292, 2006.
- [63] S. Aurtenechea, M. a Rodríguez, E. Oyarbide, and J. R. Torrealday, "Predictive Control Strategy for DC/AC Converters Based on Direct Power Control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 3, pp. 1261–1271, 2007.
- [64] P. Antoniewicz and M. P. Kazmierkowski, "Virtual-flux-based predictive direct power control of AC/DC converters with online inductance estimation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 12, pp. 4381–4390, 2008.
- [65] A. Bouafia, J.-P. Gaubert, and F. Krim, "Predictive Direct Power Control of Three-Phase Pulsewidth Modulation (PWM) Rectifier Using Space-Vector Modulation (SVM)," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 1, pp. 228–236, Jan. 2010.
- [66] J. Lamterkati, M. Khaffalah, and L. Ouboubker, "Fuzzy Logic Besed Improved Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier," *2nd Int. Conf. Electr. Inf. Technol. ICEIT*, pp. 0–5, 2016.
- [67] A. Bouafia, "Predictive Control Techniques And Fuzzy To The Power Electronics Systems: Application For PWM Rectifiers," *Ph.D thesis setif Univ.*, 2010.
- [68] K. M. Tsang and W. L. Chan, "Rapid islanding detection using multi-level inverter for grid-interactive PV system," *Energy Convers. Manag.*, vol. 77, pp. 278–286, 2014.
- [69] F. Akel, T. Ghennam, E. M. Berkouk, and M. Laour, "An improved sensorless decoupled power control scheme of grid connected variable speed wind turbine generator," *Energy Convers. Manag.*, vol. 78, pp. 584–594, 2014.
- [70] Hong-Scok Song, "Control Scheme for PWM Converter and Phase Angle Estimation Algorithm Under Voltage Unbalance and/or Sag Condition", Ph.D. in electronic and electrical engineering. South Korea," 2000.
- [71] A. Mehdi, S. Rezgui, H. Medouce, and H. Benalla, "A Comparative Study between DPC and DPC-SVM Controllers Using dSPACE ( DS1104 )," *Int. J. Electr. Comput. Eng.*, vol. 4, no. 3, pp. 322–328, 2014.
- [72] W. Song, J. Ma, L. Zhou, and X. Feng, "Deadbeat Predictive Power Control of Single-Phase Three-Level Neutral-Point-Clamped Converters Using Space-Vector Modulation for Electric Railway Traction," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 1, pp. 721–732, 2016.

- [73] A. Bouafia, J.-P. Gaubert, and F. Krim, "Analysis and design of new switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier," *13th Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, pp. 703–709, 2008.
- [74] N. Dey, U. Mondal, and D. Mondal, "Design of a H-infinity Robust Controller for a DC Servo Motor System," *International Conf. Intell. Control Power Instrum.*, pp. 27–31, 2016.
- [75] M. M. Active, "System Identification and Robust Control Magnetic Bearing Systems," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, pp. 1–13, 2015.
- [76] M. G. Ortega and F. R. Rubio, "Systematic design of weighting matrices for the  $H_{\infty}$  mixed sensitivity problem," *J. Process Control*, vol. 14, no. 1, pp. 89–98, 2004.
- [77] Y. Zhang and C. Qu, "Model Predictive Direct Power Control of PWM Rectifiers Under Unbalanced Network Conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 7, pp. 4011–4022, 2015.
- [78] W. Song, Z. Deng, S. Wang, and X. Feng, "A Simple Model Predictive Power Control Strategy for Single-phase PWM Converters with Modulation Function Optimization," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 7, pp. 5279–5289, 2015.
- [79] M. Cichowlas, "PWM Rectifier with Active Filtering," PhD Thesis, Warsaw University of Technology Poland, 2004.
- [80] P. Antoniewicz, "Predictive Control of Three Phase AC/DC Converters," PhD Thesis, Warsaw University of Technology Poland, 2009.
- [81] A. Menadi, S. Abdeddaim, A. Ghamri, and A. Betka, "Implementation of fuzzy-sliding mode based control of a grid connected photovoltaic system," *ISA Trans.*, vol. 58, pp. 586–594, 2015.
- [82] A. Betka and A. Attali, "Optimization of a photovoltaic pumping system based on the optimal control theory," *Sol. Energy*, vol. 84, no. 7, pp. 1273–1283, 2010.
- [83] H. Kumar and R. K. Tripathi, "Simulation of variable incremental conductance method with direct control method using boost converter," *Students Conf. Eng. Syst. SCES*, pp. 1–5, 2012.

