

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE

Université Mohamed El-Bachir EL-Ibrahimi de Bordj Bou Arréridj

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département d'Electronique

**THESE**

Présentée par

**Mlle. BOUDECHICHE Ghania**

Pour l'obtention du diplôme de

**Doctorat LMD**

**En : Architectures Innovantes pour les Télécommunications (AIT)**

**Thème**

---

**Etude des techniques de commandes  
innovantes appliquées à un réseau électrique perturbé  
et déséquilibré interconnecté à une source d'énergie  
renouvelable à travers un filtre actif de puissance.**

---

Soutenu le

Devant le jury composé de : 23/09/2021

Président :	Dr. Mustapha FLISSI	Université de Bordj Bou Arréridj
Rapporteur :	Pr. Mustapha SARRA	Université de Bordj Bou Arréridj
Co-rapporteur :	Pr. Jean-Paul GAUBERT	Université de Poitiers
Examineurs :	Pr. Abdelhalim KESSAL	Université de Bordj Bou Arréridj
	Pr. Mustapha HATTI	Université de Tipaza
	Pr. Mohamed LADJAL	Université de M'sila
Invité :	Dr. Oualid AISSA	Université de Bordj Bou Arréridj

2020-2021

## Dédicace

---

*Une offre spécifique de cette thèse à l'âme de ma défunte inoubliable mère Khadra MEHDI qu'ALLAH la bénisse et lui réserve une haute place au paradis.*

*A mon très cher père Mohamed-Messaoud qu'ALLAH le garde et le protège et que je lui souhaite une longue vie pleine de joie.*

*A mon cher et unique frère Toufik que dieu lui réserve une merveilleuse vie.*

---

# Remerciements

Le travail que je présente dans cette thèse a été réalisé au Laboratoire d'Electronique des Télécommunications Avancées (ETA) de l'Université *Mohamed El Bachir El Ibrahimi* de Bordj Bou Arréridj, Algérie.

Je voudrais exprimer toute ma reconnaissance à mes deux directeurs de thèse :

- Monsieur *Mustapha SARRA* professeur à l'Université Mohamed El Bachir El Ibrahimi de Bordj Bou Arreridj, pour son encadrement, son suivi permanent, pour tous ses encouragements et discussions tout au long de ces années et ses précieux conseils.
- Monsieur *Jean-Paul GAUBERT* professeur à l'Université de Poitiers, pour son encadrement, son dévouement, son soutien permanent, disponible, optimiste, je ne pouvais envisager meilleure encadrement, meilleure complémentarité. Merci

Je tiens à remercier les membres de jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail :

Monsieur *Mustapha FLISSI* maître de conférence à l'Université Mohamed El Bachir El Ibrahimi de Bordj Bou Arreridj, Algérie d'avoir accepté de présider le jury auquel je soumetts cette thèse, Monsieur *Abdelhalim KESSAL* professeur à l'Université Mohamed El Bachir El Ibrahimi de Bordj Bou Arreridj, Monsieur *Mustapha HATTI* professeur au Centre Universitaire Morsli Abdellah de Tipaza, Monsieur *Mohamed LADJAL* professeur à l'université Mohamed Boudiaf de M'Sila, de m'avoir honoré et d'avoir voulu évaluer mon travail.

En toute fidélité un précieux remerciement à celui qui a semé l'âme d'optimisme dans ma vie scientifique, docteur *Oualid AISSA*. Il m'a présenté l'assistance morale, des orientations et des idées. Ainsi, il m'a fait l'honneur d'accepter d'être membre invité du jury.

Sans oublier mes collègues du laboratoire ETA (*Rima TOUAHRIA, Wafa FENENICHE, Rebh BRAHIMI, Safa ATTIA, Salem TITOUNI, Saad SALDI, Amine GUISSOUS, et Massinissa BELAZZOUG*) pour leur aide dans les chaleureux et bonnes humeurs que l'on a vécues ensemble.

Je veux bien réserver dans cette petite intervention mes salutations les plus distinguées à ma fidèle *Saleh BOUDACHE, Mustapha HABITOUCHE, Salim ATTIA, Boualem BOUKEZATA, Nora LAKHLIF, Keltoum SOUALAH, Kamir BELDJOUDI, Sabrina BOUKERMA, Hadda NOUAR*, et mon profond souhait de réussite aux étudiantes *Rahma Seddiki et Romaiissa Rouabah*.

Enfin, on ne peut clore cette page de remerciements, sans exprimer ma profonde reconnaissance à l'ensemble du personnel du département d'électronique : Enseignants, Ingénieurs Secrétaires, et tout agent du département, ceux qui ont déployé des efforts pour me faciliter la tâche.

*Merci à toutes et à tous*



*Liste des Symboles et des Acronymes.*

## Liste des symboles :

$c1, c2$	Constantes d'accélération
$C_{dc}$	Condensateur de bus continue
$D$	Puissance déformante
$d, q$	Repère tournant de Park
$\Delta D$	Variation du rapport cyclique
$E$	Signale d'erreur
$\Delta E$	Changement d'erreur
$f_s$	Fréquence du réseau
$G_n$	Irradiance nominale
$i_\alpha, i_\beta$	Composantes des courants de source dans le repère $\alpha\beta$
$I_{cc,n}$	Courant de court-circuit nominal
$I_{c1}$	Amplitude du courant fondamental
$i_d, i_q$	Composantes des courants de source dans le repère dq
$i_{fabc}$	Courants du filtre électrique
$i_h$	Courant harmonique de rang $h$
$i_{labc}$	Courants de la charge
$i_{sabc}$	Courants du réseau électrique
$I_{pv,cell}$	Courant généré par la lumière incidente

$I_{pv}, V_{pv}$	Courant et la tension du module PV
$I_{0,cell}$	Courant de fuite de la diode
$k$	Constante de Boltzmann
$K_p, K_i, K_d$	Facteurs de gain proportionnel, intégral et dérivé
$K_v$	Tension de circuit ouvert / coefficient de température
$L_f$	Valeur de l'inductance du filtre actif parallèle
$L_l$	Inductance à l'entrée de la charge polluante
$L_s$	Inductance du réseau
$n$	Nombre maximum de règles effectives
$N$	Nombre de pôles et zéros
$2N+1$	Ordre des fonctions d'approximation
$N_p$	Nombre des cellules en parallèle
$N_{pp}$	Nombre de modules montés en parallèle
$N_s$	Nombre des cellules en série
$N_{ss}$	Nombre de modules montés en série
$P$	Puissance active instantanée
$\tilde{p}$ et $\tilde{q}$	Puissances alternatives
$\bar{p}$ et $\bar{q}$	Puissance continue
$p-q$	Contrôle des puissances active et réactive instantanées
$q$	Charge électrique d'électron

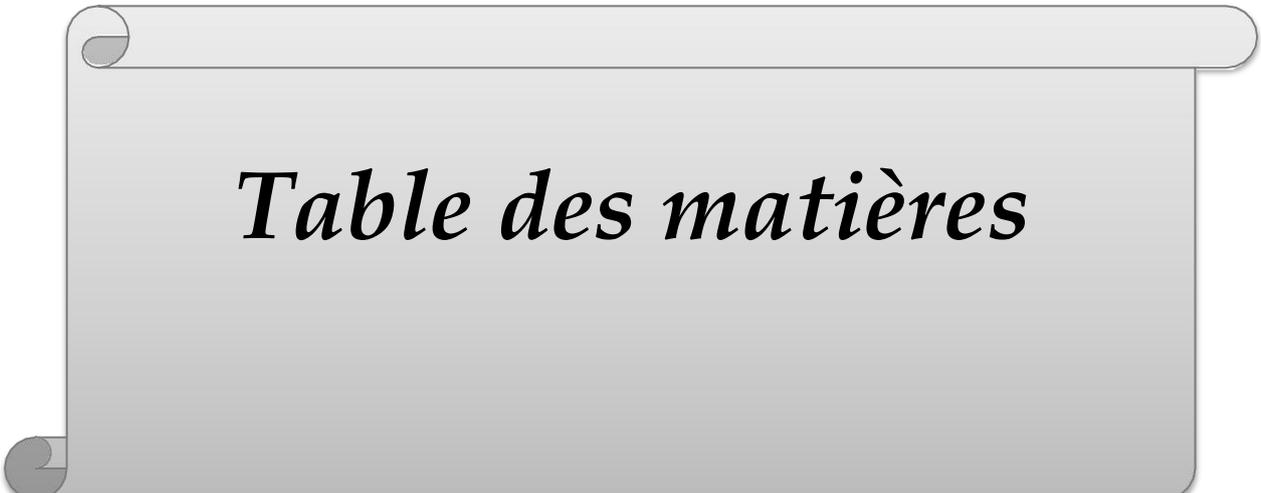
$Q$	Puissance réactive instantanée
$r1, j, r2, j$	Coefficients aléatoires
$Rf$	Valeur de la résistance interne du filtre actif parallèle
$Rl$	Résistance à l'entrée de la charge polluante
$Rs$	Résistance du réseau
$S$	Puissance apparente instantanée
$S1, S2, S3$	Etats de commande des interrupteurs
$T$	Température de la cellule
$V_{co,n}$	Tension du circuit ouvert nominale
$Vdc$	Tension du bus continue
$Vdcref$	Tension de référence de bus continue
$v_{eff}$	Valeur efficace du fondamental de la tension du réseau
$V_{i,j}$	$j^{\text{ème}}$ élément du vecteur vitesse de la $i^{\text{ème}}$ particule
$vsabc$	Tensions du réseau électrique
$w$	Facteur de pondération
$\omega n$	Pulsation naturelle
$\theta$	Position angulaire
$\hat{\theta}$	Angle de rotation estimé
$\xi$	Coefficient d'amortissement
$\mathcal{E}I_{sabc}^*$	Erreur enregistrée par les trois courants d'entrée de la référence
$\mathcal{E}I_{sabc}$	Erreur enregistrée par les trois courants d'entrée
$\varepsilon, \eta$	Ordres intégraux et dérivés, respectivement
$x_i$	Position de la $i^{\text{ème}}$ particule

$\omega$	Poids d'inertie
$\omega'_k$	Zéros de l'intervalle k
$\omega_k$	Pôles de l'intervalle k
$\omega_b$	Basse fréquence
$\omega_h$	Haute fréquence

### **Liste des acronymes :**

<i>ABC</i>	Artificial Bee Colony
<i>AC</i>	Alternating Current
<i>ANN</i>	Artificial Neural Network
<i>AW-FOPID</i>	Anti-Windup fractionnaire order PID
<i>CEI</i>	Commission Electrotechnique Internationale
<i>DC</i>	Direct Current
<i>DCC</i>	Direct Current Control
<i>DPC</i>	Direct Power Control
<i>DTC</i>	Direct Torque Control
<i>FAP</i>	Filtre Actif Parallèle
<i>FAS</i>	Filtre Actif Série
<i>FAH</i>	Filtre Actif Hybride
<i>Fd</i>	Facteur de distorsion
<i>FLC</i>	Fuzzy Logic Control
<i>FOPID</i>	Proportionnel-Intégrateur- Dérivateur d'Ordre Fractionnaire
<i>FPH</i>	Filtre Passe Haut
<i>FP</i>	Facteur de puissance

GA	Genetic Algorithm
GPV	Générateur Photovoltaïque
Hc	Hill Climbing
IAS	Industrial Applications Society
IC	Incremental Conductance
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
MPP	Maximum Power Point
MPPT	Maximum Power Point Tracking
MSE	Mean Squared Error
OF	Ordre fractionnaire
PCC	Point of Common Coupling
PES	Power Engineering Society
PI	Proportional-Integral.
PID	Proportional- Intégral-dérivé
PLL	Phase-Locked Loop
P&O	Perturb and Observe
PSO	Particle Swarm Optimization
PSO-SF	Particle Swarm Optimization with Spread Factor
PV	Photovoltaïque
THD	Total Harmonic Distortion
UPQC	Unified Power Quality Conditioner



*Table des matières*

## Table des Matières

Introduction générale .....	1
<b>Chapitre 1 : Qualité de l'énergie électrique et Systeme photovoltaïque.</b>	
Introduction .....	6
1.1 Qualité de l'énergie électrique .....	7
1.1.1 Perturbations électriques et leurs origines .....	7
1.1.1.1 Creux et coupures de tension .....	7
1.1.1.2 Fluctuations de tension.....	8
1.1.1.3 Déséquilibre du système triphasé de tension.....	8
1.1.1.4 Variation de fréquence.....	8
1.1.1.5 Harmoniques et inter-harmoniques.....	9
1.1.2 Perturbations harmoniques.....	10
1.1.2.1 Origines des harmoniques .....	10
1.1.2.2 Conséquences des harmoniques .....	10
1.1.2.3 Caractérisation des perturbations harmoniques .....	11
1.1.3 Normes et aspects réglementaires .....	13
1.1.4 Solutions traditionnelles de dépollution.....	16
1.1.5 Solutions modernes de dépollution .....	17
1.1.5.1 Filtres actifs parallèles.....	18
1.1.5.2 Filtres actifs séries .....	19
1.1.5.3 Filtres combinés parallèle-série .....	19
1.1.5.4 Filtres actifs hybrides.....	20
1.1.6 Filtre actif parallèle étudié.....	21
1.1.6.1 La structure générale du filtre actif parallèle.....	21

1.1.6.2	Modélisation de l'onduleur de tension .....	22
1.1.6.3	Modélisation du FAP shunt.....	25
1.2	System photovoltaïque.....	27
1.2.1	L'effet photovoltaïque.....	27
1.2.2	Classification des systèmes photovoltaïque .....	27
1.2.3	Configuration d'un système photovoltaïque connecté au réseau.....	28
1.2.3.1	Nombre D'étages de puissance.....	29
1.2.3.2	Systèmes d'isolation .....	30
1.2.3.3	Topologie des systèmes photovoltaïque .....	30
1.2.4	Algorithmes de recherche du point de puissance maximale (MPPT).....	32
1.2.4.1	Principe de l'algorithme MPPT .....	32
1.2.4.2	Différents types d'algorithmes MPPT.....	32
1.3	Conclusion.....	33

## **Chapitre 2 : Stratégies de commande, régulation et Performance de la Commande Directe de puissance DPC des filtres actifs de puissance.**

Introduction .....	36
2.1 Stratégies de commande du FAP shunt.....	37
2.1.1 Stratégie des puissances instantanées (p-q) .....	37
2.1.1.1 Régulation du bus continu .....	40
2.1.1.2 PLL classique .....	43
2.1.1.3 Résultats de simulation.....	45
2.1.2 Stratégie de contrôle directe de courant (DCC) .....	49
2.1.2.1 Résultats de simulation.....	50
2.1.3 Stratégie de contrôle directe de puissance(DPC) .....	54

2.1.3.1 Résultat de simulation.....	57
2.2 Etude comparative .....	61
2.3 Conclusion.....	61

**Chapitre 3 : Commande du FAP shunt solaire basée sur le régulateur AW-FOPIDDPC basée sur le régulateur AW-FOPID.**

Introduction .....	64
3.1 Modélisation de la chaîne photovoltaïque .....	65
3.1.1 Modélisation d'un générateur photovoltaïque .....	65
3.1.1.1 Caractéristiques P-V et I-V d'un GPV .....	68
3.1.2 Modélisation Du Convertisseur DC-DC (survolteur).....	69
3.1.2.1 Algorithmes de recherche du point de puissance maximale (MPPT) .....	72
3.1.2.1.1 Principe de la recherche du PPM.....	72
3.2 Résultat de simulation .....	76
3.3 Conception d'un régulateur $PI^{\varepsilon}D^{\eta}$ basé sur PSO .....	82
3.3.1 Régulateur AW-FOPID.....	82
3.3.1.1 Optimisation par essais particulaires (PSO) .....	84
3.3.1.2 Méthode d'approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire .....	87
3.4 Résultats de simulation .....	88
3.5 Conclusion.....	98

**Chapitre 4 : Commande du FAP shunt solaire basée sur la DPC proposée.**

Introduction .....	100
4.1 Description du FAP shunt interfacé avec un GPV et contrôlé par la commande DPC proposée .....	101

## *Table des Matières*

---

4.1.1 Présentation de la commande DPC proposée pour contrôler le FAP shunt	101
4.1.1.1 Contrôle du bus continue par régulateur FOPID.....	103
4.2 Présentation et discussion des résultats de simulation.....	105
4.3 Conclusion.....	123
Conclusion générale.....	125
Références Bibliographiques.....	128



*Liste des Figures et des Tableaux.*

## Liste des Figures

<b>Figure 1.1</b> : Creux et coupure de tension.....	7
<b>Figure 1.2</b> : Fluctuations de tension.....	8
<b>Figure 1.3</b> : Cas particulier de déséquilibre du système triphasé de tension... ..	8
<b>Figure 1.4</b> : Variation de fréquence.....	9
<b>Figure 1.5</b> : Harmoniques .....	9
<b>Figure 1.6</b> : Représentation des harmoniques et inter-harmoniques .....	10
<b>Figure 1.7</b> : Diagramme de Fresnel de puissances.....	12
<b>Figure 1.8</b> : Filtre passif résonnant .....	17
<b>Figure 1.9</b> : Filtre passif amorti .....	17
<b>Figure 1.10</b> : Filtre actif parallèle .....	18
<b>Figure 1.11</b> : Filtre actif série.....	19
<b>Figure 1.12</b> : Combinaison parallèle-série actif.....	20
<b>Figure 1.13</b> : Filtre actif hybride .....	20
<b>Figure 1.14</b> : Structure générale du filtre actif parallèle .....	22
<b>Figure 1.15</b> : Structure d'un onduleur à deux niveau.....	23
<b>Figure 1.16</b> : Les états des interrupteurs de l'onduleur .....	24
<b>Figure 1.17</b> : Structure d'un onduleur à deux niveau fonctionnant en FAP shunt.....	25
<b>Figure 1.18</b> : Système PV autonome... ..	28
<b>Figure 1.19</b> : Système PV connecte au réseau .....	28
<b>Figure 1.20</b> : Schémas bloc des structures PV à un seul étage .....	29
<b>Figure 1.21</b> : Schémas bloc des structures PV a doublé étage .....	29
<b>Figure 1.22</b> : Schéma bloc des structures PV isolées avec transformateur basse fréquence.....	30

<b>Figure 1.23</b> : Schéma bloc des structures PV isolées avec transformateur haute.....	31
<b>Figure 2.1</b> : Structure générale du FAP shunt contrôlé par l'approche p-q proposée.....	39
<b>Figure 2.2</b> : Filtrés d'extraction de la composante alternative.....	39
<b>Figure 2.3</b> : Synoptique de la boucle de régulation de la tension du bus continu $V_{dc}$ .....	41
<b>Figure 2.4</b> : Schéma simplifié de régulation de la tension du bus continu par le régulateur PI classique.....	42
<b>Figure 2.5</b> : Schéma simplifié de régulation de la tension du bus continu par le régulateur PI classique avec une compensation anti-windup .....	42
<b>Figure 2.6</b> : Schéma simplifié de régulateur PID classique .....	43
<b>Figure 2.7</b> : Schéma global du système à base de PLL .....	44
<b>Figure 2.8</b> : Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle p-q avec le régulateur PI (tensions et courants de source ainsi que courants de filtre et de charge) : trois phases .....	46
<b>Figure 2.9</b> : Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle p-q avec le régulateur PI (tensions et courants de source ainsi que courants de filtre et de charge) : Phase a .....	47
<b>Figure 2.10</b> : Tension et courant de source avec son FFT du FAP shunt basé sur la stratégie p-q: (a) sans FAP shunt; (b) avec FAP shunt.....	48
<b>Figure 2.11</b> : Tension du bus continu du FAP shunt basé sur la stratégie p-q.....	48
<b>Figure 2.12</b> : Puissance active et réactive de source du FAP shunt basé sur la stratégie p-q.....	49
<b>Figure 2.13</b> : Structure générale du FAP shunt contrôlé par la commande DCC proposée.....	50
<b>Figure 2.14</b> : Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DCC avec le régulateur PI (tensions et courants de source ainsi que courant de filtres et de charge) : trois phases .....	51

<b>Figure 2.15</b> : Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DCC avec le régulateur PI (tensions et courants de source ainsi que courant de filtres et de charge) : phase a.....	52
<b>Figure 2.16</b> : Tension du bus continu du FAP shunt basé sur la stratégie DCC. ....	53
<b>Figure 2.17</b> : Puissance active et réactive de source du FAP shunt basé sur la stratégie DCC.....	53
<b>Figure 2.18</b> : Tension et courant de source avec son FFT du FAP shunt basé sur la stratégie DCC : (a) sans FAP shunt, (b) avec FAP shunt.....	54
<b>Figure 2.19</b> : Structure générale du FAP shunt contrôlé par la commande DPC proposée.....	55
<b>Figure 2.20</b> : Position des secteurs sur des coordonnées fixes .....	56
<b>Figure 2.21</b> : Tension du bus continu du FAP shunt basé sur la stratégie DPC.....	57
<b>Figure 2.22</b> : Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC avec le régulateur PI (tensions et courants de source ainsi que courant de filtres et de charge) : trois phases .....	58
<b>Figure 2.23</b> : Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC avec le régulateur PI (tensions et courants de source ainsi que courant de filtres et de charge) : phase a.....	59
<b>Figure 2.24</b> : Tension et courant de source avec son FFT du FAP shunt basé sur la stratégie DPC : (a) sans FAP shunt, (b) avec FAP shunt.....	60
<b>Figure 2.25</b> : Puissance active et réactive de source du FAP shunt basé sur la stratégie... ..	61
<b>Figure 3.1</b> : Modèle d'une cellule PV .....	65
<b>Figure 3.2</b> : Effet de l'irradiance sur la caractéristique P-V et I-V à la température nominale (25°C).....	68
<b>Figure 3.3</b> : Effet de la température sur la caractéristique P-V et I-V à l'irradiance nominale 1000W/m <sup>2</sup> .....	69
<b>Figure 3.4</b> : Schéma de base d'un boost associé au GPV .....	70

<b>Figure 3.5</b> : Circuit électrique de l'étape 1 .....	71
<b>Figure 3.6</b> : Circuit électrique de l'étape 2 .....	72
<b>Figure 3.7</b> : Diagramme d'un système PV avec MPPT .....	73
<b>Figure 3.8</b> : Structure du contrôleur flou .....	73
<b>Figure 3.9</b> : Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie. .....	75
<b>Figure 3.10</b> : Structure générale du FAP shunt contrôlé par la commande DPC en présence du système PV .....	77
<b>Figure 3.11</b> : Profil d'irradiance, courant et puissance du GPV.....	78
<b>Figure 3.12</b> : Tension du bus continu avec sa référence .....	79
<b>Figure 3.13</b> : Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur la stratégie DPC et associé au GPV (tension et courants de source, courants de filtre et de charge) : trois phases .....	79
<b>Figure 3.14</b> : Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur la stratégie DPC et associé au GPV (tension et courants de source, courants de filtre et de charge) : phase a.....	80
<b>Figure 3.15</b> : Tension et courant de source avec son FFT du FAP shunt basé sur la stratégie DPC et interfacé avec le GPV : (a) Mode sans FAP shunt, (b) Mode avec FAP shunt et (c) Mode FAP interfacé avec le GPV.....	81
<b>Figure 3.16</b> : Puissances actives et réactives de source en mode FAP shunt interfacé avec le GPV.....	82
<b>Figure 3.17</b> : Structure du contrôleur AW-FOPID .....	83
<b>Figure 3.18</b> : Structure générale du FAP shunt contrôlé par la commande DPC avec le régulateur AW-FOPID en présence du système PV .....	89
<b>Figure 3.19</b> : Profil d'irradiance, courant et puissance du GPV.....	90
<b>Figure 3.20</b> : Tension du bus continu du FAP shunt basé sur la commande DPC avec le régulateur PI standard en présence de PV .....	91
<b>Figure 3.21</b> : Tension du bus continu du FAP shunt basé sur la commande DPC avec le régulateur PID standard en présence de PV avec Zoom .....	91

<b>Figure 3.22</b> : Tension du bus continu du FAP shunt basé sur la commande DPC avec le régulateur AW-FOPID proposé en présence de PV avec Zoom .....	92
<b>Figure 3.23</b> : Puissances active et réactive du FAP shunt basé sur la commande DPC avec le régulateur AW-FOPID en présence de PV .....	93
<b>Figure 3.24</b> : Source de tension et de courant avec son FFT du FAP shunt basé sur la commande DPC avec le régulateur PI standard et interfacé avec le GPV : (a) Mode sans FAP shunt, (b) Mode avec FAP shunt et (c) Mode FAP shunt interfacé avec le GPV.....	93
<b>Figure 3.25</b> : Source de tension et de courant avec son FFT du FAP shunt basé sur la commande DPC avec le régulateur PID standard et interfacé avec le GPV : (a) Mode sans FAP shunt, (b) Mode avec FAP shunt et (c) Mode FAP shunt interfacé avec le GPV.....	94
<b>Figure 3.26</b> : Source de tension et de courant avec son FFT du FAP shunt basé sur la commande DPC avec le régulateur AW-FOPID et interfacé avec le GPV : (a) Mode sans FAP shunt, (b) Mode avec FAP shunt et (c) Mode FAP shunt interfacé avec le GPV.....	94
<b>Figure 3.27</b> : Résultats de la simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC avec le régulateur AW-FOPID et associé au GPV (tension et courants de source, courants de filtre et de charge) : trois phases... ..	95
<b>Figure 3.28</b> : Résultats de la simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC avec le régulateur AW-FOPID et associé au GPV (tension et courants de source, courants de filtre et de charge) : phase a.....	96
<b>Figure 4.1</b> : Structure générale du FAP shunt contrôlé par la commande DPC proposée en présence du système PV.....	102
<b>Figure 4.2</b> : Structure du contrôleur FOPID.....	104
<b>Figure 4.3</b> : Résultats de la simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC conventionnel avec le régulateur PI classique et associé au GPV (tension et courants de source, courants de filtre et de charge) : trois phases .....	106
<b>Figure 4.4</b> : Résultats de la simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC conventionnel avec le régulateur PI classique et associé au GPV (tension et	

courants de source, courants de filtre et de charge) : phase a .....	107
<b>Figure 4.5</b> : Résultats de la simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC proposé avec le régulateur FOPID et associé au GPV (tension et courants de source, courants de filtre et de charge) : trois phases .....	108
<b>Figure 4.6</b> : Résultats de la simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC proposé avec le régulateur FOPID et associé au GPV (tension et courants de source, courants de filtre et de charge) : phase a .....	109
<b>Figure 4.7</b> : Profil d'irradiance, courant et puissance du GPV.....	110
<b>Figure 4.8</b> : Évolution des puissances et de la tension du bus continue du FAP shunt basé sur le contrôle DPC conventionnel avec le régulateur PI classique et interfacé avec le GPV .....	111
<b>Figure 4.9</b> : Évolution des puissances et de la tension du bus continue du FAP shunt basé sur le contrôle DPC proposé avec le régulateur FOPID et interfacé avec le GPV... ..	112
<b>Figure 4.10</b> : Résultats de la simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC conventionnel avec le régulateur PI classique et associé au GPV sous des tensions de réseaux déformés (tension et courants de source, courants de filtre et de charge) : trois phases .....	114
<b>Figure 4.11</b> : Résultats de la simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC conventionnel avec le régulateur PI classique et associé au GPV sous des tensions de réseaux déformés (tension et courants de source, courants de filtre et de charge) : phase a .....	115
<b>Figure 4.12</b> : Résultats de la simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC proposé avec le régulateur FOPID et associé au GPV sous des tensions de réseaux déformés (tension et courants de source, courants de filtre et de charge) : trois phases .....	116
<b>Figure 4.13</b> : Résultats de la simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC proposé avec le régulateur FOPID et associé au GPV sous des tensions de réseaux déformés (tension et courants de source, courants de filtre et de charge) : phase a .....	117

**Figure 4.14** : Résultats de la simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC conventionnel avec le régulateur PI classique et interfacé au GPV sous des tensions de réseaux déséquilibrées (tension et courants de source, courants de filtre et de charge) : trois phase ..... 118

**Figure 4.15** : Résultats de la simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC conventionnel avec le régulateur PI classique et associé au GPV sous des tensions de réseaux déséquilibrées (tension et courants de source, courants de filtre et de charge) : phase a ..... 119

**Figure 4.16** : Résultats de la simulation avec zoom du FAP shunt basé sur la DPC proposé avec le régulateur FOPID et associé au GPV sous des tensions de réseaux déséquilibrées (tension et courants de source, courants de filtre et de charge) : trois phases .....120

**Figure 4.17** : Résultats de la simulation avec zoom du FAP shunt basé sur la DPC proposé avec le régulateur FOPID et associé au GPV sous des tensions de réseaux déséquilibrées (tension et courants de source, courants de filtre et de charge) : phases a.....121

## Liste des tableaux

<b>Tableau 1.1</b> : Norme CEI 61000-2-2 pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publiques basse tension. ....	14
<b>Tableau 1.2</b> : Norme CEI 61000-3-2 pour les courants harmoniques.....	14
<b>Tableau 1.3</b> : Limites de perturbations définies par la norme EN 50160.....	15
<b>Tableau 1.4</b> : Limite IEEE pour la tension harmonique.....	15
<b>Tableau 1.5</b> : Limite IEEE des émissions de courants harmoniques.....	16
<b>Tableau 1.6</b> : Classification IEEE des perturbations électromagnétiques.....	16
<b>Tableau 1.7</b> : Tensions générées par l'onduleur de tension.....	25
<b>Tableau 2.1</b> : paramètres de simulation.....	45
<b>Tableau 2.2</b> : Tableau de commutation pour la stratégie DPC.....	56
<b>Tableau 2.3</b> : Etude comparative en termes de THD du courant source.....	61
<b>Tableau 3.1</b> : Tableau de décision.....	74
<b>Tableau 3.2</b> : Paramètres de simulation.....	77
<b>Tableau 3.3</b> : Paramètres de PSO-SF.....	88
<b>Tableau 3.4</b> : Paramètres de simulation .....	88
<b>Tableau 3.5</b> : Étude comparative du régulateur AW-FOPID proposé avec des régulateurs PI et PID conventionnels.....	97
<b>Tableau 4.1</b> : Paramètres de simulation. ....	105
<b>Tableau 4.2</b> : Étude comparative du régulateur FOPID proposé avec le régulateur PI conventionnel .....	113
<b>Tableau 4.3</b> : Analyse comparative en termes de niveaux THD du courant source. ....	122



*Introduction générale*

## **Introduction générale**

Jusqu'à présent, la majeure partie de l'énergie mondiale est produite à partir de combustibles fossiles (charbon, pétrole et gaz) [1]. Ces sources d'énergie contribuent aux émissions de gaz nocifs qui sont fortement impliqués dans le réchauffement climatique, ainsi qu'à la pollution de la terre et des organismes[2]. De plus, la consommation excessive d'énergie par ces ressources conduit systématiquement à une réduction des réserves de ce type de potentiel énergétique[3]. La production d'énergie reste un défi de grande importance pour les années à venir puisqu'elle est continuellement employée presque partout, c'est-à-dire dans les zones résidentielles, commerciales et industrielles[3-4]. Une bonne alternative est la production d'électricité à partir d'énergies renouvelables telles que l'hydroélectrique, la géothermie, la biomasse, l'éolien et le photovoltaïque (PV), qui fonctionnent sans effets de pollution sur l'atmosphère après l'utilisation[2-4]. La disponibilité de l'énergie solaire en tant qu'énergie écologique, illimitée et gratuite sur toute la surface du globe, a incité les chercheurs à la sélectionner parmi d'autres sources d'énergie renouvelable existantes pour étude et investigation[1].

Pour maximiser la production d'énergie d'un système photovoltaïque, il est nécessaire que le générateur photovoltaïque soit exploité au maximum. Cela requiert l'utilisation des différentes techniques (conventionnelles et intelligentes) de suivi du point de puissance maximale (MPP) dans le système photovoltaïque[1-4].

D'autre part, suite à l'utilisation croissante des charges non linéaires basées sur l'électronique de puissance connectée aux réseaux électriques a des impacts négatifs. Ces charges non linéaires génèrent des courants harmoniques avec la consommation résultante de puissance réactive et une dégradation du facteur de puissance du réseau électrique [5-7]. Les perturbations causées par ces charges non linéaires au réseau de distribution sont appelées pollution harmonique qui a des conséquences néfastes sur les appareils électriques connectés au réseau [1-2] [6-7]. Il est donc impérieux d'imposer des règles de limitation de la pollution harmonique pour la protection des consommateurs ainsi que les fournisseurs d'énergie par l'instauration des aspects réglementaires adaptés. Nous citerons certaines normes internationales adaptées

récemment, telles que IEEE Standard 519, EN 50160 et CEI 61000 qui imposent des limites et des exigences aux THD des courants (5%) et des tensions (3%) au sein du réseau d'alimentation [6].

De nos jours, l'amélioration de la qualité d'énergie sur les réseaux de distribution électrique est devenue un sujet de recherche majeur. Plusieurs solutions de dépollution des harmoniques ont été présentées dans la littérature.

La solution traditionnelle de filtrage qui est connue depuis longtemps consiste en l'utilisation de filtres passifs. Cette solution est pratiquement la plus simple et la moins chère, mais elle présente un problème de résonance avec un manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge [1], [5-7].

Les progrès remarquables dans le domaine des semi-conducteurs et des dispositifs de l'électroniques de puissance commandables à la fermeture et à l'ouverture et fonctionnant à des fréquences très élevés, ont permis de concevoir des dispositifs de filtrage modernes des harmoniques auto-adaptables appelés filtrage actifs [1-2], [5-7]. A travers ses avantages très attractifs, les convertisseurs AC/DC à MLI ont envahi avec succès les domaines de l'entraînement électrique et du filtrage actif. Le but de ces filtres actifs de puissance est de générer soit des tensions, soit des courants harmoniques de manière à compenser les perturbations responsables de la dégradation des performances des équipements électriques [1-2]. Le filtre actif est un onduleur de courant ou de tension qui injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci conduisant ainsi à des courants de réseau sinusoïdaux. Ainsi l'objectif du filtre actif parallèle consiste à empêcher les courants harmoniques produits par des charges non linéaires, de circuler à travers l'impédance du réseau [5].

Notre travail s'inscrit dans le cadre de l'amélioration des performances d'un système photovoltaïque interconnecté au réseau électrique sain, perturbé et déséquilibré à travers un filtre actif de puissance parallèle. Il porte en fait sur l'élaboration d'un ensemble de stratégies de contrôles assurant une opération optimale de toute la chaîne de conversion.

Pour ce faire, l'algorithme Maximum Power Point Tracking (MPPT) basé sur la technique de la logique floue est présenté, alors que le filtre actif parallèle est contrôlé par la méthode : "Commande Directe de Puissance" (DPC) pour éliminer l'effet des harmoniques dans le cas de réseau électrique équilibré et une nouvelle configuration de la Commande Directe de Puissance (DPC) pour le réseau électrique déséquilibré ou déformé. De plus, le régulateur proportionnel intégral (PI) conventionnel souffre de certaines lacunes dans l'état transitoire, telles que des dépassements et des chutes de tension importants [8]. Un temps de réponse long est un autre inconvénient lors de l'utilisation d'un tel régulateur [8]. Pour remédier à cette situation, un régulateur Proportionnel-Intégral-Dérivateur d'Ordre Fractionnaire (FOPID) et un régulateur Proportionnel-Intégrateur-Dérivateur d'Ordre Fractionnaire Anti-Windup (AW-FOPID) sont proposés.

La présente dissertation est composée de quatre chapitres :

Le premier chapitre traitera les problèmes de la qualité d'énergie, les normes et les aspects réglementaires, les solutions ainsi que la modélisation du FAP d'une part, et les systèmes photovoltaïques, les différentes configurations ainsi que les différentes méthodes MPPT d'autre part.

Le deuxième chapitre sera consacré aux différentes méthodes de commande du FAP :

la commande par la méthode des puissances instantanées (p-q) ;

la commande directe en courant (DCC) ;

la commande directe de puissance (DPC).

Dans ce chapitre, nous présenterons également le principe, les étapes de modélisation et l'étude comparative des trois stratégies de commande précédemment mentionnés.

Le troisième chapitre sera consacré plus particulièrement à l'association d'un générateur photovoltaïque (GPV) avec le filtre actif de puissance parallèle basé sur la commande directe de puissance (DPC). Ce chapitre commence par la modélisation de la chaîne photovoltaïque, suivie de l'application de l'algorithme MPPT basée sur la logique floue. Ensuite, l'association de la chaîne photovoltaïque au FAP contrôlée par

la commande directe de puissance. Nous proposerons alors un régulateur AW-FOPID, remplaçant le régulateur PI standard. Le chapitre se conclut par la simulation du FAP basé sur la DPC avec le régulateur AW-FOPID associé au GPV.

Le dernier chapitre s'articule autour de la proposition d'une nouvelle configuration de DPC pour le réseau électrique déformé et/ou déséquilibré. La nouveauté dans ce chapitre se résume dans l'insertion du modèle du filtre actif de puissance parallèle dans le contrôle DPC proposé avec le régulateur FOPID associé au GPV. L'étude débute par le fonctionnement du filtre actif parallèle connecté au système photovoltaïque, basé sur la commande DPC proposée en présence du régulateur de tension FOPID et interfacée avec le GPV. Les résultats de simulation dans différentes conditions de tension du réseau : équilibrée, déséquilibrée et déformée avec interprétation et comparaison avec les résultats des différents types de stratégie DPC récemment publiés sont présentés.

Enfin, une conclusion générale résumant les travaux effectués dans cette thèse suivie des perspectives de recherche émergents de cette étude.



*Chapitre 1 : Qualité de l'énergie  
électrique et système photovoltaïque*

## **Introduction**

Le distributeur d'énergie doit fournir à l'ensemble de ses utilisateurs une énergie de bonne qualité. Ce dernier dépend de celle de la tension aux points de raccordement. Cette tension subit généralement beaucoup de perturbations et dégradations jusqu'à son arrivée au client, tant industriel que particulier. Ces problèmes émanent des incidents liés à la nature physique et matérielle des organes d'exploitation du réseau d'une part, et du fonctionnement de certains récepteurs particuliers d'autre part [5]. Afin d'éviter le dysfonctionnement des composants du réseau électrique, il est nécessaire de localiser la source de ces harmoniques en vue d'apporter les solutions adéquates pour supprimer ces défaillances.

D'autre part, la consommation excessive de combustibles fossiles conduit systématiquement à une réduction des réserves de ce type de potentiel énergétique. Par conséquent, la production d'énergie reste un défi d'une grande importance pour les années à venir puisqu'elle est continuellement utilisée presque partout, c'est-à-dire dans les zones résidentielles, commerciales et industrielles. Une bonne alternative est la production d'électricité à partir d'énergies renouvelables telles que l'éolien, l'hydroélectricité, la biomasse, la géothermie et le PV, qui fonctionnent sans effets de pollution sur l'atmosphère après utilisation [1-2]. La disponibilité de l'énergie solaire en tant qu'énergie respectueuse de l'environnement, illimitée et gratuite sur toute la surface du globe a incité les chercheurs à sélectionner parmi d'autres sources existantes d'énergie renouvelable pour étude [3-4].

Ce chapitre débute par le traitement des notions élémentaires sur la qualité de l'énergie électrique et les principaux défauts affectant la tension et le courant du réseau électrique. Ensuite, il traite les origines, les conséquences matérielles de la pollution harmonique et les solutions possibles traditionnelles et modernes assurant une action préventive. Le filtre actif ; adopté dans cette thèse, est alors présenté en détail, où nous allons aborder sa conception et son principe, puis la modélisation de chaque élément du filtre actif parallèle.

En conclusion, un rappel bref sur les différentes topologies et configurations des systèmes PV connectées au réseau, suivies par les techniques de recherche du MPP existantes dans la littérature.

## 1.1 Qualité de l'énergie électrique

Sauf exception, les tensions d'un réseau électrique constituent un système alternatif triphasé, dont la fréquence de base est de 50 Hz ou de 60 Hz. Les paramètres caractéristiques d'un tel système sont les suivants [6] :

- L'amplitude des trois tensions ;
- La fréquence ;
- La symétrie, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leurs déphasages respectifs ;
- La forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde.

### 1.1.1 Perturbations électriques et leurs origines

On parle de perturbation tout phénomène affectant un ou plusieurs des quatre paramètres précédemment définis. Ces perturbations électriques peuvent se manifester par [6-8] :

#### 1.1.1.1 Creux et coupures de tension

Un creux de tension est une diminution brutale de la tension à une valeur située entre 10% et 90% de la tension nominale pendant une durée allant de 10 ms jusqu'à quelques secondes. Les phénomènes naturels tels que les défauts sur les installations ou la foudre peuvent être à l'origine de ces creux. La Figure 1.1 montre un exemple de coupure et de creux de tension.

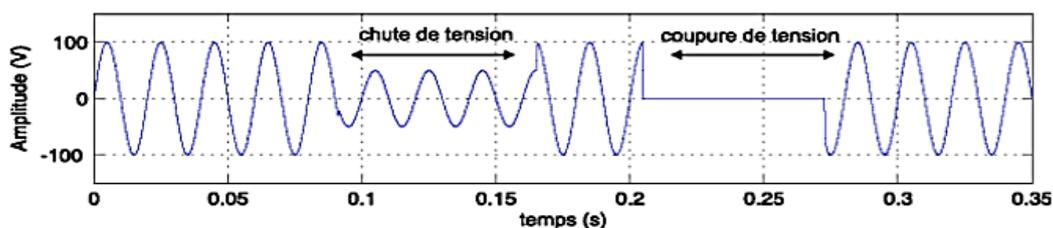


Figure 1.1 Creux et coupures de tension.

### 1.1.1.2 Fluctuations de tension

Les fluctuations de tension sont des variations brutales de l'amplitude de la tension situées dans une bande de  $\pm 10\%$  durant un intervalle de temps de l'ordre de quelques centièmes de secondes. Ces fluctuations prennent naissance de la propagation sur les lignes du réseau de courant d'appel important tel que les machines à souder et les fours à arc. Les conséquences de la fluctuation rapide de la tension visibles au niveau de l'éclairage causant un gêne visuel pouvant être observé pour une variation de 1% de la tension appelée. La Figure 1.2 illustre un exemple de fluctuation de tension.

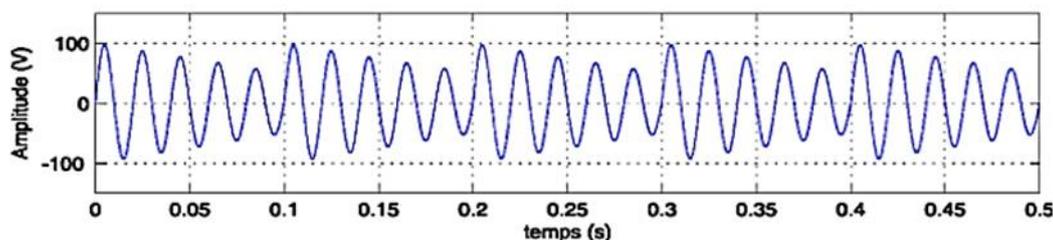


Figure 1.2 Fluctuations de tension.

### 1.1.1.3 Déséquilibre du système triphasé de tension

On parlera de déséquilibre du système triphasé lorsque les amplitudes des trois tensions ne sont pas égales et/ou ces tensions ne sont pas décalées d'un angle de  $120^\circ$  les unes par rapport aux autres, comme le montre la Figure 1.3.

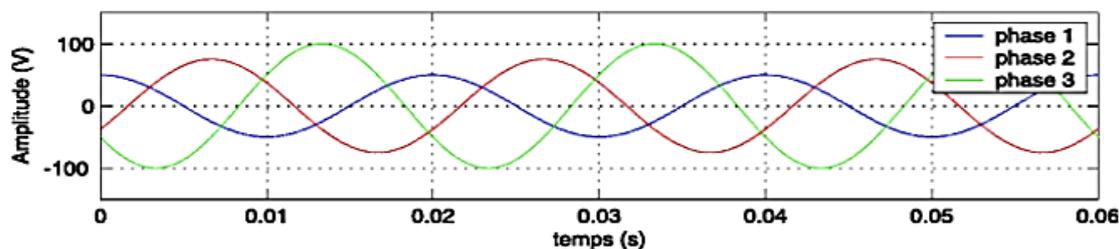


Figure 1.3 Cas particulier de déséquilibre du système triphasé de tension.

### 1.1.1.4 Variation de fréquence

Une variation sensible de la fréquence du réseau peut affecter ce dernier telle que montrée par la Figure 1.4. Elle est rare et n'est observée que lors de circonstances

exceptionnelles, comme dans le cas de certains défauts graves sur le réseau au niveau de la production ou du transport.

Dans les cas usuels d'exploitation, la valeur moyenne de la fréquence fondamentale est 50Hz.

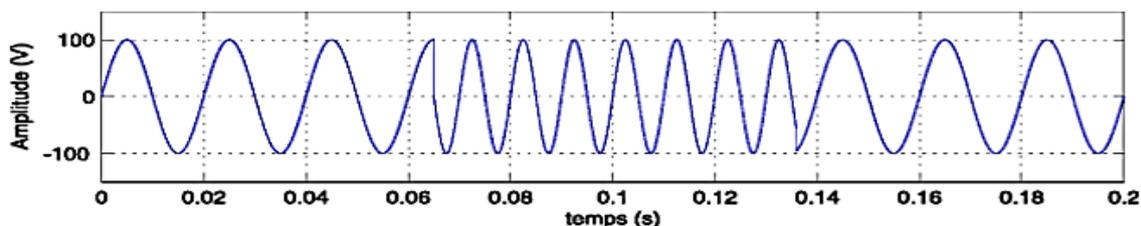


Figure 1.4 Variation de fréquence.

### 1.1.1.5 Harmoniques et inter-harmoniques

Les harmoniques rencontrés sur le réseau de distribution électrique dues à l'utilisation excessive des charges non linéaires qui génèrent des courants harmoniques. Ces harmoniques sont une superposition sur l'onde fondamentale à 50Hz, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples entières de celle du fondamental.

La Figure 1.5 illustre la superposition de l'harmonique d'ordre 3 sur un courant fondamental de fréquence 50Hz.