- [84] M. Kaliamoorthy and V. Rajasekaran, "A novel MPPT scheme for solar powered boost inverter using evolutionary programming," *International Conf. Recent Adv. Electr. Electron. Control Eng. IConRAEeCE'11 - Proc.*, pp. 346–351, 2011.
- [85] P. Vivek, R. Ayshwarya, S. J. Amali, and A. S. N. Sree, "A novel approach on MPPT algorithm for solar panel using buck boost converter," *Int. Conf. Energy Effic. Technol. Sustain. ICEETS*, pp. 396–399, 2016.
- [86] Z. Liang, A. Q. Huang, and R. Guo, "High efficiency switched capacitor buck-boost converter for PV application," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, pp. 1951–1958, 2012.
- [87] T. Mrabti, M. El Ouariachi, B. Tidhaf, K. Kassmi, E. Chadli, and K. Kassmi, "Regulation of electric power of photovoltaic generators with DC-DC converter (buck type) and MPPT command," *Int. Conf. Multimed. Comput. Syst.*, pp. 322–326, Apr. 2009.
- [88] S. Abouda, "Contribution à la commande des systèmes photovoltaïques : application aux systèmes de pompage," Thèse de doctorat en co-tutelle de l'Université de Reims Champagne-Ardenne et de l'Université de Sfax, 2015.
- [89] Y. T. Chen, Y. C. Jhang, and R. H. Liang, "A fuzzy-logic based auto-scaling variable step-size MPPT method for PV systems," *Sol. Energy*, vol. 126, pp. 53–63, 2016.
- [90] A. El Khateb, N. A. Rahim, J. Selvaraj, and M. N. Uddin, "Fuzzy-logic-controller-based SEPIC converter for maximum power point tracking," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 4, pp. 2349–2358, 2014.
- [91] A. V. Rana and H. H. Patel, "Current Controlled Buck Converter based Photovoltaic Emulator," *J. Ind. Intell. Inf.*, vol. 1, no. 2, pp. 91–96, 2013.
- [92] R. Shah and A. Rana, "Comparison between Voltage Controlled and Current Controlled Buck Converter based Photovoltaic Emulator," no. 1, pp. 1–5, Jan. 2015.
- [93] D. Verma, S. Nema, A. M. Shandilya, and S. K. Dash, "Maximum power point tracking (MPPT) techniques: Recapitulation in solar photovoltaic systems," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 54, pp. 1018–1034, 2016.
- [94] B. Subudhi and R. Pradhan, "A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 4, no. 1, pp. 89–98, 2013.

- [95] M. E. El Telbany, A. Youssef, and A. A. Zekry, “Intelligent Techniques for MPPT Control in Photovoltaic Systems : A Comprehensive Review,” *Int. Artif. Intell. Conf.*, no. MAY, pp. 17–22, 2015.
- [96] 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.

# Annexes

## Annexes A

### A.1 paramètres de simulation et expérimentaux

Paramètres		Valeur	
Période d'échantillonnage	Simulation	$10^{-6}$ s	
	Expérimentale	FAP seul	$10^{-4}$ s
		FAP+PV	$1.5 \cdot 10^{-4}$ s
Fréquence du réseau $f$		50 Hz	
Tension de source $V_s$		53V rms	
Résistance ( $R_s$ ), inductance ( $L_s$ )		0.33 $\Omega$ ,1.32mH	
Resistance ( $R_L$ ), inductance ( $L_s$ )		12 $\Omega$ , 0.56mH	
Inductance pond de redresseur ( $R_c$ )		1 mH	
Inductance, filtre de sortie $L_f$		3mH	
Condensateur C, Vdc référence		1100 $\mu$ F,173v	
Bande d'Hystérésis HB		0.1	
Puissance maximale $P_{max}$		175 W	
Tension à la puissance maximale $V_{op}$		53 .4V	
Courant à la puissance maximale $I_{op}$		4.95	
Tension en circuit ouvert $V_{co}$		44.4V	
Courant en court-circuit $I_{cc}$		5.4A	
Tension d'entrée de l'émulateur $V_{in}$		200 V	
Eléments passifs	$L_1$	50 mH	
	$L_2$	1mH	
	$C_1$	1100 $\mu$ F	
	$C_2$	2200 $\mu$ F	

**Tableau A.1** : Tableau des paramètres

## A.2 Transformations des coordonnées

Le passage des courants et des tensions du système triphasé a,b,c au système biphasé  $\alpha,\beta$  est réalisé par les matrices suivantes :

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad 1$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad 2$$

D'autre part, le passage du système biphasé stationnaire  $\alpha, \beta$  au système biphasé tournant d-q se fait par les matrices suivantes :

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \\ -\cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad 3$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \\ -\cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad 4$$

Alors que le passage inverse s'effectue par les matrices suivantes :

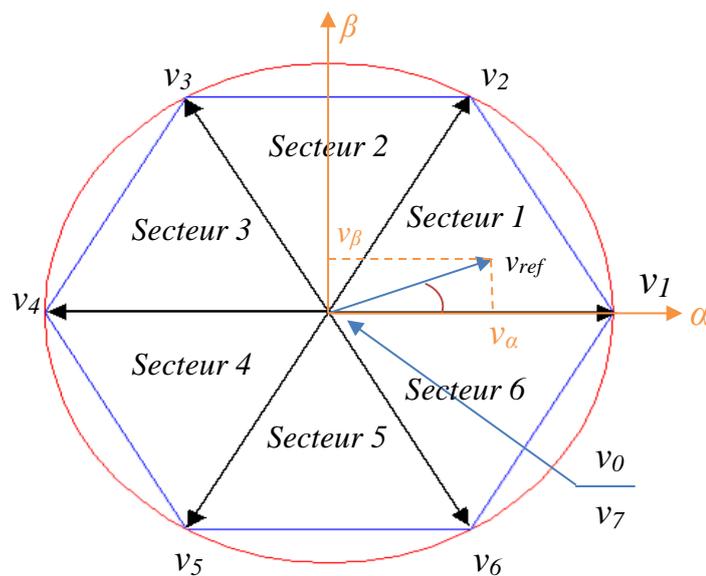
$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \\ -\cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad 5$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \\ -\cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad 6$$

## Annexe B

### Modulation vectoriel (SVM)

La modulation vectoriel (SVM) est une technique qui devient populaire dans le contrôle est largement appliquée dans l'onduleur triphasé connecté au réseau. Le principe de la MLI vectorielle (SVM) consiste à reconstruire le vecteur de tension  $V_{ref}$  à partir de huit vecteurs de tension ( $v_1, v_2, v_3, v_4, v_5, v_6, v_7, v_0$ ). Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, en utilisant trois vecteurs adjacents. La durée de chaque vecteur de tension obtenue par des calculs vectoriels, le reste de la période est consacrée à l'application du vecteur nul. Pour chaque secteur, la période de commutation est calculée. Les huit vecteurs de tensions redéfinies par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan ( $\alpha, \beta$ ) par la figure B.1 :



**Figure B.1 :** Représentation des vecteurs de tensions dans le repère ( $\alpha, \beta$ )

La détermination des temps  $T_1$  et  $T_2$  pour chaque secteur est donnée par :

$$\begin{cases} T_1 = \frac{(\sqrt{6}.v_\alpha - \sqrt{6}.v_\beta)}{2.v_{dc}} . T_s \\ T_2 = \frac{\sqrt{2}.v_\beta}{2.v_{dc}} . T_s \\ T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \end{cases}$$

1



## Annexe C

### C.1 Fonctionnement de l'émulateur photovoltaïque

Pour assurer un bon fonctionnement de circuit de l'émulateur, un régulateur de type mode glissant est proposé ; où la surface de glissement, est issu des équations d'état de conservateur DC-DC type Buck, comme ci-dessous :

$$\rho = \dot{e} + \lambda e \quad 1$$

Où :  $e$  c'est l'erreur de poursuite et  $\lambda$  une constante positive.

$$e = V_{PV} - V_{PV-ref} \quad 2$$

Dans l'équation 8, la tension la  $V_{PV-ref}$ , désigne le modèle théorique à Suivre :

$$V_{PV-ref} = V_{th} \left( \log \left( \frac{I_{cc} - P_{PV} + I_0}{I_0} \right) \right) - I_{PV} R_s \quad 3$$

La structure de cette commande se compose de deux parties : La première porte sur la quantité équivalente  $\alpha'_{eq}$ , et la deuxième fournit la partie de stabilisation  $\alpha'_n$  :

$$\alpha'_n = \begin{cases} 1 & \text{pour } \alpha' \geq 1 \\ \alpha'_{eq} - K\rho & \text{pour } 0 < \alpha' < 1 \\ 0 & \text{pour } \alpha' \leq 0 \end{cases} \quad 4$$