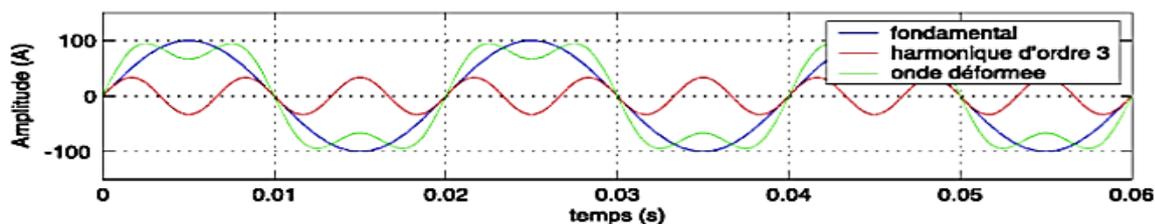


Figure 1.5 Harmoniques.

Les inters ou intra-harmoniques sont des composantes sinusoïdales qui ne sont pas des fréquences entières de celle du fondamental.

Les infra-harmoniques sont des composantes sinusoïdales qui sont à des fréquences inférieures à celle du fondamentale. La Figure 1.6 représente les harmoniques et les inter-harmoniques.

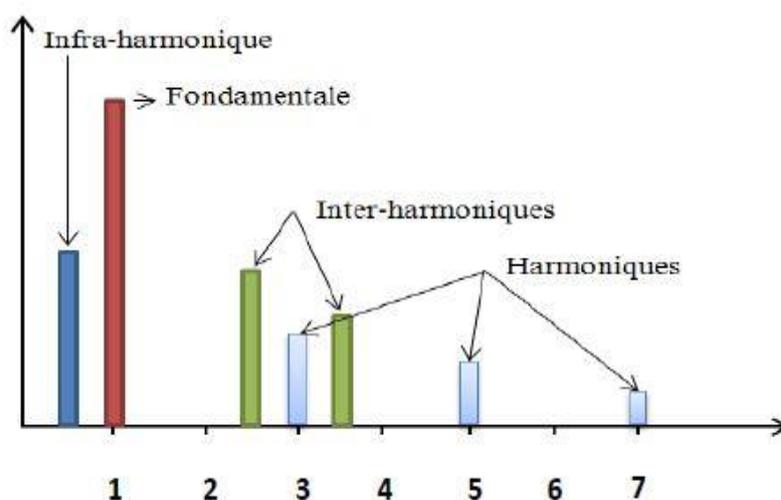


Figure 1.6 Représentation des harmoniques et inter-harmoniques.

## 1.1.2 Perturbations harmoniques

### 1.1.2.1 Origines des harmoniques

Les harmoniques sont générées par des charges non linéaires caractérisées par l'absorption d'un courant de forme non sinusoïdale. Les équipements à base de thyristors ou de diodes sont la principale source de ces harmoniques. Ces appareils se comportent comme des générateurs de courants harmoniques. Nous citerons différentes sources génératrices des courants harmoniques [9-10] : Charges commerciales comme les appareils d'éclairage fluorescents ; Charges industrielles par exemple Variateurs des courants continus et alternatifs ; Charges domestiques comme téléviseurs.

### 1.1.2.2 Conséquences des harmoniques

Les courants harmoniques déforment l'allure du courant de source et polluent les utilisateurs connectés à ce même réseau. Les conséquences des harmoniques sont néfastes pouvant occasionner des incidents liés au fonctionnement, à la rentabilité et à la durée de vie des équipements électriques. Les effets les plus importants peuvent se classer en deux types à court et à long terme [5, 6], [10-11].

 **Effets à court terme :**

- Déclenchement intempestif des circuits de protection ;
- Interférences avec les réseaux de télécommunication à distance ;
- Dysfonctionnements des dispositifs de commande ou de régulation ;
- Vibrations dans les moteurs électriques alternatifs ;
- Pertes de précision dans les dispositifs de mesure ;
- Bruits acoustiques dans les inductances ou les transformateurs ;

 **Effets à long terme :**

- Échauffements et pertes par effet Joules dans les équipements et les câbles ;
- Vieillessement des isolants et des moteurs ;
- Risque d'excitation de résonance ;
- Fatigue mécanique des équipements.

### 1.1.2.3 Caractérisation des perturbations harmoniques

Différents critères sont définis pour quantifier ces perturbations. Parmi celles-ci, nous citerons les plus utilisées [10-11], [12-13] :

#### 1/ Taux de distorsion harmonique

Le taux de distorsion harmonique (THD) est le plus usité pour quantifier le degré de pollution harmonique sur les réseaux électriques. Le THD est défini par le rapport de la valeur efficace des harmoniques à celle du fondamental, est représenté par l'équation suivante [10] :

$$THD(\%) = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{C_h^2}{C_1^2}} \quad (1.1)$$

Où :

$C_1$  désigne la composant fondamental ;

$C_h$  la composant harmonique de rang  $h$ .

## 2/ Facteur de puissance

Pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est défini par le rapport entre la puissance apparente S et la puissance active P.

En présence des harmoniques, une puissance supplémentaire apparaît, appelée la puissance déformante (D).

La relation du Facteur de Puissance (FP) est donnée par l'expression suivante [5] :

$$FP = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (1.2)$$

Avec :

$$P = 3 \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \cos(\varphi_h) \quad (1.3)$$

$$Q = 3 \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \sin(\varphi_h) \quad (1.4)$$

$$D = 3V_1 \sqrt{\sum_{h=2}^{50} I_h^2} \quad (1.5)$$

Le diagramme de Fresnel des puissances est présenté par la Figure 1.7 comme suit :

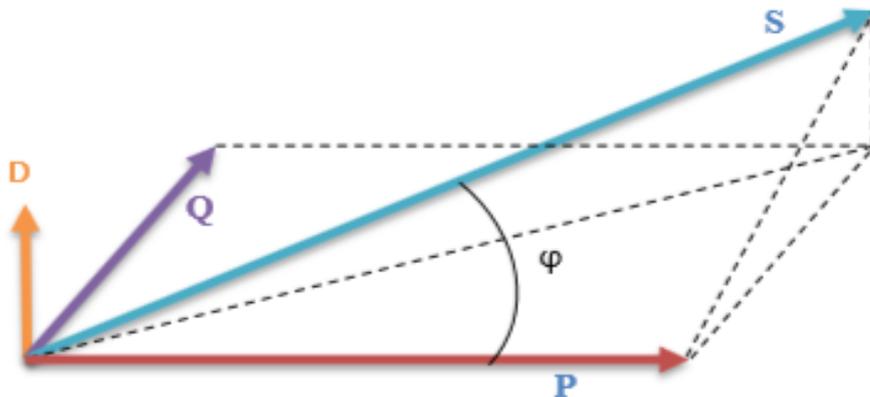


Figure 1.7 Diagramme de Fresnel de puissances.

## 3/ Facteur de distorsion

Pour un signal sinusoïdal le Facteur de Distorsion Fd est défini par le rapport entre la fondamentale et le signal en valeurs efficaces. La relation du facteur de distorsion (Fd) est donnée par l'expression suivante [1] :

$$Fd = \frac{I_1}{I_{eff}} \quad (1.6)$$

Pour le courant est purement sinusoïdal, le facteur de distorsion  $F_d$  est égal à l'unité. Il peut diminuer lorsque la distorsion apparaît.

#### **4/ Facteur de crête**

Pour un signal sinusoïdal le Facteur de Crête  $F_c$  est défini par le rapport entre la crête et le signal en valeurs efficaces. La relation du facteur de crête est donnée par l'expression suivante [13] :

$$F_c = \frac{\text{valeur\_crete}}{\text{valeur\_efficace}} \quad (1.7)$$

### **1.1.3 Normes et réglementation**

La Commission Electrotechnique Internationale (CEI) et Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) sont les deux principaux organismes de normalisation internationaux dans le domaine électrotechnique.

Ces deux réglementations imposent des limites sur l'injection des courants harmoniques sous forme de recommandations pour garantir une bonne qualité du réseau de distribution. L'objectif des normes est de limiter les dysfonctionnements causés par les harmoniques.

La Commission Electrotechnique Internationale (CEI) détermine le niveau des tensions et des courants harmoniques à ne pas dépasser par des normes de compatibilité électromagnétique [5], [8, 12].

Nous citons à titre d'exemple :

- ✓ **La norme CEI 61000-2-2** : elle détermine les niveaux de compatibilité de tension harmoniques sur les réseaux basse tension pour protéger les équipements raccordés sur ce réseau [6] (Tableau 1.1).
- ✓ **La norme CEI 61000-3-2** : elle détermine les niveaux de compatibilité des courants injectés dans le réseau pour des équipements dont le courant par phase est inférieur à 16A [6] (appareils domestique) (Tableau 1.2).

**Tableau 1.1** Norme CEI 61000-2-2 pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics basse tension.

Rangs impairs		Rangs impairs		Rangs pairs	
Rang	Taux (%)	Rang	Taux (%)	Rang	Taux (%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.3	6	0.5
13	3	21	0.2	8	0.5
17	2	>21	0.2	10	0.5
19	1.5			12	0.2
23	1.5			>12	0.2
25	1.5				
>25	0,2+1,3*25/h				

**Tableau 1.2** Norme CEI 61000-3-2 pour les courants harmoniques.

Rang harmonique	Courant harmonique maximal autorisé (A)
Harmoniques impaires	
3	2.3
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
15 ≤ h ≤ 39	0.15*15/h
Harmoniques paires	
2	1.08
4	0.43
6	0.3
8 ≤ h ≤ 40	0,23*8/h

EN 50160 (norme européenne) définit les caractéristiques principales de la tension délivrée par un réseau de distribution de basse ou de moyenne tension et précise les tolérances requises pour la fréquence, la tension et les niveaux de perturbations rencontrées [8, 12] (Tableau 1.3).

**Tableau 1.3** Limites de perturbations définies par la norme EN 50160

<b>Amplitude de la tension</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Pour chaque période d'une semaine 95% des valeurs efficaces moyennes sur 10 minutes doivent être dans la plage <math>V_n \pm 10\%</math></li> </ul>
<b>Variations rapides de la tension</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• De 5 à 10% de <math>V_n</math> (4 à 6% en moyenne tension).</li> </ul>
<b>Creux de tension</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Profondeur : entre 10% à 99% de <math>V_n</math>.</li> <li>• Durée : entre 10 ms et 1 minute.</li> <li>• Nombre: quelques dizaines à 1 millier par an.</li> </ul>
<b>Coupures brèves</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Durée : jusqu'à 3 minutes.</li> <li>• Nombre: quelques dizaines à plusieurs centaines par an</li> </ul>
<b>Coupures longues</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Durée : supérieure à 3 minutes.</li> <li>• Nombre: entre 10 et 50 par an.</li> </ul>
<b>Fréquences</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 50 Hz <math>\pm 1\%</math> pendant 95% d'une semaine.</li> <li>• 50 Hz + 4%, 6% pendant 100% d'une semaine.</li> </ul>

IAS (Industrial Applications Society) et PES (Power Engineering Society) sont les deux sociétés de l'IEEE travaillent aussi pour garantir une bonne qualité de l'énergie :

✓ **IEEE 519:** (Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Power Systems, 1992). Le contrôle des harmoniques dans les systèmes électriques de puissance est soumis à une réglementation pratique imposée par l'IEEE applicable aux consommateurs et aux fournisseurs et dont les limites sont établies par rapport au quotient des courants de court-circuit au point de raccordement du réseau et du courant de charge fondamental [5, 12]. La norme IEEE 519 recommande particulièrement une distorsion harmonique individuelle de tension inférieure à 3% et une distorsion harmonique totale de courant inférieure à 5% pour les systèmes de moins de 69 KV comme représenté dans les tableaux 1.4 et 1.5 [8, 13].

**Tableau 1.4** Limite IEEE pour la tension harmonique.

Tension au point de raccordement ( $V_n$ )	Distorsion Harmonique Individuelle (%)	THD $V_n$ (%)
$V_n \leq 69\text{kV}$	3,0	5,0
$69\text{kV} < V_n \leq 161\text{kV}$	1,5	2,5
$V_n > 161\text{kV}$	1,0	1,5

**Tableau 1.5** Limite IEEE des émissions de courants harmoniques

$V_n \leq 69\text{kV}$						
$I_{cc} / I_{ch}$	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	<i>TDD</i>
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20-50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50-100	10.0	4.5	4	1.5	0.7	12.0
100-1000	12		5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0
$69\text{kV} < V_n \leq 161\text{kV}$						
<20	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
20-50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
50-100	5.0	2.25	2.0	1.25	0.35	6.0
100-1000	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
>1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10
$V_n > 161\text{kV}$						
<50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
$\geq 50$	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0

**Tableau 1.6** Classification IEEE des perturbations électromagnétiques.

		Durée	Magnitude de tension
<b>Variations de courte durée</b>			
Instantané	<i>Creux</i>	0.5 - 30 cycles	0.1 - 0.9 p.u.
	<i>Surtension</i>	0.5 - 30 cycles	1.1 - 1.8 p.u.
Momentané	<i>Coupure</i>	0.5 cycles - 3s	< 0.1 p.u.
	<i>Creux</i>	30 cycles - 3s	0.1 - 0.9 p.u.
	<i>Surtension</i>	30 cycles - 3s	1.1 - 1.8 p.u.
Temporaire	<i>Coupure</i>	3s - 1 min	< 0.1 p.u.
	<i>Creux</i>	3s - 1 min	0.1 - 0.9 p.u.
	<i>Surtension</i>	3s - 1 min	1.1 - 1.8 p.u.
<b>Variations de longue durée</b>			
	<i>Coupure longue</i>	> 1 min	0.0 p.u.
	<i>Surtension</i>	> 1 min	0.8 - 0.9 p.u.
	<i>Sous-tension</i>	> 1 min	1.1 - 1.2 p.u.

### 1.1.4 Solutions traditionnelles de dépollution

Elles apportent une solution facile et rapide pour quelques cas de perturbations bien localisées par l'utilisation des composants passifs tels que : inductances, condensateurs ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation [12-16].

- **Agir sur la structure de l'installation** : le grand pollueur est alimenté par un transformateur à part afin de le séparer d'un récepteur sensible. S'agissant des pollueurs moyens, il est préférable de les alimenter par des câbles distincts au lieu d'une connexion en parallèle.
- **Rééquilibrage des courants du réseau électrique** : la solution préconisée consiste en une répartition identique des charges sur les trois phases. Les charges monophasées et biphasées étant mal réparties provoquent un déséquilibre des courants dans un réseau électrique à basse tension.
- **Filtrage passif** : ce dispositif est utilisé pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques. Il peut aussi être utilisé pour compenser la puissance réactive. Le principe est basé sur l'insertion à l'amont de la charge d'un ou plusieurs circuits accordés sur les harmoniques à rejeter. Pour filtrer un courant de fréquence particulière, un filtre résonnant série est placé en parallèle sur le réseau (Figure 1.8). Pour atténuer toute une bande de fréquences, un filtre passif amorti du second ordre (Figure 1.9) est préférable. Malgré sa large utilisation dans l'industrie, ce dispositif a certains inconvénients :
  - Equipements volumineux ;
  - Manque de souplesse à s'adapter aux variations de la charge et du réseau ;
  - Problèmes de résonance avec l'impédance du réseau.

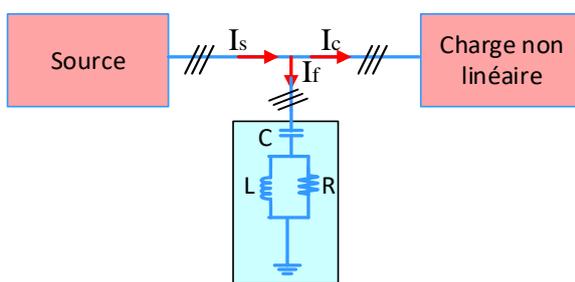


Figure 1.8 : Filtre passif résonnant.

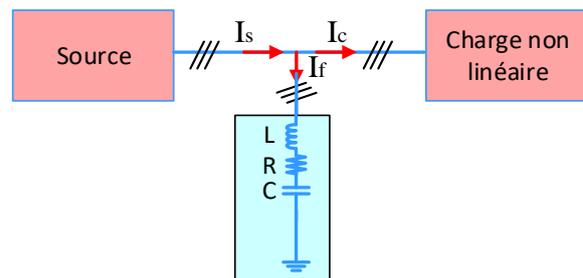


Figure 1.9 : Filtre passif amorti.

### 1.1.5 Solutions modernes de dépollution

La solution de dépollution traditionnelle ne répond plus à l'évolution des charges et des réseaux électriques à protéger, pour fournir aux utilisateurs une bonne

qualité de l'énergie électrique même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées. L'évolution dans le domaine des semi-conducteurs (IGBT, GTO et MOSFET) a permis d'envisager de nouvelles technologies permettant un traitement efficace pour résoudre le problème de perturbations du réseau électrique. Les filtres actifs sont proposés comme solutions avancées de dépollution des réseaux électriques. Le but attendu de ces filtres est de générer des tensions ou des courants harmoniques de manière à compenser les perturbations responsables de la dégradation des performances des installations et équipements électriques. Les principaux types de filtrages actifs existants sont : les filtres actifs parallèles ; les filtres actifs série ; les filtres combinés parallèle-série et les filtres actifs hybrides actif-passif [17-21].

### 1.1.5.1 Filtres actifs parallèles

Le filtre actif shunt connecté en parallèle sur le réseau de distribution, comme représenté en Figure 1.10. Il se comporte comme une source de courant. Il injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge non linéaire mais en opposition de phase avec obtention d'un courant sinusoïdal du côté réseau et en phase avec la tension simple correspondante. Le FAP a pour rôle d'empêcher les courants harmoniques, les courants harmoniques, déséquilibrés et la puissance réactive de circuler à travers l'impédance du réseau électrique [18-19]

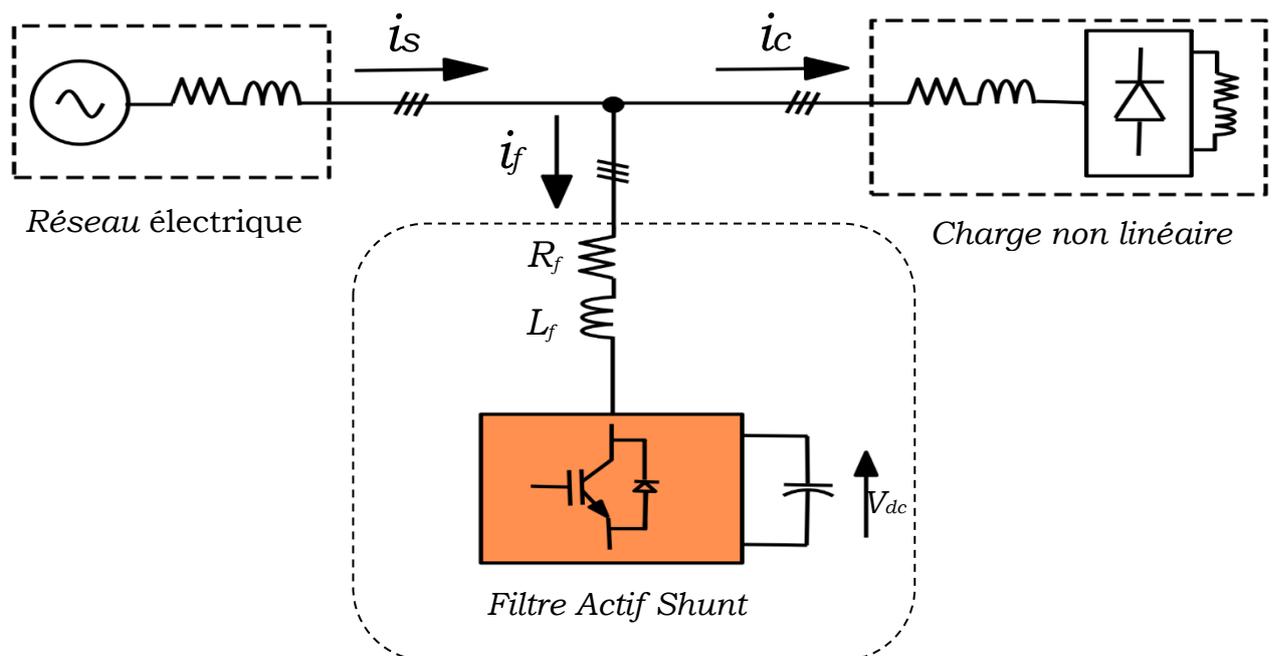


Figure 1.10 Filtre actif parallèle.

### 1.1.5.2 Filtres actifs séries

Le filtre actif série est connecté en série sur le réseau de distribution, comme représenté par la Figure 1.11. Dans la plupart des cas, il est commandé comme une source de tension qui engendre des tensions harmoniques formant une onde sinusoïdale par son rajout avec la tension du réseau. Il est destiné à protéger les installations sensibles aux tensions perturbatrices (harmoniques, creux, déséquilibres) provenant du réseau. En revanche, ce type de filtrage ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge [19-20].

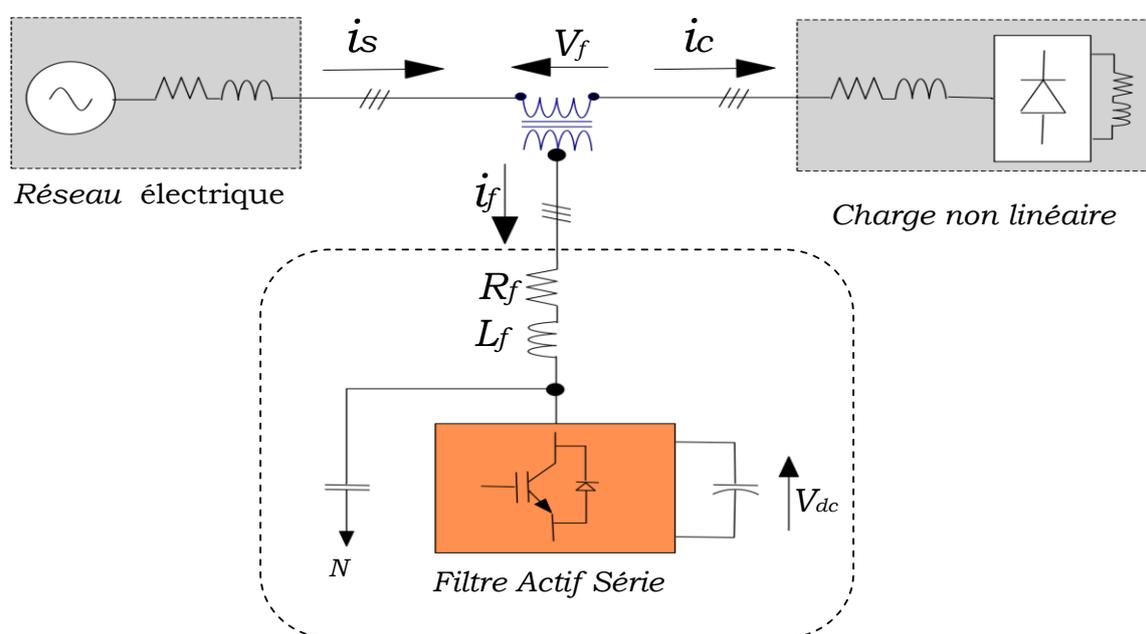


Figure 1.11 Filtre actif série.

### 1.1.5.3 Filtres combinés parallèle-série

La combinaison parallèle-série actif, dénommée également : Unified Power Quality Conditioner (UPQC), résulte de l'association de deux filtres actifs série et parallèle, comme le montre la Figure 1.12. Profitant des avantages des deux filtres actifs, l'UPQC assure une tension et un courant de forme sinusoïdale du réseau électrique à partir d'une tension et d'un courant perturbés. Cependant, la complexité des commandes de ce filtre et le prix important limitent son utilisation à des applications critiques [18, 21].

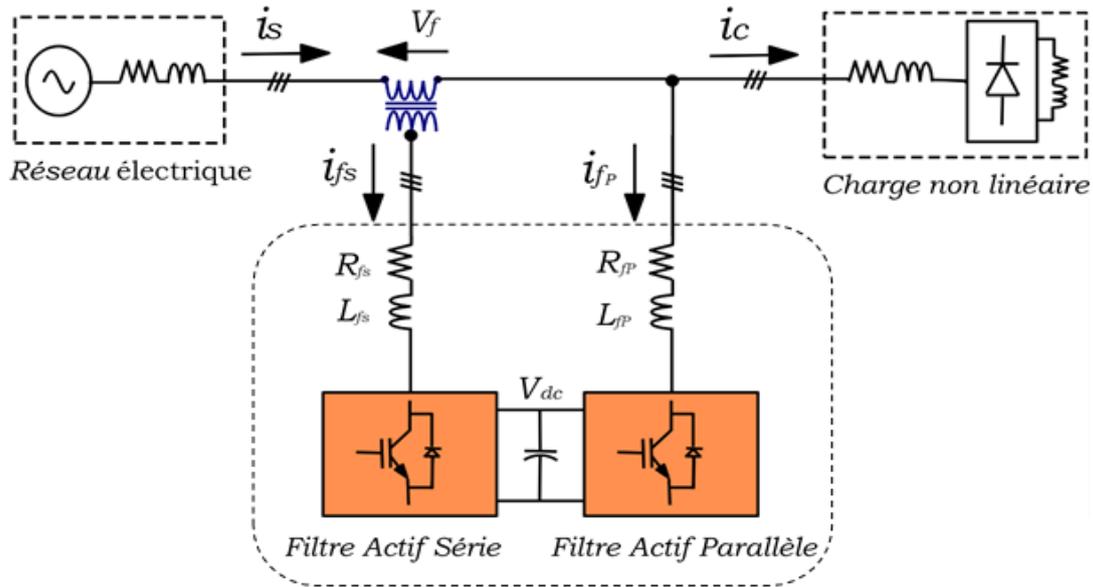


Figure 1.12 Combinaison parallèle-série actif.

#### 1.1.5.4 Filtres actifs hybrides

Afin de réduire le dimensionnement et par conséquent le prix des filtres actifs, l'association de filtres passifs à des filtres actifs est une bonne solution (Figure 1.13) [8]. Le rôle des filtres passifs consiste en l'élimination des harmoniques à basse fréquence.

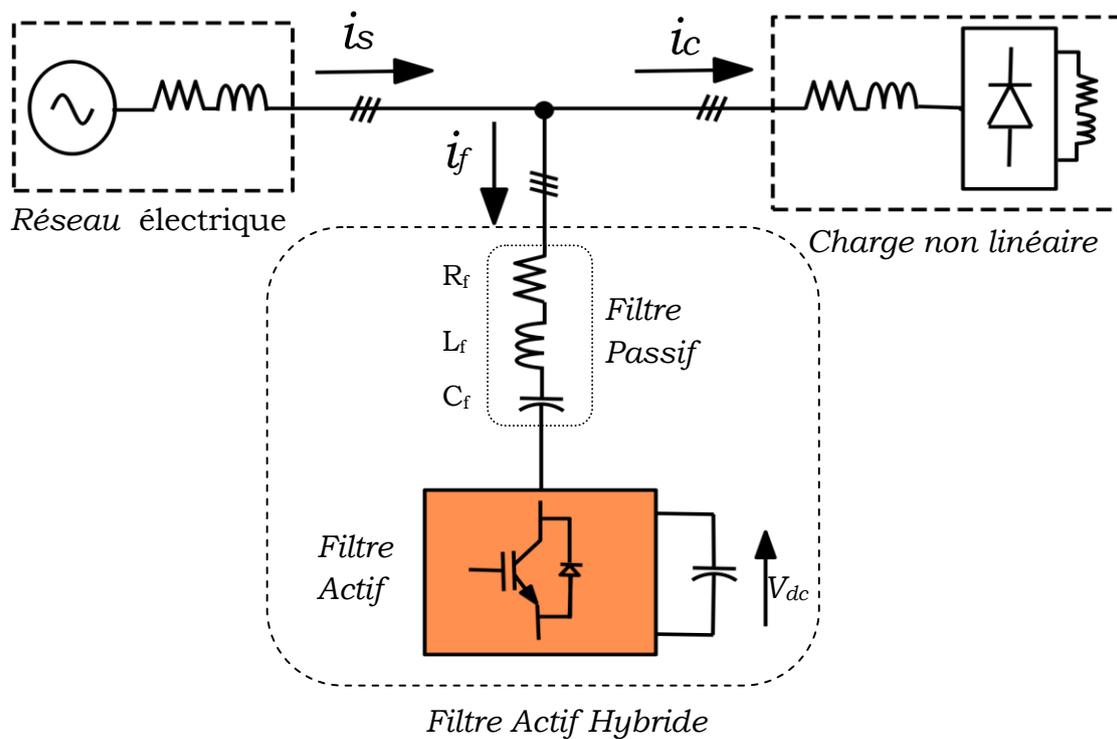


Figure 1.13 Filtre actif hybride.

## **1.1.6 Filtre actif parallèle**

Afin de compenser la puissance réactive et le courant harmonique généré par la charge non linéaire, nous proposons le filtrage actif parallèle, par les avantages qu'il représente, tel que l'adaptabilité et la flexibilité avec la variation de la charge polluante. Le FAP est un onduleur de tension à MLI qui est connecté en parallèle sur le réseau de distribution dont le but est d'injecter dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge non linéaire mais en opposition de phase avec obtention d'un courant sinusoïdal du côté réseau [2, 18].

Dans ce chapitre nous présenterons la structure générale du FAP, son principe de fonctionnement et sa modélisation.

### **1.1.6.1 La structure générale du FAP**

La structure générale du FAP est constituée de deux parties distinctes :

une partie puissance [5-6] ;

une partie commande [1-2], [8].

Le bloc puissance est constitué :

- D'un onduleur de tension à base d'interrupteurs de puissance avec des diodes en antiparallèle ;
- D'un circuit de stockage d'énergie, souvent capacitif ;
- D'un filtre de sortie ;

La partie commande est constituée :

- De la commande de l'onduleur de tension ;
- Du système à base de PLL ;
- De la régulation de la tension continue appliquée aux éléments de stockage d'énergie.

La Figure 1.14 représente la structure générale du FAP

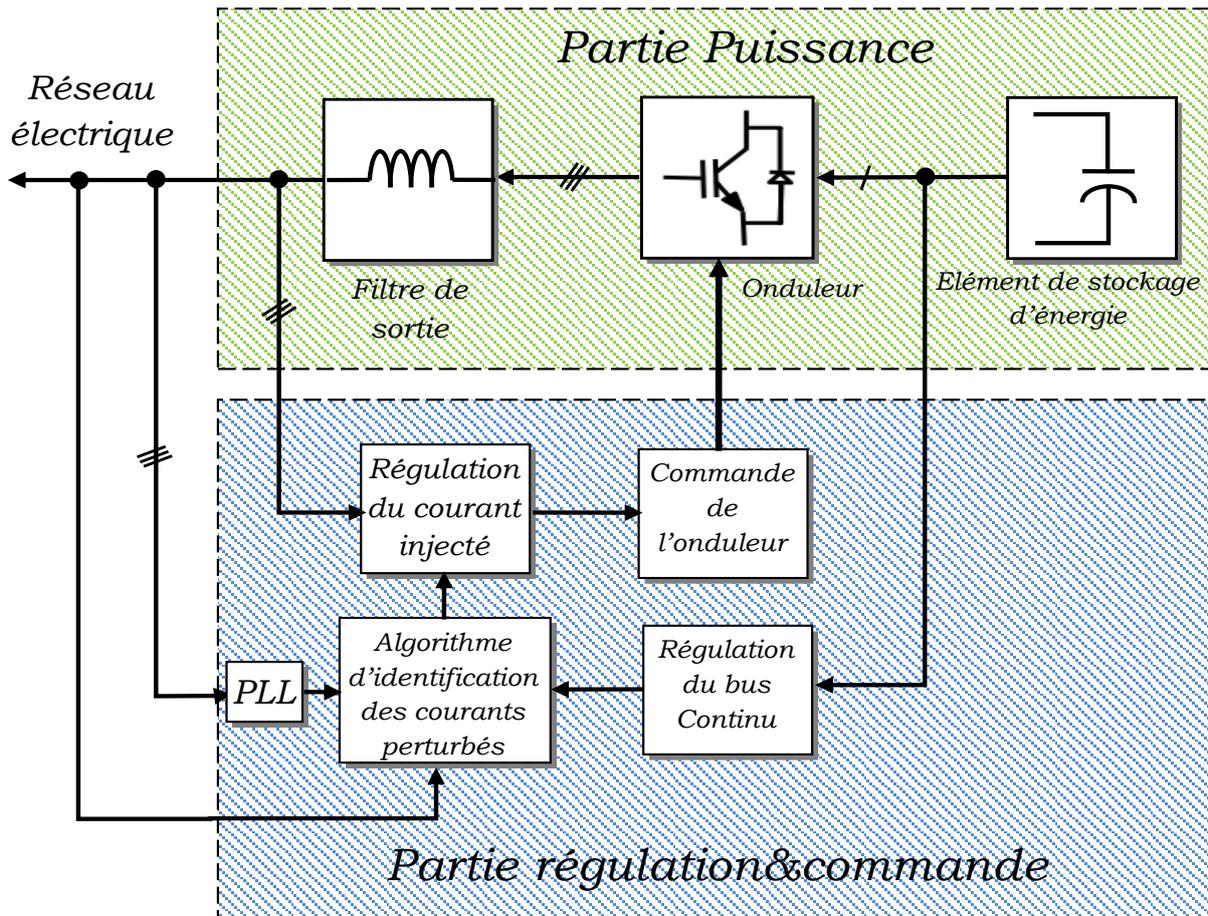


Figure 1.14 Structure générale du filtre actif parallèle.

### 1.1.6.2 Modélisation de l'onduleur de tension

Un onduleur triphasé de tension se compose de trois bras à interrupteurs réversibles en courant, commandés à l'ouverture et à la fermeture (IGBT, transistors bipolaires, GTO) avec des diodes en antiparallèles, comme le montre la Figure 1.15. Cet onduleur a pour le but de transiter la puissance continue vers le réseau, et de dépolluer le courant de source, à travers les ordres de commande appliqués aux interrupteurs de puissance.

Les deux commutateurs sur le même bras sont commandés de façon complémentaire : la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre. Avec cette hypothèse, la fermeture et l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur triphasé de tension de la Figure 1.15 dépendent de l'état des trois signaux de commande ( $S_1, S_2, S_3$ ) comme suit :

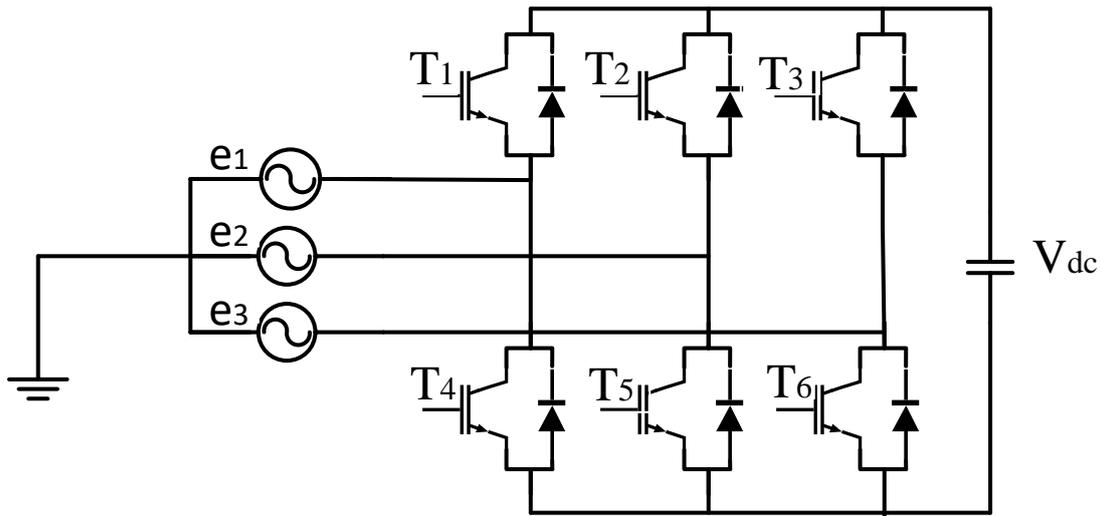


Figure 1.15 Structure d'un onduleur à deux niveaux.

$$S_1 = \begin{cases} 1 & T_1 \text{ fermée et } T_4 \text{ ouvert} \\ 0 & T_4 \text{ fermée et } T_1 \text{ ouvert} \end{cases} \quad (1.8)$$

$$S_2 = \begin{cases} 1 & T_2 \text{ fermée et } T_5 \text{ ouvert} \\ 0 & T_5 \text{ fermée et } T_2 \text{ ouvert} \end{cases} \quad (1.9)$$

$$S_3 = \begin{cases} 1 & T_3 \text{ fermée et } T_6 \text{ ouvert} \\ 0 & T_6 \text{ fermée et } T_3 \text{ ouvert} \end{cases} \quad (1.10)$$

Les tensions composées ( $V_{12}$ ,  $V_{23}$ ,  $V_{31}$ ) à la sortie de l'onduleur dépendent de l'état des signaux de commande ( $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$ ) comme suit :

$$\begin{cases} V_{12} = V_{dc} (S_1 - S_2) \\ V_{23} = V_{dc} (S_2 - S_3) \\ V_{31} = V_{dc} (S_3 - S_1) \end{cases} \quad (1.11)$$

On suppose que les tensions simples ( $e_1$ ,  $e_2$ ,  $e_3$ ) forment un système triphasé équilibré, donc, on peut les synthétiser comme suit :

$$\begin{cases} e_1 = \frac{V_{dc}}{3} (2S_1 - S_2 - S_3) \\ e_2 = \frac{V_{dc}}{3} (2S_2 - S_1 - S_3) \\ e_3 = \frac{V_{dc}}{3} (2S_3 - S_1 - S_2) \end{cases} \quad (1.12)$$

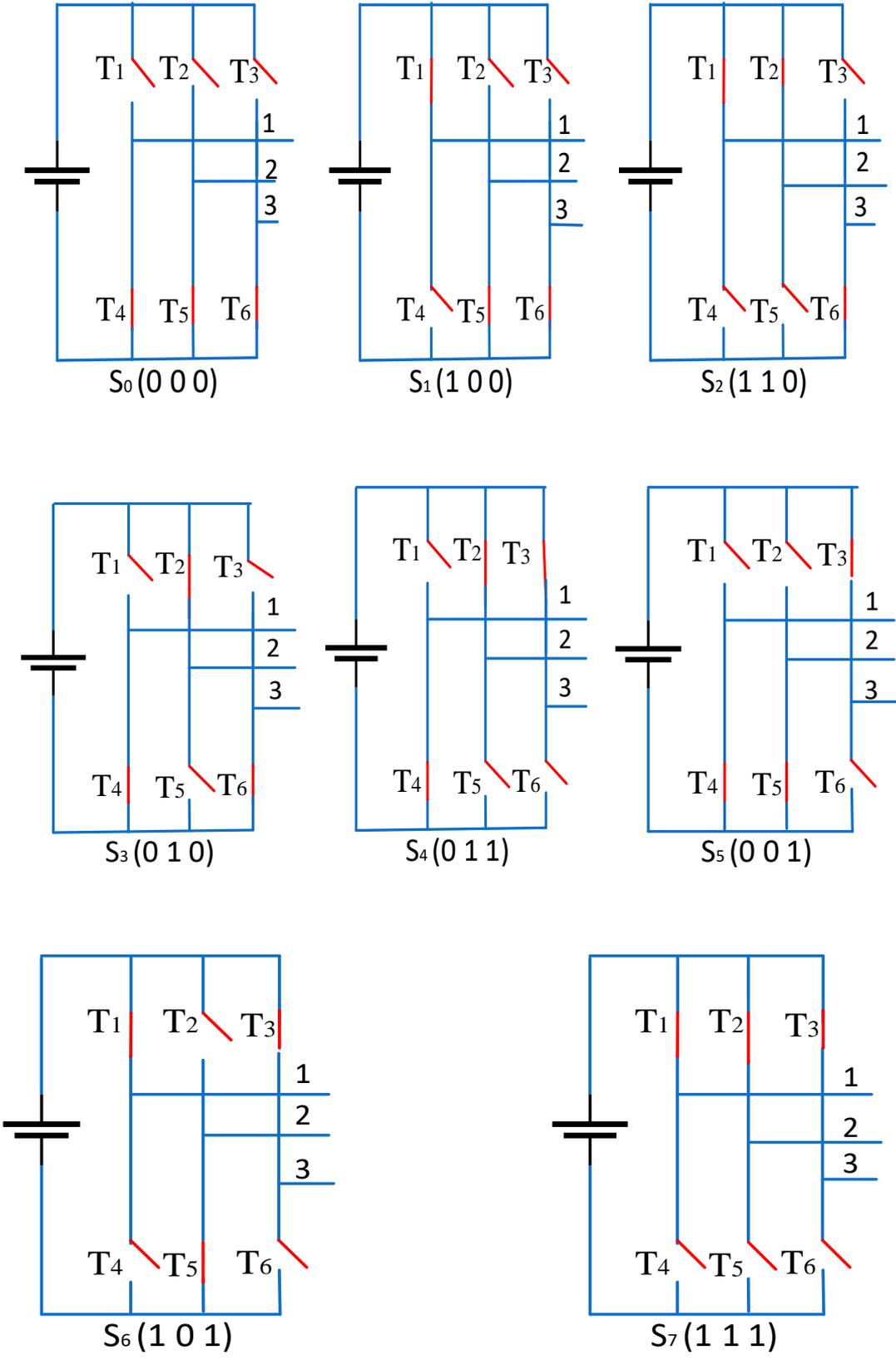


Figure 1.16 Les états des interrupteurs de l'onduleur.

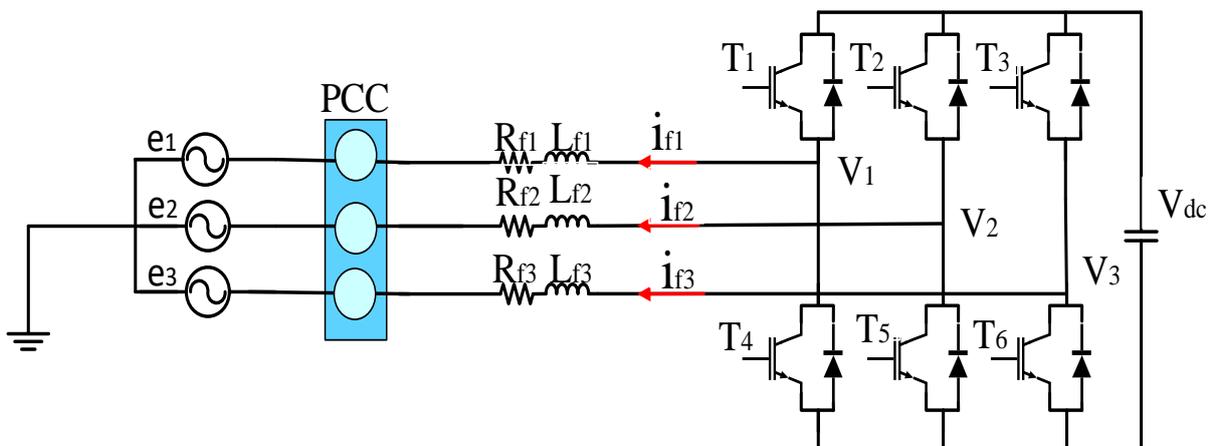
A partir des états des interrupteurs présentés par les variables  $S_1$ ,  $S_2$  et  $S_3$ , on peut observer huit configurations possibles de l'onduleur, comme c'est récapitulé dans la Figure 1.16 et le Tableau 1.7. Chaque configuration est déterminée par l'état des interrupteurs du commutateur du haut, et ceux du commutateur du bas étant à l'état opposé par principe de complémentarité. Ainsi, on pourra exprimer huit cas possibles de tension de sortie de l'onduleur [5] [8, 13], comme indiqué dans le Tableau 1.7:

**Tableau 1.7** Tensions générées par l'onduleur de tension.

N° du Cas	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$V_{1n}$	$V_{2n}$	$V_{3n}$
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

### 1.1.6.3 Modélisation du FAP shunt

Le FAP shunt est connecté avec la source par l'intermédiaire d'un filtre R-L comme le montre la Figure 1.17:



**Figure 1.17** Structure d'un onduleur à deux niveaux fonctionnant en FAP shunt.

L'équation de tension de chaque phase peut être calculée par la loi de mailles comme suit :

$$e_n = v_{fn} - v_{Lfn} - v_{Rfn} = v_{fn} - L_f \frac{di_{fn}}{dt} - R_f i_{fn} \quad (1.13)$$

$n = 1, 2, 3, n$  numéro de la phase.

Et donc, les équations sont données par :

$$L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = -R_f \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

L'équation d'état du bus continu est donnée par :

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_1 i_{f1} + S_2 i_{f2} + S_3 i_{f3} \quad (1.15)$$

Le FAP shunt est défini par le système d'équation comme suit :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{f1}}{dt} = -R_f i_{f1} + v_1 - e_1 \\ L_f \frac{di_{f2}}{dt} = -R_f i_{f2} + v_2 - e_2 \\ L_f \frac{di_{f3}}{dt} = -R_f i_{f3} + v_3 - e_3 \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_1 i_{f1} + S_2 i_{f2} + S_3 i_{f3} \end{cases} \quad (1.16)$$

Selon la transformation de PARK l'équation 1.16 peut être définie dans le repère tournant  $dq$  comme suit :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{fd}}{dt} = -R_f i_{fd} - L_f \omega i_{fq} + v_{fd} - v_{sd} \\ L_f \frac{di_{fq}}{dt} = -R_f i_{fq} - L_f \omega i_{fd} + v_{fq} - v_{sq} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_d i_{fd} + S_q i_{fq} \end{cases} \quad (1.17)$$

Par l'application de la transformation de Concordia sur le système 1.17, La modélisation du FAP peut être dérivée dans le repère stationnaire  $\alpha\beta$  comme suit :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{f\alpha}}{dt} = -R_f i_{f\alpha} + v_{f\alpha} - e_{f\alpha} \\ L_f \frac{di_{f\beta}}{dt} = -R_f i_{f\beta} + v_{f\beta} - e_{f\beta} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_{\alpha} i_{f\alpha} + S_{\beta} i_{f\beta} \end{cases} \quad (1.18)$$

## 1.2 Système photovoltaïque

La disponibilité de l'énergie solaire en tant qu'énergie propre sur toute la surface de la planète en très grandes quantités, peu coûteuse et ne présentant aucun risque physique nous a incités à la sélectionner parmi d'autres sources existantes d'énergies renouvelables pour l'utiliser dans ce travail de recherche.