$\alpha'_{eq}$  est la dérivée de la condition  $\dot{\rho} = 0$ , fournissant le rapport cyclique dans l'état d'équilibre :

$$\alpha'_{eq} = \frac{V_{PV}}{V_{in}} \quad 5$$

La partie de stabilisation  $\alpha_n$  est considéré comme l'effort nécessaire pour rejoindre la condition  $\dot{\rho} = 0$  quand la commande du système démarre. L'existence du mode approche peut être garantie en utilisant théorème de stabilité de Lyapunov directe, comme suit : On peut définir une fonction candidate de Lyapunov, liée à la surface de glissement :

$$v = \frac{1}{2} \rho^2 \quad 6$$

Par conséquent, le gradient de la fonction coût  $v$  est déduit :

$$\dot{\rho} \leq 0 \quad 7$$

La réalisation de  $\rho = 0$  est obtenue si l'équation (5) est maintenue négatif semi-définie ( $\dot{\rho} \leq 0$ ), et similairement à l'algorithme MPPT par mode glissant, la commande  $\alpha'_n$  est déduite comme une fonction linéaire de la surface de glissement  $\rho$  :

$$\alpha'_n = -K\rho \quad 8$$

Du moment que le rapport cyclique  $\alpha'$  soit limité dans l'intervalle  $0 < \alpha' < 1$ , le signal de contrôle est proposé ainsi :

$$\alpha'_n = \begin{cases} 1 & \text{pour } \alpha' \geq 1 \\ \alpha'_{eq} - K\rho & \text{pour } 0 < \alpha' < 1 \\ 0 & \text{pour } \alpha' \leq 0 \end{cases} \quad 9$$

## C.2 : Techniques extrémales de poursuite de point MPP

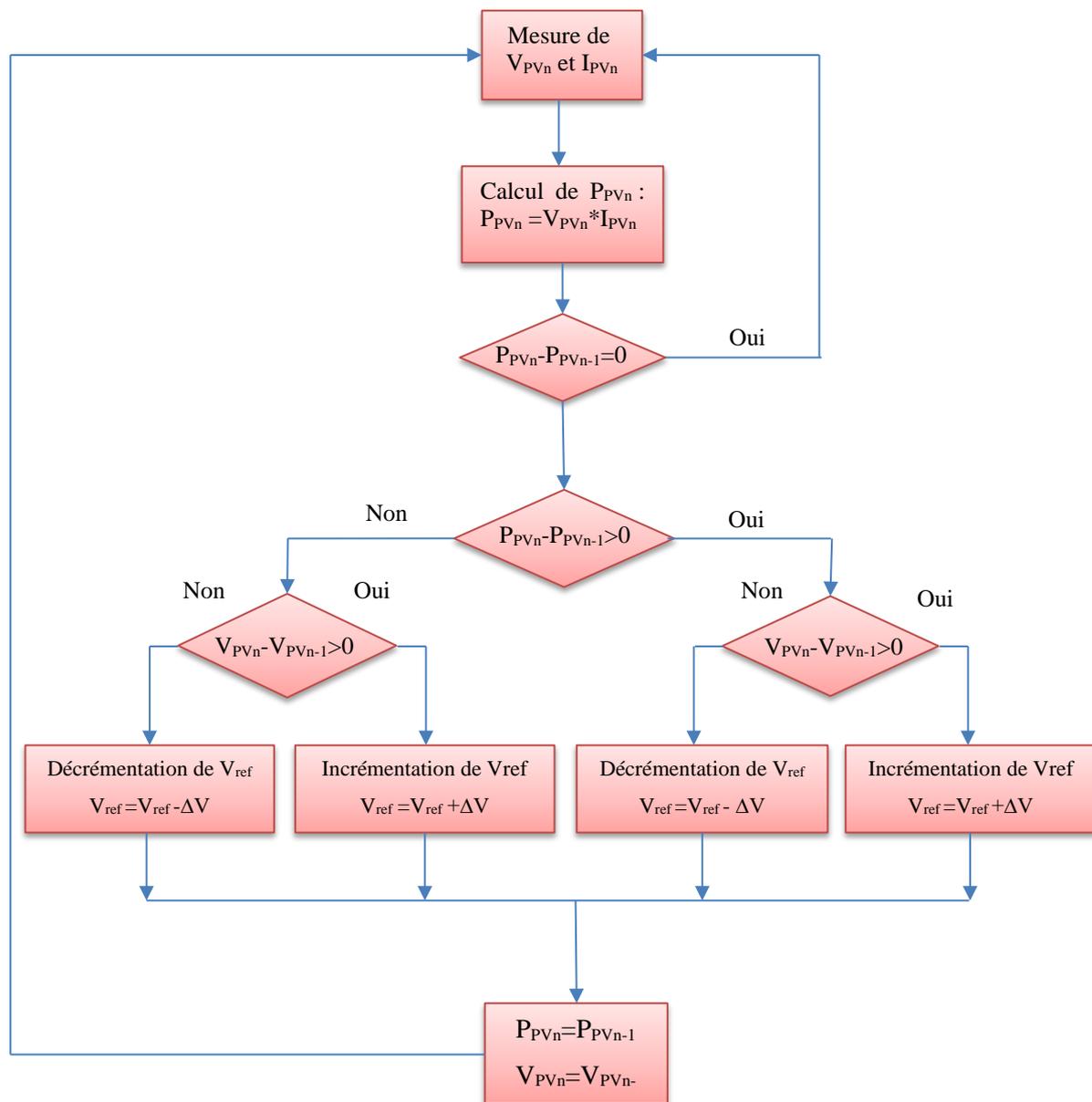
Dans ce qui suit, une description des algorithmes MPPT classiques directes et indirectes est présentée.