### 1.2.1 L'effet photovoltaïque :

Lorsque la lumière atteint une cellule solaire, une partie de l'énergie incidente est convertie directement en électricité. Cette propriété remarquable est au cœur de toute installation photovoltaïque ; elle est appelée l'effet photovoltaïque. Lorsqu'un matériau semi-conducteur est exposé à la lumière du soleil, les Photons constituant la lumière « attaquent » les atomes exposés au rayonnement. Les électrons des couches électroniques supérieures, appelés aussi électrons de valence ont tendance à être arracher. Dans les cellules PV une partie des électrons ne revient pas à son état initial et les électrons « arrachés » créent une tension électrique continue et faible. Cet effet PV fut observé pour la première fois par le savant français Alexandre Edmond Becquerel en 1839 [4].

### 1.2.2 Classification des systèmes photovoltaïque :

Les systèmes PV sont classés en deux classes : Les systèmes PV connectés au réseau et les systèmes autonomes (hors réseau) [1-2].

#### 1/ Systèmes autonomes :

Les systèmes autonomes (hors réseau) sont généralement mis en œuvre dans les zones éloignées et rurales où les besoins énergétiques sont limités. Ce type est

supporté par des systèmes de stockage (batteries) pour satisfaire la charge. Les systèmes autonomes se composent d'un banc de batterie, d'un générateur PV et d'un ensemble de convertisseurs statiques DC- AC et DC-DC. (Figure 1.18).

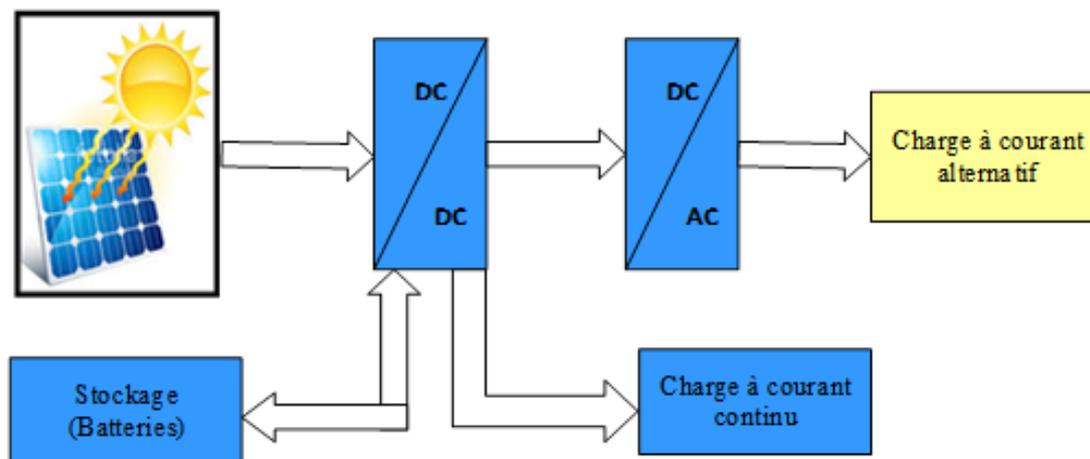


Figure 1.18 Système PV autonome.

## 2/ Systèmes connectés au réseau

Les systèmes connectés au réseau sont des systèmes PV connectés au réseau électrique public dans lequel ils injectent l'électricité qu'ils produisent. Ces systèmes couplés directement au réseau électrique à l'aide d'un convertisseur DC-AC qui convertit le courant continu en courant alternatif. En général, l'électricité générée n'est pas stockée mais fournie au réseau local de distribution (Figure 1.19).

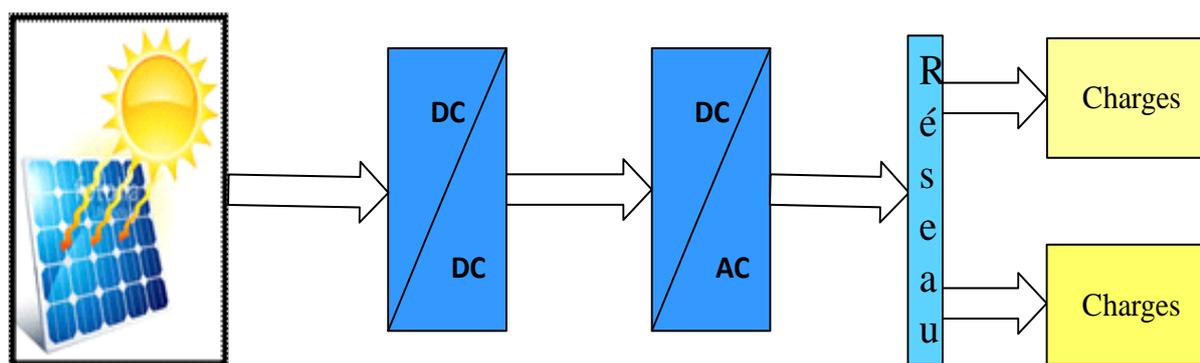


Figure 1.19 Système PV connecté au réseau.

### 1.2.3 Configuration d'un système PV connecté au réseau

La configuration d'un système PV connecté au réseau peut se faire selon 3 critères :

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

### 1.2.3.1 Nombre d'étages de puissance

Il existe deux principales structures de connexion des systèmes PV au réseau électrique (Figure 1.20 et 1.21). La première structure PV en un seul étage utilise un seul convertisseur. Dans cette structure, l'onduleur doit extraire la puissance maximale du générateur PV (GPV), convertir l'énergie PV continue en une énergie alternative et respecter les exigences de raccordement et de sécurité du réseau. En effet, cette structure est simple mais elle ne peut pas satisfaire simultanément et efficacement toutes les fonctions.

La deuxième structure PV en double étage utilise deux convertisseurs (hacheur et onduleur). Le rôle de l'étage DC-DC (hacheur) est d'extraire en permanence la puissance maximale et de garantir un fonctionnement optimal du générateur. Cette structure est efficace car elle permet à l'onduleur de fonctionner dans les meilleures conditions [22-24].

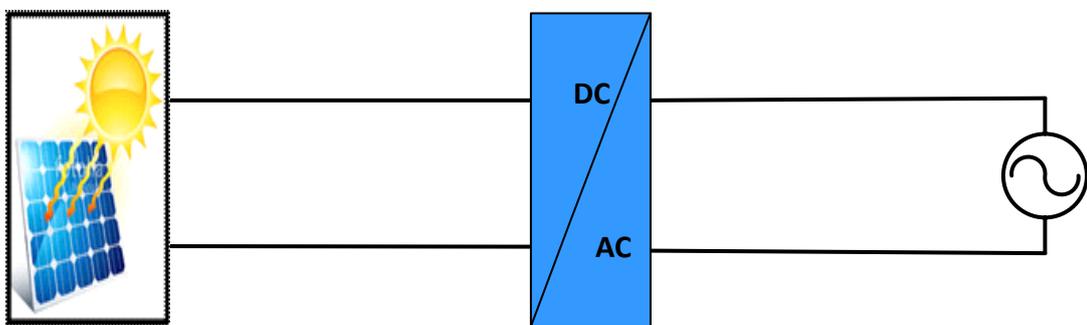


Figure 1.20 Schémas bloc des structures PV à un seul étage.

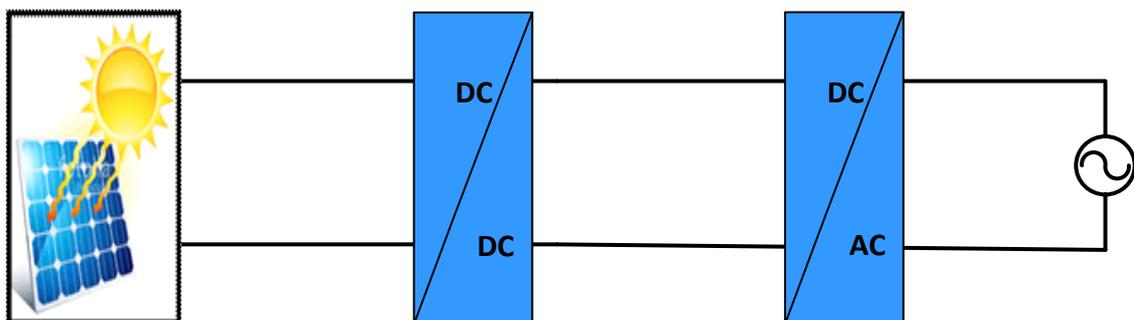


Figure 1.21 Schémas bloc des structures PV a double étage.

### 1.2.3.2 Systèmes d'isolation

Les principaux avantages de l'utilisation des transformateurs sont: une meilleure adaptation entre les tensions de système PV et le réseau électrique. Une isolation galvanique, est une solution efficace au problème du courant de fuite causé par le condensateur de parasite au sol du panneau PV [22], [25-26]. Le principal problème de transformateur basse fréquence est sa taille (Figure 1.22). Ce problème peut se résoudre si un transformateur haute fréquence est utilisé (Figure 1.23).

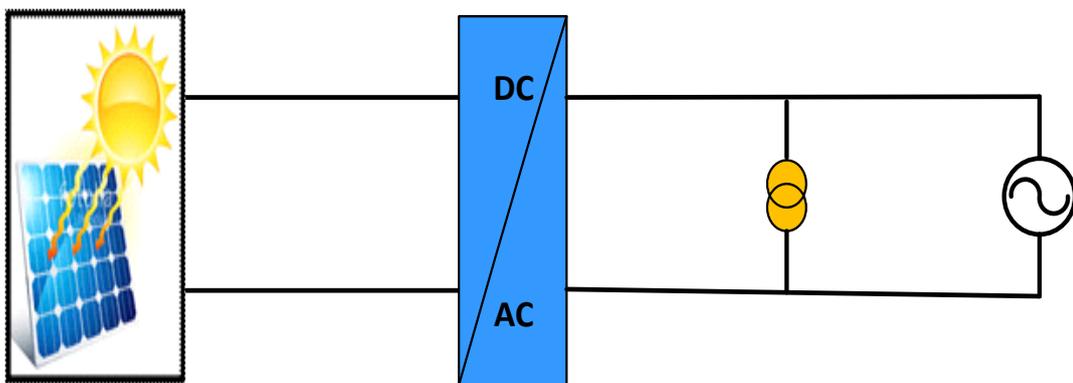


Figure 1.22 Schéma bloc des structures PV isolées avec transformateur basse fréquence.

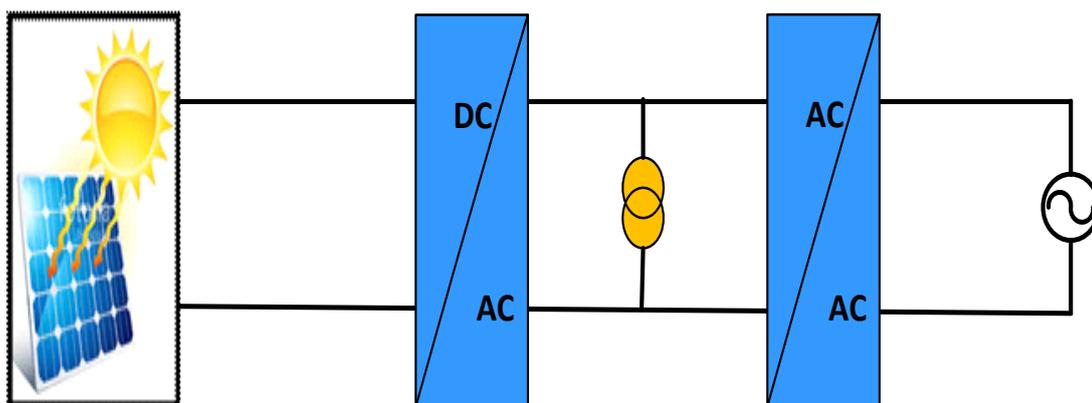


Figure 1.23 Schéma bloc des structures PV isolées avec transformateur haute fréquence.

### **1.2.3.3 Topologie des systèmes PV**

La connexion des modules PV avec l'onduleur peut être définie avec différentes topologies des systèmes PV :

#### **1/ Topologie modulaire**

Suivant le concept de topologie modulaire, chaque module solaire disposé d'un onduleur individuel. Il a de nombreux avantages, tels que la flexibilité de la conception de réseau, la réduction des pertes dues à l'ombrage partiel et la meilleure surveillance de la défaillance du module. Cependant, le coût de cette topologie est élevé, la durée de vie de l'onduleur est réduite et la faible consommation d'énergie (jusqu'à 500 W) [27-28].

#### **2/ Topologie centralisée**

Dans cette topologie, un seul onduleur est connecté au réseau PV. Il a de nombreux avantages, tels que la facilité d'entretien de l'onduleur et le faible coût par rapport à d'autres topologies. Cependant, le coût de cette topologie est élevé, la durée de vie de l'onduleur est réduite, sa contrainte thermique est augmentée et a faible consommation d'énergie [28- 29].

#### **3/ Topologie de chaîne**

Suivant le concept de topologie des chaînes, chaque chaîne est connectée à un onduleur. Il a de nombreux avantages, tels que la flexibilité de la conception de réseau est augmentée, la fiabilité du système est améliorée et la réduction des pertes dues à l'ombrage partiel car chaque chaîne peut fonctionner à son propre point de puissance maximale. Cependant, le coût de cette topologie est élevé dû à l'augmentation du nombre d'onduleurs [29-30].

#### **4/ Topologie multi-chaînes**

Suivant ce concept, chaque chaîne est connectée à un convertisseur DC-DC pour amplifier la tension et la poursuite le MPP. Tous les convertisseurs DC-DC sont ensuite connectés à un seul onduleur via un bus DC. Il combine les avantages des topologies centralisées et la chaîne. Cependant, les pertes dues aux convertisseurs DC / DC sont ajoutées aux pertes du système ainsi que la fiabilité du système diminue [30-31].

## **5/ Topologie maître-esclave**

Dans cette topologie, les onduleurs parallèles sont connectés au module PV et le nombre d'onduleurs de fonctionnement est choisi de telle sorte que si un onduleur tombe en panne, les autres onduleurs peuvent délivrer toute l'énergie PV. Il peut être conçu pour améliorer la fiabilité de la topologie centralisée [32].

### **1.2.4 Algorithmes de recherche du point de puissance maximale**

Le but est d'exploiter un algorithme pour extraire la puissance maximale d'un système PV dans tous les changements des conditions atmosphériques (irradiance, température ambiante). Cet algorithme est nommé en anglais « Maximum Power Point Tracking » abrégé (MPPT). La poursuite du point de puissance maximum MPP d'un système PV dépend de cet algorithme MPPT et du circuit de commande. Ce circuit fait appel à un convertisseur de puissance DC-DC qui est considéré comme une charge variable. L'objectif des techniques MPPT est d'atteindre la tension et le courant du système PV qui correspondent au point de puissance maximale sous différentes irradiance et température [33-37].

#### **1.2.4.1 Principe de la MPPT**

La production de la puissance par GPV de deux paramètres principaux varie notamment la température et l'irradiance. Par conséquent, l'extrême la caractéristique Puissance/Tension résultante varie en fonction de ces paramètres. Il s'agit d'utiliser une technique MPPT qui permet d'ajuster le rapport cyclique, automatiquement à sa valeur optimale quelques soient les changements atmosphériques qui peuvent survenir à tout moment du fonctionnement [33], [36-37].

#### **1.2.4.2 Différents types d'algorithmes MPPT**

Comme l'ensoleillement varie, un algorithme spécial connu sous le nom MPPT est nécessaire pour tirer le meilleur parti de la cellule afin d'obtenir la meilleure

efficacité du GPV. Divers algorithmes de MPPT ont été utilisés [33]. Parmi les plus populaires, Hill Climbing (Hc), Perturb and Observe (P&O) et Conductance Incrémentale (IC) ont été largement utilisés en raison de leur facilité de mise en œuvre, de leur faible demande de calcul et de son faible coût.

Ils sont utilisés dans de nombreuses applications pour : la connexion au réseau, Chargeurs des batteries et..., etc. Le principe de ces méthodes consiste à perturber le système avec une tension / rapport cyclique et observer les résultats obtenus [38-45].

De plus, il existe d'autres méthodes de MPPT, sont appelées indirectes, telles que les méthodes de la tension de circuit ouvert [46], le contrôle de corrélation d'ondulation (RCC) [46] et du courant de court-circuit [22]. Ils sont utilisés pour des applications à faible coût, par exemple l'éclairage public. Ces méthodes souffrent des problèmes remarquables lorsque les conditions atmosphériques (éclairage, températures) changent brusquement, ce qui conduit à une réponse lente et donc la divergence du point de puissance maximale. Pour remédier aux différents problèmes liés aux techniques antérieures, des solutions sont apportées par d'autres algorithmes MPPT intelligents comme des alternatives. Avec des systèmes de contrôle intelligents tels que les réseaux de neurone (ANN) [48], la logique floue (FLC) [49] ont un grand impact sur le développement de nouvelles approches MPPT. En effet, ces techniques peuvent traiter des non linéarités et elles n'ont pas besoin de modèle mathématique de grande précision mais elles sont plus complexes et nécessitent un processeur très rapide. Les inconvénients majeurs de ces dernières résident dans leur mise en œuvre plus complexe, et un processeur très rapide [35].

Cependant, lors d'un ombrage partiel, il existe d'autres méthodes d'optimisation utilisées dans l'MPPT, basées sur colonies de Fourmis (ANT) [50], les algorithmes génétiques (GAs) [51], colonies d'abeilles (ABC) [52] et essaims de particules (PSO) [53].

### **1.3 Conclusion**

Ce chapitre a été consacré à l'étude des problèmes de la qualité d'énergie électrique engendrée par les charges polluantes d'une part et les systèmes PV d'autre part. Nous avons présenté les différents types de perturbations affectant l'onde de tension du réseau électrique et les solutions de dépollution existantes traditionnelles et modernes où le premier type de solution classique à base de filtres passifs ne peut pas s'adapter à l'évolution des charges polluantes. Tandis que la solution moderne qui consiste en le filtrage actif de puissance se présente comme une meilleure solution pour tous types de perturbations dans le réseau électrique. Les perturbations objet de notre discussion sont néfastes pour les installations électriques à cause des dysfonctionnements qu'elles peuvent causer. Afin de surmonter ces problèmes et améliorer la qualité d'énergie, la réglementation impose des normes à respecter. Ensuite, nous avons exposé les différentes topologies et classifications des systèmes PV, suivies par les différents types d'algorithmes de MPPT.

*Chapitre 2 : Stratégies de commande,  
régulation et Performance de la  
Commande Directe de puissance DPC des  
filtres actifs de puissance*

## **Introduction**

Au cours de ces dernières années, les convertisseurs de modulation de largeur d'impulsion (MLI) triphasés sont devenus un domaine de recherche de grand intérêt, pour leurs applications domestiques et industrielles diverses. Dans la littérature, de nombreuses stratégies de contrôle ont été présentées pour contrôler ce type de convertisseur, telles que : le contrôle des puissances active et réactive instantanées (p-q) [54], le contrôle direct du courant (DCC) [55] et le contrôle direct de la puissance (DPC) [56-57]. Cependant, ces stratégies ont un seul objectif : l'élimination des courants harmoniques et l'amélioration du facteur de puissance, mais leurs principes sont différents. Bien que la stratégie de contrôle p-q est simple et elle présente de bonnes performances, mais elle nécessite des transformations de coordonnées (telles que la transformation de Concordia et de PARK) [58-59]. Pour remédier à ces inconvénients, il est important d'introduire d'autres stratégies telles que la commande DCC [55].

Cette commande présente plusieurs avantages :

- ✓ Très simple à implémenter ;
- ✓ Robustesse vis à vis aux variations des paramètres du système ;
- ✓ Temps de réponse assez rapide.

Néanmoins, cette commande ne peut pas garantir un lien entre les trois comparateurs d'hystérésis distincts, spécifiques à cette commande. De plus, la présence de ce type de régulateur conduit à un fonctionnement à fréquence de découpage variable [60]. C'est ce qui a incité les chercheurs à suggérer d'autres stratégies telles que les commandes DPC [61]. La commande DPC est un type de stratégie de contrôle de haute performance basée sur la théorie de la puissance instantanée proposée pour la première fois par Noguchi et al en 1998 dont l'idée s'inspire du célèbre contrôle direct de couple (DTC), destiné aux entraînements de machines électriques. Cette technique ne nécessite pas de boucles de contrôle de courant ni de bloc modulateur MLI [62].

Dans ce chapitre, nous présentons une étude détaillée sur les stratégies de contrôle susmentionnées appliquées sur un FAP. Pour cela nous commençons par le principe et les étapes de modélisation des contrôles p-q, DCC et DPC et nous concluons

par une étude comparative entre les résultats de simulation des trois stratégies de commande mentionnées précédemment.

## 2.1 Stratégies de commande du FAP

Nous présentons dans cette section les techniques de commande étudiées dans la littérature. Une description courte de chaque commande sera exposée.

Ces commandes du FAP sont utilisées pour maintenir le courant à la sortie du filtre actif très proche de sa référence. Plusieurs techniques de commande peuvent être utilisées. Parmi ces techniques :

- Commande par la méthode p-q ;
- Commande DCC ;
- Commande DPC.

### 2.1.1 Stratégie des puissances instantanées (p-q)

La commande p-q est une méthode temporelle utilisée pour éviter les difficultés des calculs lors de la mise en œuvre des méthodes fréquentielles telle que la transformées de Fourier discrète ou rapide. Elle a été proposée par H. Akagi [54].

Par l'application de la transformation de Concordia sur les systèmes triphasés constitués par les courants de ligne et les tensions simples, à un système diphasé (repère  $\alpha$ - $\beta$ ), afin de calculer les puissances imaginaire et réelle instantanées.

En présence des harmoniques, une puissance apparente est donnée par l'expression suivante :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (2.1)$$

$(I_\alpha, I_\beta)$  et  $(V_\alpha, V_\beta)$  sont les composantes orthogonales du repère  $\alpha$ - $\beta$  associées respectivement aux courants simples du système triphasé ( $i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}$ ) absorbés par les charges non linéaires et aux tensions simples ( $V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$ ).

Par l'application de la transformation dans le repère  $\alpha$ - $\beta$ , la relation des tensions est donnée par [8] :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & +\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Et la relation des courants est donnée par :

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & +\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

La puissance active instantanée  $P(t)$  peut être écrite comme :

$$p(t) = V_{sa} \cdot i_{ca} + V_{sb} \cdot i_{cb} + V_{sc} \cdot i_{cc} = V_\alpha \cdot I_\alpha + V_\beta \cdot I_\beta \quad (2.4)$$

Selon la définition proposée par Akagi, la puissance réactive instantanée est définie par la relation suivante :

$$q(t) = -\frac{1}{\sqrt{3}} (V_{sa} - V_{sb}) \cdot i_{cc} + (V_{sb} - V_{sc}) \cdot i_{ca} + (V_{sc} - V_{sa}) \cdot i_{cb} = V_\alpha \cdot I_\beta - V_\beta \cdot I_\alpha \quad (2.5)$$

A partir des relations (2.3) et (2.4), la formulation matricielle de la commande p-q peut être donnée par :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Sachant que chacune des puissances instantanées  $p$  et  $q$  comporte une partie alternative et partie continue comme suit :

$$\begin{cases} p = \tilde{p} + \bar{p} \\ q = \tilde{q} + \bar{q} \end{cases} \quad (2.7)$$

Avec:  $\bar{q}$  est la puissance continue liée à la composante fondamentale réactive de la tension et du courant.

$\bar{p}$  représente la puissance continue liée à la composante fondamentale active de la tension et du courant.

$\tilde{q}$  et  $\tilde{p}$  sont les puissances alternatives liées à la somme des composantes perturbatrices de la tension et du courant [5].

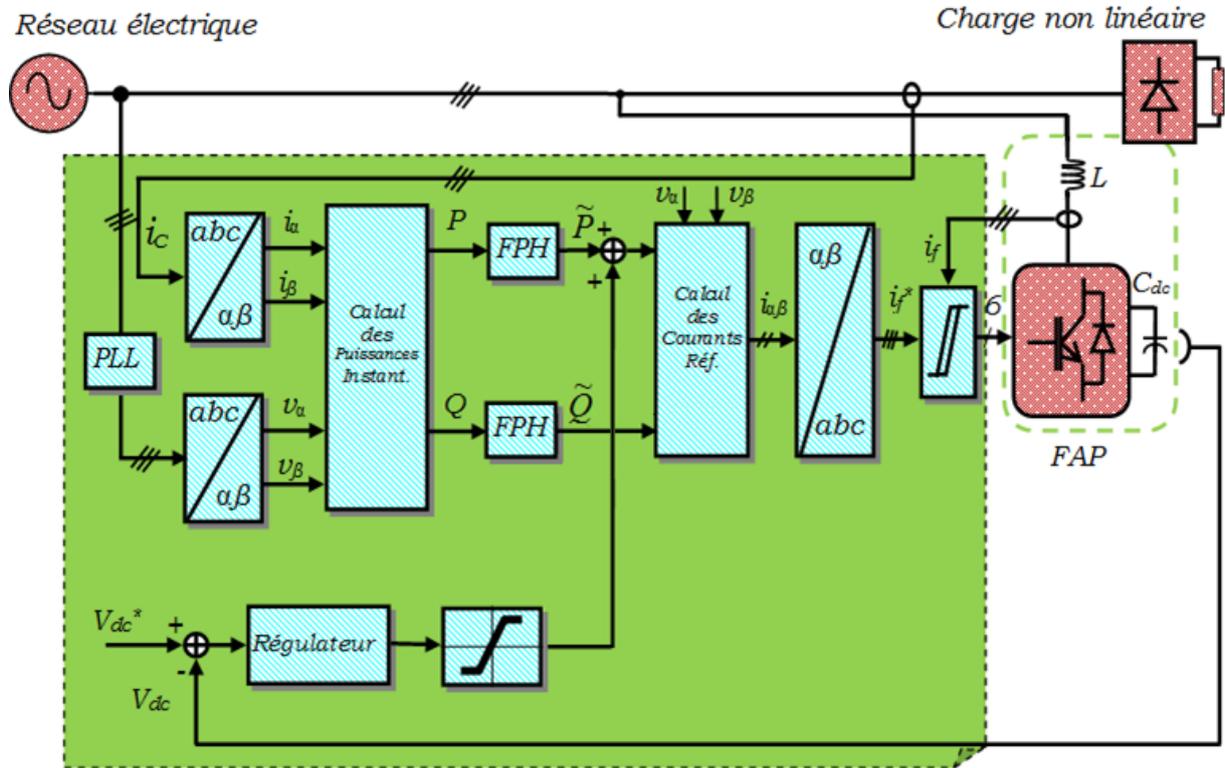


Figure 2.1 Structure générale du FAP contrôlé par la commande p-q.

En général, les deux filtres passe-haut et passe-bas peuvent être utilisés pour extraire la composante alternative comme représentés dans la Figure suivante :

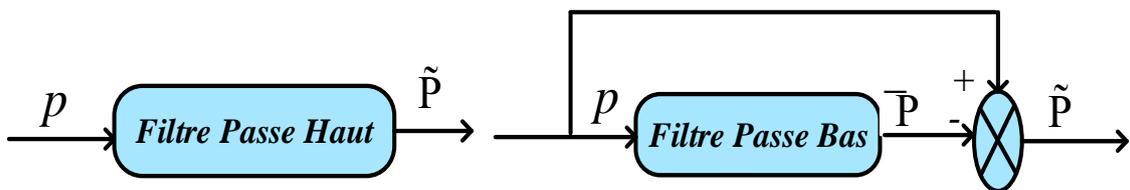


Figure 2.2 Filtrage d'extraction de la composante alternative.

Par ailleurs, nous pouvons déduire les courants dans le repère  $\alpha$ - $\beta$  en inversant la relation (2.2) comme le montre l'équation (2.3)

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2}} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

En plus, le courant du repère  $\alpha$ - $\beta$  peut être écrit, en trois composantes, réactive et active à la fréquence fondamentale et aux harmoniques.

En posant  $\Delta = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2}$ , nous obtenons alors la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \underbrace{\begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix}}_{\text{Courant actif}} \cdot \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \underbrace{\begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix}}_{\text{Courant réactif}} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \underbrace{\begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix}}_{\text{Courants harmoniques}} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Avec  $\Delta$  est supposé constante pour un réseau équilibré et sinusoïdal.

Par l'application de la transformation de Concordia inverse, les courants de références triphasés ( $I_{refa}$ ,  $I_{refb}$ ,  $I_{refc}$ ) sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} I_{refa} \\ I_{refb} \\ I_{refc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

### 2.1.1.1 Régulation du bus continu

L'observation des variations et des fluctuations de la tension aux bornes du condensateur donne des indications sur l'évolution des échanges d'énergie entre le condensateur et le réseau. En régime permanent, la puissance active fournie par la source doit être égale à la puissance demandée par la charge. Lorsqu'un déséquilibre de puissance active se produit dans le système, le condensateur de stockage d'énergie doit fournir la différence de puissance entre la charge et le réseau. Il en résulte alors une variation de la tension continue aux bornes du condensateur  $C_{dc}$  [2, 12].

Le synoptique de la boucle de régulation de la tension du bus continu est illustré au niveau de la Figure 2.3.

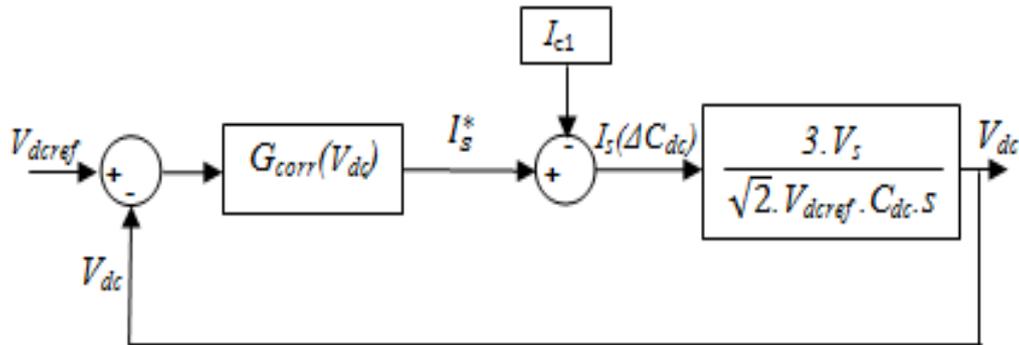


Figure 2.3 Synoptique de la boucle de régulation de la tension du bus continu  $V_{dc}$ .

Avec:  $I_{c1}$  représente l'amplitude du courant fondamental et  $G_{corr}(V_{dc})$  représente la fonction de transfert du régulateur de la tension du bus continu de la boucle externe.

### 1/ Régulateur Proportionnel-Intégral (PI) avec une compensation anti-windup

Le rôle de la boucle de régulation de la tension du bus continu est de maintenir cette tension à une valeur de référence constante, en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur [2]. Afin de réduire les variations et les fluctuations de la tension du bus continu, un régulateur proportionnel-intégral (PI), avec une compensation anti-windup est utilisé pour la régulation de la tension du bus continu, comme indiqué à la Figure 2.4 et 2.5 [1, 8]. Le rôle du gain  $K_p$  est de réduire l'erreur de réglage. Plus le gain est grand, plus l'erreur est réduite. Le rôle principal de l'action intégrale  $K_i/s$  est d'éliminer l'erreur statique. Les valeurs des paramètres caractérisant le contrôleur sont choisies pour satisfaire un compromis précision-rapidité [8-12].

Pour éviter une saturation de la sortie du régulateur, la boucle anti-windup est ajoutée par un deuxième terme d'intégrateur, avec un gain de boucle ( $1/T_u$ ) choisi trop élevé.

Les paramètres du régulateur sont obtenus de la manière suivante [1, 8] :

$$G_{vdc(ip)} = \frac{V_{dc}}{V_{dcref}} = \frac{k_p \cdot k_i / k}{s^2 + k_p / k \cdot s + k_p \cdot k_i / k} \quad (2.11)$$

Avec :

$$k = \frac{\sqrt{2} \cdot C_{dc} \cdot V_{dcref}}{3 \cdot V_s} \quad (2.12)$$

La fonction de transfert représente un système de deuxième ordre.

Donc, en égalisant les deux équations caractéristiques :

$$\frac{V_{dc}}{V_{dcref}} = \frac{k_p \cdot k_i / k}{s^2 + k_p / k \cdot s + k_p \cdot k_i / k} = \frac{w_n^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot w_n \cdot s + w_n^2} \quad (2.13)$$

Où  $w_n$  est la fréquence propre et  $\xi$  est un coefficient d'amortissement.

Alors les deux équations qui déterminent les valeurs des deux paramètres  $K_i$  et  $K_p$  du régulateur sont données comme suit:  $k_i = k w_n^2$  et  $k_p = 2 \xi k w_n$ .

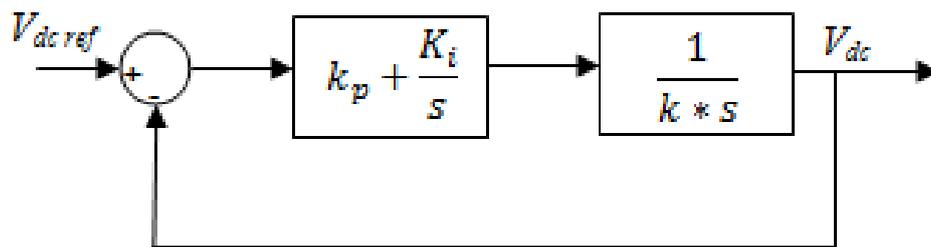


Figure 2.4 Schéma simplifié de régulation de la tension du bus continu par le régulateur PI classique.

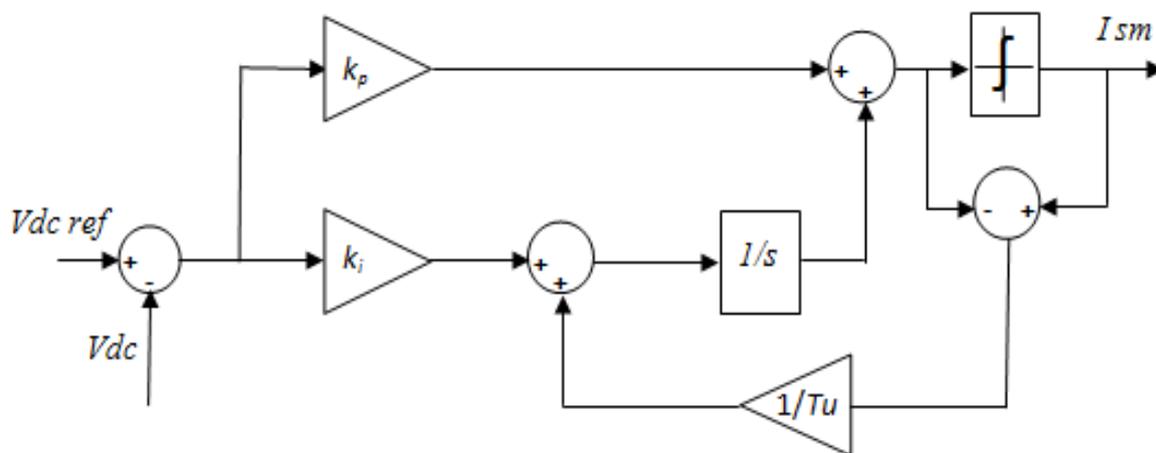


Figure 2.5 Schéma simplifié de régulation de la tension du bus continu par le régulateur PI classique avec une compensation anti-windup.

## 2/ Régulateur proportionnel-intégral dérivateur (PID) :

Le régulateur standard PID qui comporte les actions proportionnel, intégré et dérivé représente maintenant plus de quatre-vingt-dix pour cent (90%) des régulateurs utilisés dans les applications industrielles [63].

La structure classique du régulateur PID, est illustrée sur la Figure 2.6.

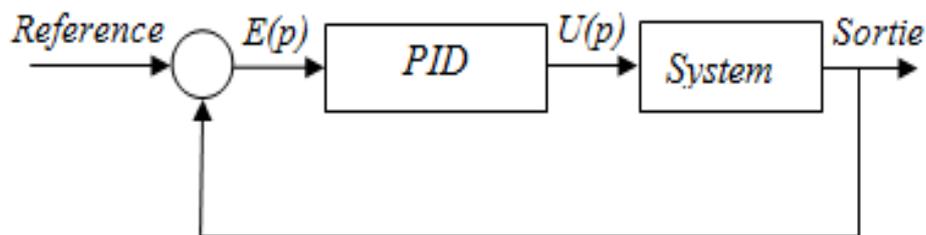


Figure 2.6 Schéma simplifié de régulateur PID classique.

Un régulateur PID remplit essentiellement trois fonctions ; il fournit un signal de commande  $u(t)$  en tenant compte de l'évolution du signal de sortie par rapport à la consigne et il élimine l'erreur statique grâce au terme intégrateur, en fin il anticipe les variations de la sortie grâce au terme dérivateur [63-64].

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(T) dT + k_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.14)$$

La fonction de transfert du régulateur peut être donnée par l'équation suivante :

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s \quad (2.15)$$

### 2.1.1.2 PLL classique

La Figure 2.7 illustre le schéma global du système à base de PLL qui est l'un des circuits utilisés fréquemment dans la commande électronique de puissance [65-66]. Son rôle principal est d'identifier la phase et l'amplitude de la composante fondamentale. Puisque les tensions de service public sont souvent perturbées et/ou déformées, une structure à base de PLL est utilisée pour extraire la composante fondamentale directe de la tension du réseau.

Les tensions du réseau sont captées et transformées par transformation de Concordia dans le repère  $(\alpha, \beta)$ , et puis dans le repère  $(d, q)$  par une rotation de  $P(-\hat{\theta})$ . L'angle de cette rotation, issu de l'intégration de l'estimation de la pulsation  $\hat{\omega}$ , est déterminé par le régulateur *PI*.

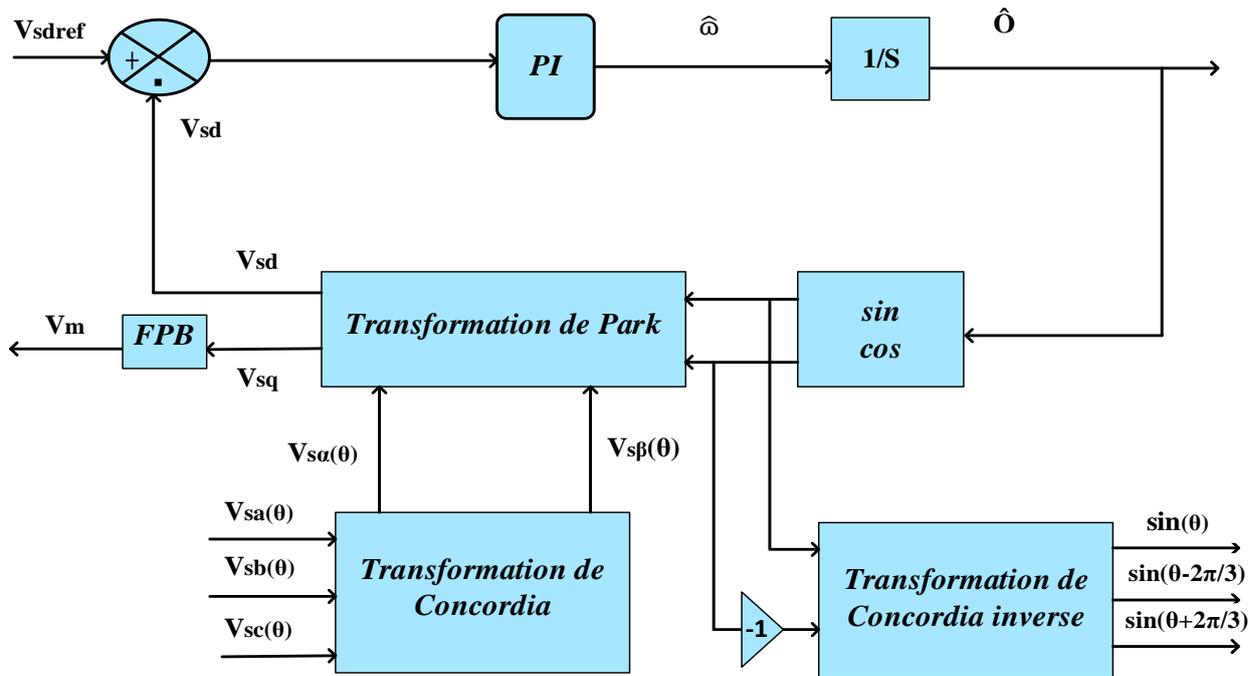


Figure 2.7 Schéma global du système à base de PLL.

Les tensions mesurées au point de raccordement sont données par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sa}(\theta) \\ V_{sb}(\theta) \\ V_{sc}(\theta) \end{bmatrix} = \sqrt{2}.V_m \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Avec  $\theta = \omega.t$

L'objectif principal est d'avoir un angle de rotation estimé  $\hat{\theta}$  qui soit égal à l'angle réel de la tension réseau  $\theta$ . Par conséquent, la PLL sera verrouillée lorsque l'angle estimé  $\hat{\theta}$  sera égal à  $\theta$ .

Par l'application de la transformation de PARK sur le système, nous obtenons la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{3}.V_m \begin{bmatrix} \sin \theta - \hat{\theta} \\ -\cos \theta - \hat{\theta} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Où  $V_m$  est la valeur efficace de la tension du réseau.

La PLL sera verrouillée lorsque  $\Delta\theta=0$ . Dans ce cas l'angle du réseau  $\theta$  est égal à l'angle estimé  $\hat{\theta}$ , et nous pouvons ainsi écrire: 
$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = -\sqrt{3}.V_m \end{cases} \quad (2.18)$$

### 2.1.1.3 Résultats de simulation :

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les résultats de simulation concernant l'étude effectuée de ce type de commande que nous venons de présenter à savoir la méthode des puissances active et réactive instantanées. Nous l'appelons la commande p-q. D'autre part, les travaux de simulation concernant cette commande p-q sont récapitulés dans le Tableau 2.1.

**Tableau 2.1** paramètres de simulation

Parametres	Valeurs avec dimensions
$V_s, F_s$	70 V, 50 Hz
$L_s, R_s$	0.1 mH, 0.1 $\Omega$
$L_l, R_l$	0.566 mH, 0.01 $\Omega$
$L_f, R_f, C_{dc}$	2.5 mH, 0.01 $\Omega$ , 2200 $\mu$ F
$L, R$	10 mH, 40 $\Omega$
La tension de référence ( $V_{cref}$ )	226V

Les Figures 2.8 et 2.9 présentent les résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur la commande p-q, tensions et courants de source, courants de filtre et de charge avant et après le filtrage.

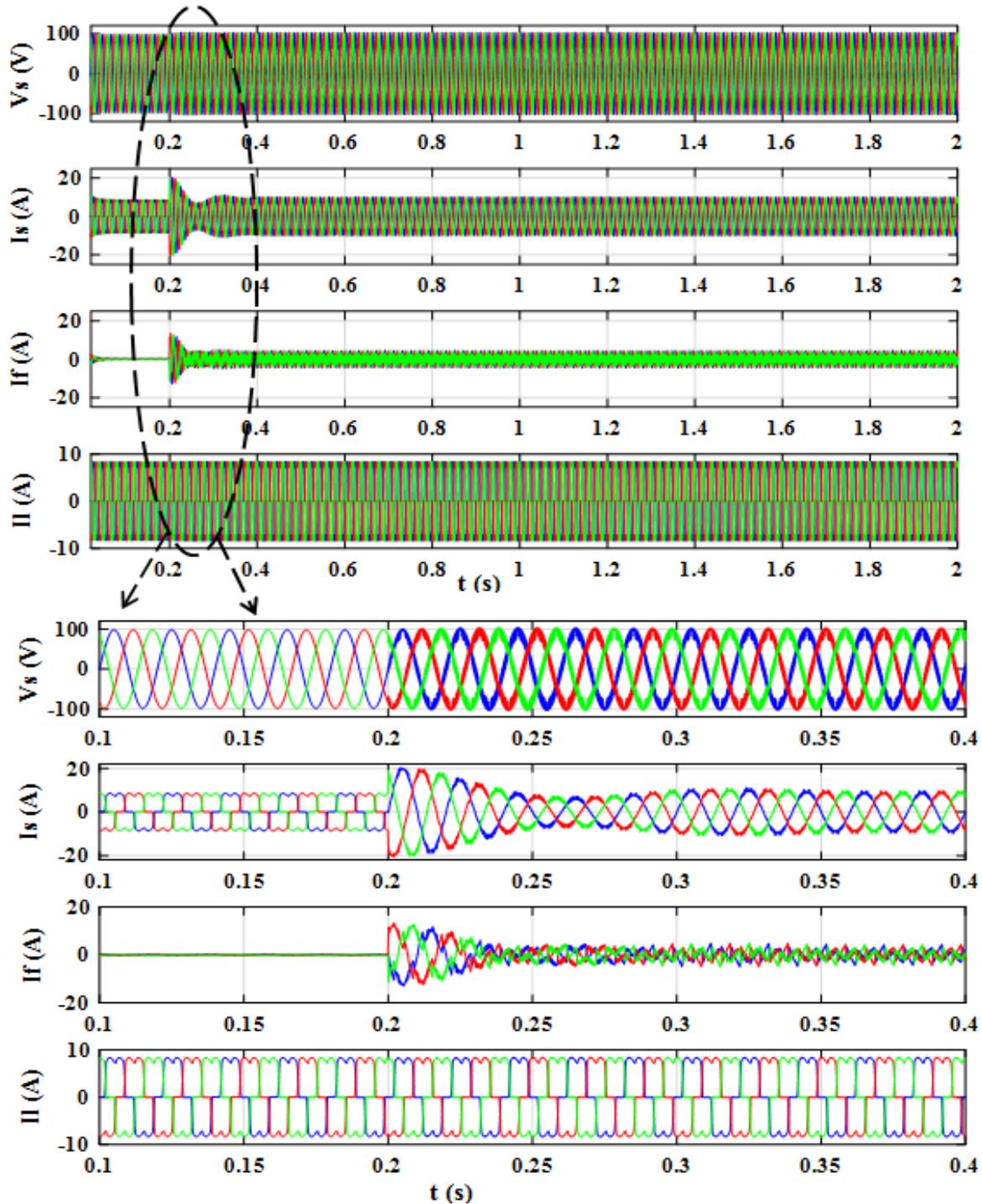


Figure 2.8 Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle p-q avec le régulateur PI (tensions et courants de source ainsi que courants de filtre et de charge) : trois phases

D'après ces résultats, le courant de source est pollué (distordu) à cause de la charge non-linéaire, ceci est confirmé par le spectre harmonique avec un THD de 27.28% (Figure 2.10.a). Après le filtrage, à l'instant  $t = 0.2$  s, la commande p-q est compilée, et le FAP shunt commence à injecter des courants harmoniques  $I_f$ , ce qui permet au courant de source de redevenir sinusoïdal et en phase avec la tension de source (Figure 2.10.b). Le THD est de 4.97% (Figure 2.9.b).

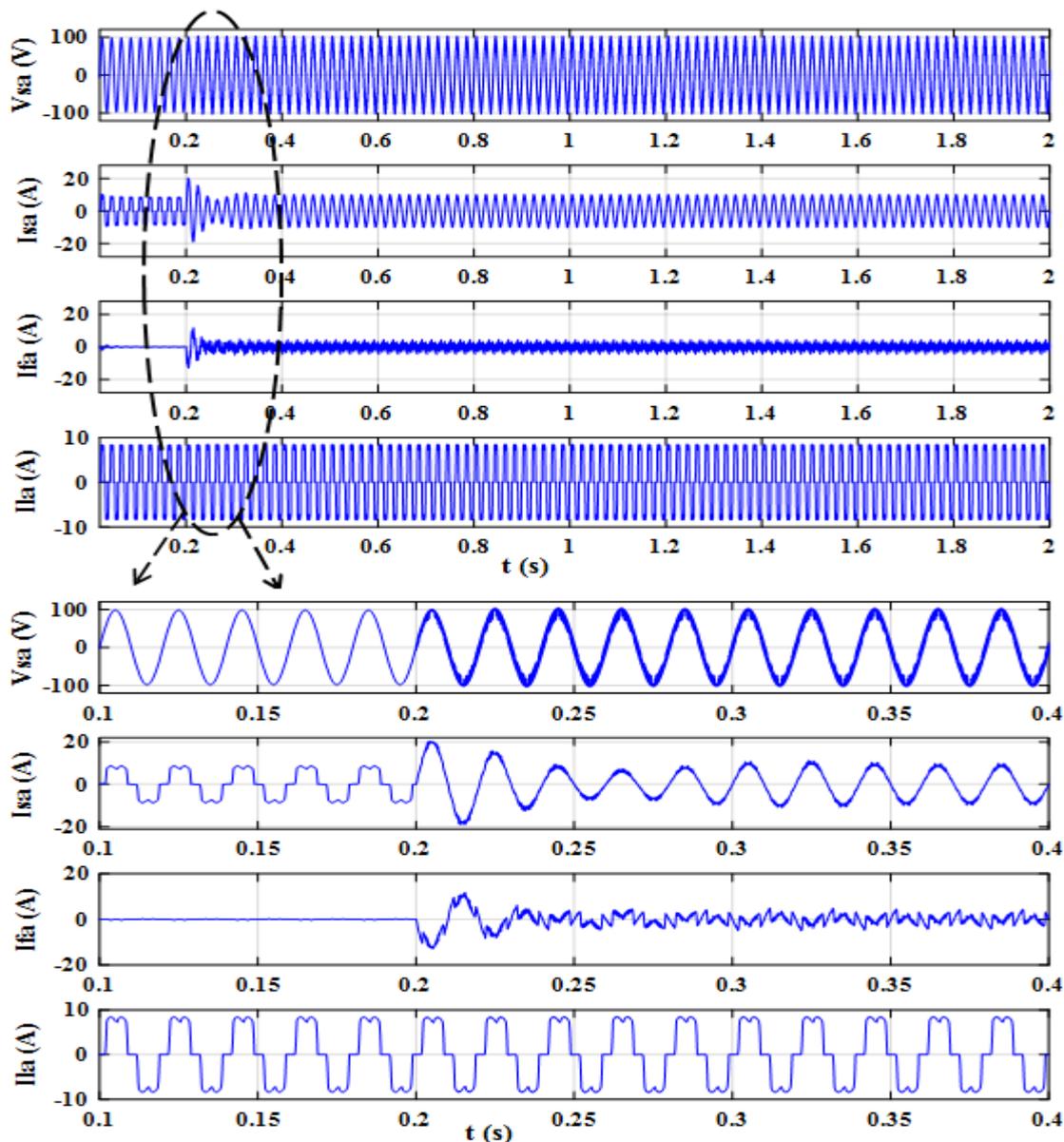
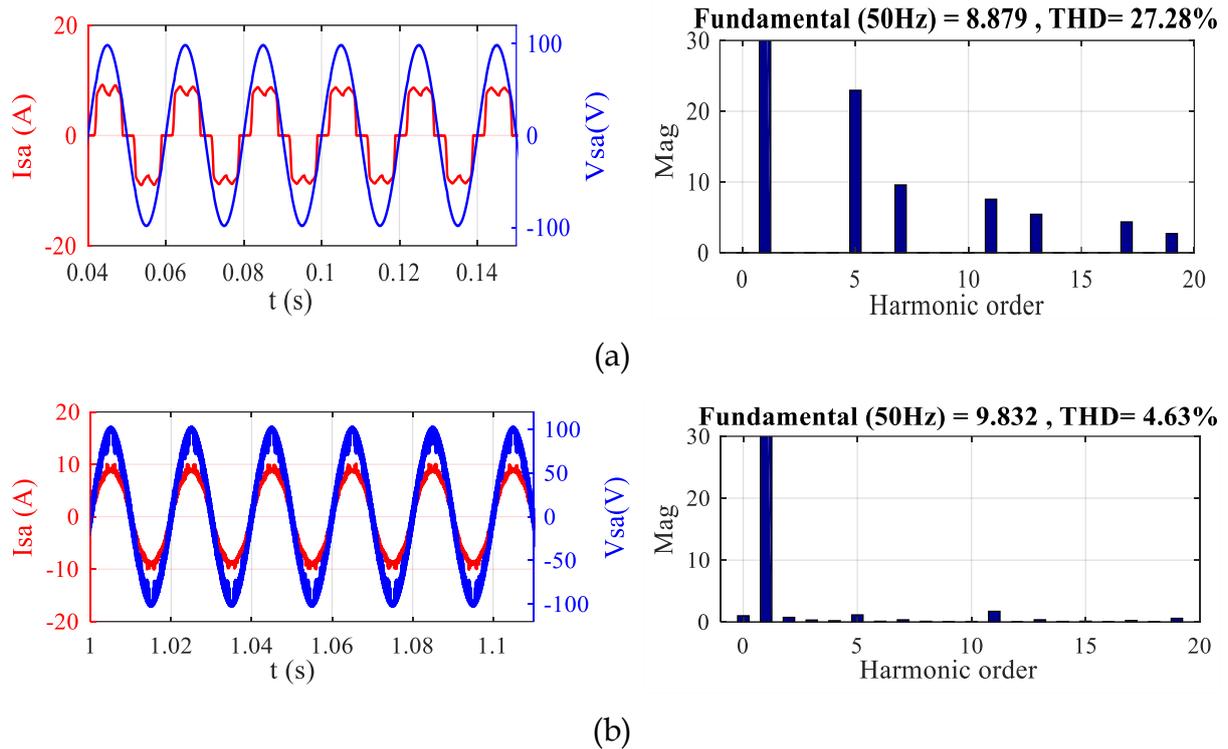
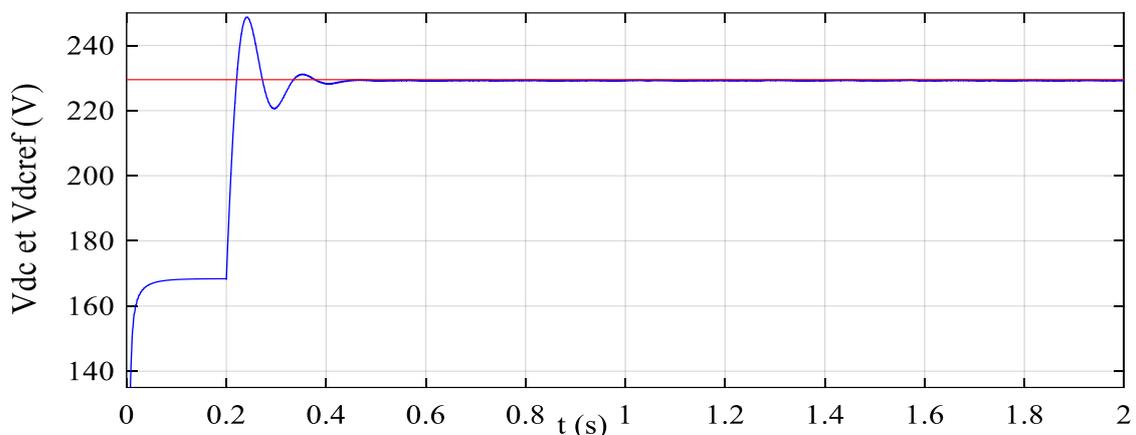


Figure 2.9 Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle p-q avec le régulateur PI (tensions et courants de source ainsi que courants de filtre et de charge) : phase a



**Figure 2.10** Tension et courant de source avec son FFT du FAP shunt basé sur la stratégie p-q: (a) sans FAP shunt, (b) avec FAP shunt.

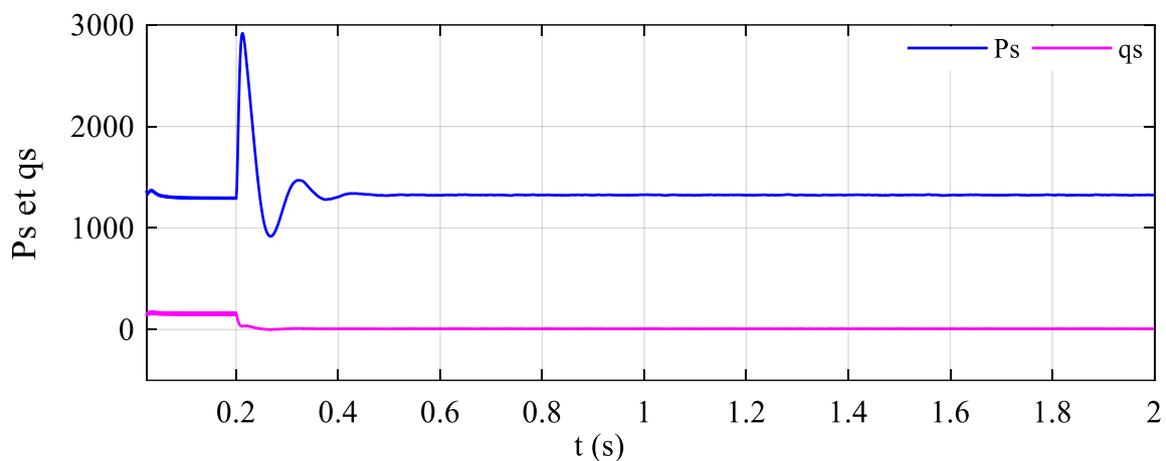
La tension du bus continu, illustrée sur la Figure 2.11 suit sa consigne ( $V_{dc\text{ref}}=226\text{V}$ ), où le régulateur PI employé a prouvé sa capacité de rejet de la perturbation provoquée sur le bus continu. On peut constater l'apparition des hausses de tension de l'ordre de 19.4 V et 1.79 V pour une durée de 0.0523 s et 0.042 s, respectivement et des chutes de tension de 9.05 V et 1.45 V avec un temps de réponse de 0.063 s et 0.077 s, respectivement.



**Figure 2.11** Tension du bus continu du FAP shunt basé sur la stratégie p-q.

A partir de la Figure 2.12 sur laquelle sont illustrés les résultats concernant les puissances actives en (W) et réactives en (VAR) de source, en déduit que dans tout le temps de simulation le réseau électrique fournit toute la puissance ( $p_s$ ) à la charge.

Pendant l'intervalle de temps [0.2 2] s, alors que le FAP shunt est inséré, la puissance réactive du réseau ( $q_s$ ) devient nulle puisque la puissance réactive demandée par la charge est assurée par le FAP shunt. Alors qu'avant le filtrage, c'est le réseau qui fournit la puissance réactive à la charge non linéaire.



**Figure 2.12** Puissance active et réactive de source du FAP shunt basé sur la stratégie p-q.

### **2.1.2 Stratégie de contrôle directe de courant(DCC)**

Dans cette section nous allons étudier la commande directe de courant dont le principe de base est donné par la Figure 2.13.

La tension aux bornes du condensateur du bus continu de l'onduleur de tension est mesurée et comparée à la tension de référence. Le résultat de cette comparaison constitue l'entrée d'un régulateur de type PI pour obtenir l'amplitude du courant du réseau de référence [1, 12], [18]. Cette dernière est multipliée par trois signaux sinusoïdaux, déphasés entre eux caractérisés par des amplitudes unitaires, fournis par la boucle de verrouillage de phase (PLL), afin d'établir les courants du réseau de références instantanées. Les courants mesurés du réseau vont être comparés à ces dernières via des comparateurs à hystérésis à bande fixe, afin de générer les signaux de commande de l'onduleur de tension [5], [55, 67].

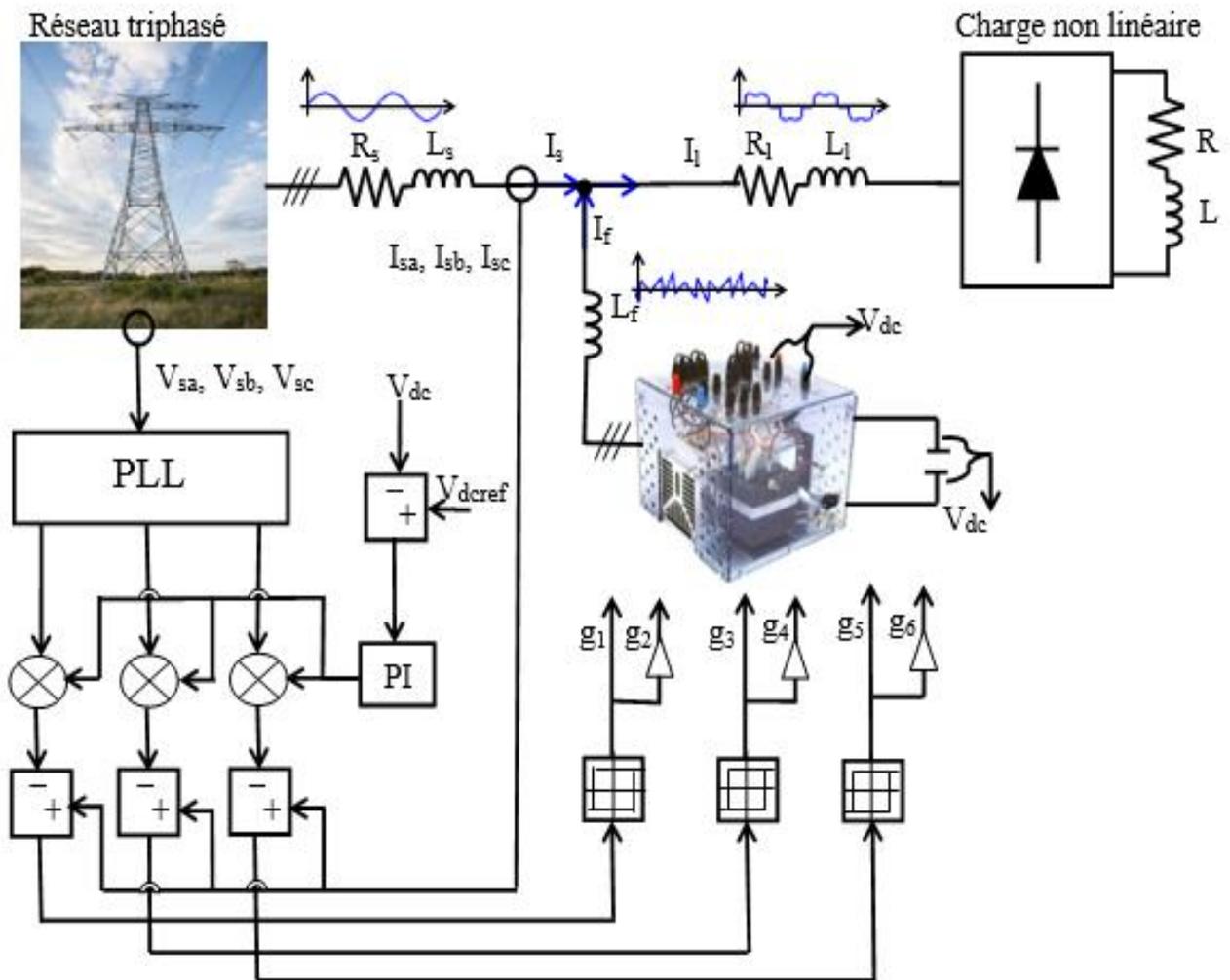


Figure 2.13 Structure générale du FAP shunt contrôlé par la commande DCC.

### 2.1.2.1 Résultats de simulation :

Dans ce paragraphe, les résultats de simulation obtenus avec le contrôle DCC sont présentés. Ces résultats sont élaborés sous l'environnement MATLAB/Simulink en utilisant les mêmes paramètres de simulations définis pour la commande précédente.

Les Figures 2.14 et 2.15 montrent respectivement les tensions de source  $V_s$ , du courant de source  $I_s$ , du courant de la charge  $I_l$ , et de celui du filtre  $I_f$ .

Le filtre FAP shunt est mis en œuvre à  $t = 0.2$  s, le courant de source devient quasi-sinusoïdale et en phase avec la tension de source.

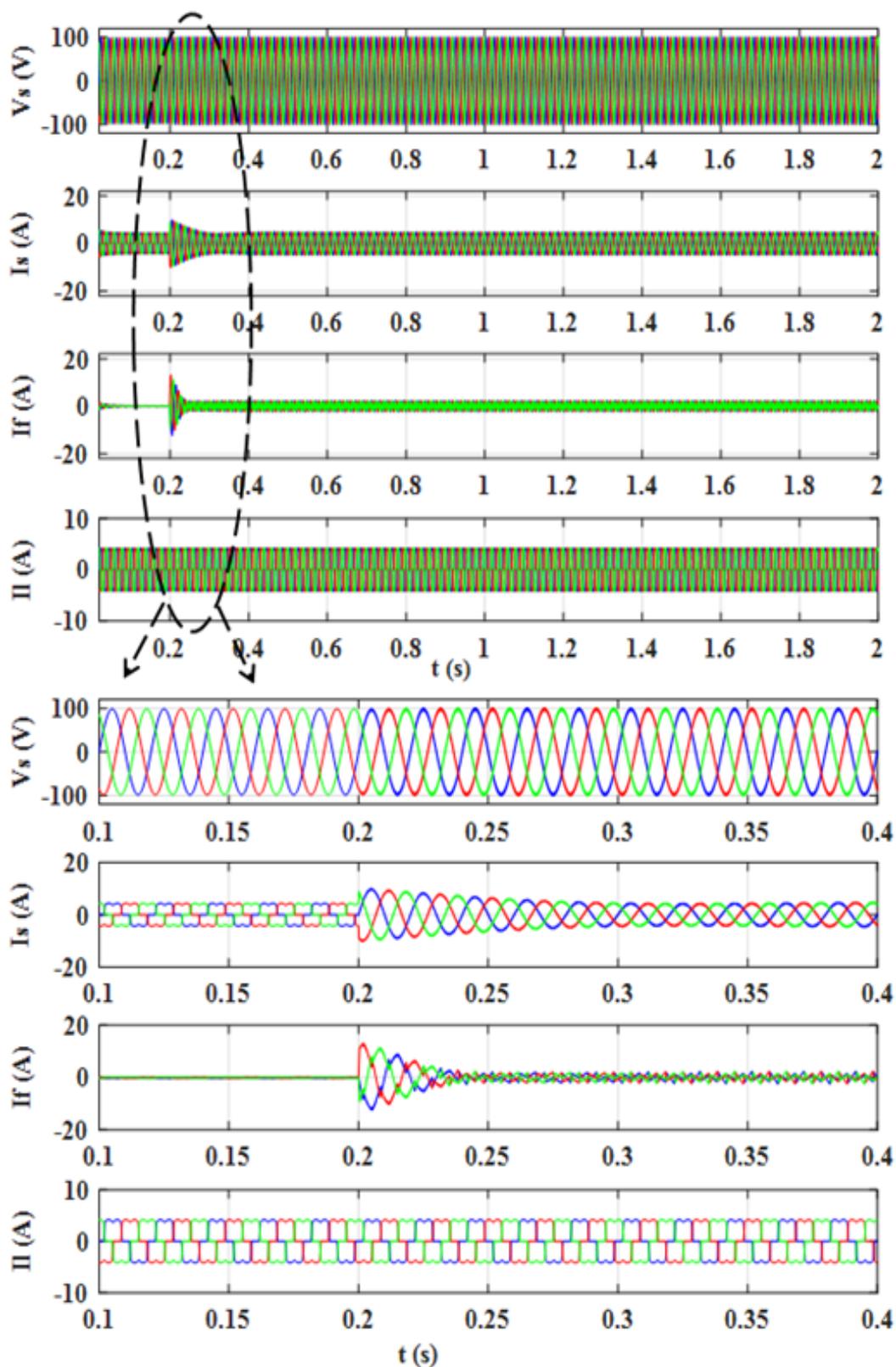


Figure 2.14 Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DCC avec le régulateur PI (tensions et courants de source ainsi que courants de filtre et de charge) :

trois phases

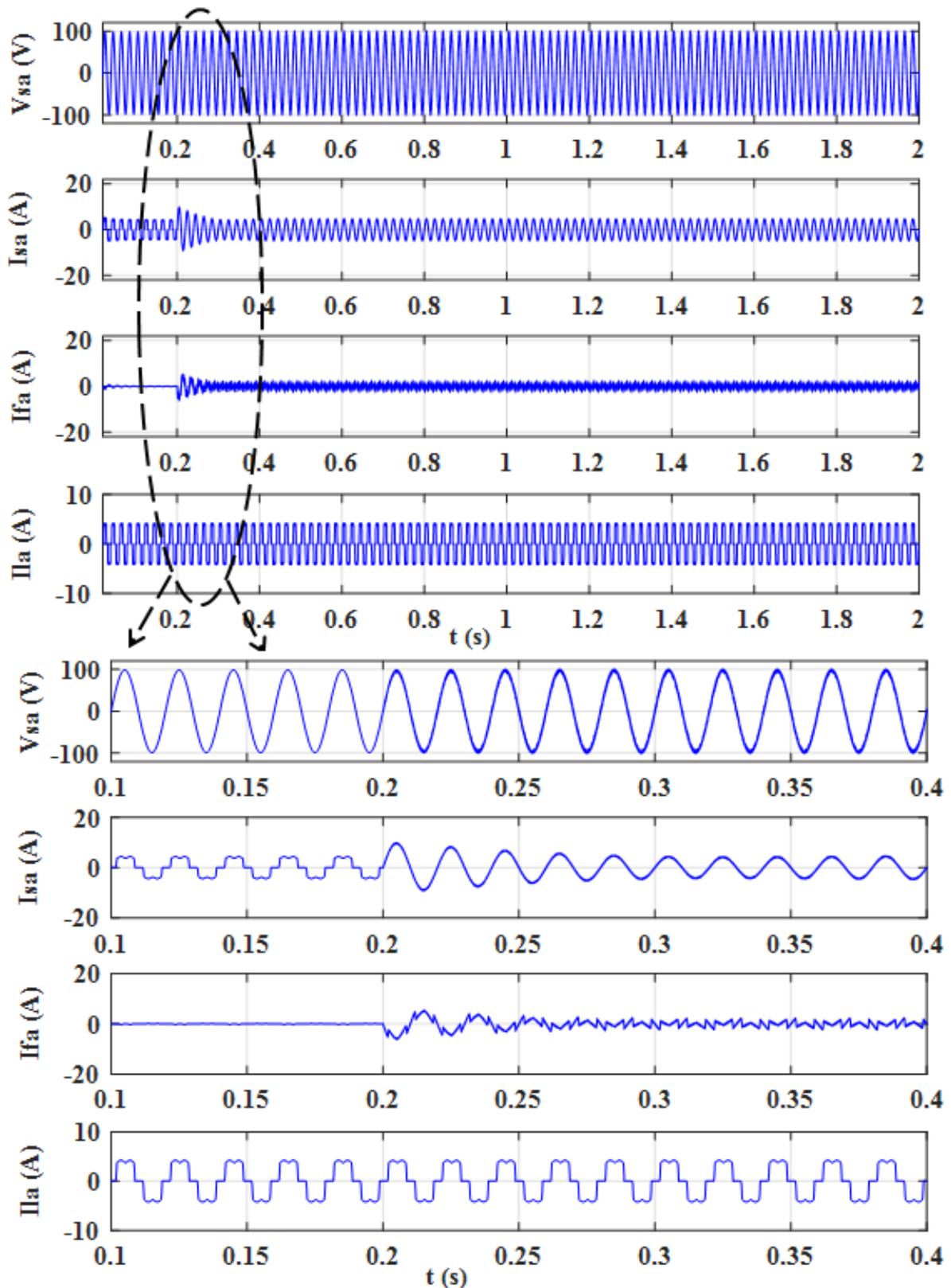


Figure 2.15 Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DCC avec le régulateur PI (tensions et courants de source ainsi que courants de filtre et de charge) : phase a

La tension du bus continu, illustrée sur la Figure 2.16 suit sa consigne ( $V_{dcref}=226V$ ), où le régulateur PI employé arrive à rejeter l'effet des perturbations provoquées sur le bus continu. On peut constater l'apparition de hausse de tension de l'ordre de 9.38V pour une durée de 0.13 s et de chute de tension de 0.98V avec un temps de réponse de 0.12s.

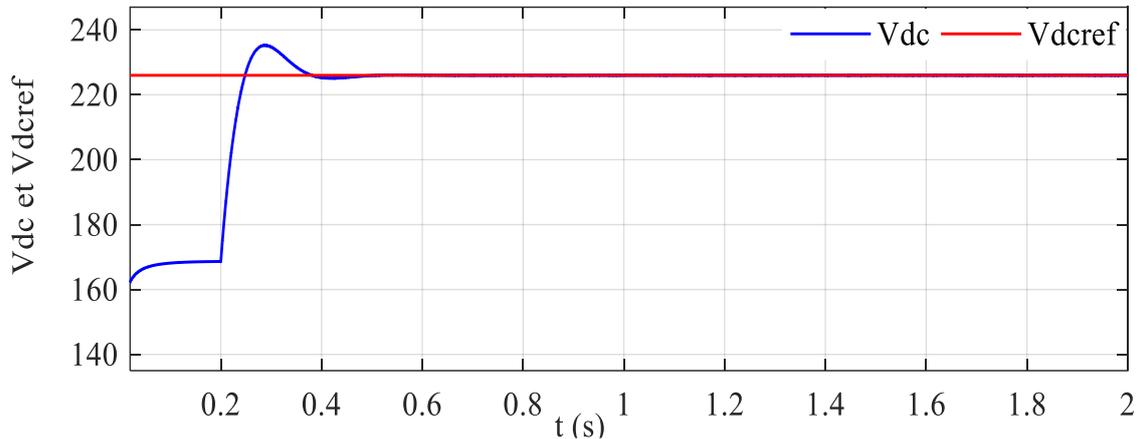


Figure 2.16 Tension du bus continu du FAP shunt basé sur la stratégie DCC.

La Figure 2.17 sur laquelle sont illustrés les résultats concernant les puissances actives et réactives de source du FAP shunt basée sur la stratégie DCC, on peut remarquer que dans tout le temps de simulation le réseau électrique fournit toute la puissance ( $p_s$ ) à la charge. Pendant l'intervalle de temps [0.2 2] s, tandis que le FAP est inséré, la puissance réactive du réseau ( $q_s$ ) devient nulle puisque la puissance réactive demandée par la charge est assurée par le FAP shunt.

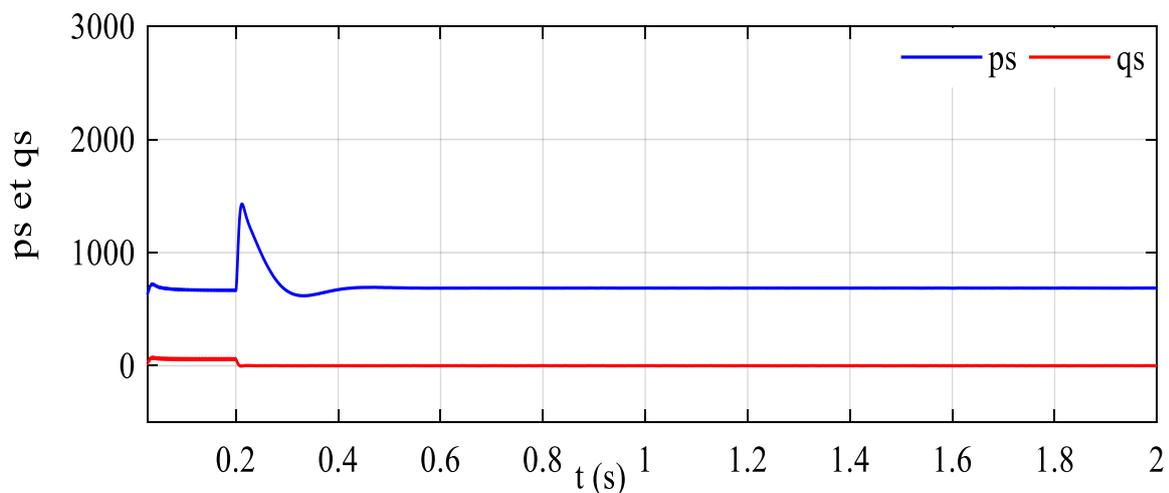


Figure 2.17 Puissance active et réactive de source du FAP shunt basé sur la stratégie DCC.

Finalement, la Figure 2.18 illustre l'analyse spectrale du courant de source avant et après le filtrage. On peut remarquer l'absence quasi-totale des harmoniques bas-order, où le THD passe de 28.36% à 4.38% après insertion du filtre.

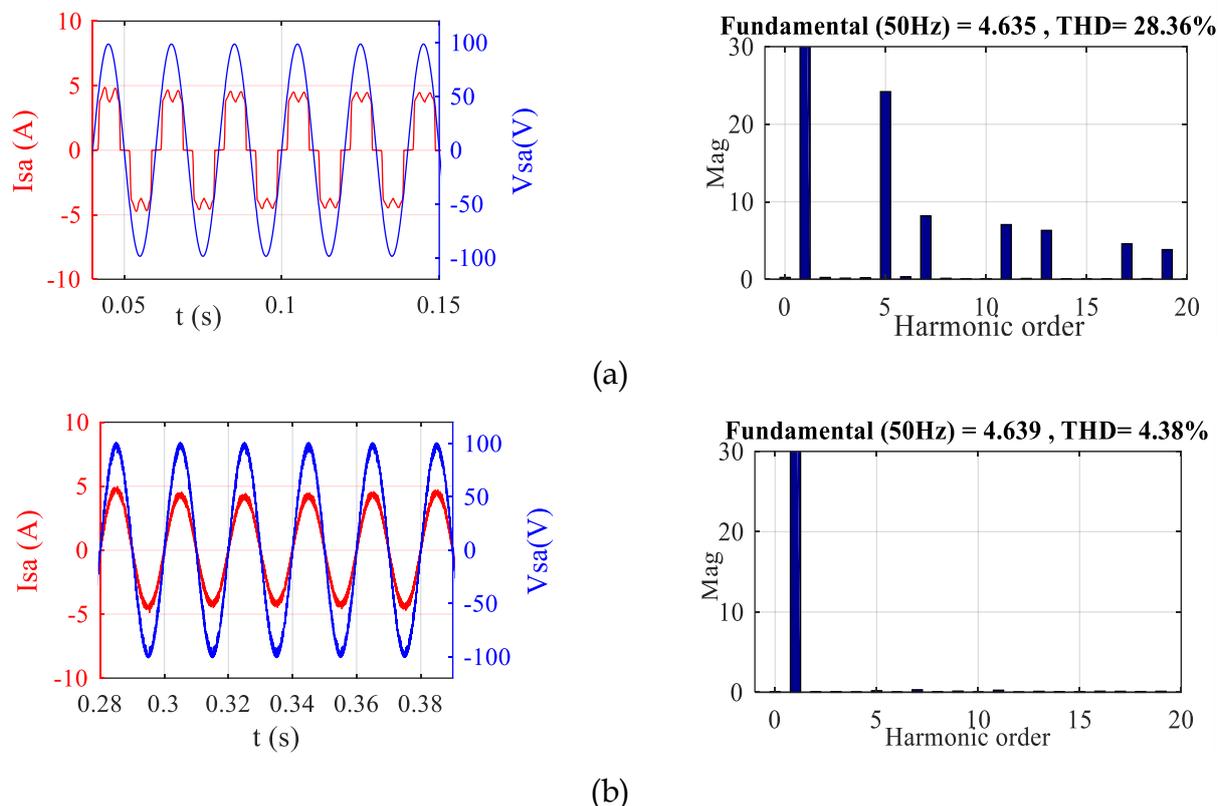


Figure 2.18 Tension et courant de source avec son FFT du FAP shunt basé sur la stratégie DCC : (a) sans FAP shunt, (b) avec FAP shunt.

### 2.1.3 Stratégie de contrôle directe de puissance (DPC)

Le principe de base de la commande DPC est inspiré du contrôle DTC des machines électriques [68-69]. Cette commande non linéaire est connue une technique DPC car elle choisit le vecteur de tension approprié sans avoir besoin d'aucune technique de modulation ni de transformation de coordonnées. Le concept de base de la DPC est de sélectionner l'état de commutation approprié dans la table de commutation en fonction de la localisation du vecteur tension source et des erreurs [69-70]. Ces erreurs sont limitées par une bande d'hystérésis correspondant aux puissances actives et réactives comme illustré sur la Figure 2.19. Les puissances actives et réactives instantanées sont calculées à partir des équations suivantes :

$$P_s = V_{sa} I_{sa} + V_{sb} I_{sb} + V_{sc} I_{sc} \quad (2.19)$$

$$Q_s = \frac{1}{\sqrt{3}} [(V_{sb} - V_{sc}) I_{sa} + (V_{sc} - V_{sa}) I_{sb} + (V_{sa} - V_{sb}) I_{sc}] \quad (2.20)$$

$$S_s = P_s + jQ_s \quad (2.21)$$

La référence de la puissance réactive est maintenue à zéro pour assurer un facteur de puissance unitaire.

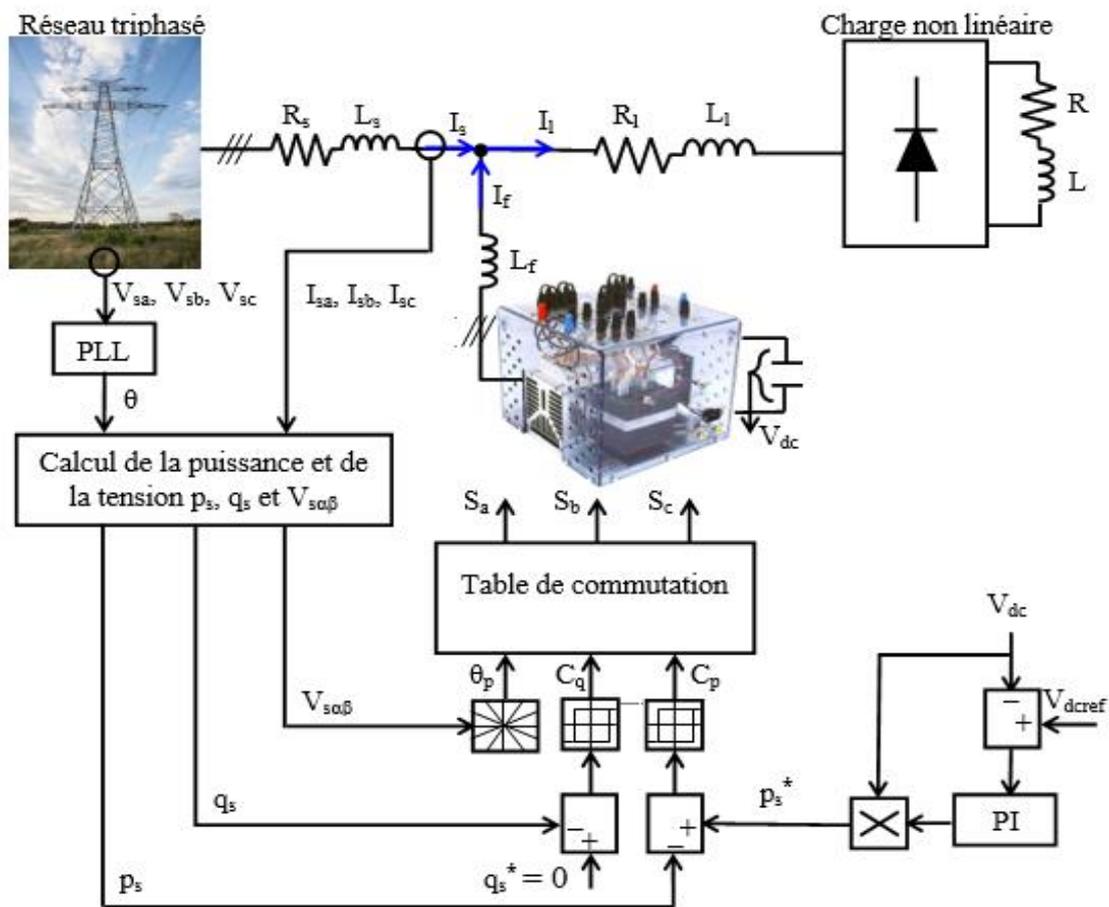


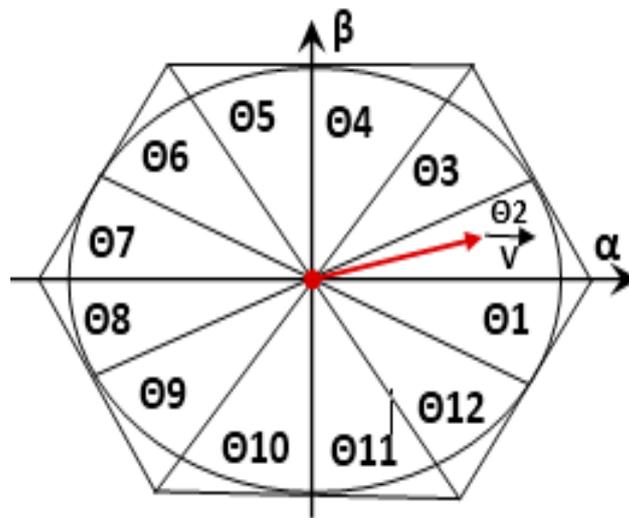
Figure 2.19 Structure générale du FAP shunt contrôlé par la commande DPC.

Cette méthode est basée sur deux régulateurs d'hystérésis utilisant en entrée le signal d'erreur entre les valeurs de référence et les puissances active et réactive calculées [71]. La sortie du contrôleur bascule entre 0 et 1. Si l'erreur est positive, la sortie du contrôleur est égale à 1, sinon elle est 0. La table de commutation a comme entrées les signaux des deux sorties des comparateurs d'hystérésis et une information sur la localisation du vecteur tension source [72].

Selon l'angle du vecteur de tension source référencé sur l'axe ( $\alpha$ ), le secteur où se trouve le vecteur sera sélectionné comme indiqué sur la Figure 2.20.

L'angle est déterminé par une fonction trigonométrique inverse, identifiée par les composantes vectorielles de la tension dans l'espace de référence fixe ( $\alpha, \beta$ ) :

$$\theta_p = \tan^{-1} \left( \frac{V_{s\beta}}{V_{s\alpha}} \right), p=1, 2, \dots, 12. \quad (2.22)$$



**Figure 2.20** Position des secteurs sur des coordonnées fixes.

**Tableau 2.2** Tableau de commutation pour la stratégie DPC.

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

$v_0(000), v_1(100), v_2(110), v_3(010), v_4(011), v_5(001), v_6(101), v_7(111).$

La table de commutation indiquée dans le Tableau 2.2 est un élément primordial de la commande DPC [69, 73] car il sélectionne le vecteur de tension approprié de l'onduleur.

### 2.1.3.1 Résultats de simulation :

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les résultats de simulation concernant l'étude effectuée de ce type de commande que nous venons de présenter à savoir la méthode directe de puissance. Nous l'appelons la commande DPC.

Il est à noter que les paramètres de simulation sont récapitulés dans le Tableau 2.1.

La tension du bus continu du FAP shunt basée sur la stratégie DPC, illustrée sur la Figure 2.21 suit sa consigne ( $V_{dcref}=226V$ ), où le régulateur PI employé a prouvé sa capacité de rejet de la perturbation provoquée sur le bus continu.

On peut constater l'apparition de hausse de tension de l'ordre de 16V pour une durée de 0.12 s et de chute de tension de 0.26V avec un temps de réponse de 0.062s.

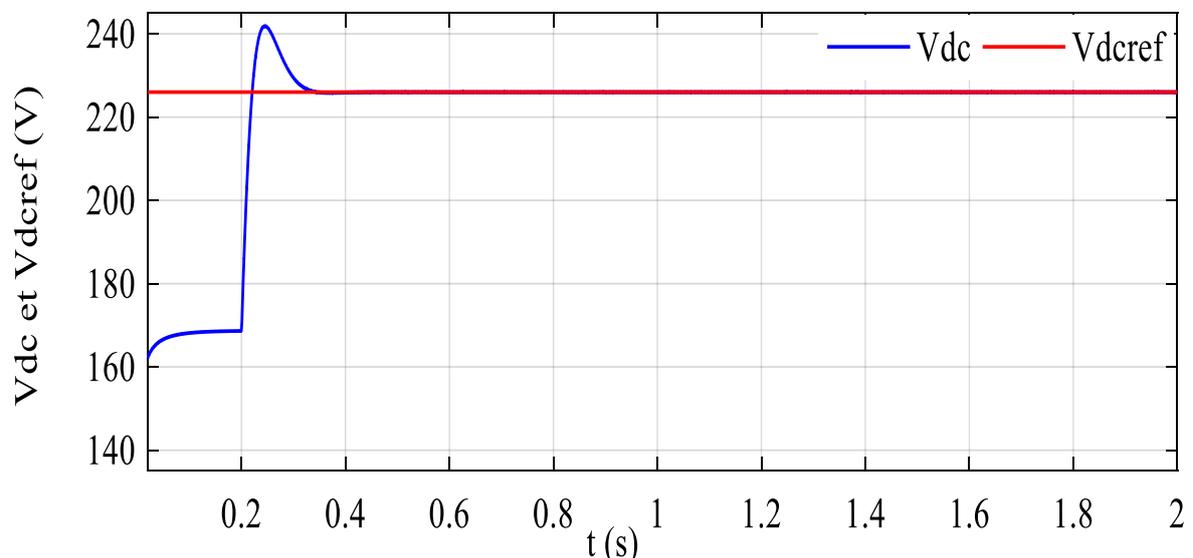


Figure 2.21 Tension du bus continu du FAP shunt basé sur la stratégie DPC.

Les Figures 2.22 et 2.23 présentent les résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur la commande DPC, tensions et courants de source, courants de filtre et de charge avant et après le filtrage.