### ➤ Méthode Perturb and observe :

L'algorithme de perturbation et d'observation (P & O) est le plus couramment utilisé dans la pratique en raison de sa facilité de mise en œuvre [93]. L'algorithme P & O, tel qu'illustré ci-dessous dans (Figure C.1), fonctionne en augmentant ou en diminuant la tension, à intervalles réguliers ; puis une comparaison est effectuée entre la puissance PV avec celle du point d'échantillon précédent. Si le gradient ( $dP_{PV} / dV_{PV} > 0$ ), le système de commande ajuste le point de fonctionnement du réseau photovoltaïque dans une direction pour s'approcher de l'optimal ; sinon le point de fonctionnement est déplacé dans la direction opposée [9]. A chaque point de perturbation, l'algorithme continue à fonctionner de la même manière [10] [11], et l'algorithme est arrêté au point de puissance maximale, satisfaisant :

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad 10$$

Le principal avantage de cette approche est la simplicité de la technique. De plus, la connaissance préalable des caractéristiques du générateur PV n'est pas requise.



**Figure C.1** : Organigramme de l'algorithme MPPT de perturbation & observation

### ➤ Méthode de Conductance Incrémentale :

La technique de la conductance incrémentale est largement utilisée en raison de la précision de suivi élevée à l'état d'équilibre. A cet état, la conductance incrémentale est égale à la conductance statique en valeur absolue. Son principe se base sur la dérivée de la puissance de sortie du panneau avec sa tension comme le montre l'équation :

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV}$$

$$\frac{dP}{dV} = I + V \frac{dI}{dV}$$



### ➤ **Méthode du Hill climbing**

Les méthodes Hill climbing et P & O sont deux méthodes différentes mais avec le même principe fondamental. Le P & O fournit la tension de référence  $V_{op}$ , et un régulateur est alors nécessaire pour piloter le convertisseur statique. Par contre, la méthode Hill climbing agit directement la perturbation dans le rapport cyclique ( $\alpha$ ) pour atteindre l'optimal [96].

### ➤ **MPPT indirecte basé sur la tension du circuit ouvert**

Cette méthode utilise la relation approximativement linéaire entre la tension optimale ( $V_{MPP}$ ) et la tension en circuit ouvert ( $V_{OC}$ ), qui varie avec l'éclairement et la température :

$$V_{MPP} \approx K_1 V_{OC} \quad 13$$

Où  $K_1$  est une constante dépendante des caractéristiques du générateur PV, qui doit être déterminé au pour différents niveaux d'irradiation et de températures. Cette constante est généralement incluse dans une fourchette entre 0,71 et 0,78. Une fois que la constante de proportionnalité  $K_1$  est connue, la tension  $V_{MPP}$  au point MPP, peut être déterminée périodiquement en mesurant  $V_{OC}$ . Pour mesurer  $V_{OC}$ , le système doit être momentanément mis hors service ou via un module pilote. Un autre problème de cette méthode est qu'il est incapable de suivre le MPP sous les variations d'irradiation, parce que la détermination du  $V_{MPP}$  n'est pas continue. Un autre inconvénient est que le MPP atteint n'est pas le réel parce que la relation n'est qu'une approximation [8].