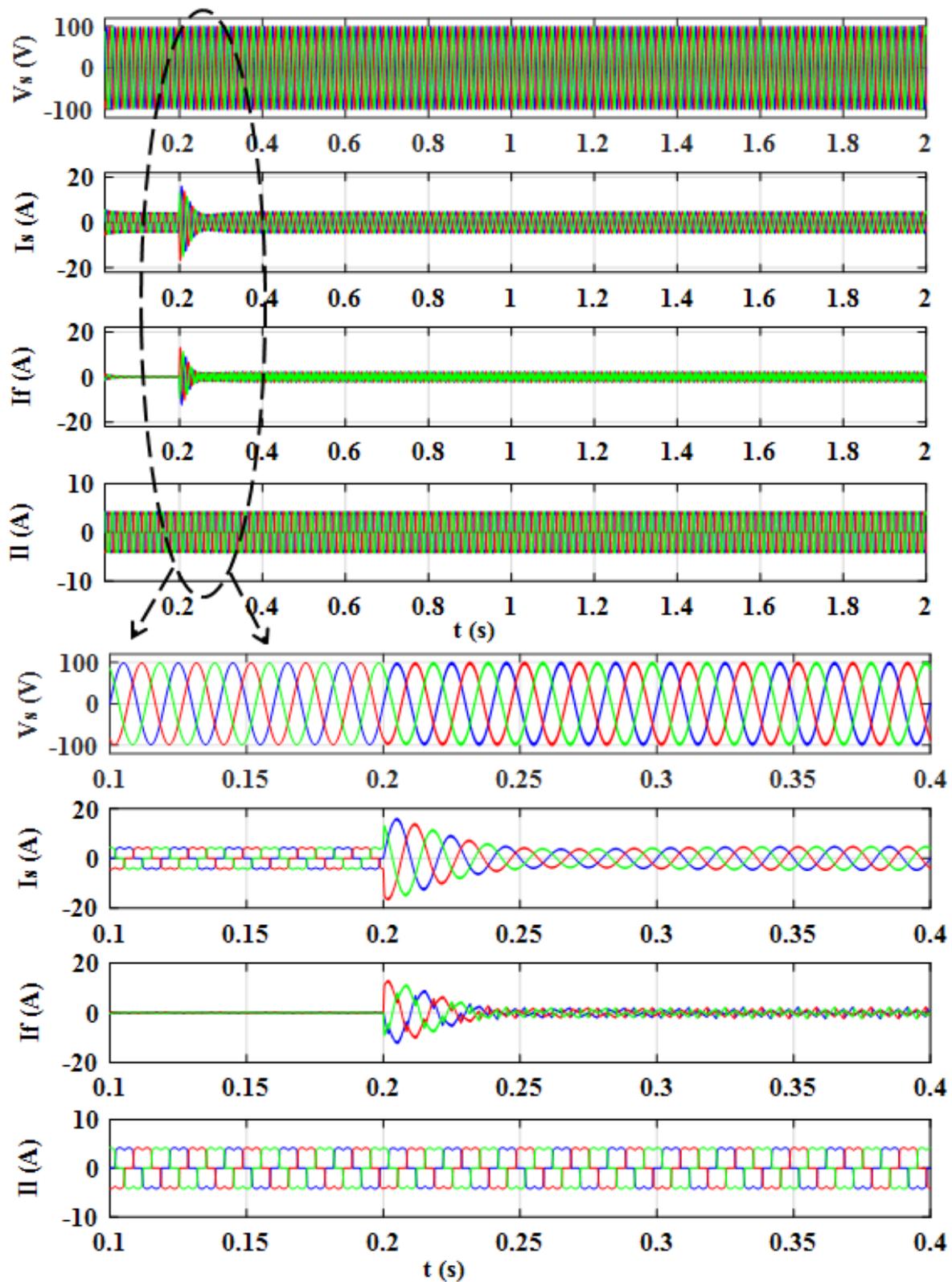


Figure 2.22 Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC avec le régulateur PI (tensions et courants de source ainsi que courants de filtre et de charge) :

trois phases

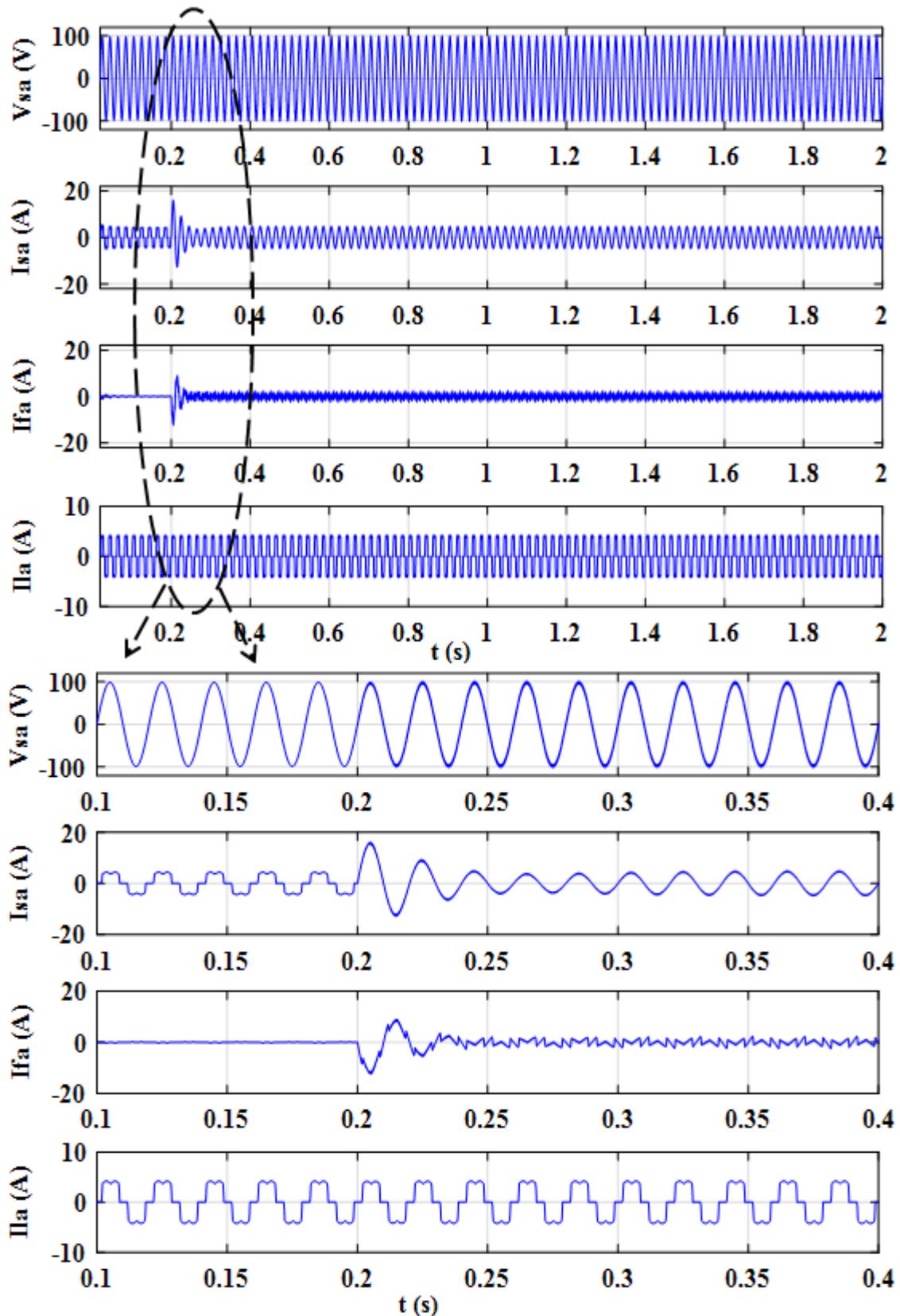
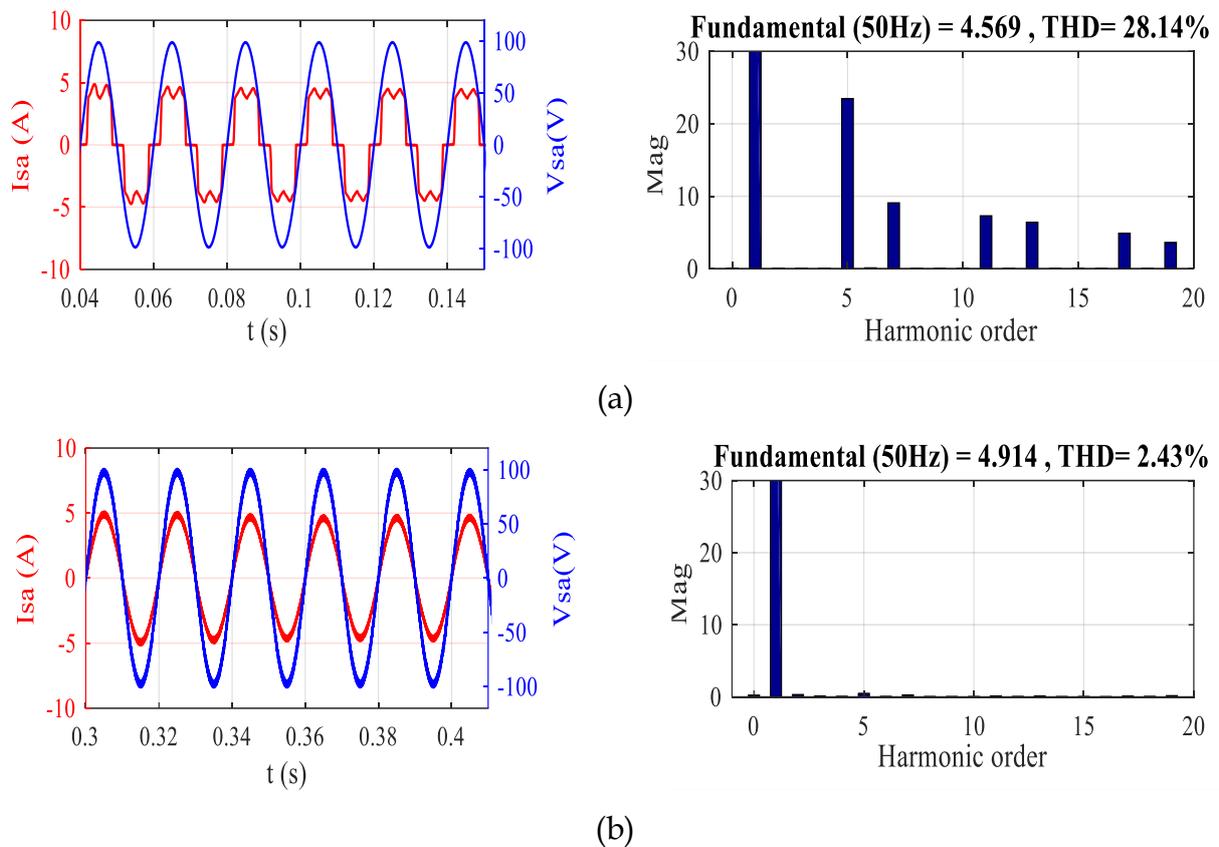


Figure 2.23 Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC avec le régulateur PI (tensions et courants de source ainsi que courants de filtre et de charge) : phase a

D'après ces résultats, le courant de source est distordu à cause de la charge non-linéaire (Figure 2.24.a), ceci est confirmé par le spectre harmonique avec un THD de 28.14% (Figure 2.24.a). Après le filtrage, à l'instant  $t = 0.2$  s, la commande de DPC est compilée, et le FAP shunt commence à injecter des courants harmoniques  $I_f$ , ce qui permet au courant de source de redevenir sinusoïdal et en phase avec la tension de source (Figure 2.24.b). Le THD (Figure 2.24.b) est de 2.43%.



**Figure 2.24** Tension et courant de source avec son FFT du FAP basé sur la stratégie DPC : (a) sans FAP shunt, (b) avec FAP shunt.

A partir de la Figure 2.25 sur laquelle est illustré les résultats concernant les puissances actives et réactives de source du FAP shunt basée sur la stratégie DPC, on déduit que dans tout le temps de simulation le réseau électrique fournit toute la puissance ( $p_s$ ) à la charge.

Pendant l'intervalle de temps  $[0.2 \ 2]$  s, tandis que le FAP est inséré, la puissance réactive du réseau ( $q_s$ ) devient nulle puisque la puissance réactive demandée par la

charge est assurée par le FAP. Alors qu'avant le filtrage, c'est le réseau qui fournit la puissance réactive à la charge non linéaire.

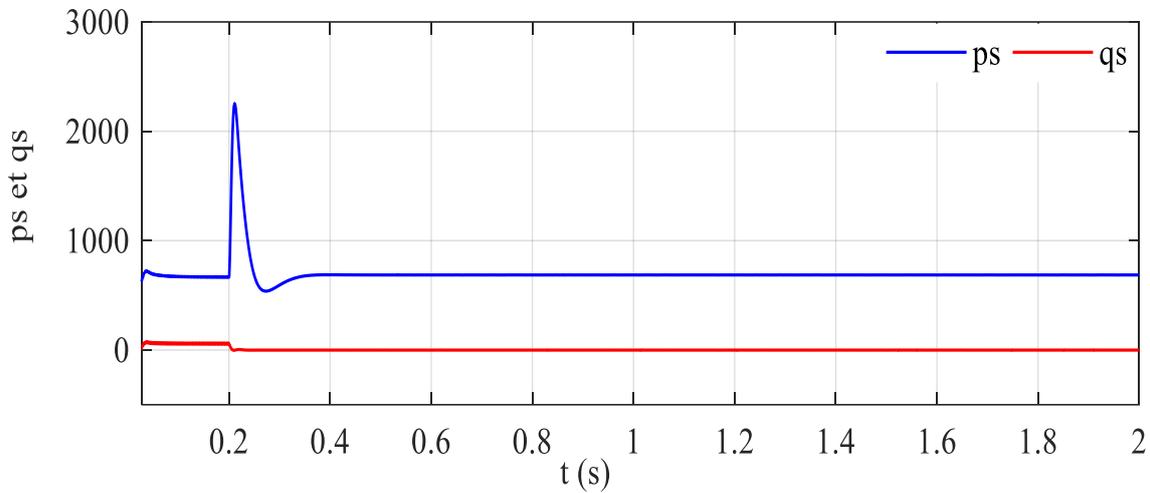


Figure 2.25 Puissance active et réactive de source du FAP shunt basé sur la stratégie DPC.

## 2.2 Etude comparative

Afin de vérifier les performances et l'efficacité de contrôle DPC; dans cette section nous proposons une étude comparative entre les trois stratégies de commande présentées précédemment dans ce chapitre, notamment La commande p-q, la commande DCC et la commande DPC. Le critère de performance adopté pour mener cette étude est le THDi. Il est à noter que tous les études de simulations pour les trois stratégies de contrôle sont exécutées dans les mêmes conditions et avec les mêmes paramètres qu'en simulation afin de pouvoir mener une étude comparative.

A partir le Tableau 2.3, on peut constater que : La stratégie DPC a permis d'obtenir un taux d'harmoniques le plus faible THD=2.43%.

Table 2.3 Etude comparative en termes de THD du courant source.

Contrôle employé	THD du courant source (%)	
	Sans FAP	Avec FAP
Commande p-q	27.28	4.63
Commande DCC	28.36	4.38
Commande DPC	28.14	2.43

## **2.3 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté trois stratégies de contrôles, qui sont : la commande p-q, la commande DCC et la commande DPC. La première technique est basée sur le passage de systèmes triphasés constitués par les courants de ligne et les tensions simples, à un système diphasé (repère  $\alpha$ - $\beta$ ) en utilisant la transformation de Concordia, afin de calculer les puissances imaginaire et réelle instantanées. La deuxième technique est basée sur une comparaison entre les courants de source de référence et les grandeurs mesurées. Les erreurs obtenues constituent les entrées du régulateur à hystérésis à bande fixe pour produire les états de commutation (S1 à S6) de l'onduleur de tension. La troisième approche est basée sur la table de commutation pour choisir l'état de commutation des commutateurs de puissance sans besoin de boucles de contrôle de courant ni de bloc PWM.

Les résultats de simulation obtenus montrent la faisabilité et les bonnes performances des trois techniques de contrôle étudiés surtout pour le cas de la commande DPC qui est bien supérieure au niveau des THD par rapport aux autres techniques.

Vu les avantages remarquables de la commande DPC, nous allons nous limiter dans les chapitres suivants à cette commande à l'association du FAP avec un système PV connecté au réseau.

*Chapitre 3 : Commande du FAP shunt  
solaire basée sur le régulateur AW-FOPID.*

### Introduction

Dans ce chapitre, nous allons exposer la deuxième partie de notre travail. Il est consacré à l'association du FAP shunt avec un GPV afin d'injecter la puissance maximale extraite au réseau électrique. Dans la plupart des cas, la commande DPC est alimentée par une référence de puissance réactive nulle et active produite via le régulateur PI [73].

Différentes techniques de contrôle sont employées pour maintenir la tension du bus continu à sa valeur de référence. Parmi ces techniques, le régulateur PI conventionnel qui offre l'avantage de la simplicité et une bonne réponse en régime permanent [58, 74]. Cependant, ce contrôleur présente de performances médiocres dans des conditions dynamiques, qui sont dans le cas du FAP shunt intégré au système PV, à un rayonnement solaire variable. Pour surmonter cette situation, un régulateur AW-FOPID a été proposé. Les avantages offerts par ce régulateur avec deux degrés de liberté supplémentaires  $\varepsilon$  et  $\eta$  permettent d'avoir une meilleure réponse dynamique et un temps de réponse plus court par rapport au régulateur PI conventionnel [75-77].

De plus, la sortie du régulateur AW-FOPID proposé participe à la fourniture de la puissance active. En ce qui concerne l'ajustement des paramètres de ce contrôleur, l'algorithme d'optimisation par essaim de particules (PSO) avec le facteur d'étalement (SF) est utilisé [78]. Il est à noter que les performances du FAP shunt précédemment citées seront conservées.

En effet, l'étude débute par la modélisation de la chaîne de conversion PV. Ensuite, la stratégie DPC pour le FAP shunt interconnecté à un système PV basée sur la logique floue sera discutée. Puis, la conception d'un contrôleur AW-PI $\varepsilon$ D $\eta$  réglé à l'aide de l'algorithme PSO-SF. Enfin, les simulations de ces techniques de contrôle seront exposées de manière comparative.

### 3.1 Modélisation de la chaîne photovoltaïque

Lorsqu'une jonction PN réalisée à partir de matériaux sensibles à la lumière est éclairée, elle présente la particularité de pouvoir fonctionner en générateur d'énergie. Ce comportement en statique peut être décrit par un modèle mathématique [79- 80].

#### 3.1.1 Modélisation d'un générateur photovoltaïque

Le circuit équivalent d'une cellule PV est représenté par une source de courant en parallèle avec une diode ainsi que des résistances série et parallèle, comme illustré dans la Figure 3.1 [79- 80].

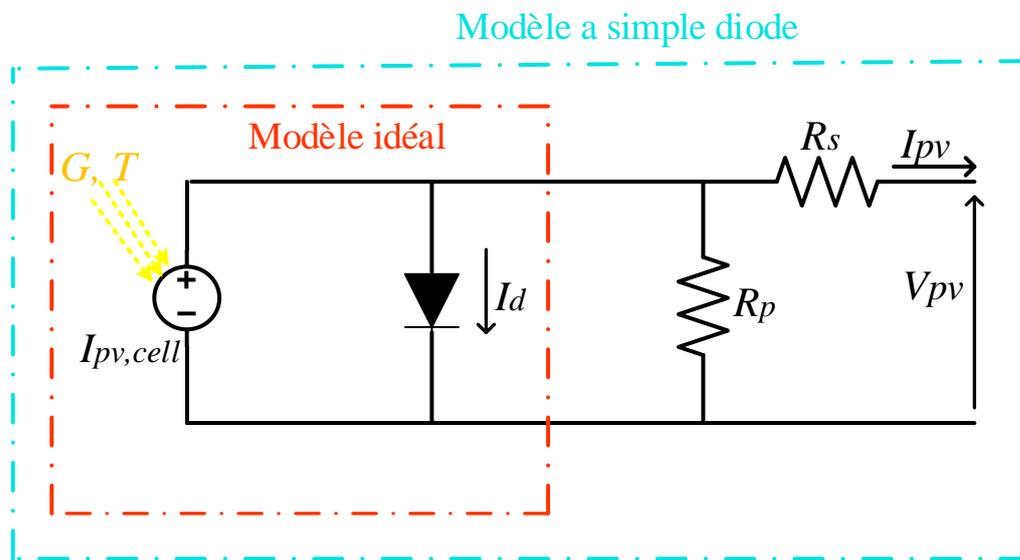


Figure 3.1 Modèle d'une cellule PV.

La relation courant-tension de la cellule PV d'un modèle idéal comme illustré dans la Figure 3.1 est donnée par l'équation suivante :

$$I = I_{pv,cell} - I_{0,cell} \left[ e^{\left( \frac{qV}{aKT} \right)} - 1 \right] \quad (3.1)$$

Où :

$I_{pv,cell}$  : est le courant généré par la lumière incidente (il est directement proportionnel au rayonnement solaire) ;

$I_{0,cell}$  : est le courant de fuite de la diode ;

$K$  : est la constante de Boltzmann ( $1.3806503 \times 10^{-23}$  J/K) ;

$T$  : est la température effective de la cellule, mesurée en Kelvin [K] ;

$q$  : est la charge de l'électron, mesurée en Coulomb ( $1.60217646 \times 10^{-19}$  C) ;

$a$  : est le facteur d'idéalité de la diode.

Pour produire plus de puissance, les cellules sont assemblées en série pour former un module PV (nommé aussi : panneau). En conséquence, les modules raccordés en série fournissent une plus grande tension du module PV et les modules raccordés en parallèle augmentent le courant PV. Par exemple un module typique composé de 36 cellules raccordées en série est désigné comme un module de 12 V, et donc, il est capable de produire des tensions plus élevées.

Il est à noter que le modèle à une diode présenté dans la Figure 3.1 est le plus utilisé.

Le modèle mathématique d'un module PV est décrit par l'équation (3.2) [81, 82] :

$$I = I_{pv} - I_0 \left[ e^{\left( \frac{q(V+IR_s)}{aN_sKT} \right)} - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (3.2)$$

Où :

$N_s$  est le nombre de cellules montées en série.

Le courant généré par la cellule solaire PV dépend de l'irradiance ( $G$ (W/m<sup>2</sup>)) et de la température ( $T$  (K)), comme décrit dans l'équation (3.3).

$$I_{pv} = \left( I_{pv,n} + K_I \Delta_T \right) \frac{G}{G_n} \quad (3.3)$$

Où :

$\Delta T = T - T_n$ , avec  $T_n$ : est la température nominale;

$G_n$  : est l'irradiance nominale ;

$K_I$  : est le courant de court-circuit / coefficient de température ;

$I_{pv,n}$  : est le courant solaire généré à l'état nominal ( $G_n, T_n$ );

Le courant de saturation de la diode  $I_0$  dépend de la température, comme donné dans l'équation (3.4).

$$I_0 = I_{0,n} \left( \frac{T_n}{T} \right)^3 \exp \left[ \frac{qE_g}{ak} \left( \frac{1}{T_n} - \frac{1}{T} \right) \right] \quad (3.4)$$

Avec  $E_g$  l'énergie de gap, par exemple l'énergie de gap de Si polycristallin est de 1.12 eV.

Le courant de saturation de la diode nominale  $I_{0,n}$  est donné par l'équation suivante:

$$I_{0,n} = \frac{I_{cc,n}}{\exp \left( \frac{V_{co,n}}{\alpha V_{t,n}} \right) - 1} \quad (3.5)$$

Où :

$V_{t,n}$ : est la tension thermique nominale.

Le courant de saturation des cellules PV :

$$I_0 = \frac{I_{sc,n} + K_I \Delta_T}{\exp \left( \frac{K_v \Delta_T}{\alpha V_t} + V_{co,n} \right) - 1} \quad (3.6)$$

Où :

$I_{cc,n}$  : est le courant de court-circuit nominal ;

$V_{co,n}$  : est la tension du circuit ouvert nominale ;

$K_v$  : est la tension de circuit ouvert / coefficient de température.

Un générateur photovoltaïque se compose de plusieurs modules PV connectés en série et/ou en parallèle. Par conséquent, un panneau PV devrait être modélisé par l'équation (3.7) pour représenter un GPV [81] :

$$I = N_{pp} I_{pv} - N_{pp} I_0 \left[ e^{\left( \frac{N_{ss} V + I R_s \left( \frac{N_{ss}}{N_{pp}} \right)}{N_{ss} \alpha V_t} \right)} - 1 \right] - \frac{N_{ss} V + I R_s \left( \frac{N_{ss}}{N_{pp}} \right)}{R_p \left( \frac{N_{ss}}{N_{pp}} \right)} \quad (3.7)$$

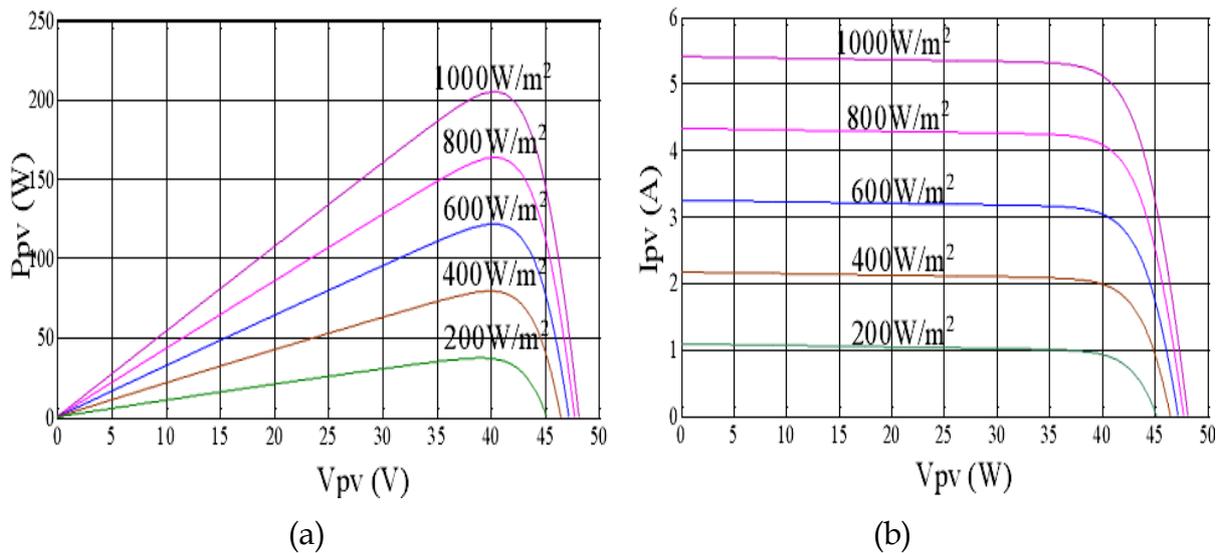
Où :

$N_{ss}$  : est le nombre de modules montés en série ;

$N_{pp}$  : est le nombre de modules montés en parallèle.

### 3.1.1.1 Caractéristiques P-V et I-V d'un GPV

#### 1/ Effets de l'irradiance et de la température sur le GPV

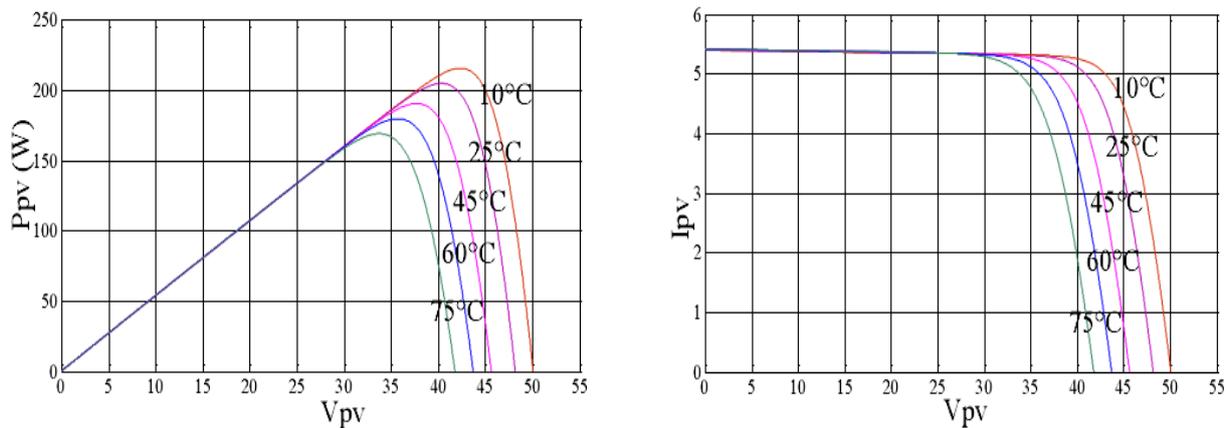


**Figure 3.2** Effet de l'irradiance sur la caractéristique P-V et I-V à la température nominale (25°C).

La Figure 3.2.a illustre la variation de la puissance délivrée par le GPV en fonction de la tension pour différentes valeurs de l'irradiance à une température constante (25°C), ce qui permet de déduire l'influence de l'irradiance sur la caractéristique P(V). Il est clair que la valeur de la puissance est directement proportionnelle à l'intensité de l'irradiance. Par contre, la tension en circuit-ouvert ne

varie pas dans les mêmes proportions, mais reste quasiment identique même à faible irradiance.

La Figure 3.2.b montre que la caractéristique  $I(V)$  à une température constante ( $25^{\circ}\text{C}$ ) dépend de l'irradiance. Le courant délivré par le GPV augmente avec l'augmentation de l'irradiance, tandis que la tension reste approximativement constante. Comme on peut l'observer, le point de puissance maximale fluctue continuellement durant les variations de l'irradiance.



**Figure 3.3** Effet de la température sur la caractéristique P-V et I-V à l'irradiance nominale ( $1000\text{W}/\text{m}^2$ ).

Les Figures 3.3.a et 3.3.b montrent l'influence de la température sur les caractéristiques  $I(V)$  et  $P(V)$ . L'augmentation de la température provoque une légère augmentation du courant, une diminution de la tension ainsi qu'une diminution de la puissance PV générée par le GPV.

On peut observer que le point de puissance maximale fluctue continuellement durant les variations de la température.

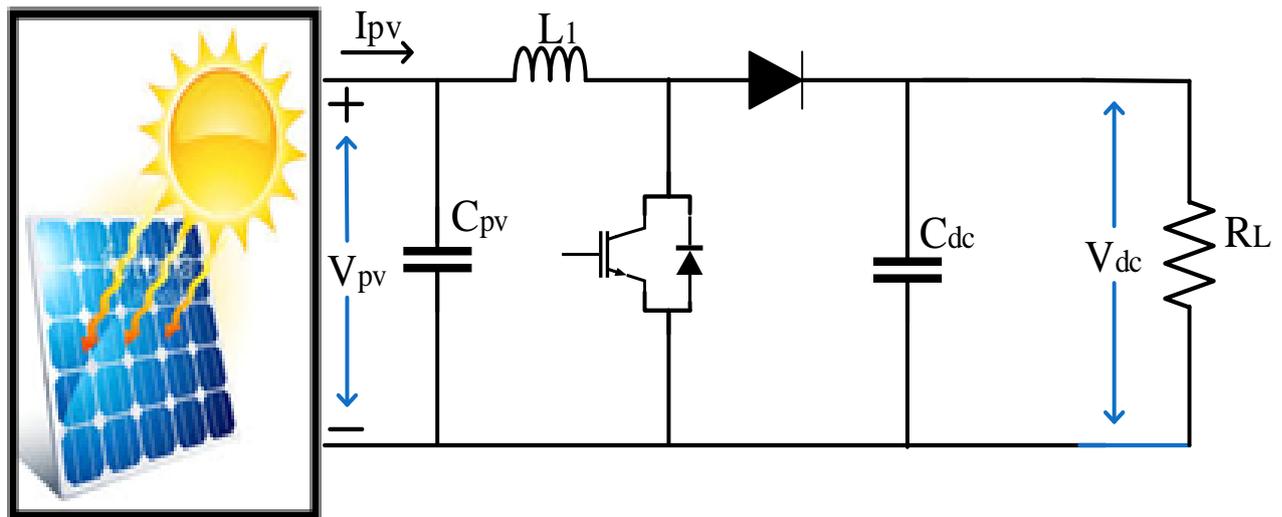
### 3.1.2 Modélisation du convertisseur DC-DC (Survolteur)

Le survolteur (en anglais Boost) est un dispositif d'électronique de puissance qui convertit une tension continue en une autre tension continue de valeur plus grande.

Il est constitué d'un interrupteur de puissance commandé (IGBT ou MOSFET), d'une inductance  $L$ , d'une diode  $D$ , d'une charge résistive  $R_L$  et d'un condensateur de filtrage  $C$ . Les convertisseurs DC-DC (ou hacheurs) sont utilisés dans les systèmes

d'énergie solaire pour adapter la source DC variable (GPV) à la charge qui demande en général une tension DC constante.

La Figure 3.4 présente le schéma de base d'un Boost associé au GPV [82-84], où le principe de fonctionnement est établi puis interrompre périodiquement la liaison source-charge à l'aide de l'interrupteur.



**Figure 3.4** Schéma de base d'un Boost associé au GPV.

**Première étape :**

L'interrupteur S est fermé (Figure 3.5), le courant dans l'inductance va augmenter, et l'énergie magnétique est stockée. Par conséquent, la diode est bloquée et la charge sera déconnectée.

Selon la loi de mailles l'équation de tension à l'entrée peut être exprimée par :

$$V_e = \frac{L dI_L}{dt} \tag{3.8}$$

Le courant  $I_L$  augmente d'une valeur  $\Delta I_L$ , donnée par :

$$\Delta I_{Lon} = \int_0^{\alpha T} dI_L = \int_0^{\alpha T} \frac{V_e dt}{L} = \frac{V_e \cdot \alpha T}{L} \tag{3.9}$$

Où  $\alpha$  ( $0 < \alpha < 1$ ) est le rapport cyclique.

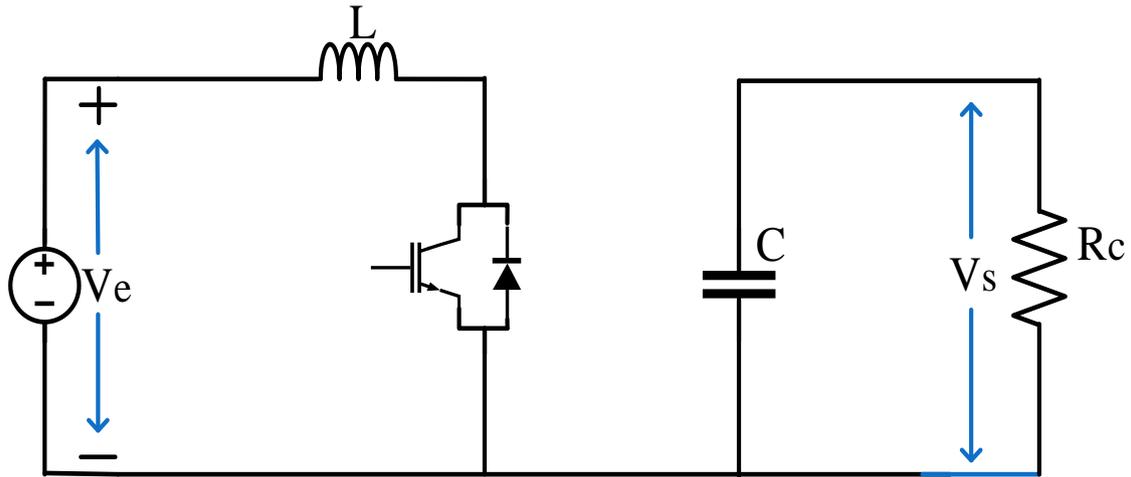


Figure 3. 5 Circuit électrique de l'étape 1.

### Deuxième étape :

L'interrupteur S est ouvert (Figure 3.6), l'énergie stockée dans l'inductance va être transférée vers le condensateur.

La variation du courant  $I_L$  dans l'état bloqué peut être donnée par :

$$\Delta I_{L\text{off}} = \int_0^{(1-\alpha)T} dI_L = \int_0^{(1-\alpha)T} \frac{(V_e - V_s)dt}{L} = \frac{(V_e - V_s)(1-\alpha)T}{L} \quad (3.10)$$

Où :

$$V_e - V_s = L \cdot \frac{dI_L}{dt} \quad (3.11)$$

Le courant  $I_L$  est le même dans le cycle de commutation, ce qui permet d'écrire :

$$\Delta I_{L\text{on}} + \Delta I_{L\text{off}} = \frac{V_e \cdot \alpha T}{L} + \frac{(V_e - V_s)(1-\alpha)T}{L} \quad (3.12)$$

Le rapport entre la tension d'entrée et la tension de sortie est donnée par :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1-\alpha} \quad (3.13)$$

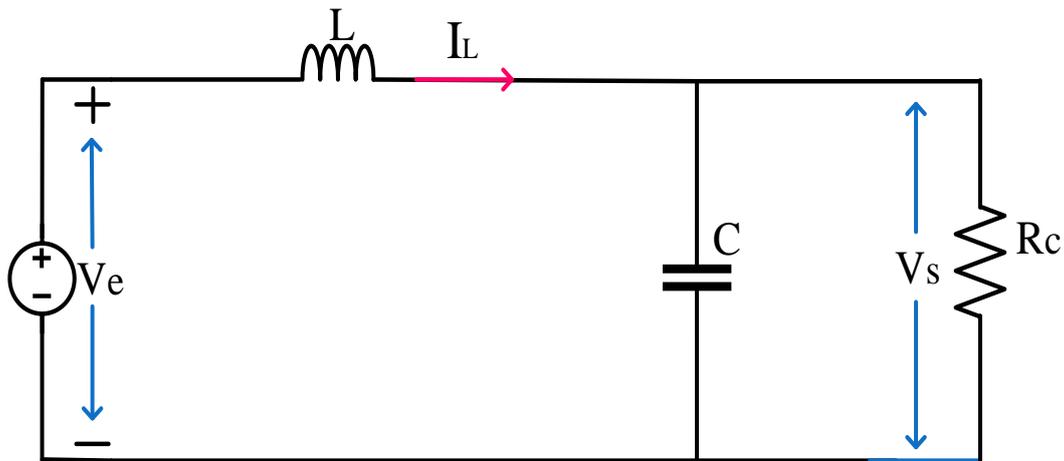


Figure 3.6 Circuit électrique de l'étape 2.

### 3.1.2.1 Algorithmes de recherche du point de puissance maximale (MPPT)

Plusieurs algorithmes de MPPT ont été proposés dans la littérature [1-3]. Dans cette section, nous exposerons la méthode d'intelligence artificielle présentée par la logique floue pour suivre le MPP du système PV. Cette méthode s'avère être performante dans le cas des variations brusques d'irradiance, cependant sa précision en est fortement liée à la complexité de la table des règles.

#### 3.1.2.1.1 Principe de la recherche du MPP

La Figure 3.7 représente une chaîne élémentaire de conversion PV associée à un algorithme MPPT.

Comme présenté sur la Figure 3.7, l'algorithme MPPT est associé à un convertisseur DC-DC entre le GPV et la batterie. Généralement, ce convertisseur est utilisé comme un circuit intermédiaire entre la source et la charge pour fournir la puissance maximale. La technique de contrôle communément utilisée consiste à d'ajuster le rapport cyclique automatiquement à sa valeur optimale quelques soient les changements atmosphériques [85].

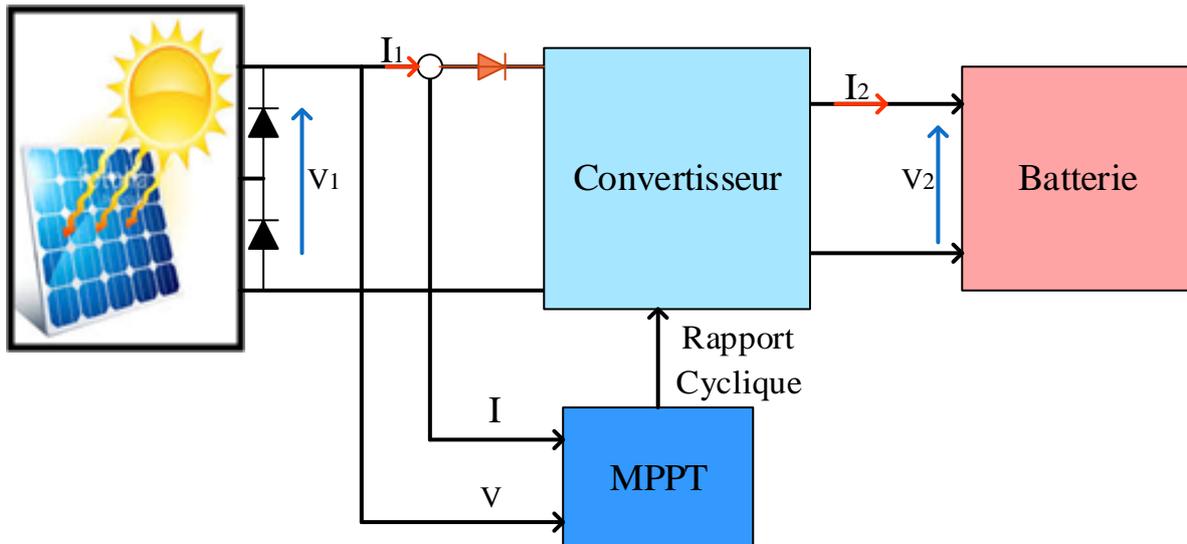


Figure 3.7 Diagramme d'un système PV avec MPPT.

### 1/ Le contrôleur flou

La méthode de la logique floue est utilisée pour suivre le MPP du GPV afin d'obtenir une bonne efficacité dans toutes les conditions météorologiques.

L'avantage de ces techniques est qu'elles peuvent fonctionner avec des entrées peu précises et qu'elles n'ont pas besoin de modèle mathématique précis [86, 87].

Généralement, la logique floue est composée de trois étapes essentielles : la fuzzification, les règles d'inférence et la défuzzification [87, 88], comme récapitulé dans la Figure 3.8.

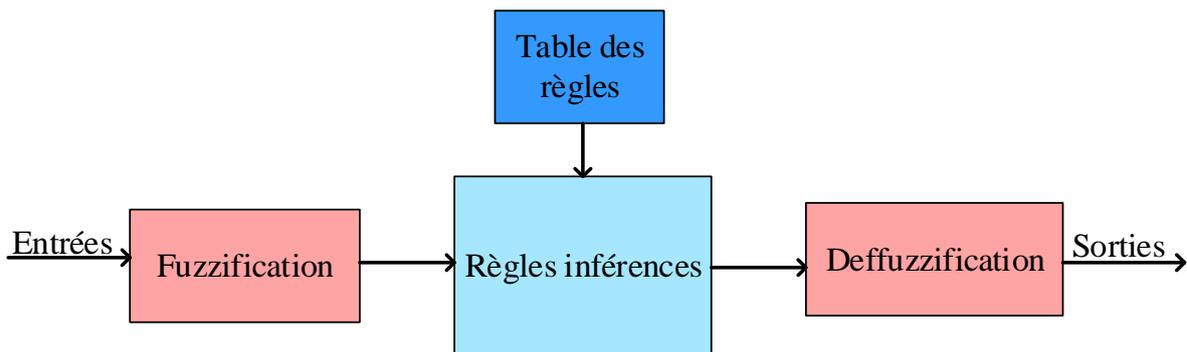


Figure 3.8 Structure du contrôleur flou.

L'étape de Fuzzification est le processus de changement des variables d'entrée numériques en équivalents linguistiques, qui sont obtenus en utilisant des fonctions d'appartenance.

L'étape règles d'inférence détermine la sortie du contrôleur de logique floue par la méthode Mamdani avec une technique max-min en fonction de l'ensemble appartenant à la base de règles.

L'étape de défuzzification convertit les variables linguistiques en une valeur numérique qui calcule la variable de contrôle de sortie.

Étant donné qu'au MPP du panneau PV,  $\Delta P(k)$  et  $\Delta V(k)$  sont nuls, l'algorithme utilisé est à deux variables d'entrée, qui sont exprimées par [89]

$$\Delta P = P(k) - P(k-1) \quad (3.14)$$

$$\Delta V = V(k) - V(k-1) \quad (3.15)$$

Où  $P(k)$ ,  $P(k-1)$ ,  $V(k)$  et  $V(k-1)$  sont respectivement, la puissance et la tension PV aux instants d'échantillonnage  $k$  et  $(k-1)$ . Ces entrées du contrôleur flou sont représentées par une erreur  $E$  [88-89] :

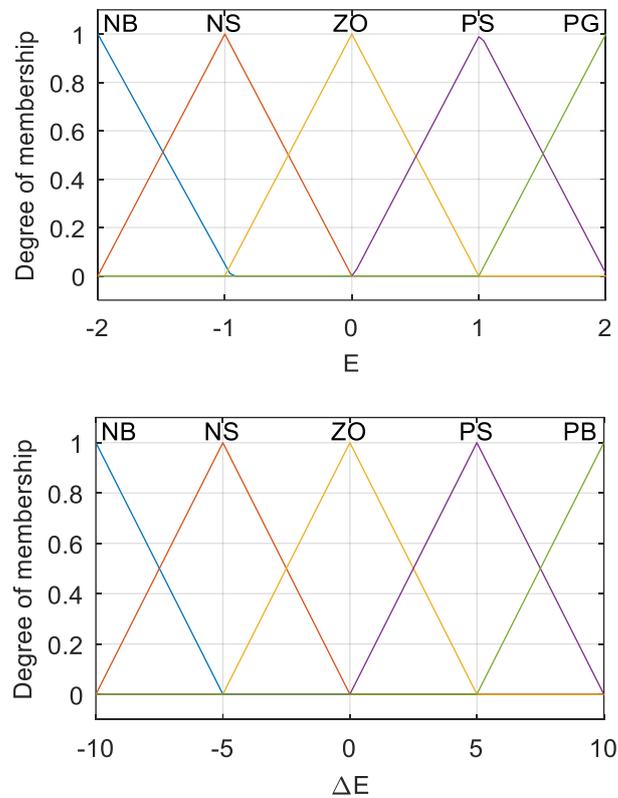
$$\begin{cases} E(k) = \frac{\Delta P}{\Delta V} \\ \Delta E(k) = E(k) - E(k-1) \end{cases} \quad (3.16)$$

Les variables d'entrée sont divisées en cinq ensembles flous qui sont notés comme suit : Négatif Grand (NB), Négatif Petit (NS), Zéro (Z), Positif Petit (PS) et Positif Grand (PB). La sortie est calculée à partir de la syntaxe : « si X et Y, alors Z » [86, 89], comme indiqué dans le Tableau 3.1.

**Tableau 3.1** Tableau de décision [2].

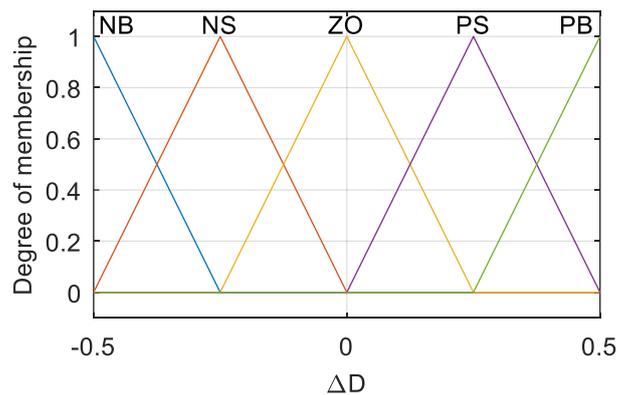
<b>E/ΔE</b>	<b>NB</b>	<b>NS</b>	<b>Z</b>	<b>PS</b>	<b>PB</b>
<b>NB</b>	PS	PB	PB	NB	NS
<b>NS</b>	Z	PS	PS	NS	Z
<b>Z</b>	Z	Z	Z	Z	Z
<b>PS</b>	Z	NS	NS	PS	Z
<b>PB</b>	NS	NB	NB	PB	PS

Les fonctions d'appartenance sont choisies à la forme triangulaire, comme illustré dans la Figure 3.9.



Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée

( $E$  : erreur,  $\Delta E$  : changement d'erreur)



Les fonctions d'appartenance pour la variable de sortie

( $\Delta D$  : variation du rapport cyclique)

**Figure 3.9** Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie.

La méthode du centre de gravité pour l'étape de défuzzification est utilisée pour calculer le rapport cyclique incrémental  $\Delta D$  comme suit [86, 89] :

$$\Delta D = \frac{\sum_{j=0}^n w_j \Delta D_j}{\sum_{j=0}^n w_j} \quad (3.17)$$

Où :

$n$ : est le nombre maximum de règles effectives ;

$w$  : représente le facteur de pondération ;

$\Delta D_j$  : est la valeur correspondante à  $\Delta D$ .

Enfin, le rapport cyclique est obtenu en ajoutant ce changement à la valeur précédente du rapport cyclique de fonctionnement comme suit [89] :

$$D(K+1) = D(K) + \Delta D(K) \quad (3.18)$$

## 3.2 Résultats de simulation

La simulation du contrôle DPC avec le système global présenté dans la Figure 3.10 est conduite sous l'environnement MATLAB/Simulink afin de vérifier les performances de la commande DPC.

L'algorithme MPPT flou est appliqué à l'onduleur triphasé de tension pour extraire la puissance maximale du GPV.

La commande présentée a été simulée avec un temps d'échantillonnage  $T_e = 1\mu s$  et l'algorithme MPPT flou avec un  $T_{MPPT} = 40ms$ .

Les paramètres de simulation sont récapitulés dans le Tableau 3.2.

Tableau 3.2 Paramètres de simulation

Parametres	Valeurs avec dimensions
$V_s, F_s, V_{dcref}$	70 V, 50 Hz, 227V
$F_{switching}$ (DC/AC APF converter)	20 KHz
$L_s, R_s, L$	0.1 mH, 0.1 $\Omega$ , 10 mH
$L_l, R_l, R$	0.566 mH, 0.01 $\Omega$ , 40 $\Omega$
$L_f, R_f, C_{dc}$	2.5 mH, 0.01 $\Omega$ , 2200 $\mu$ F
$C_{pv}, L_{pv}$	20 $\mu$ F, 3 mH
$F_{switching}$ (DC/DC boost converter)	5 kHz

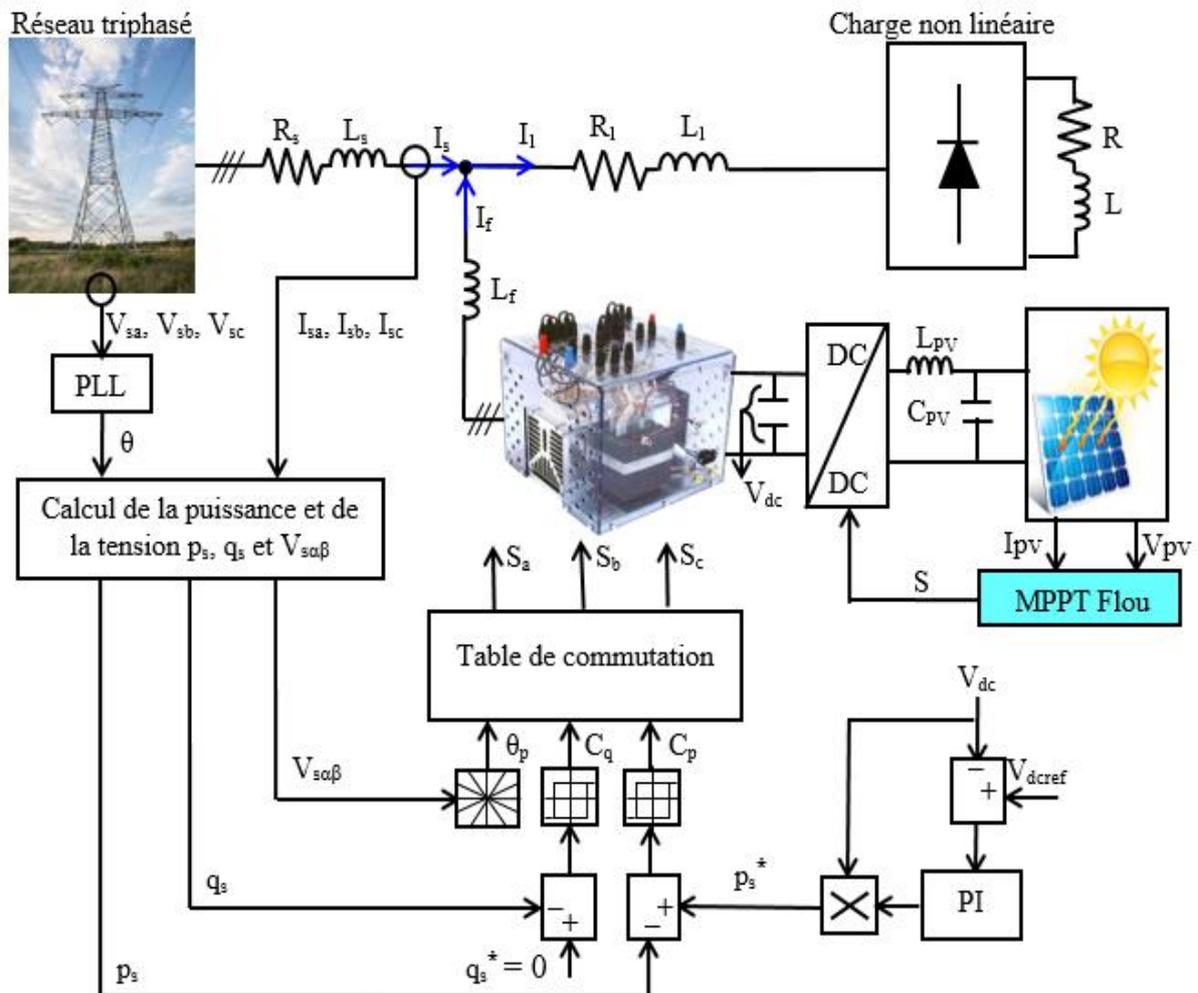
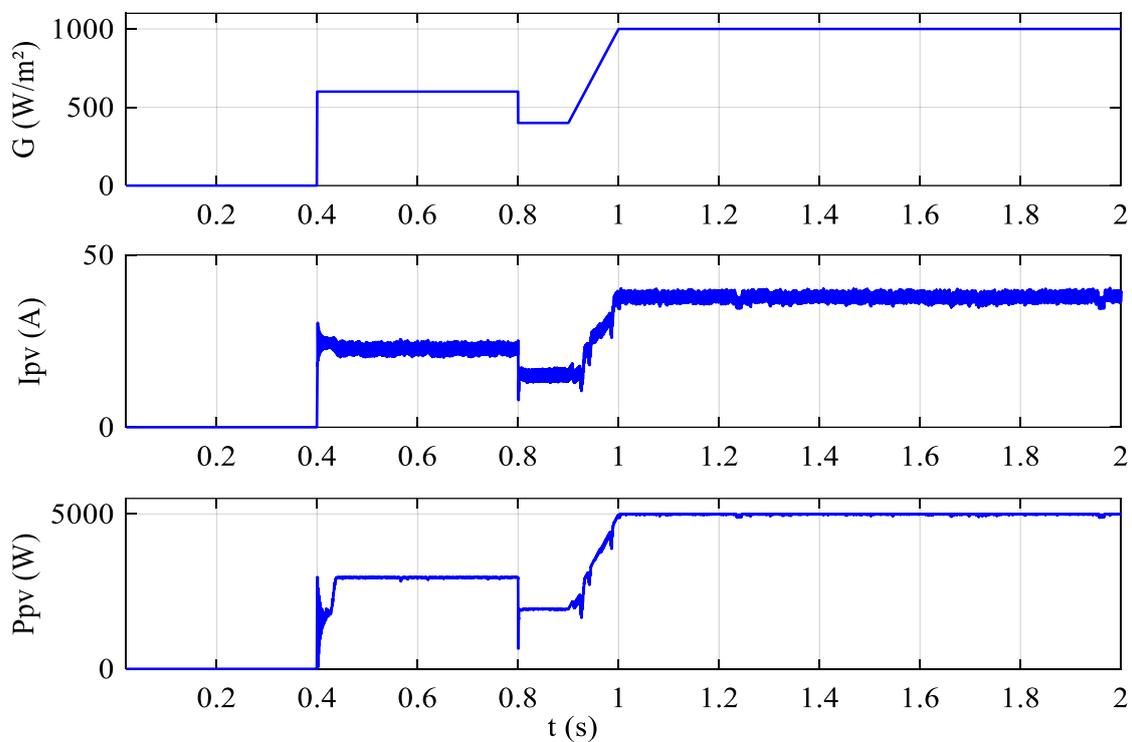


Figure 3.10 Structure générale du FAP shunt contrôlé par la commande DPC classique en présence du système PV.

La Figure 3.11 montre le courant et la puissance du GPV sous un profil d'irradiance solaire variable. Premièrement, le système a démarré avec une irradiance solaire nulle jusqu'à 0.4 s. Ensuite, de 0.4 s à 2 s, ils suivent leurs trajectoires imposées par le profil d'irradiance appliqué. Par conséquent, l'irradiance augmente de 0 à 600 W/m<sup>2</sup> jusqu'à t = 0,8 s, fournissant 3 kW avec 25 A en appliquant l'algorithme MPPT flou. À 0.8 s, l'irradiance solaire diminue de 600 à 400 W/m<sup>2</sup>, suivie d'une baisse de puissance à 1.99 kW avec un courant décroissant à 15 A. À 0.9 s, l'irradiance solaire augmente progressivement jusqu'à atteindre 1000 W/m<sup>2</sup> à 1s, et se maintient à ce niveau jusqu'à la fin du profil en générant 5 kW avec 40 A.



**Figure 3.11** Profil d'irradiance, courant et puissance du GPV.

La tension du bus continu, illustrée sur la Figure 3.12 suit sa consigne ( $V_{dcref}=227V$ ), où le régulateur PI employé a prouvé sa capacité de rejet de la perturbation provoquée sur le bus continu. On peut constater l'apparition de hausses de tension de l'ordre de 15.2 V, 25.1 V et 16.8 V pour une durée de 0.1186 s, 0.225 s et 0.261 s respectivement et de chute de tension de 12.68 V avec un temps de réponse de 0.114 s.

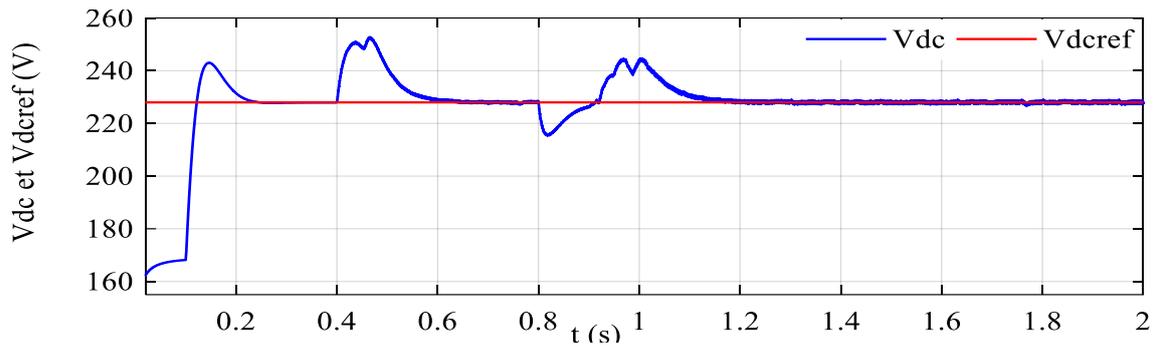


Figure 3.12 Tension du bus continu avec sa référence.

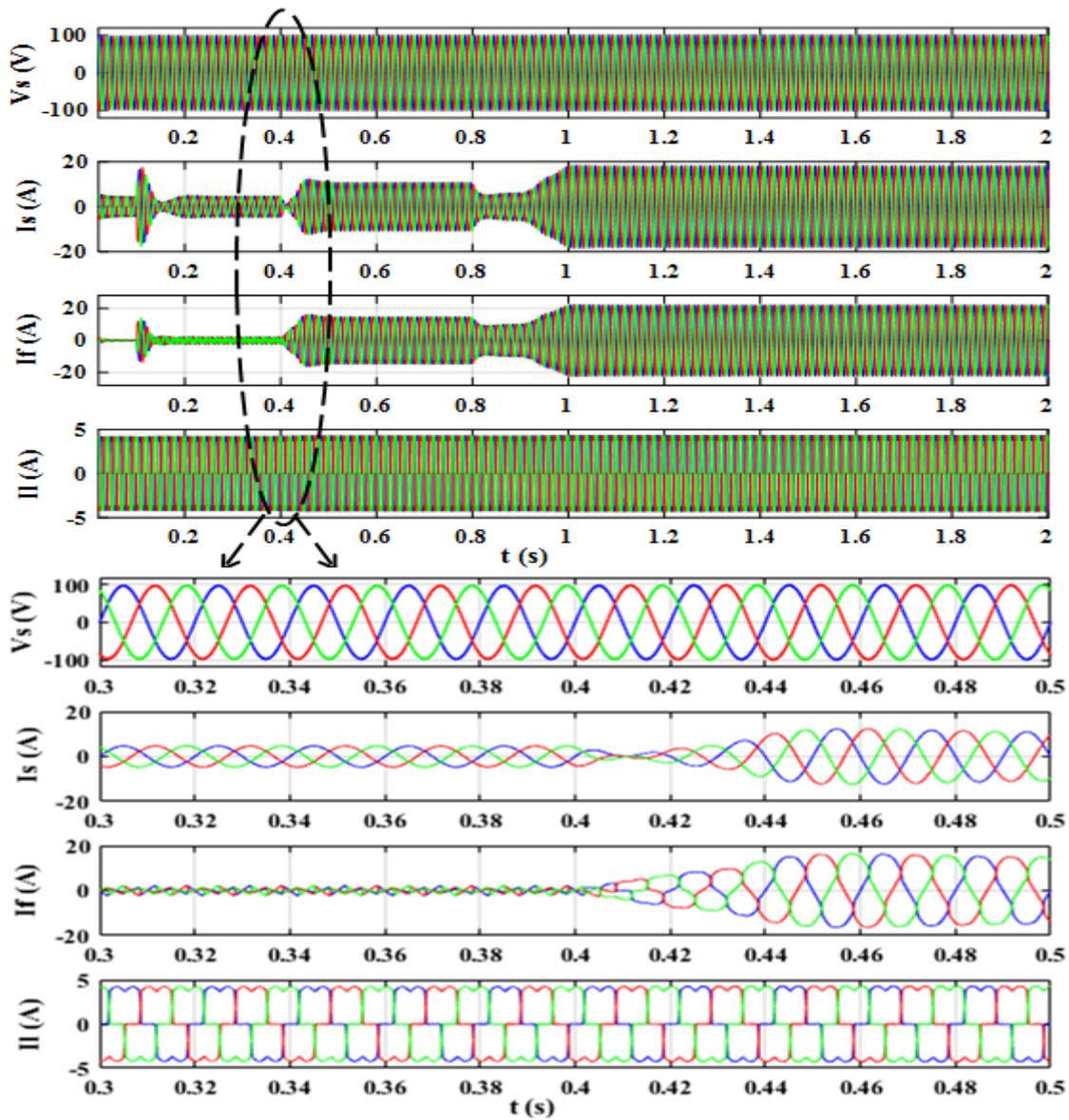


Figure 3.13 Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur la stratégie DPC et associé au GPV (tension et courants de source, de filtre et de charge) : trois phases

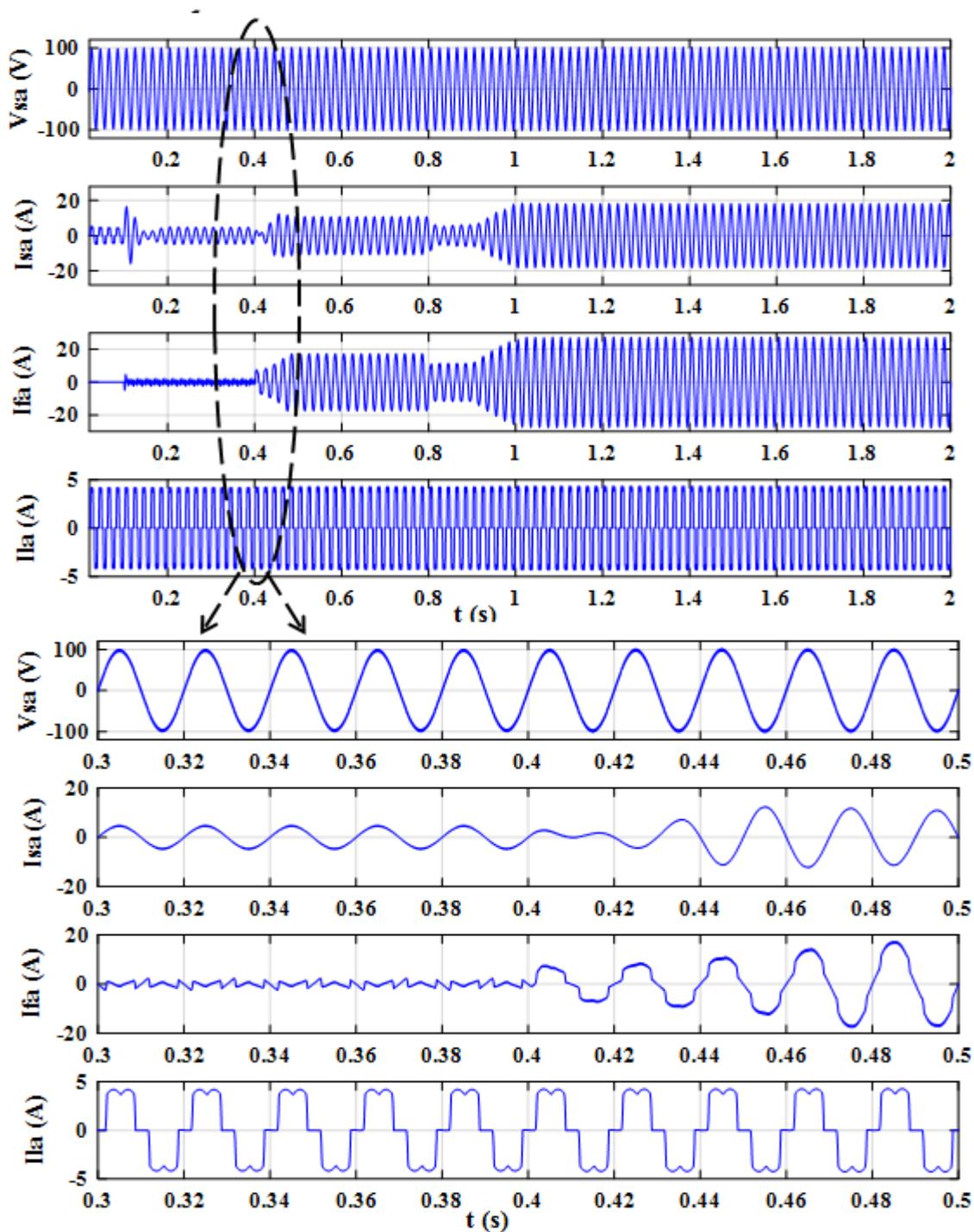
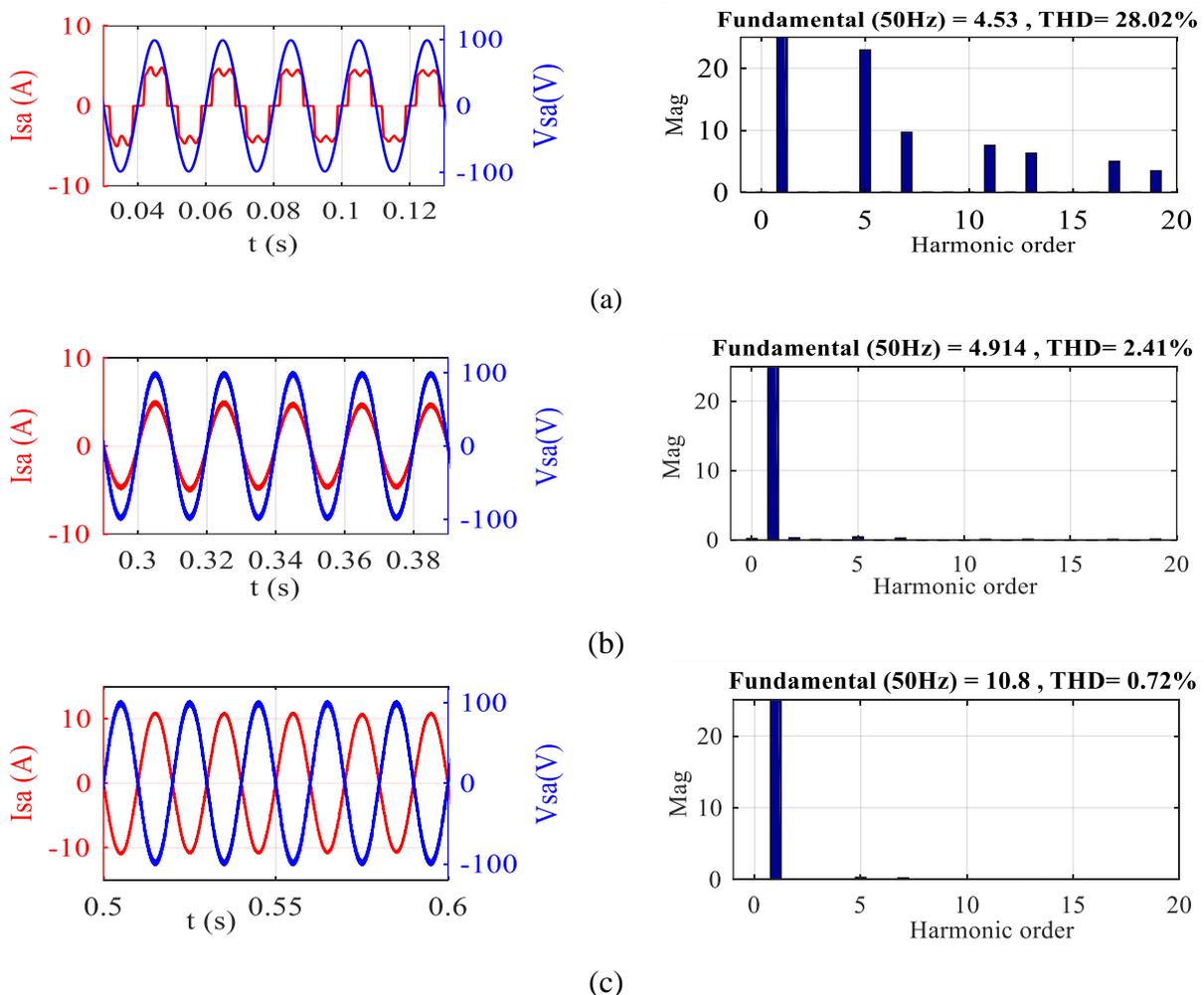


Figure 3.14 Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur la stratégie DPC et associé au GPV (tension et courants de source, de filtre et de charge) : phase a

Les Figures 3.13, 3.14 et 3.15 montrent les formes d'onde du courant de la source ( $I_s$ ) et de la tension ( $V_s$ ) ainsi que leur analyse FFT, le courant de la charge ( $I_l$ ) et le courant du filtre ( $I_f$ ), avant et après le filtrage, avec et sans GPV.

D'après les résultats obtenus, dans le cas où  $P_{pv} = 0$  et avant l'insertion du FAP, le courant de source est perturbé (distordu) à cause de la charge non-linéaire et en phase avec la tension du réseau (pour  $t$  allant de 0 à 0.2 s). Le spectre harmonique du même courant est évalué par un THD de 28.89%. Cependant, le courant de source devient sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau après activation du FAP à l'instant  $t = 0.2$  s, où le THD obtenu dans ce cas a diminué pour atteindre la valeur de 2.42%. Dans le cas où le GPV est en fonctionnement à l'instant  $t = 0.4$  s, le courant de source reste sinusoïdal mais en déphasage par rapport à la tension du réseau, présentant un THD de 0.72%. La qualité d'énergie est améliorée, comme l'indique le THD du courant de source obtenus (THD < 5%).



**Figure 3.15** Tension et courant de source avec son FFT du FAP shunt basé sur la stratégie DPC et interfacé avec le GPV : (a) Mode sans FAP shunt, (b) Mode avec FAP shunt et (c) Mode FAP shunt interfacé avec le GPV.

La Figure 3.16 montre les puissances actives et réactives de source en mode FAP interfacé avec le GPV. Lorsque l'irradiance ( $G$ ) est nulle, le réseau électrique fournit toute la puissance ( $p_s$ ) à la charge. Après le démarrage du GPV dans l'intervalle de temps  $[0.4 \text{ } 2] \text{ s}$ , il fournit simultanément la puissance demandée par la charge non linéaire et le reste de l'énergie est transféré au réseau. Pendant l'intervalle de temps  $[0.2 \text{ } 2] \text{ s}$ , alors que le FAP est inséré, la puissance réactive du réseau ( $q_s$ ) devient nulle puisque la puissance réactive demandée par la charge est assurée par le FAP. Par contre, avant le filtrage, c'est le réseau qui fournit la puissance réactive à la charge non linéaire.

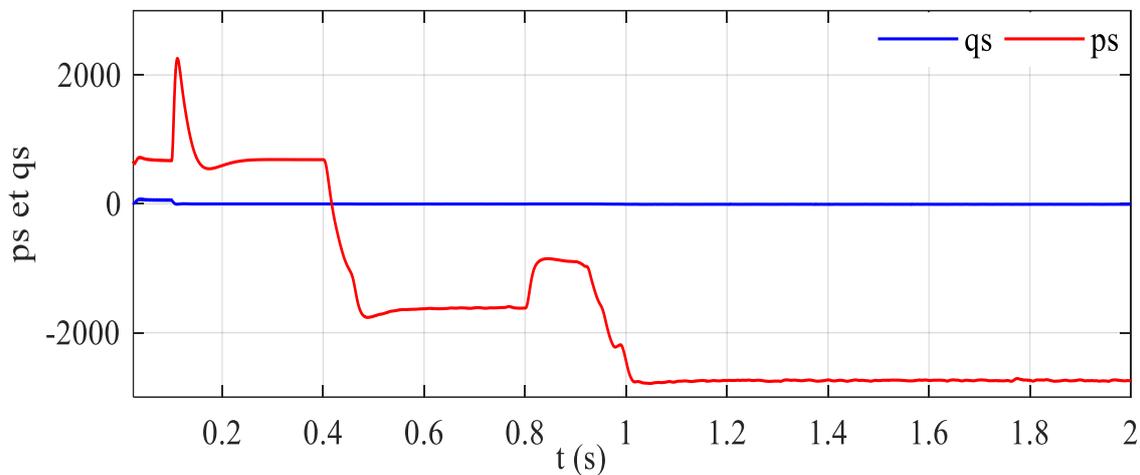


Figure 3.16 Puissances actives et réactives de source en mode FAP shunt interfacé avec le GPV.

### 3.3 Conception d'un régulateur $PI^{\epsilon}D^{\eta}$ basé sur PSO-SF

#### 3.3.1 Régulateur AW-FOPID

Le régulateur PI conventionnel souffre d'une certaine faiblesse dans l'état dynamique. Pour pallier cet inconvénient, le régulateur proposé est effectué par un AW-FOPID pour maintenir la tension du bus continu à sa valeur souhaitée avec un temps de réponse plus court dans des conditions dynamiques, tandis que les dépassements et les chutes de tension sont maintenus à des niveaux minimum. Le régulateur  $FOPI^{\epsilon}D^{\eta}$  a été introduit en 1999 avec sa forme générale dans laquelle les ordres d'action intégrale ( $\epsilon$ ) et dérivée ( $\eta$ ), ne sont pas des entiers [90-92].

Le régulateur AW-FOPID offre une meilleure réponse dynamique et une faible sensibilité aux éventuelles variations des paramètres du système.

À partir de la Figure 3.17, la fonction de transfert  $G(s)$  du régulateur AW-FOPID est calculée par l'équation suivante :

$$G(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + K_i s^{-\varepsilon} + K_d s^\eta \quad (3.19)$$

Où :

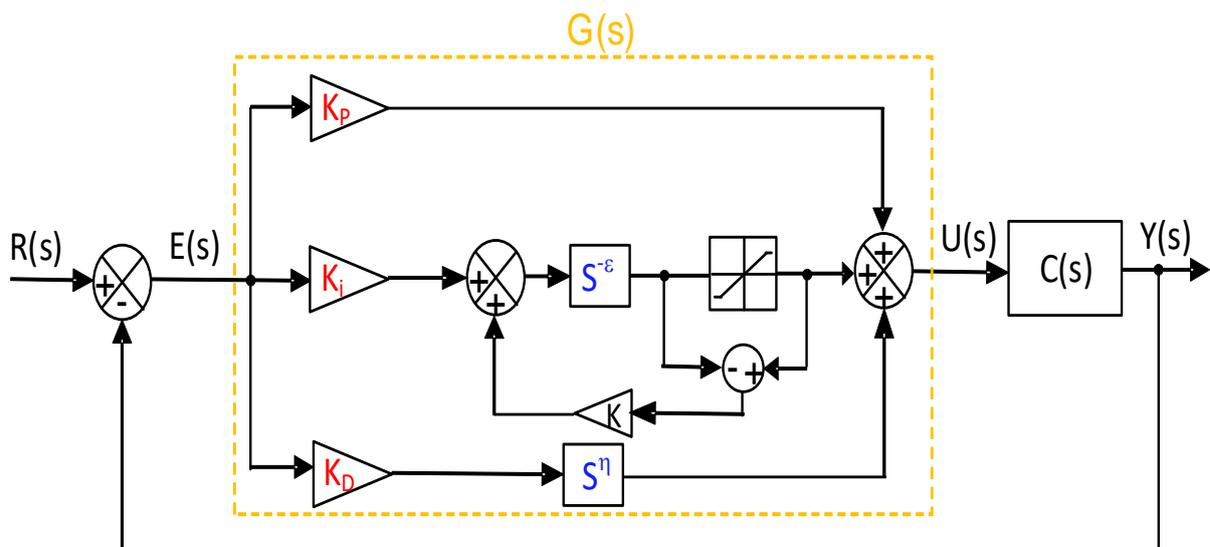
$K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$  sont respectivement les facteurs de gain proportionnel, intégral et dérivé ;  
 $\varepsilon$ ,  $\eta$  sont respectivement les ordres intégraux et dérivés ;

$R(s)$  est le signal d'entrée ;

$E(s)$  est le signal d'erreur ;

$Y(s)$  est le signal de sortie.

On peut remarquer que la sélection de  $\varepsilon$ ,  $\eta$  donne les contrôleurs conventionnels, c'est-à-dire le contrôleur PID ( $\varepsilon, \eta = 1$ ), le contrôleur PD ( $\varepsilon = 0$ ) et le contrôleur PI ( $\eta = 0$ ).



**Figure 3. 17** Structure du contrôleur AW-FOPID.

### 3.3.1.1 Optimisation par essais particuliers (PSO)

Selon l'équation (3.19), le contrôleur AW-FOPID a cinq paramètres à régler ( $K_d$ ,  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $\varepsilon$  et  $\eta$ ). Pour ce faire, l'algorithme PSO est utilisé en minimisant la fonction objectif ( $F$ ). L'algorithme PSO est un algorithme informatique basé sur une population stochastique pour trouver une solution optimale à un problème. Cette technique a été initialement inventée par Russel James Kennedy et Eberhart en 1995 [93]. Elle a été développée à partir du comportement de certains animaux, tels que les poissons et les oiseaux [3], [93-94]. Dans l'algorithme PSO, chaque individu est nommé « particule » qui est considéré comme une solution candidate pour trouver la solution optimale au problème.

La position d'une particule est affectée par sa meilleure position trouvée, ainsi que par la position de la meilleure particule dans son voisinage. Pour le meilleur PSO local ( $y_{i,j}(t)$ ), des quartiers plus petits sont déterminés pour chaque particule. Alors que dans le meilleur PSO global ( $y_j^n(t)$ ), le voisinage de chaque particule est constitué de toutes les particules d'essaim (l'essaim entier).

La fonction objective évalue et quantifie les performances d'une particule [94-95].

La meilleure position personnelle de la particule  $i$  est estimée comme :

$$y_i(t+1) = \begin{cases} y_i(t) & \text{if } F(x_i(t+1)) \geq F(y_i(t)) \\ x_i(t+1) & \text{if } F(x_i(t+1)) < F(y_i(t)) \end{cases} \quad (3.20)$$

Avec  $x_i$  est la position actuelle de la particule ;  $F$  est la fonction objective. Cette meilleure position de la particule  $i$  est mise à jour au pas de temps  $t$ . Pour la meilleure position globale,  $y$  est défini comme :

$$y = \min \{ F(y_0(t)), \dots, F(y_s(t)) \} \quad (3.21)$$

Avec  $s$  est la taille de l'essaim.

Les équations standard de PSO pour chaque dimension  $j : j \in \{1, \dots, Nd\}$  sont données comme suit:

$$v_{i,j}(t+1) = \omega \cdot v_{i,j}(t) + c_1 \cdot \Delta_1 + c_2 \cdot \Delta_2 \quad (3.22)$$

$$x_i(t+1) = x_i(t) + V_i(t+1) \quad (3.23)$$

Où

$$\Delta_1 = r_{1,j} \cdot (y_{i,j}(t) - x_{i,j}(t)) \quad (3.24)$$

$$\Delta_2 = r_{2,j} \cdot (y_j^n(t) - x_{i,j}(t)) \quad (3.25)$$

$v_{i,j}$  est le  $j^{\text{ème}}$  élément du vecteur vitesse de la  $i^{\text{ème}}$  particule,  $\omega$  est le poids d'inertie,  $c_1$  et  $c_2$  sont les constantes d'accélération, et  $r_{1,j}$ ,  $r_{2,j}$  sont des coefficients aléatoires dans l'intervalle [0 1].

À chaque itération, chaque particule doit mettre à jour sa meilleure fonction objective. La fonction objective individuelle de chaque particule est mesurée en utilisant l'erreur quadratique moyenne (MSE) qui peut être exprimée par :

$$MSE = \frac{\sum_{r=0}^N e^2}{N} \quad (3.26)$$

Où :

$N$  : est le nombre total de points pour lesquels l'optimisation est effectuée. ;

$e$  : est le signal d'erreur .

Dans ce chapitre, un PSO avec le facteur d'étalement (PSO-SF) est utilisé au lieu de PSO standard pour régler les paramètres du contrôleur AW-FOPID [96]. Le poids d'inertie et les valeurs du coefficient d'accélération sont données par les équations suivantes [97] :

$$\omega = e^{(-current \text{ epoch} / (\text{SF} \times total \text{ epoch}))} \quad (3.27)$$

$$c_1 = c_2 = 2 \times (1 - (current \text{ epoch} / total \text{ epoch})) \quad (3.28)$$

Où :

$$SF = 0.5(\text{spread} + \text{deviation}) ;$$

Spread (propagation) : la distribution des particules dans l'espace de recherche ;

Deviation (déviation) : la distance entre la position moyenne des particules et la meilleure position globale.

Selon les équations (3.27) et (3.28), le poids d'inertie varie ( $\omega$ ) de 0 à 1 et la plage de coefficients d'accélération ( $c_1$  et  $c_2$ ) varie de 0.01 à 2.

Les instructions à suivre par l'algorithme du processus de réglage du contrôleur AW-FOPID par PSO-SF sont données comme suit [96] :

- 1- Initialiser les paramètres et spécifier les bornes inférieures et supérieures des cinq paramètres du contrôleur : plage de position de 0.01 à 15 et plage de vitesse de -0.001 à 0.5 ;
- 2- Distribuer aléatoirement les particules dans des plages spécifiées ;
- 3- Évaluer la fonction d'objectif de chaque particule à l'aide de l'équation (3.26) avec MSE tend vers 0 ;
- 4- Si la fonction objective individuelle actuelle est meilleure que la fonction objective individuelle précédente, mettre à jour la nouvelle fonction objective individuelle ;
- 5- Identifier la meilleure fonction objective des particules parmi l'essaim ;
- 6- Si la fonction objective actuelle de la population est meilleure que celle de la population précédente, mettre à jour la nouvelle fonction objective de la population ;
- 7- Calculer la vitesse et mettre à jour la position à l'aide des équations (3.22) et (3.23) respectivement ;
- 8- Calculer les nouvelles valeurs des coefficients d'accélération et du poids d'inertie à l'aide des équations (3.28) et (3.27) respectivement ;
- 9- Fin.

### 3.3.1.2 Méthode d'approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire

La méthode proposée par Oustaloup [98] est plus élaborée et plus pratique pour approcher l'ordre fractionnaire (OF) aux fonctions de transfert de Laplace (TF). Le terme  $s^a$  du modèle d'approximation d'Oustaloup est distribuée dans une bande de fréquence limitée  $[\omega_b, \omega_h]$ , où  $s$  est le variable de la transformée de Laplace et  $a$  est un nombre réel compris entre -1 et 1 [99].

L'approximation de l'ordre fractionnaire (OF) aux fonctions de transfert de Laplace est évaluée comme suit :

$$s^\alpha = K \prod_{k=-N}^N \frac{s + \omega'_k}{s + \omega_k} \quad (3.29)$$

et

$$\omega'_k = \omega_b \left( \frac{\omega_h}{\omega_b} \right)^{\left( \frac{k+N+0.5(1-\alpha)}{2N+1} \right)} \quad (3.30)$$

$$\omega_k = \omega_b \left( \frac{\omega_h}{\omega_b} \right)^{\left( \frac{k+N+0.5(1+\alpha)}{2N+1} \right)} \quad (3.31)$$

$$K = \omega_h^\alpha \quad (3.32)$$

Où :

$\omega'_k$  et  $\omega_k$  sont respectivement les zéros et les pôles de l'intervalle  $k$  ;

$K$  représente le gain d'ajustement ;

$\omega_b$  et  $\omega_h$  sont respectivement les basses et hautes fréquences ;

$N$  est le nombre de pôles et de zéros ;

$(2N + 1)$  est l'ordre des fonctions d'approximation.

### 3.4 Résultats de simulation

Les séries de simulation effectuées ont été menées sous l'environnement MATLAB/Simulink, où un algorithme MPPT par la logique floue est utilisé pour contrôler le convertisseur DC/DC, alors que la technique DPC est utilisée pour le contrôle du filtre (Figure 3.18). Il est à noter que le régulateur AW-FOPID de la commande DPC est proposé à titre de comparaison de performances. L'ensemble des paramètres de simulation est récapitulé dans les Tableaux 3.3 et 3.4.

**Tableau 3.3** Paramètres de PSO-SF

Paramètres	Valeurs
Taille de l'essaim	10
Nombre d'itérations	100
$r_1, r_2$	0.1 , 0.1

**Tableau 3.4** Paramètres de simulation.

Paramètres	Valeurs avec dimensions
$V_s, F_s, V_{ref}$	70 V, 50 Hz, 227.688 V
$F_{switching}$ (DC/AC APF converter)	20 KHz
$L_s, R_s, L$	0.1 mH, 0.1 $\Omega$ , 10 mH
$L_l, R_l, R$	0.566 mH, 0.01 $\Omega$ , 40 $\Omega$
$L_f, R_f, C_{dc}$	2.5 mH, 0.01 $\Omega$ , 2200 $\mu$ F
$C_{pv}, L_{pv}$	20 $\mu$ F, 3 mH
$F_{switching}$ (DC/DC boost converter)	5 kHz
$N, \varepsilon, \eta, \omega_b, \omega_h$	2, 0.4, 0.5, $10^{-2}$ rad/s, $10^2$ rad/s
$K_p, K_i, K_d$	0.95, 60, 0.011

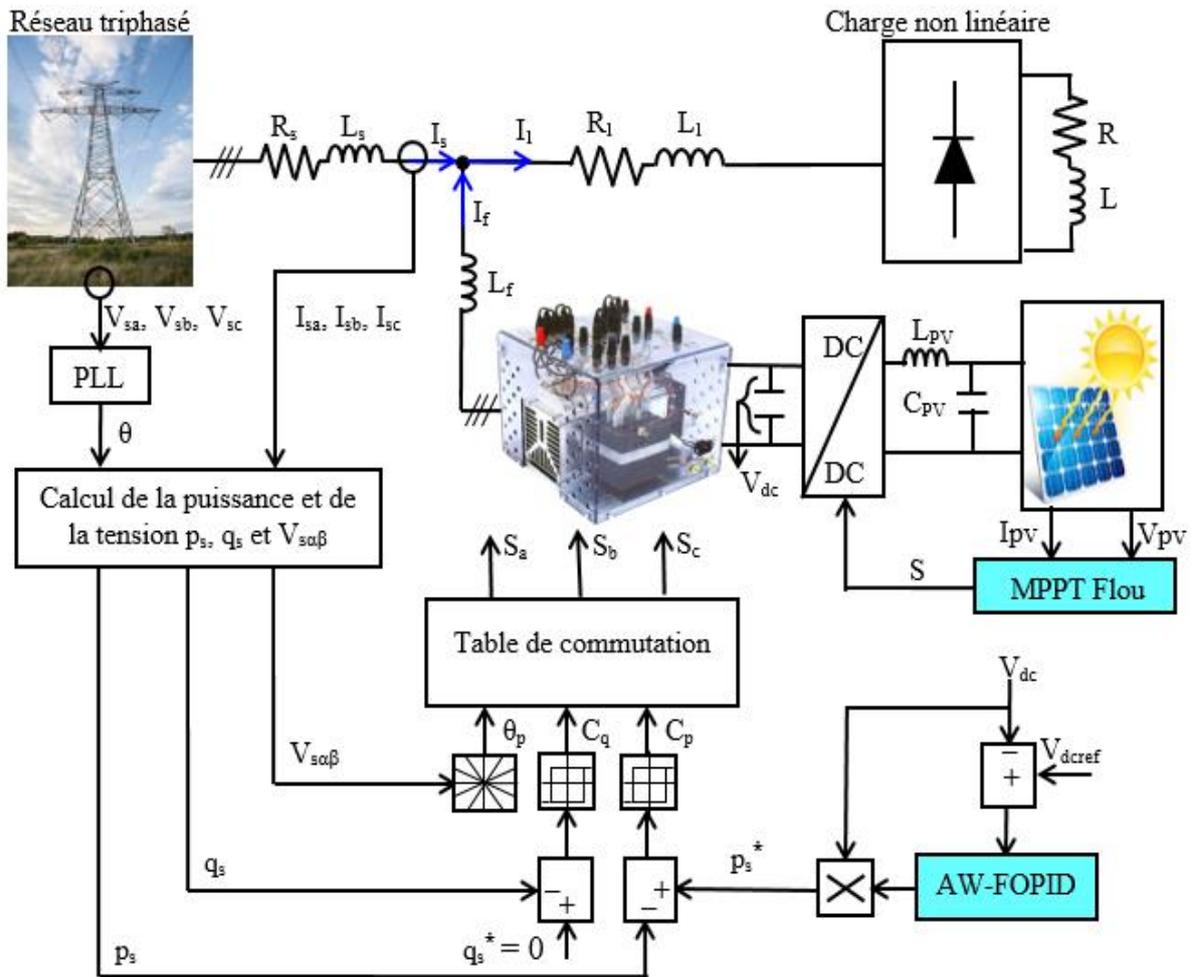
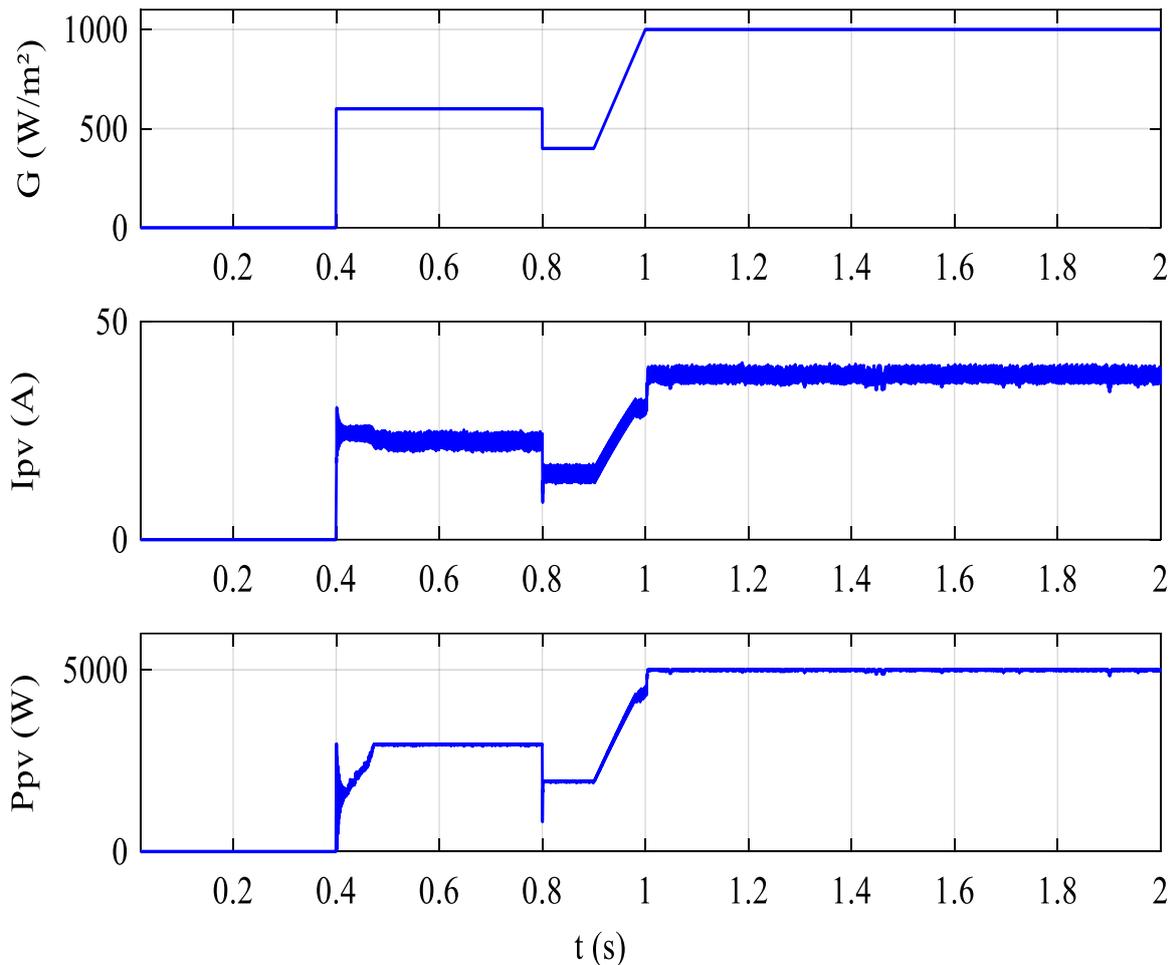


Figure 3.18 Structure générale du FAP shunt contrôlé par la commande DPC avec le régulateur AW-FOPID en présence du système PV.