### ➤ **MPPT indirecte basé sur le courant de court-circuit**

Comme dans la technique précédente, une relation linéaire entre le courant optimal  $I_{MPP}$  et le courant de court-circuit  $I_{SC}$  :

$$I_{MPP} \approx K_2 I_{SC} \quad 14$$

Le coefficient de proportionnalité  $K_2$  doit être déterminé en fonction de chaque panneau PV, comme dans la méthode antérieure. La constante  $K_2$  est généralement incluse entre 0,78 et 0,92. La mesure du courant de court-circuit est généralement faite via un module pilote. L'inconvénient majeure de cette méthode est que le point MPP réel n'est pas atteint parce que la relation de proportionnalité est une approximation. En outre,  $K_2$  change si le générateur photovoltaïque est partiellement ombragé, ce qui est dû à des nuances ou à une saleté de la surface [8].

**Résumé** – Cette thèse s’inscrit dans les travaux de recherche menés sur un système photovoltaïque à deux étages, connecté au réseau électrique, et associé avec un filtre actif parallèle. Dans le premier étage, Coté source solaire, un convertisseur DC-DC de type boost, est associé à deux algorithmes MPPT (par logique floue et par mode glissant) pour suivre le point optimal, et injecter ainsi la puissance maximale au réseau. Dans le deuxième étage, et par l’intermédiaire d’un onduleur à deux niveaux, deux rôles principaux sont assignés : Il assure l’injection au réseau de la puissance extraite, et joue le rôle d’un filtre actif parelle afin d’éliminer l’effet des harmoniques due à la charge non linaire. Dans ce contexte, des variantes de la commande directe de puissance (DPC) ont été appliquées sur le filtre dont l’objectif est d’améliorer la qualité d’énergie électrique et assurer une efficacité du système photovoltaïque.

**Mots-clés : Système photovoltaïque, Mode glissant, Logique floue, MPPT, Filtre actif parallèle, Commande directe de puissance (DPC), THD**

**Abstract** –This thesis is a part of the research carried out on a double stage grid connected photovoltaic system, associated with a shunt active power filter. In the first stage, the photovoltaic generator is connected to a boost DC-DC converter, acting through two MPPT algorithms, based on fuzzy logic and sliding mode control, to track permanently the optimum point, and injecting so the extracted amount to the grid. In the second stage, a two-level voltage source inverter is introduced, to fulfill two main roles: Ensuring the injection into the grid of the extracted power, and acting as an active filter to eliminate the effect of undesirable harmonics, caused by the non-linear load. In this context, various techniques, inspired from the direct power control have been implemented to improve the energy quality of the system.

**Keywords: Photovoltaic system, sliding mode, fuzzy logic, MPPT, shunt active filter, direct power control, THD**

**ملخص** – هذه الرسالة هي جزء من العمل البحثي على نظام الكهروضوئية المتصلة بالشبكة من طابقين المرتبطة مرشح نشاط موازي. في المرحلة الأولى، يتم توصيل نظام الكهروضوئية مع محول (DC-DC) وصاحبه استعمال خوارزميات (MPPT) لتتبع نقطة الطاقة القصوى للوصول إلى أقصى نقطة لانتاج الطاقه الكهروضويه و في المرحلة الثانية عن طريق العاكس (DC-AC) ، الذي له دوران رئيسيان يتمثلان في ضمان توصيل الطاقه الى الشبكة الكهربائيه ويلعب دور بمثابة مرشح نشط مواز للقضاء على تأثير التوافقيات بسبب الحمولات غير الخطية. وفي هذا السياق تم تطبيق تقنيات التحكم المباشر للطاقة على المرشح النشط من جهة، وكذلك تم تطبيق خوارزميات MPPT تعتمد على أساس المنطق الغامض وكذلك طريقة الوضع الانزلاقي من جهة اخرى من اجل تحسين نوعية الطاقة الكهربائية وكفاءة النظام الكهروضوئي.

**الكلمات المفتاحية : نظام الكهروضوئية ، الوضع الانزلاقي، المنطق الضبابي،، مرشح نشاط موازي، التحكم المباشر للطاقة**