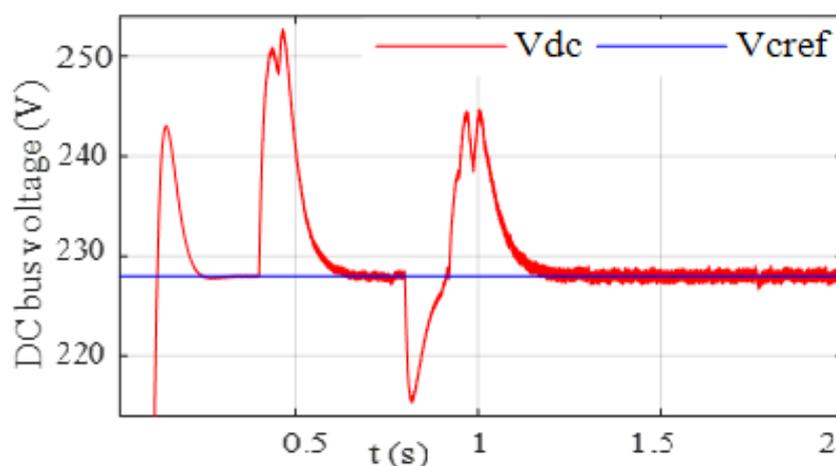
D'autre part, la Figure 3.19 montre le profil d'irradiance solaire, ainsi que la puissance et le courant du GPV. Nous pouvons noter que, de 0 à 4s avec une irradiance nulle, aucun courant et aucune puissance ne sont générés. Ensuite, de 0.4 s à 2 s, ils suivent leurs trajectoires imposées par le profil d'irradiance appliqué. C'est que, à 0.4s Par conséquent, l'irradiance augmente à 600 W/m<sup>2</sup> et reste constante jusqu'à t= 0.8 s, fournissant ainsi, une puissance de 3 kW et un courant de 25 A en appliquant l'algorithme MPPT flou. À 0.8 s, l'irradiation solaire diminue brusquement à 400 W/m<sup>2</sup>, suivie d'une diminution de puissance et du courant à 1.99 kW et à 15 A respectivement. Puis, de 0.9 s l'irradiance solaire augmente progressivement et finie par atteindre 1000W/m<sup>2</sup> à 1s, et cette valeur reste conservée se poursuit à ce niveau jusqu'à la fin du profil (2s) en générant 5 kW avec 40A.



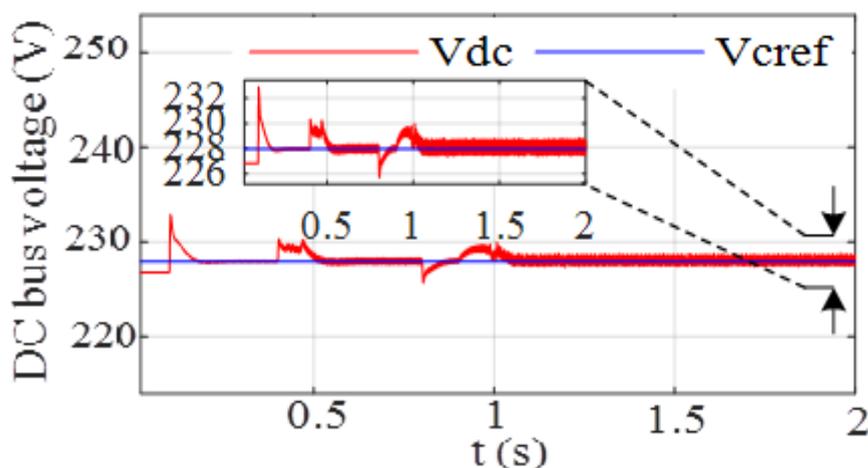
**Figure 3.19** Profil d'irradiance, courant et puissance du GPV.

La tension du bus continu ( $V_{dc}$ ) est régulée à sa valeur de référence ( $V_{cref}$ ) lors de l'insertion du FAP shunt à l'instant  $t = 0,1$  s, elle est suivie sa consigne ( $V_{cref}$ ) même lors des variations d'irradiance dues à l'échange d'énergie entre le réseau, la charge non linéaire et le FAP shunt, comme le montrent les Figures 3.20, 3.21 et 3.22. Pendant l'intervalle de temps  $[0.1 \ 0.4]$  s, où l'irradiance solaire est égale à  $0 \text{ W} / \text{m}^2$ , on peut remarquer que  $V_{dc}$  augmente de 227.688 V à 242.888 V pour PI, 232.578 V pour PID et 231.268 V pour AW-FOPID avec un temps de réponse de 0.1186 s, 0.08 s et 0.00435 s respectivement. Cependant, lorsque l'irradiance solaire est égale à  $600 \text{ W} / \text{m}^2$  pendant l'intervalle de temps  $[0.4 \ 0.8]$  s, on peut voir que  $V_{dc}$  augmente de 227.688 V à 252.788 V pour PI, 230.028 V pour PID et 229.248 V pour AW-FOPID avec un temps de réponse de 0.225 s, 0.12 s et 0.0053 s respectivement. Ensuite, lorsque l'irradiance solaire est

égale à  $400 \text{ W/m}^2$  pendant l'intervalle de temps  $[0.8 \text{ } 0.9] \text{ s}$ , on remarque que  $V_{dc}$  diminue de  $227.688 \text{ V}$  à  $215.008 \text{ V}$  pour PI,  $225.368 \text{ V}$  pour PID et  $226.209 \text{ V}$  pour AW-FOPID avec un temps de réponse de  $0.114 \text{ s}$ ,  $0.08 \text{ s}$  et  $0.0045 \text{ s}$  respectivement. Enfin, dans l'intervalle de temps  $[0.9 \text{ } 2] \text{ s}$ , lorsque l'irradiance solaire augmente de  $400$  à  $1000 \text{ W/m}^2$ , on peut observer que  $V_{dc}$  augmente de  $227.688 \text{ V}$  à  $244.488 \text{ V}$  pour PI,  $229.668 \text{ V}$  pour PID et  $228.468 \text{ V}$  pour AW-FOPID avec un temps de réponse de  $0.261 \text{ s}$ ,  $0.15 \text{ s}$  et  $0.00022 \text{ s}$  respectivement.

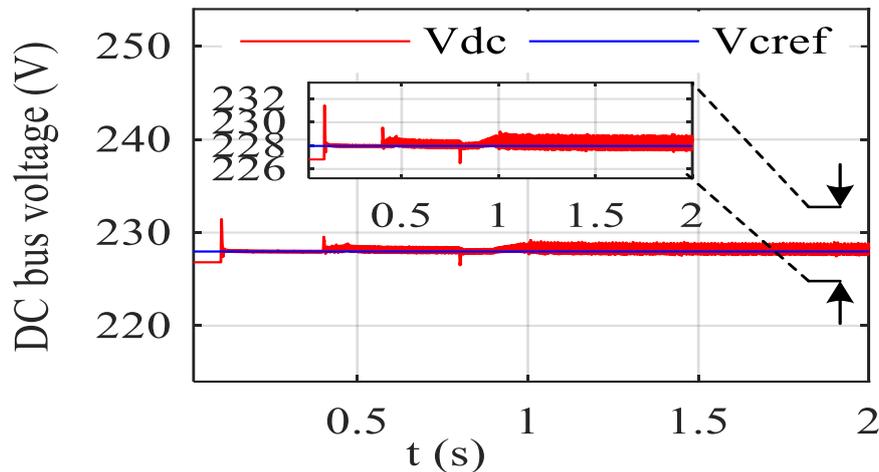


**Figure 3.20** Tension du bus continu du FAP shunt basé sur la commande DPC avec le régulateur PI standard en présence de PV.



**Figure 3.21** Tension du bus continu du FAP shunt basé sur la commande DPC avec le régulateur PID standard en présence de PV avec Zoom.

Par conséquent, il est clair que le régulateur AW-FOPID proposé présente des dépassements et des chutes de tension plus petits avec un temps de réponse plus petit pendant les changements d'irradiance par rapport aux régulateurs PI et PID conventionnels, comme le montrent les Figures 3.20, 3.21 et 3.22.



**Figure 3.22** Tension du bus continu du FAP shunt basé sur la commande DPC avec le régulateur AW-FOPID proposé en présence de PV avec Zoom.

La Figure 3.23 montre les puissances active et réactive du FAP shunt basé sur la commande DPC avec le régulateur AW-FOPID en présence de PV.

Lorsque l'irradiance est nulle, le réseau électrique fournit toute la puissance ( $p_s$ ) à la charge non linéaire (Pl).

Après le démarrage du GPV dans l'intervalle de temps  $[0.4 \ 2]$  s, il fournit simultanément la puissance demandée par la charge non linéaire et le reste de l'énergie est transféré au réseau électrique.

Pendant l'intervalle de temps  $[0.1 \ 2]$  s, le FAP shunt est inséré et la puissance réactive du réseau électrique ( $q_s$ ) devient nulle alors qu'avant le filtrage, c'est le réseau qui fournit la puissance réactive à la charge non linéaire.

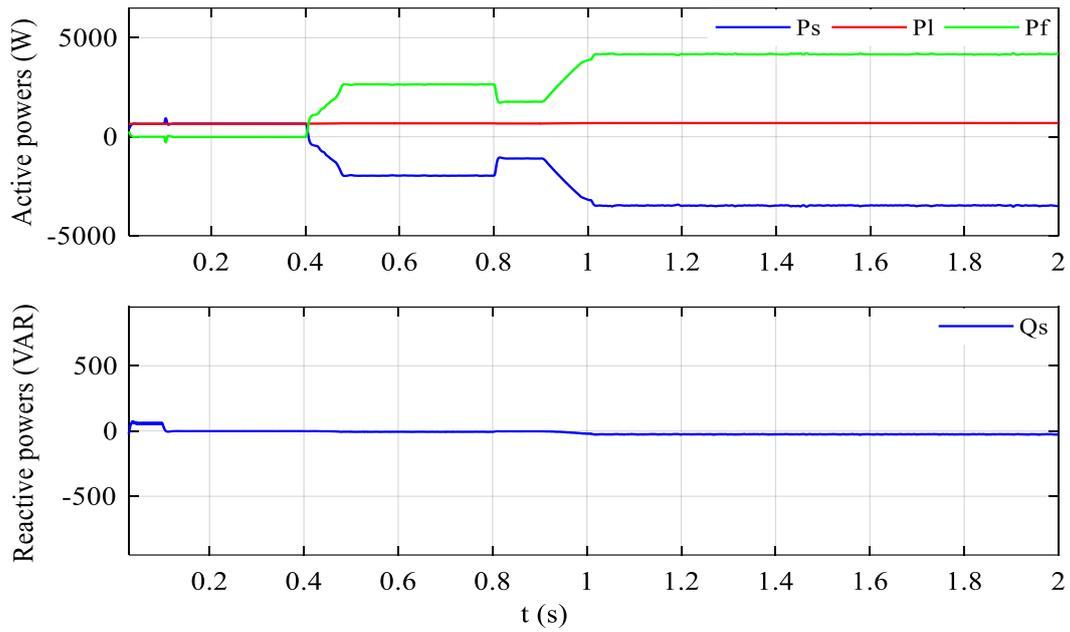


Figure 3. 23 Puissances active et réactive du FAP shunt basé sur la commande DPC avec le régulateur AW-FOPID et associé au GPV.

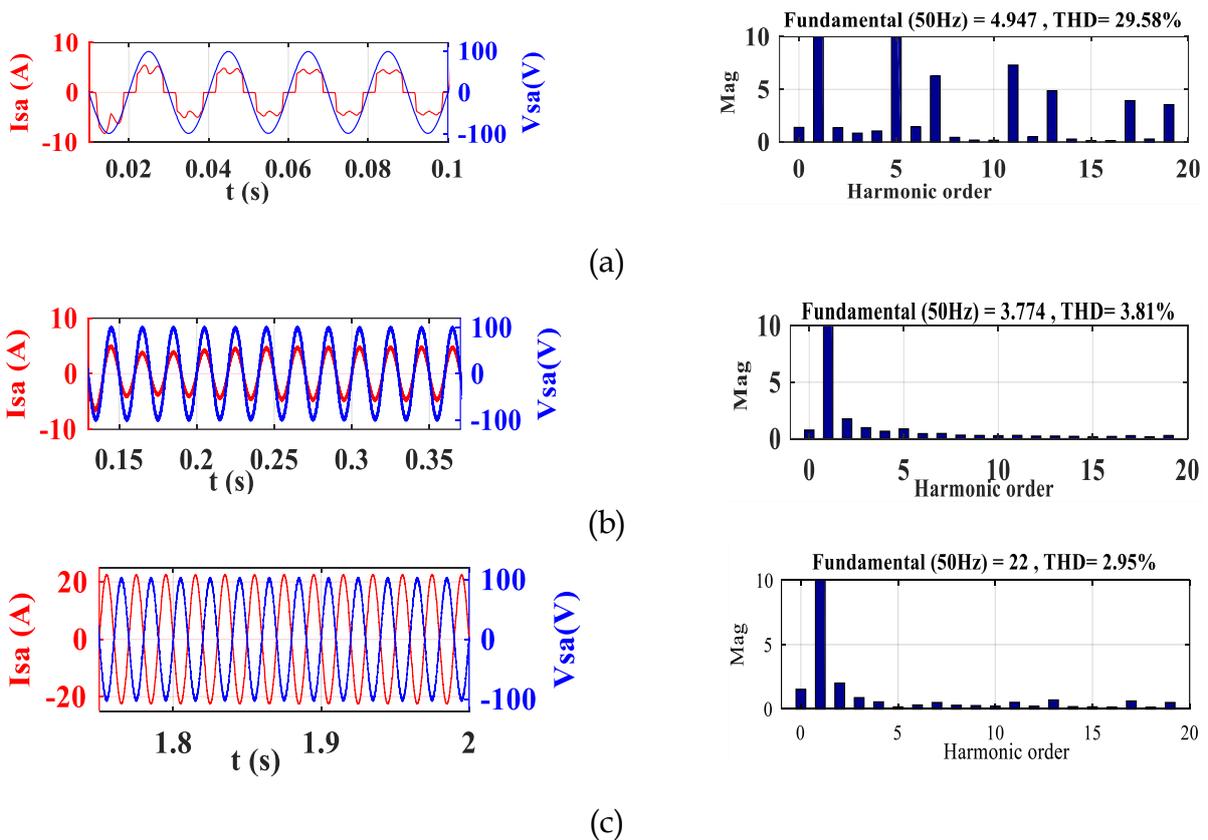
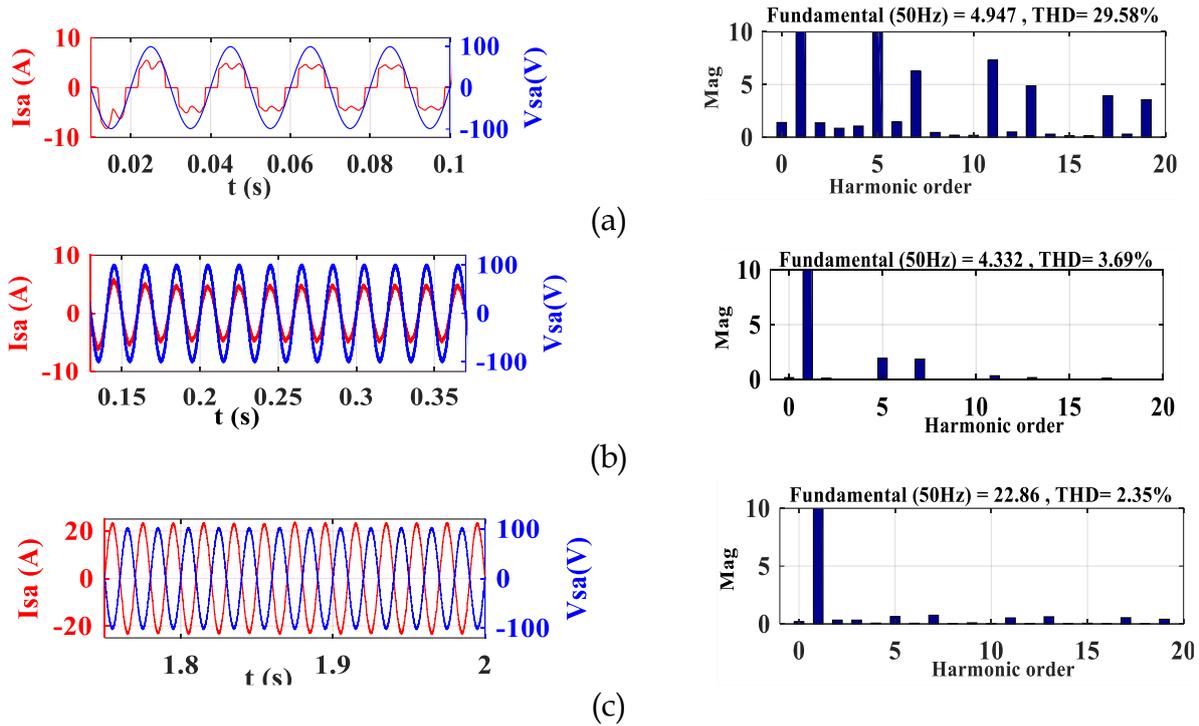
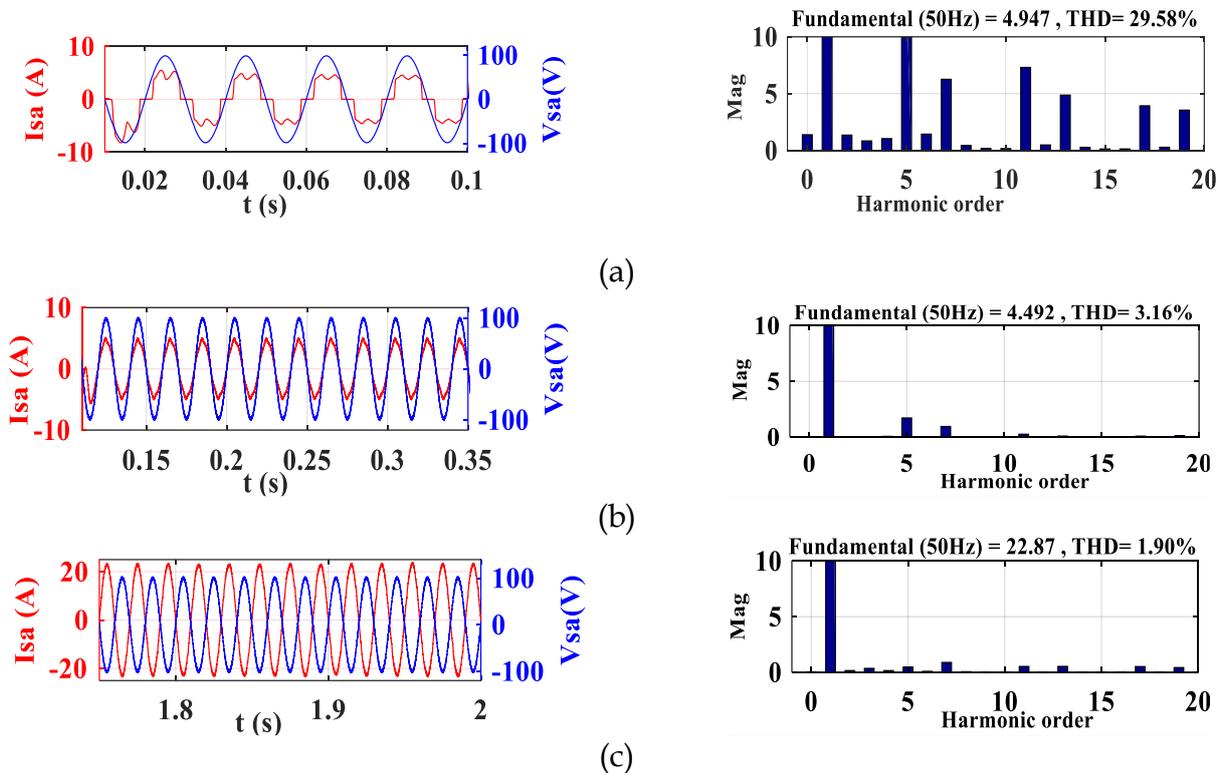


Figure 3.24 Source de tension et de courant avec son FFT du FAP shunt basé sur la commande DPC avec le régulateur PI standard et interfacé avec le GPV : (a) Mode sans FAP shunt, (b) Mode avec FAP shunt et (c) Mode FAP shunt interfacé avec le GPV.

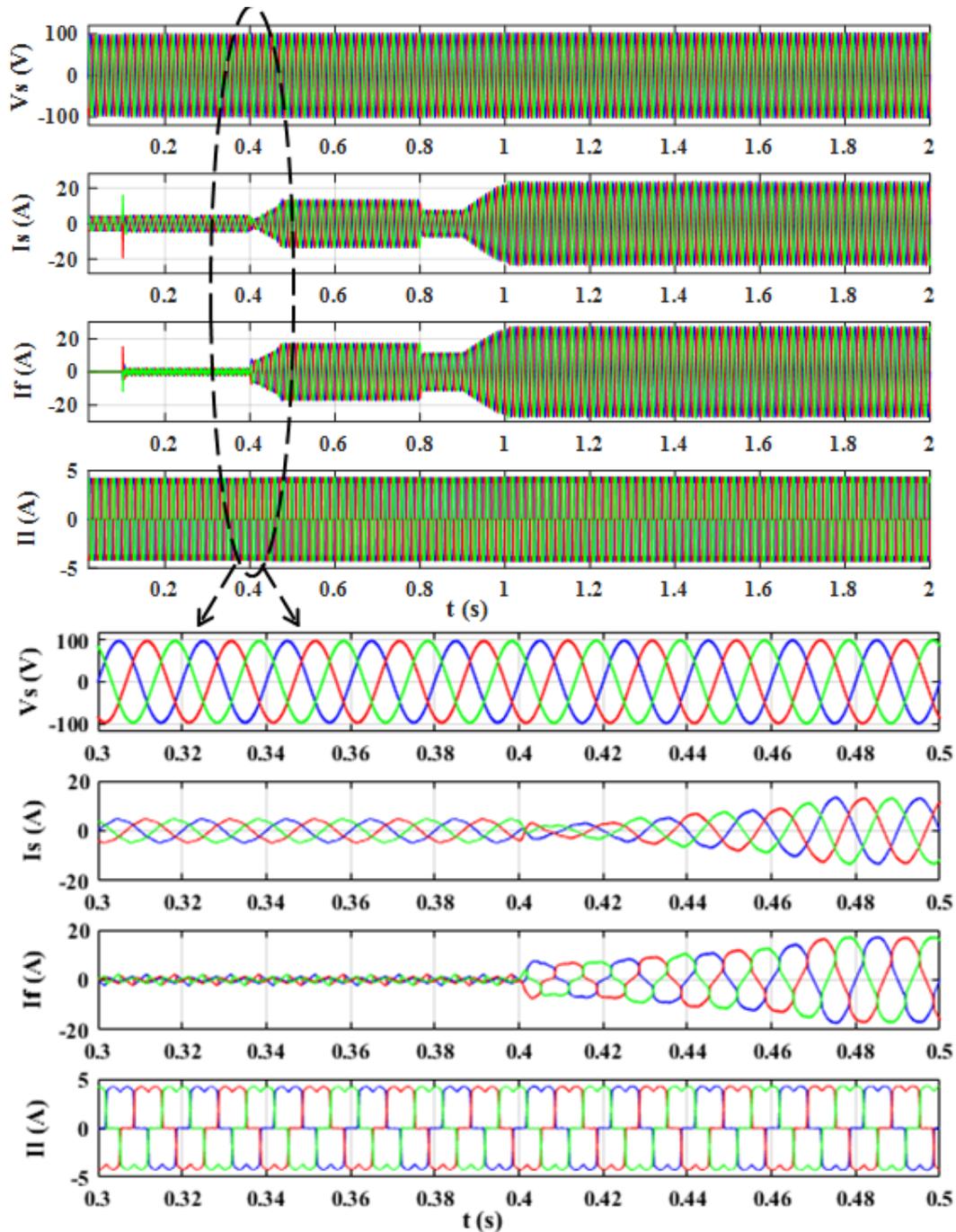


**Figure 3.25** Source de tension et de courant avec son FFT du FAP shunt basé sur le contrôle DPC avec le régulateur PID standard et interfacé avec le GPV : (a) Mode sans FAP shunt, (b) Mode avec FAP shunt et (c) Mode FAP shunt interfacé avec le GPV.



**Figure 3.26** Source de tension et de courant avec son FFT du FAP shunt basé sur la commande DPC avec le régulateur AW-FOPID et interfacé avec le GPV : (a) Mode sans FAP shunt, (b) Mode avec FAP shunt et (c) Mode FAP shunt interfacé avec le GPV.

Les Figures 3.24-28 montrent les formes d'onde des tensions de source ( $V_s$ ) et des courants ( $I_s$ ) ainsi que leur analyse FFT, les courants du filtre ( $I_f$ ) et les courants de la charge ( $I_l$ ). Ces variables sont affichées avant et après le filtrage, avec et sans le GPV, avec leurs zooms respectifs.



**Figure 3.27** Résultats de la simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC avec le régulateur AW-FOPID et associé au GPV (tensions et courants de source, courants de filtre et de charge) : trois phases

Avant le filtrage et entre 0 s et 0.1 s, la forme du courant source est déformée et riche en harmoniques, qui sont générées par la charge non linéaire, comme le montrent les Figures 3.24 (a), 3.25 (a) et 3.26(a). Le THD était égal à 29.58%. Cependant, le courant source devient sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau après l'insertion du FAP shunt à 0.1 s, où le THD a diminué à 3.81% pour la commande DPC avec PI, 3.69% pour la stratégie DPC avec PID et 3.16% pour la commande DPC avec AW-FOPID, comme indiqué sur les Figures 3.24 (b), 3.25 (b) et 3.26 (b).

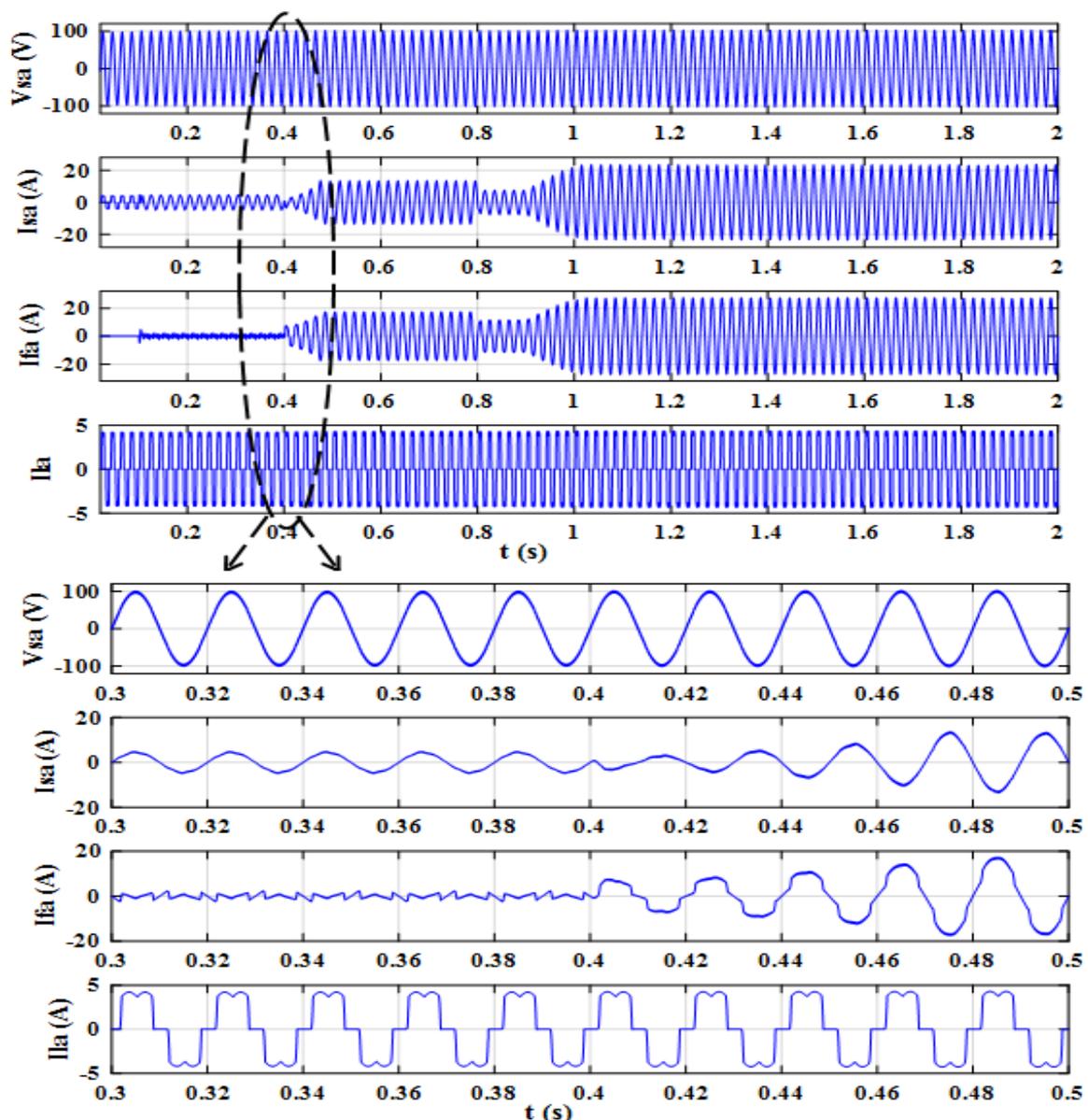


Figure 3.28 Résultats de la simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC avec le régulateur AW-FOPID et associé au GPV (tensions et courants de source, courants de filtre et de charge) : phase a

Puis de 0.4 à 2 s, où le FAP shunt est interfacé avec le système PV, le courant de source reste sinusoïdal et s'oppose en phase avec les tensions de source. Par conséquent, le THD est de 2.95% (Figures 3.24 (c)), 2.35% (Figures 3.25 (c)) et 1.9% (Figures 3.29 (c)) pour les régulateurs PI, PID et AW-FOPID respectivement.

**Tableau 3.5** Étude comparative du régulateur AW-FOPID proposé avec des régulateurs PI et PID conventionnels.

	Valeurs enregistrées en état transitoire pour la tension du bus continu à l'aide du contrôleur PI, PID et AW-FOPID.			
	FAP shunt sans PV $\Delta V(V)$	FAP shunt sans PV $\Delta t (s)$	FAP shunt avec PV $\Delta V(V)$	FAP shunt avec PV $\Delta t (s)$
DPC avec régulateur AW-FOPID	Dépassement de 3.58	0.00435	Dépassement de 1.56 Chute de tension de 1.479 Dépassement de 0.78	0.0053 0.0045 0.00022
DPC avec régulateur PID	Dépassement de 4.89	0.08	Dépassement de 2.34 Chute de tension de 2.32 Dépassement de 1.98	0.12 0.08 0.15
DPC avec régulateur PI standard	Dépassement de 15.2	0.1186	Dépassement de 25.1 Chute de tension de 12.68 Dépassement de 16.8	0.225 0.114 0.261

D'après le Tableau 3.5, il est clair que le contrôleur AW-FOPID proposé présente des dépassements et des chutes de tension plus petits avec un temps de réponse plus court lors de changements d'irradiance par rapport aux régulateurs PI et PID conventionnels.

### 3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, le FAP interfacé avec GPV et contrôlé par la commande DPC avec le régulateur AW-FOPID est proposé dont l'objectif est d'améliorer d'une part la qualité d'énergie par l'élimination des harmoniques et la compensation d'énergie réactive, d'autre part l'injection de l'énergie PV dans le réseau électrique. Les paramètres de ce régulateur AW-FOPID sont optimisés en utilisant l'algorithme PSO-SF. Par conséquent, dans le contrôle DPC proposé, la puissance active et le courant maximal sont délivrés grâce au contrôleur AW-FOPID optimisé remplaçant le régulateur classique PI. En outre, le contrôleur MPPT flou a été utilisé pour résoudre le problème de suivi du MPP lors de variations rapides d'irradiance.

Les résultats de simulation sous l'environnement MATLAB/Simulink, prouvent la robustesse et l'efficacité des techniques de contrôle proposées. De plus, ils ont montré une supériorité significative en termes de THD de courant, des dépassements et des chutes de tension du bus continu, ainsi que les temps de réponse aux variations d'irradiance solaire par rapport à ceux obtenus avec les régulateurs PI et PID classiques.

En effet, lorsque ces stratégies de commande sont employées dans des conditions déformées ou déséquilibrées de la source d'alimentation, les performances du système se détériorent avec une dégradation du contenu de THD aux courants d'entrée.

Le chapitre suivant traite une nouvelle configuration DPC, conçue pour améliorer le contrôle DPC classique en termes de qualité d'énergie et résoudre les problèmes de déséquilibre, déformation et de contamination de la source d'énergie par les harmoniques.

*Chapitre 4 : Commande du FAP shunt  
solaire basée sur la DPC proposée*

## **Introduction**

Afin de remédier aux inconvénients de la commande DPC conventionnelle dans des conditions déformées ou déséquilibrées de la source d'alimentation, nous proposons dans ce chapitre une nouvelle configuration de DPC. Cette stratégie nécessite des références de perturbations de puissance active et réactive nulles pour rejeter l'influence du réseau dégradé ou déformé en raison des harmoniques émises par la charge non linéaire. De plus, cette stratégie de contrôle est caractérisée par des calculs simples et elle est capable de maintenir les performances du système avec un THD acceptable dans des conditions de tension de réseau équilibrées, déséquilibrées ou perturbées.

Diverses techniques de commande sont utilisées pour maintenir la tension du bus continu à sa valeur de référence. Parmi celles-ci, le régulateur PI conventionnel, facile à implémenter, et offre une bonne réponse en régime permanent quoi que faible en régime transitoire [58]. En revanche, le régulateur PID d'ordre fractionnaire (FOPID) avec deux degrés de liberté ( $\varepsilon$  et  $\eta$ ), proposé par Oustaloup, présente une meilleure réponse dynamique et un temps de réponse plus rapide par rapport au régulateur PI conventionnel [75-77].

En outre, le point de puissance maximale est intelligemment atteint quel que soit le changement du rayonnement solaire grâce à la technique MPPT basée sur la logique floue.

Dans ce chapitre, nous présenterons un réseau électrique interconnecté à un GPV à travers un FAP shunt pour objectif d'injecter la puissance active sur le réseau et de contribuer à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique. Ce FAP shunt est contrôlé par la commande DPC proposée en présence du régulateur de tension FOPID. La simulation de ces techniques de contrôle sous l'environnement MATLAB/Simulink dans différentes conditions de tension du réseau équilibré, déséquilibré et déformé sera exposée de manière comparative avec d'autres stratégies DPC récemment publiées.

## 4.1 Description du FAP shunt interfacé avec un GPV et contrôlé par la commande DPC proposée

Dans cette partie, nous proposons une amélioration de la commande DPC conventionnelle, cette technique se base sur le principe de la DPC classique que nous avons détaillée dans le chapitre 2, et cela pour contrôler un FAP shunt pour différentes conditions du réseau (équilibrées, déséquilibrées ou perturbées). Cette commande proposée est fondée sur le principe de rejet des perturbations de puissance active et réactive instantanées en les comparant avec des références nulles [100]. Contrairement à la commande DPC classique qui utilise une référence nulle pour la puissance réactive, alors que celle de la puissance active à partir du produit de la sortie du contrôleur PI avec la tension de référence ( $V_{créf}$ ).

### 4.1.1 Présentation de la commande DPC proposée pour contrôler le FAP shunt

La commande DPC proposée pour contrôler le FAP shunt est illustrée à la figure 4.1. Cette méthode est basée sur le principe du rejet des perturbations. Son rôle principal consiste à éliminer l'effet de tout dysfonctionnement du réseau dû à des déséquilibres et à des harmoniques affectant l'alimentation [100]. Pour cette commande proposée, il est utilisé le bloc PLL dont la fonction de déterminer des courants d'entrée à trois références. Le calcul des puissances active et réactive est effectué entre l'erreur enregistrée par les trois courants d'entrée et leurs références relatives en présence de tensions d'entrée de formes saines ou déformées. Les erreurs entre les valeurs de référence et celles des puissances active et réactive calculées sont contrôlées au moyen de contrôleurs d'hystérésis.

En conservant la même technique pour la commande DPC conventionnelle, les états de commutation appropriés sont sélectionnés via une table de commutation. Selon le schéma de principe donné à la figure 4.1, nous définissons l'erreur de trois courants de source contribuant au calcul des puissances active et réactive comme suit [19, 69] :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon I_{sa} \\ \varepsilon I_{sb} \\ \varepsilon I_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} I_{sa}^* \\ I_{sb}^* \\ I_{sc}^* \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Dans la commande DPC proposée, l'amplitude des courants d'entrée  $I_{max}$  est donnée par la multiplication du signal provenant du régulateur de tension de sortie FOPID par la tension  $V_{dc}$  mesurée. Ce premier résultat obtenu est multiplié par une valeur de gain  $\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}U}$ , comme illustré dans la Figure 4.1.

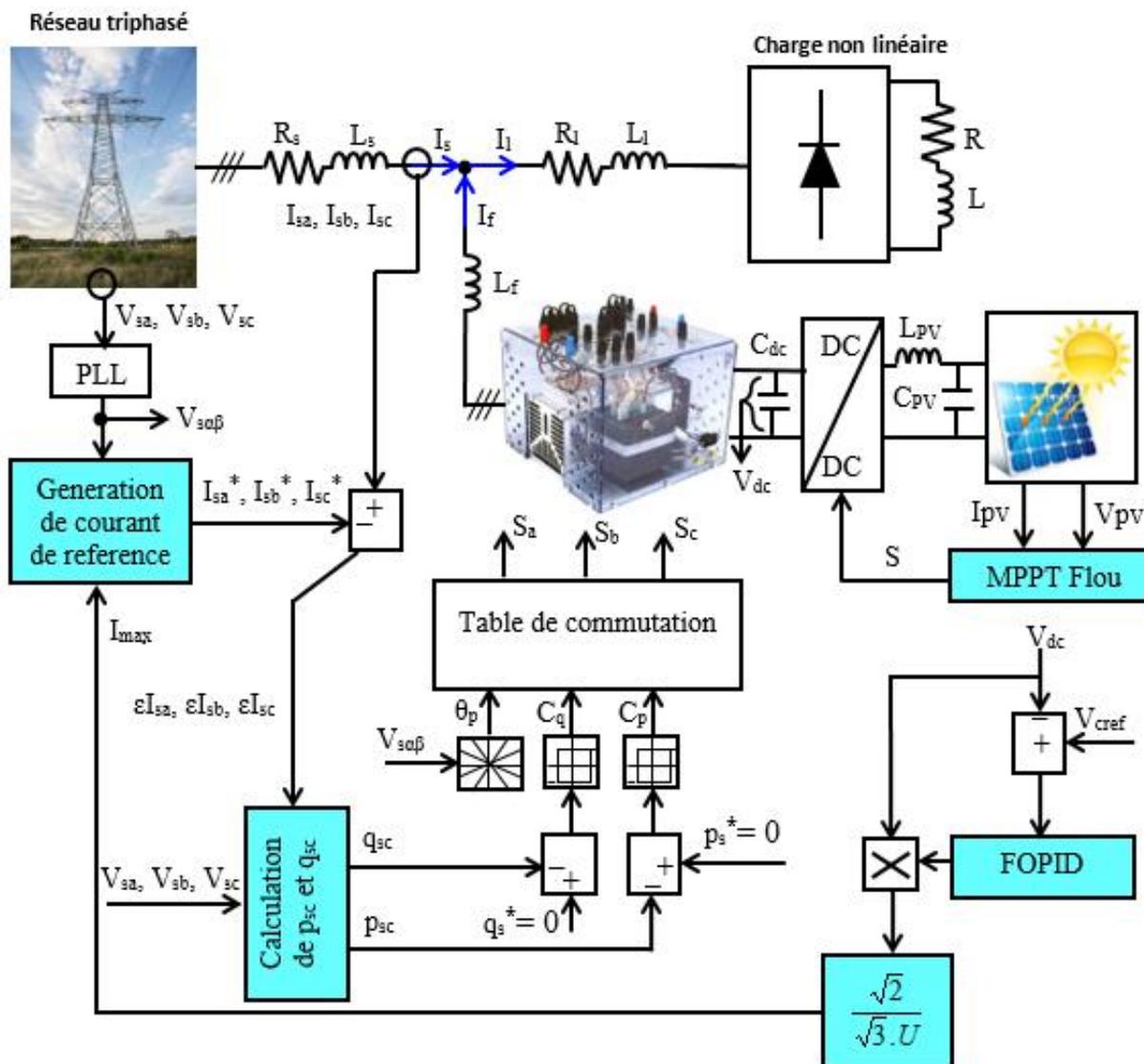


Figure 4.1 Structure générale du FAP shunt contrôlé par la commande DPC proposée en présence du système PV.

Les trois courants de source de référence peuvent être formulés facilement comme indiqué dans l'équation (4.2)

$$\begin{bmatrix} I_{sa}^* \\ I_{sb}^* \\ I_{sc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{\max} \sin(\omega t) \\ I_{\max} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ I_{\max} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Après avoir substitué l'équation (4.2) dans l'équation (4.1), nous aurons :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon I_{sa} \\ \varepsilon I_{sb} \\ \varepsilon I_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} I_{\max} \sin(\omega t) \\ I_{\max} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ I_{\max} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Ainsi, les puissances actives et réactives instantanées fournies par la composante harmonique sont données par les relations suivantes :

$$P_{sc} = V_{sa} \varepsilon I_{sa} + V_{sb} \varepsilon I_{sb} + V_{sc} \varepsilon I_{sc} \quad (4.4)$$

$$Q_{sc} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[ (V_{sb} - V_{sc}) \varepsilon I_{sa} + (V_{sc} - V_{sa}) \varepsilon I_{sb} + (V_{sa} - V_{sb}) \varepsilon I_{sc} \right] \quad (4.5)$$

Pour rejeter toute les perturbations affectant l'alimentation, il est nécessaire d'imposer les références des puissances actives et réactive à une valeur nulle afin d'obtenir des courants d'entrée sinusoïdaux.

#### 4.1.1.1 Contrôle du bus continu par régulateur FOPID

Le régulateur PI conventionnel souffre de certaines faiblesses dans l'état dynamique. Pour résoudre ce problème, un régulateur proportionnel-intégral-dérivateur d'ordre fractionnaire (FOPID) est proposé. Ce régulateur PI<sup>λ</sup>D<sup>η</sup> a la forme générale dans laquelle, l'ordre des actions intégrales et dérivées n'est pas un entier [90].

En raison d'une meilleure réponse dynamique et de bonnes performances, les régulateurs FOPID ont attiré l'attention de nombreuses recherches dans divers

domaines, tels que les systèmes de contrôle aérospatial [92], les véhicules de vol hypersonique et de régulation automatique de la tension [90].

Le principal avantage du régulateur FOPID réside dans l'ajout de deux paramètres réglables ( $\epsilon$ ,  $\eta$ ) qui offrent plus de flexibilité et une faible sensibilité à toute variation des paramètres du système [92].

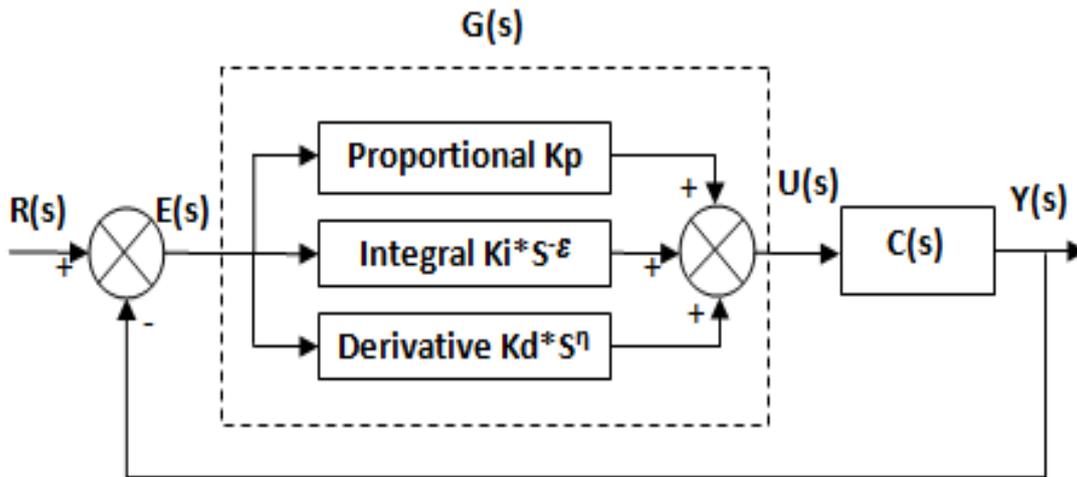


Figure 4.2 Structure du régulateur FOPID.

À partir de la Figure 4.2, la fonction de transfert  $G(s)$  du régulateur FOPID est définie par l'expression suivante :

$$G(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + K_i s^{-\epsilon} + K_d s^{\eta} \quad (4.6)$$

Où :

$K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$  : sont respectivement les facteurs de gain proportionnel, intégral et dérivé ;

$\epsilon$ ,  $\eta$  : sont respectivement l'ordre intégrale et dérivé ;

$R(s)$  : est le signal d'entrée ;

$E(s)$  : représente le signal d'erreur ;

$Y(s)$  est le signal de sortie.

Concernant la conception du régulateur FOPID, la première étape consiste à calculer les trois paramètres du régulateur FOPID ( $K_p$ ,  $K_i$  et  $K_d$ ) par la méthode de

Ziegler et Nichols [64] lorsque  $\varepsilon = \eta = 1$ , ce qui signifie l'ajustement des paramètres du régulateur PID standard. Après avoir obtenu les trois paramètres du régulateur FOPID ( $K_p$ ,  $K_i$  et  $K_d$ ), la deuxième étape permet d'ajuster les deux paramètres supplémentaires ( $\varepsilon$  et  $\eta$ ) par essais. Il convient de noter que les opérateurs fractionnaires caractérisant le FOPID sont difficiles à programmer pour une utilisation en simulation et validation pratique. La résolution de ce problème nécessite l'approximation Oustaloup.

## 4.2 Présentation et discussion des résultats de simulation

La simulation du contrôle DPC avec le système global présentée sur la Figure 4.1 est conduite sous l'environnement MATLAB/Simulink afin de vérifier les efficacités du contrôle DPC proposé avec le régulateur FOPID à titre de comparaison de performance. L'ensemble des paramètres de simulation est récapitulé dans le Tableau 4.1. Les contrôles proposés ont été simulés avec un  $T_{MPPT} = 40\text{ms}$ .

**Tableau 4.1** Paramètres de simulation.

Paramètres	Valeurs avec dimensions
$V_s, F_s, V_{\text{cref}}$	70 V, 50 Hz, 226
$F_{\text{switching}}$ (DC/AC APF converter)	20 KHz
$L_s, R_s, R$	0.1 mH, 0.1 $\Omega$ , 40 $\Omega$
$L, L_l, R_l$	10 mH, 0.566 mH, 0.01 $\Omega$
$L_f, R_f, C_{\text{dc}}$	2.5 mH, 0.01 $\Omega$ , 2200 $\mu\text{F}$
$C_{\text{pv}}, L_{\text{pv}}$	20 $\mu\text{F}$ , 3 mH
$F_{\text{switching}}$ (DC/DC boost converter)	5 kHz
$K_p, K_d, K_i$	0.3, 0.3, 3
$N, \omega_b, \omega_h$	2, $10^{-2}$ rad/s, $10^2$ rad/s
$\varepsilon, \eta$	0.1, 0.1

Les Figures 4.3, 4.4, 4.5 et 4.6 montrent les formes d'onde des tensions ( $V_s$ ) et des courants de sources ( $I_s$ ), les courants de filtre ( $I_f$ ) et de charge ( $I_l$ ) du FAP shunt basé sur le contrôle DPC conventionnel avec le régulateur PI conventionnel et associé au GPV ainsi que ceux du DPC proposé avec un régulateur FOPID, fonctionnant sous une alimentation équilibrée.

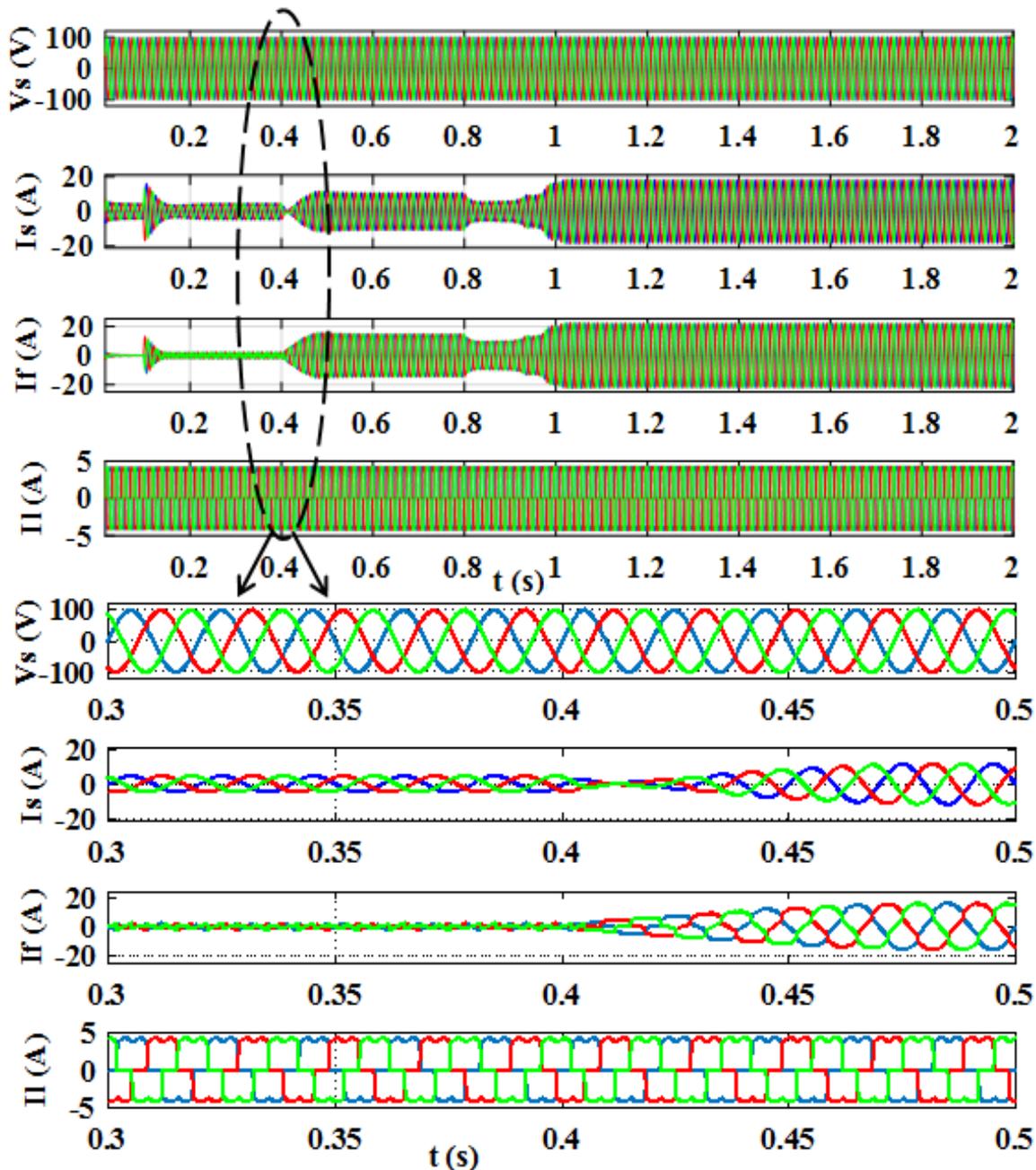
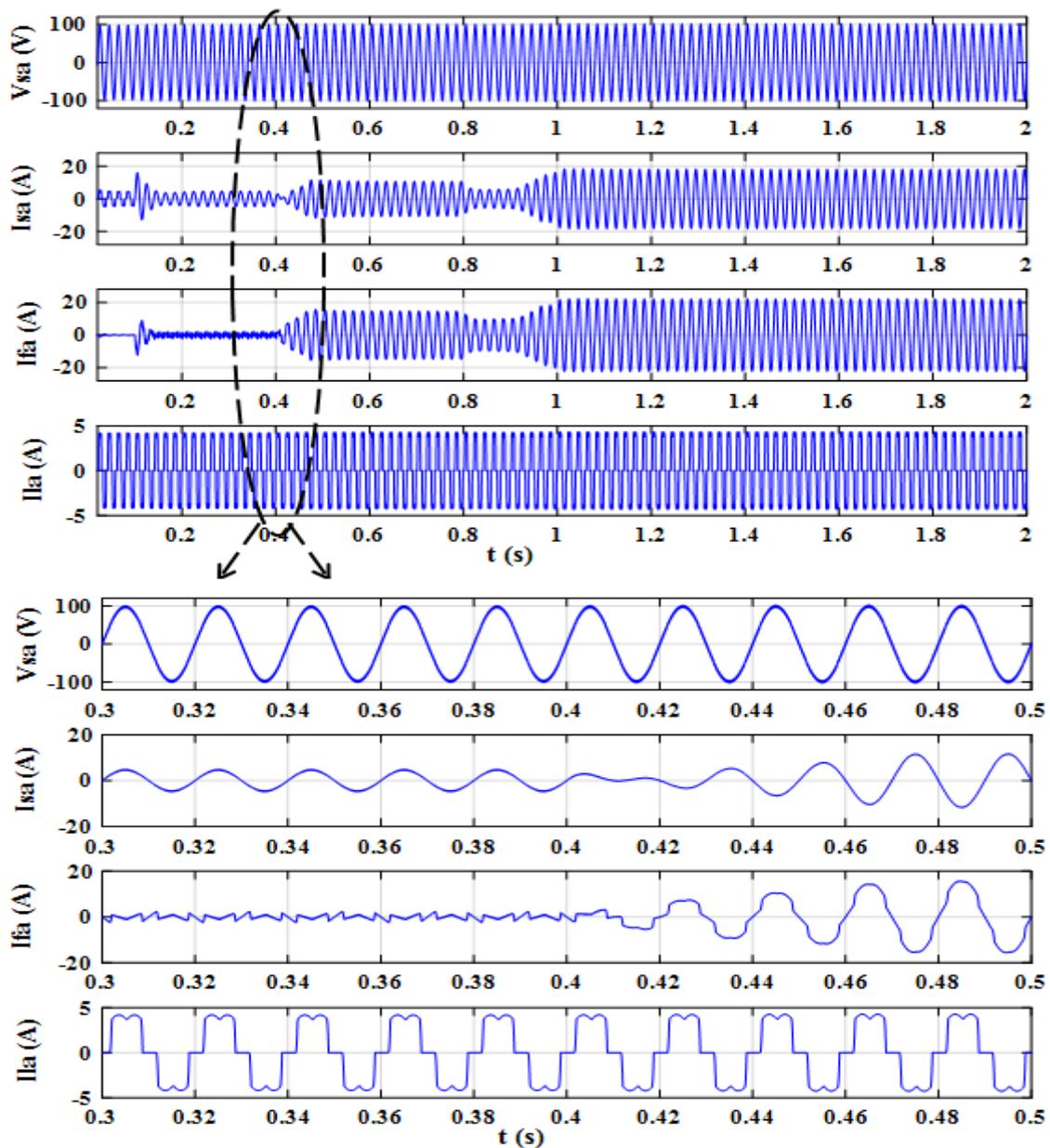


Figure 4.3 Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC conventionnel avec le régulateur PI classique et associé au GPV (tensions et courants de source, courants de filtre et de charge) : trois phases

En l'absence de FAP shunt, les deux stratégies de contrôle étudiées (la DPC proposée et la DPC conventionnelle) présentent une source de courant non sinusoïdale, comme illustré dans les Figures 4.3, 4.4, 4.5 et 4.6. Après l'application du FAP shunt à l'instant  $t = 0.1$  s, les courants de source deviennent sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions de source correspondantes (Figures 4.3 et 4.4). À l'instant  $t = 0.4$  s, le FAP shunt est interfacé avec le système PV, les courants de source restent sinusoïdaux et en opposition de phase avec les tensions correspondantes (Figure 4.4).



**Figure 4.4** Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC conventionnel avec le régulateur PI classique et associé au GPV (tensions et courants de source, courants de filtre et de charge) : phase a

Il convient de noter que le THD de la commande DPC conventionnelle est de 2,49% (FAP shunt sans PV) et 1% (FAP shunt avec PV).

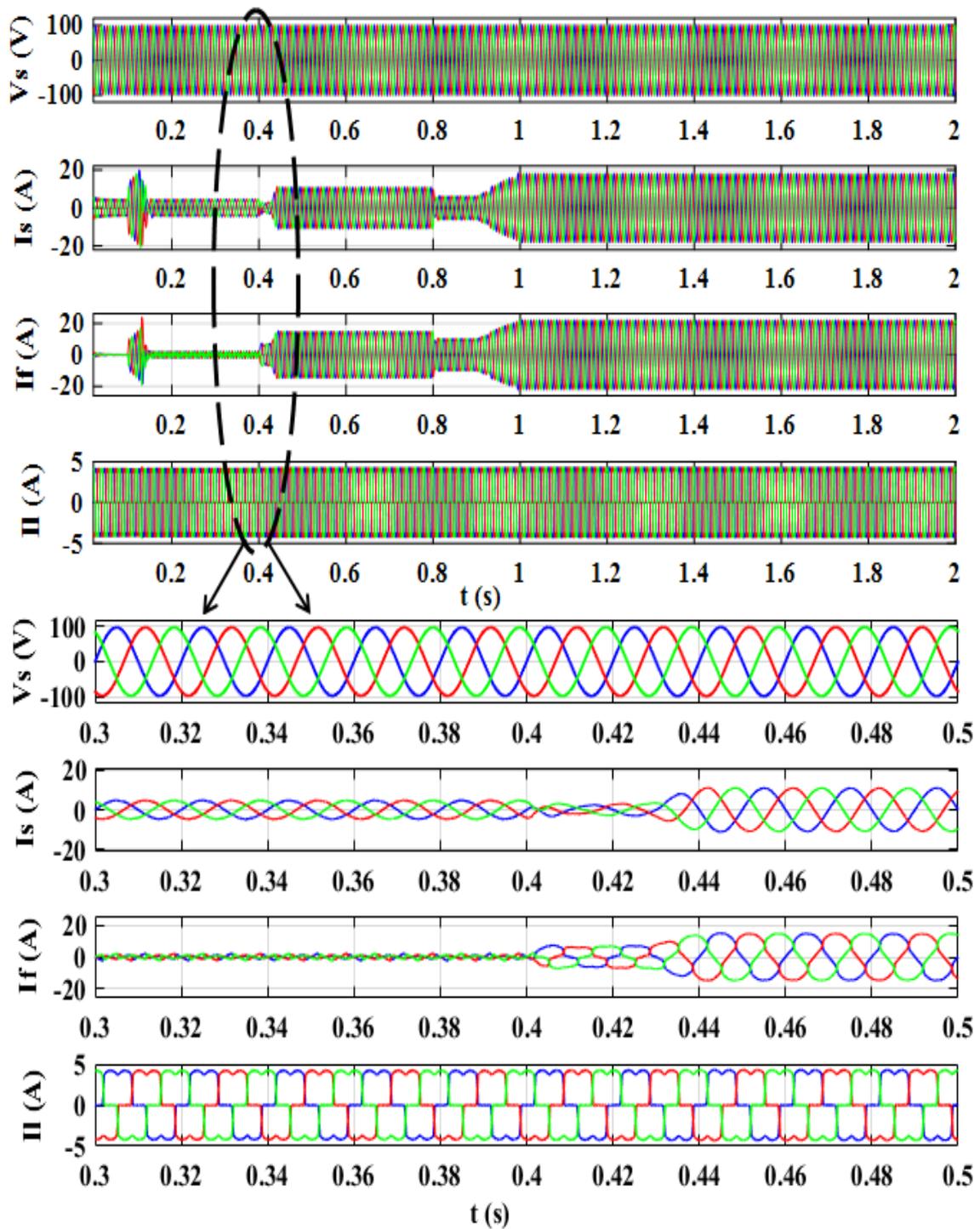


Figure 4.5 Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC proposé avec le régulateur FOPID et associé au GPV (tensions et courants de source, courants de filtre et de charge) : trois phases

Avant le filtrage, la forme du courant source est déformée et riche en harmoniques générées par une charge non linéaire. Le spectre harmonique est évalué par un THDi de 30.35%. Cependant, le courant de source devient sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau après activation du FAP shunt à l'instant  $t = 0.1$  s (Figures 4.5 et 4.6), où le THD obtenu dans ce cas a diminué pour atteindre la valeur de 1,59%. Dans le cas où le GPV est en fonctionnement à l'instant  $t = 0.4$  s, le courant de source reste sinusoïdal mais en déphasage par rapport à la tension du réseau (Figures 4.5 et 4.6), présentant un THD de 0,88%.

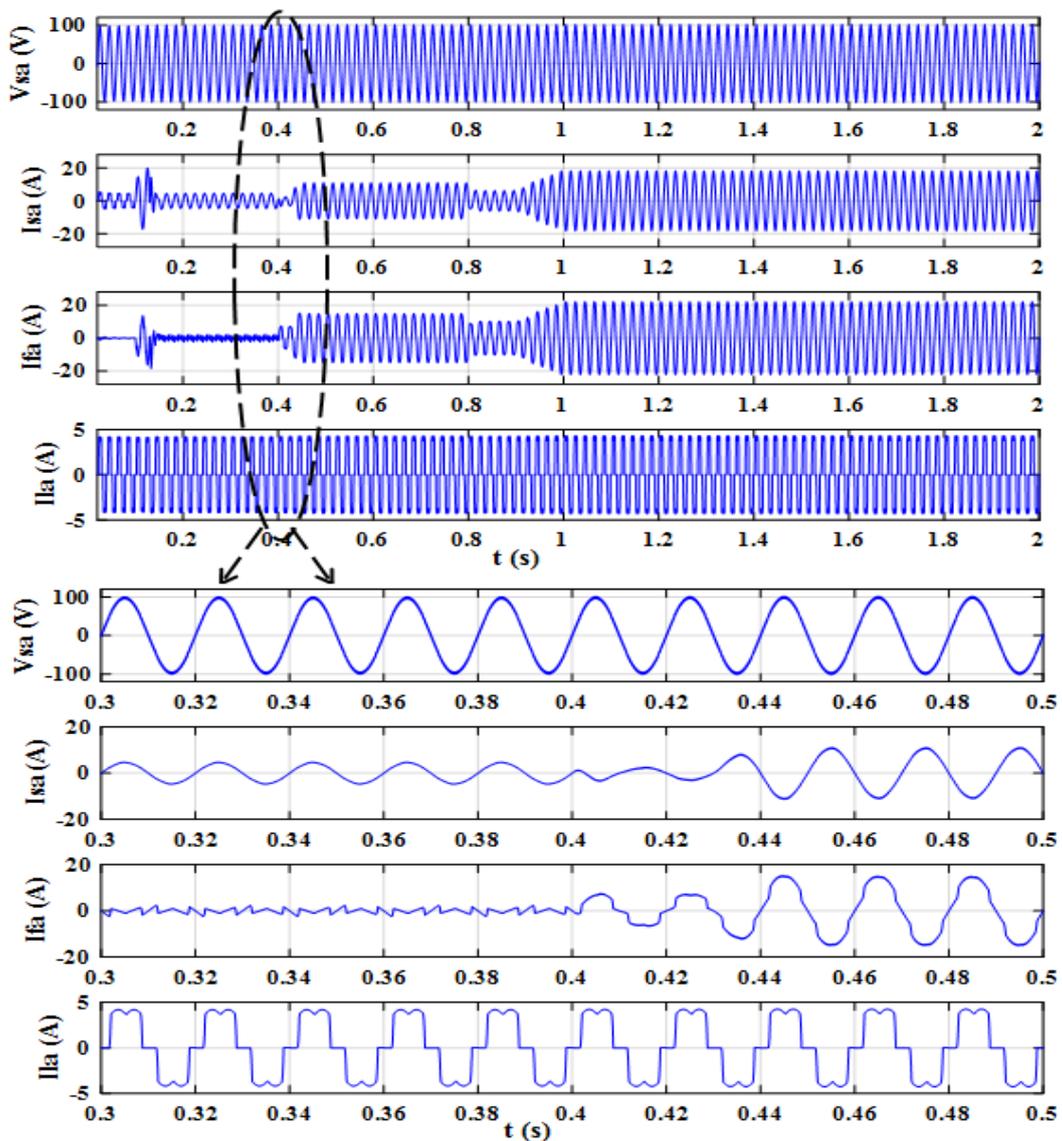


Figure 4.6 Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC proposé avec le régulateur FOPID et associé au GPV (tensions et courants de source, courants de filtre et de charge) : phase a

La Figure 4.7 montre le courant ( $I_{pv}$ ) et la puissance ( $P_{pv}$ ) du GPV sous différents profils d'irradiance solaire. Avec une irradiance nulle, on constate qu'aucun courant et aucune puissance ne sont générés avant le temps  $t = 0.4$  s. De 0.4 à 2 s, le courant et la puissance PV suivent correctement leurs trajectoires imposées par le profil d'irradiation appliqué. Lorsque l'irradiance augmente de 0 à  $600 \text{ W/m}^2$ , une puissance PV de  $3000 \text{ W}$  est atteinte avec un courant de  $25 \text{ A}$  grâce à l'algorithme MPPT flou. On remarque qu'au temps  $t = 0.8$  s, l'irradiation diminue de  $600$  à  $400 \text{ W/m}^2$  suivie d'une diminution de la puissance de  $3000 \text{ W}$  à  $1990 \text{ W}$  et du courant de  $25 \text{ A}$  à  $15 \text{ A}$ . Enfin, dans l'intervalle de temps  $[0.9 \text{ } 2] \text{ s}$ , le niveau d'irradiance solaire augmente de  $400$  à  $1000 \text{ W/m}^2$ , la puissance et le courant maximum enregistrés sont respectivement de  $5000 \text{ W}$  et  $40 \text{ A}$ .

Le profil d'irradiance solaire choisi du système PV avec ses courants et ses puissances obtenus est le même que celui appliqué à notre FAP shunt sous différentes stratégies de contrôle.

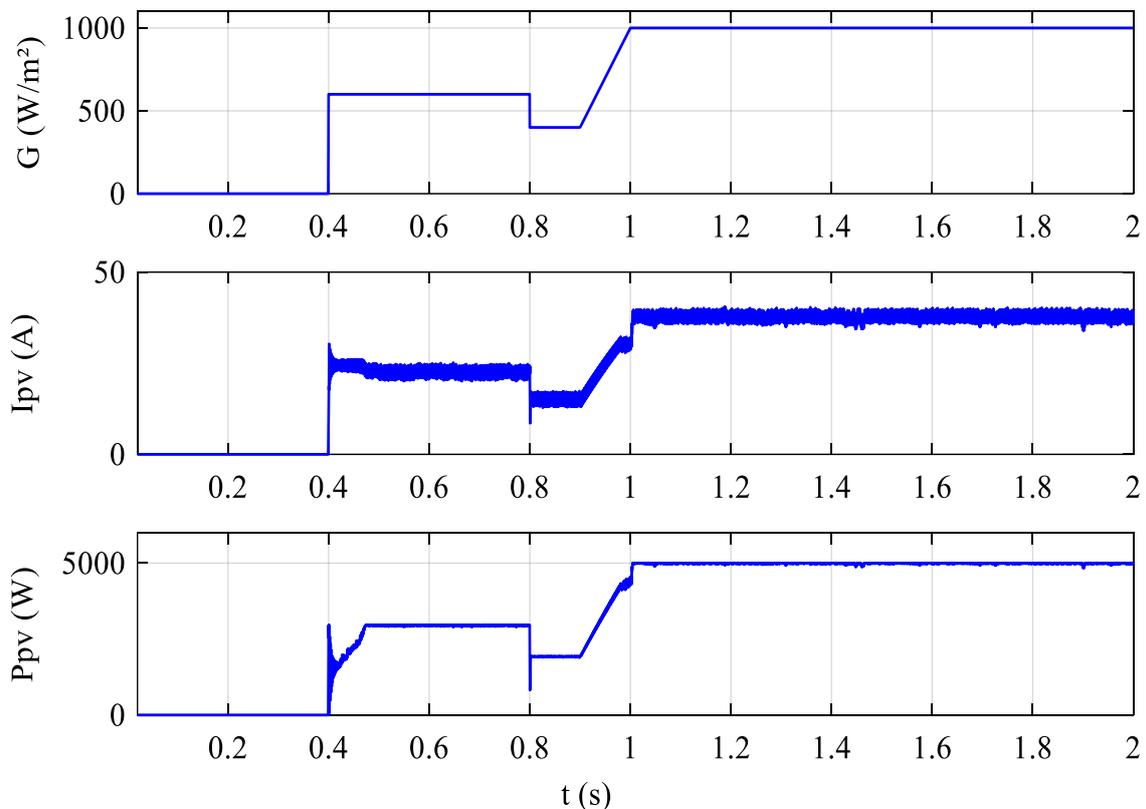
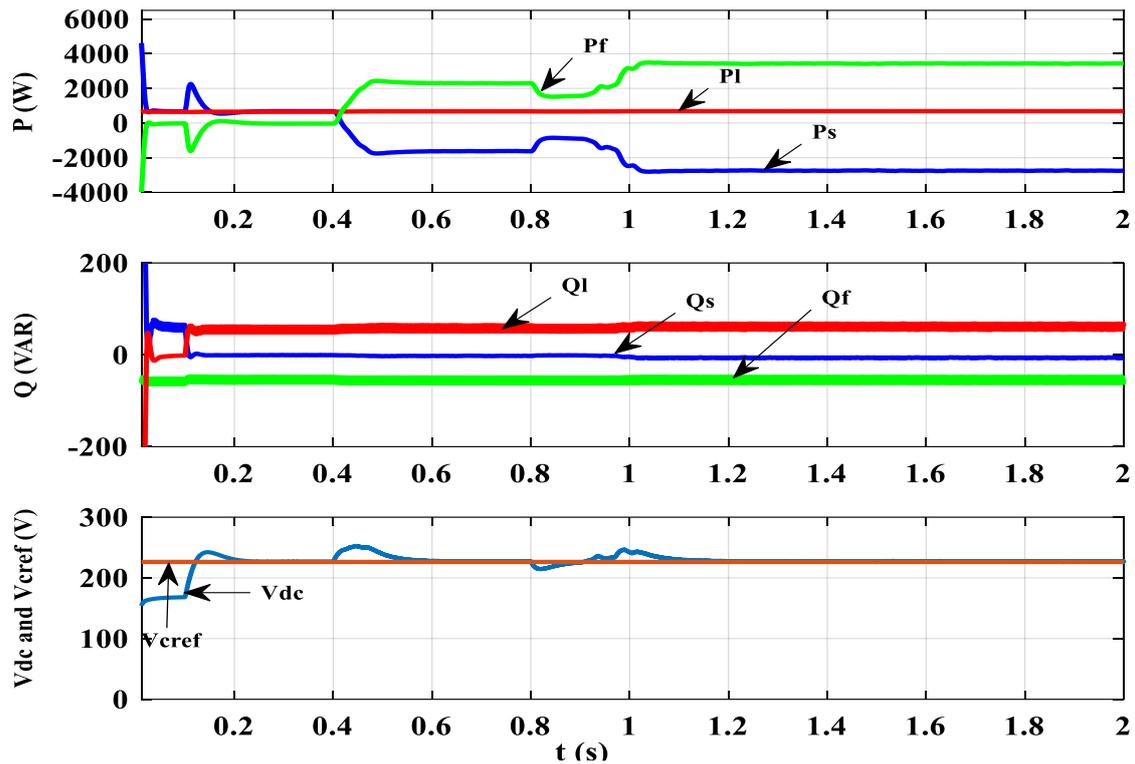


Figure 4.7 Profil d'irradiance, courant et puissance du GPV.



**Figure 4.8** Évolution des puissances et de la tension du bus continu du FAP shunt basé sur le contrôle DPC conventionnel avec le régulateur PI classique et interfacé avec le GPV.

Les Figures 4.8 et 4.9 montrent l'évolution des puissances et de la tension du bus continu du FAP shunt basé sur la commande DPC conventionnelle avec le régulateur PI classique ainsi que le contrôle DPC proposé avec le régulateur FOPID. Lorsque l'irradiance ( $G$ ) est nulle, le réseau fournit toute la puissance ( $P_s$ ) à la charge ( $P_l$ ). Après l'injection du GPV dans l'intervalle de temps  $[0.4 \text{ } 2] \text{ s}$ , il fournit simultanément la puissance demandée par la charge non linéaire et le reste est transféré au réseau. Pendant l'intervalle de temps  $[0.1 \text{ } 2] \text{ s}$ , on constate que la puissance réactive du réseau ( $Q_s$ ) devient nulle après insertion du FAP shunt et que la puissance réactive demandée par la charge ( $Q_l$ ) est assurée par le même filtre ( $Q_f$ ). En revanche, avant le filtrage, le réseau fournit une puissance réactive à la charge non linéaire. Pour la commande DPC proposée, indiquée sur la Figure 4.9, il convient de noter que les deux puissances active ( $P_{sc}$ ) et réactive ( $Q_{sc}$ ) de référence sont nulles.

D'autre part, la tension du bus continu ( $V_{dc}$ ) se stabilise à sa valeur souhaitée lors de l'insertion du FAP shunt, puis revient à sa référence ( $V_{cref}$ ) à chaque variation

d'irradiance justifiée par l'échange de puissance entre le réseau, la charge non linéaire et le FAP shunt, comme le montrent les Figures 4.8 et 4.9. De plus, à l'état transitoire, lors de l'application du profil d'irradiation de la figure 4.7, la tension  $V_{dc}$  contrôlée par le régulateur FOPID présente clairement une bonne réponse par rapport à celle régulée par le PI classique.

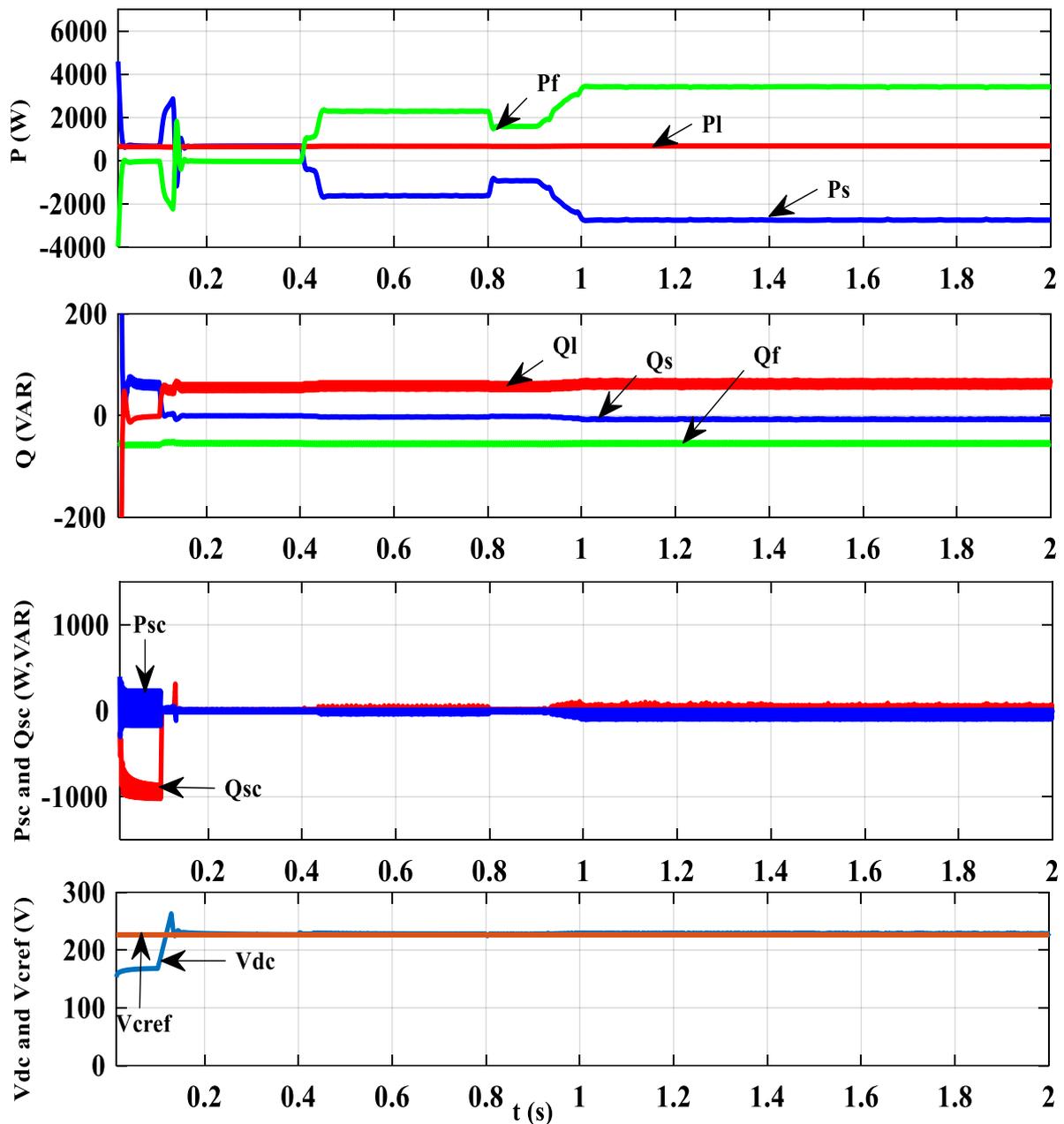


Figure 4.9 Évolution des puissances et de la tension du bus continu du FAP shunt basé sur le contrôle DPC proposé avec le régulateur FOPID et interfacé avec le GPV.

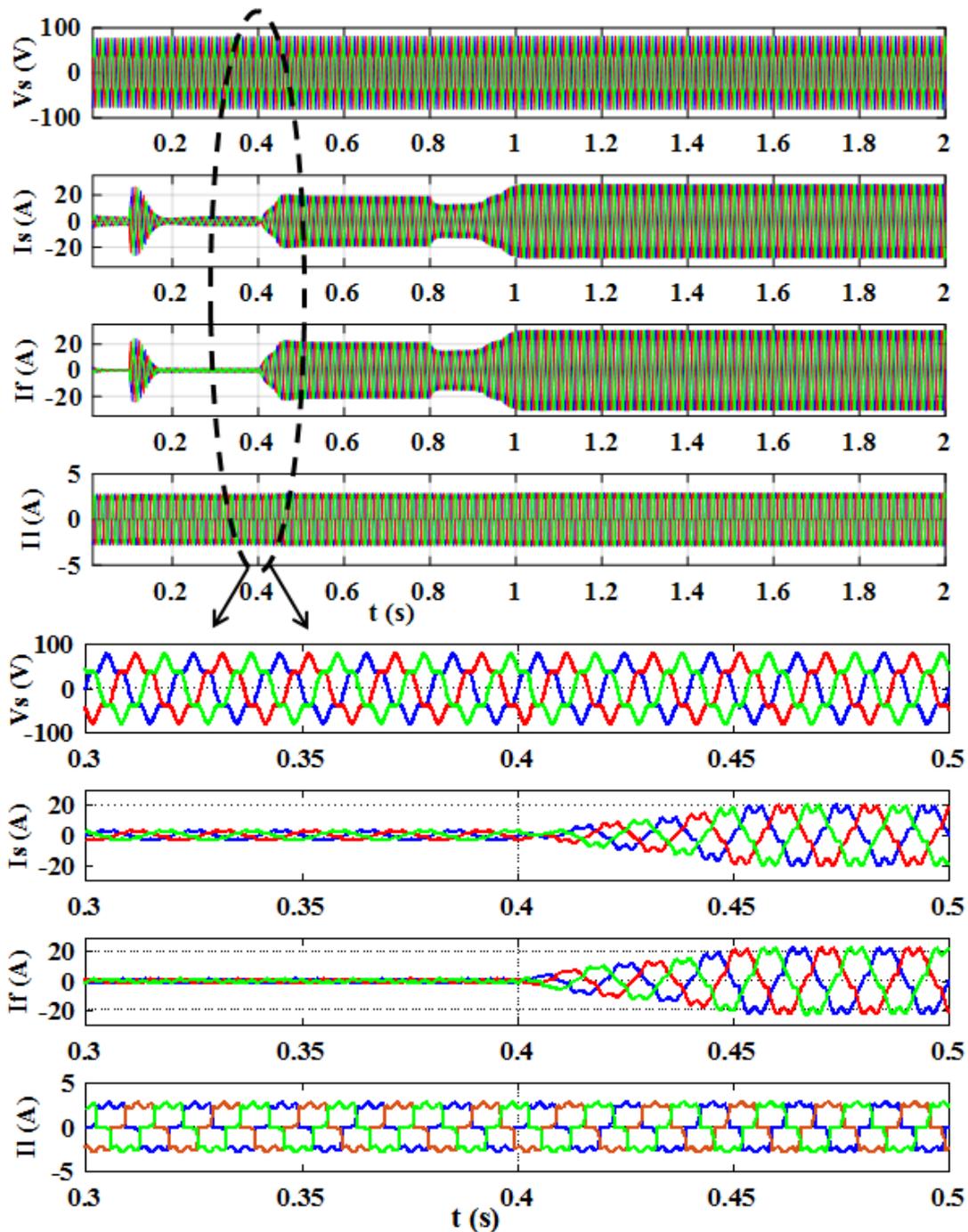
**Tableau 4.2** Étude comparative du régulateur FOPID proposé avec le régulateur PI conventionnel.

<b>Valeurs enregistrées en état transitoire pour la tension du bus continu</b>				
	<b>FAP shunt sans PV</b>	<b>FAP shunt sans PV</b>	<b>FAP shunt avec PV</b>	<b>FAP shunt avec PV</b>
	<b><math>\Delta V(V)</math></b>	<b><math>\Delta t (s)</math></b>	<b><math>\Delta V(V)</math></b>	<b><math>\Delta t (s)</math></b>
<b>DPC proposé avec régulateur FOPID</b>	Dépassement de 36	0.0163	Dépassement de 3.6	0.0101
	Dépassement de 7.63	0.01189		
<b>DPC conventionnel avec régulateur PI standard</b>	Dépassement de 15.75	0.119	Dépassement de 21.15	0.2245
			Chutes de tension de 12.63	0.108
			Dépassement de 11.87	0.075
			Dépassement de 19.82	0.216

A partir du Tableau 4.2, le régulateur FOPID proposé présente des dépassements et des chutes de tension plus petits avec un temps de réponse plus court par rapport au régulateur PI conventionnel.

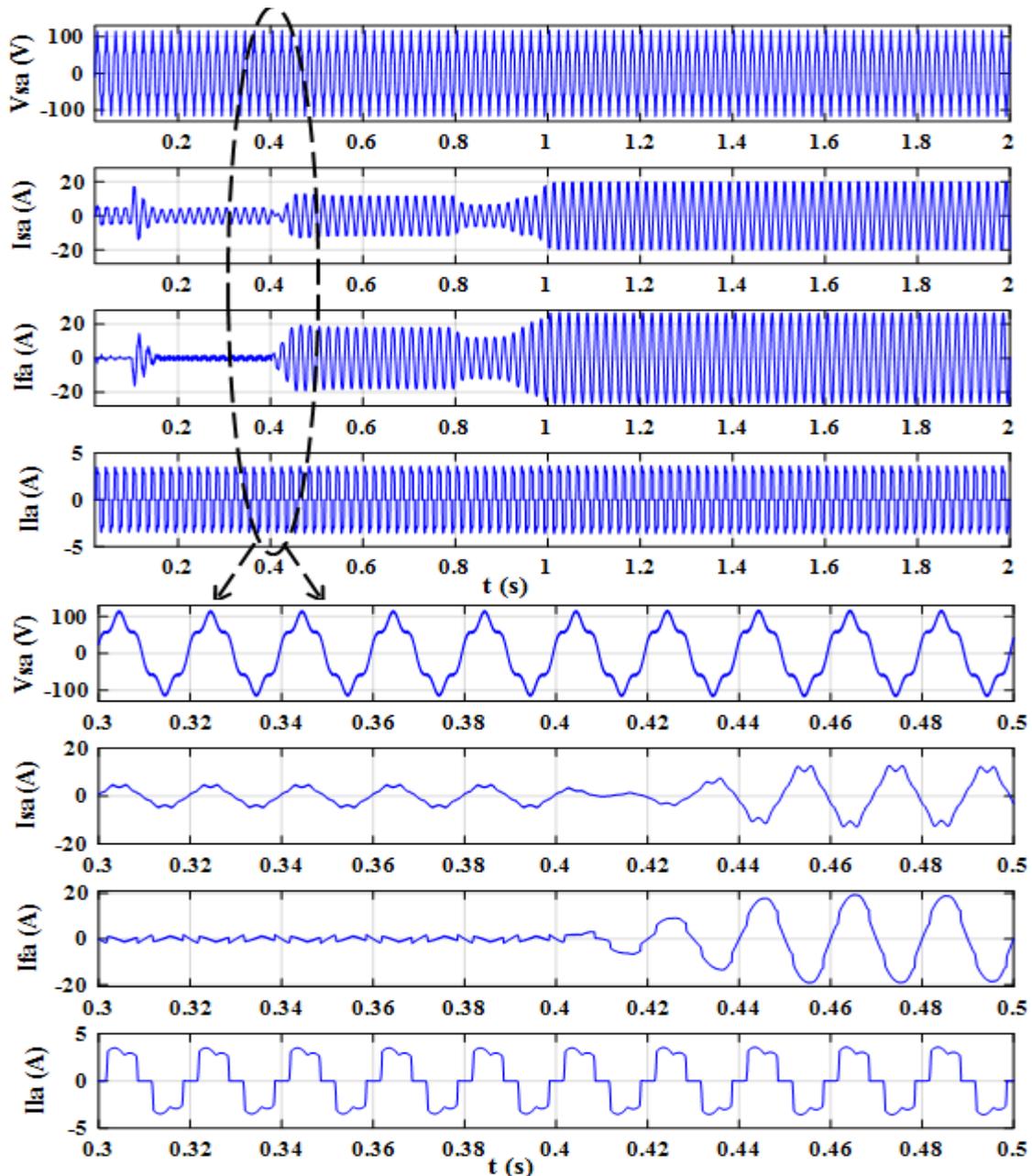
### Tests de tensions de réseau déformées et déséquilibrées :

Le premier test de robustesse du contrôle de stratégie DPC proposée est basé sur la distorsion des tensions du réseau électrique.

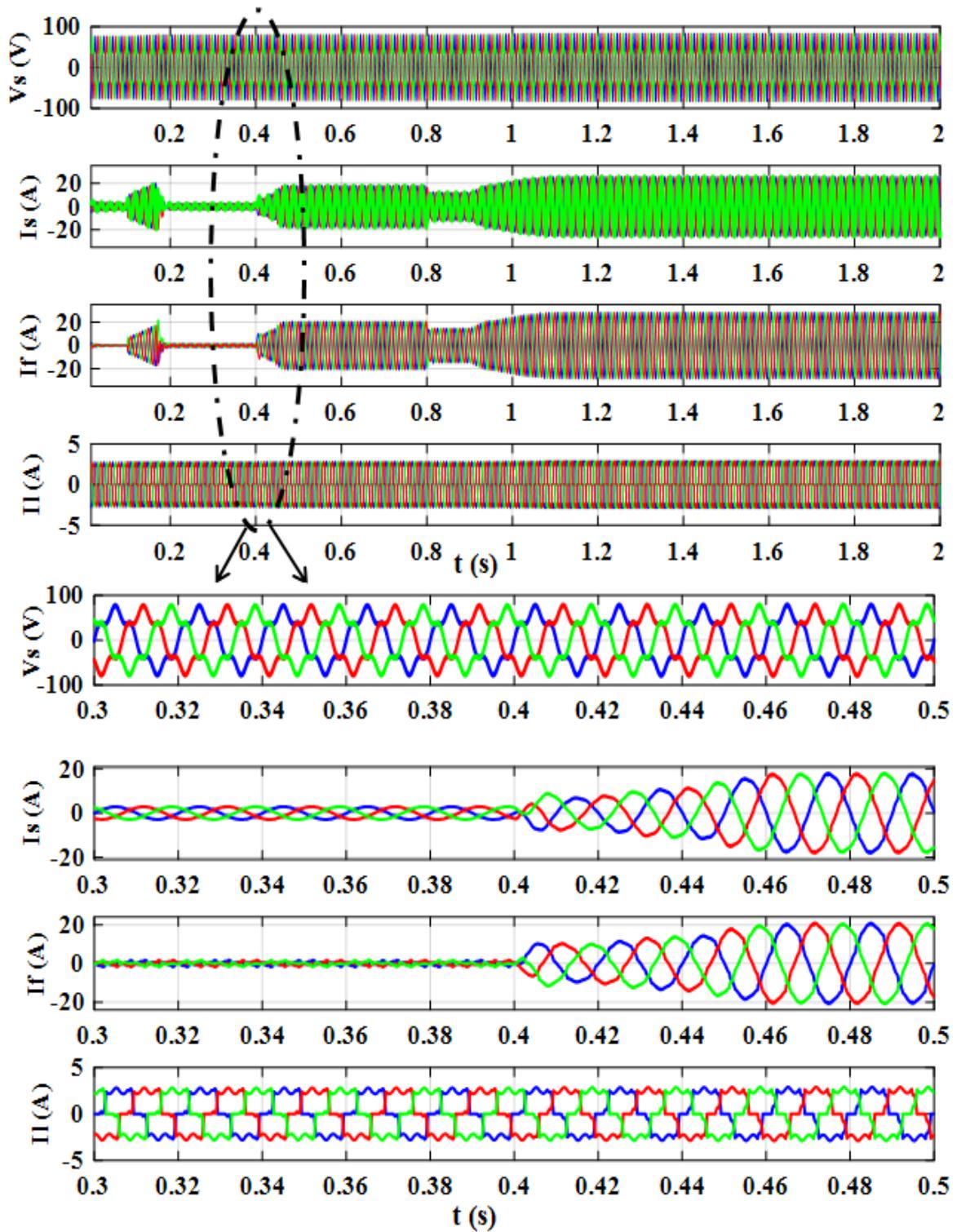


**Figure 4.10** Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC conventionnel avec le régulateur PI classique et associé au GPV sous des tensions de réseau déformées (tensions et courants de source, courants de filtre et de charge) : trois phases

En l'absence de FAP shunt, les deux stratégies de contrôle étudiées (Figures 4.10, 4.11, 4.12 et 4.13) présentent une source de courant non sinusoïdale avec un THD de 28,77%. Cependant, en utilisant la DPC conventionnelle avec un régulateur PI standard, le courant de source est détérioré, comme illustré dans les Figures 4.10 et 4.11. Les THD mesurés pour ces courants de source (FAP shunt sans PV) et (FAP shunt avec PV) sont respectivement de 11,81% et 12,65%.



**Figure 4.11** Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC conventionnel avec le régulateur PI classique et associé au GPV sous des tensions de réseau déformées (tensions et courants de source, courants de filtre et de charge) : phase a



**Figure 4.12** Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basés sur le contrôle DPC proposé avec le régulateur FOPID et associé au GPV sous des tensions de réseau déformées (tensions et courants de source, courants de filtre et de charge) : trois phases

Les résultats de simulation obtenus pour le FAP shunt basés sur le contrôle DPC proposé avec le régulateur FOPID montrent un courant de source sinusoïdal sous une tension de source déformée comme montrée dans les Figures 4.12 et 4.13.

Les THD mesurés pour les courants de source des figures 4.12 et 4.13 (FAP shunt sans PV) et (FAP shunt avec PV) sont respectivement de 3,04% et 3,25%.

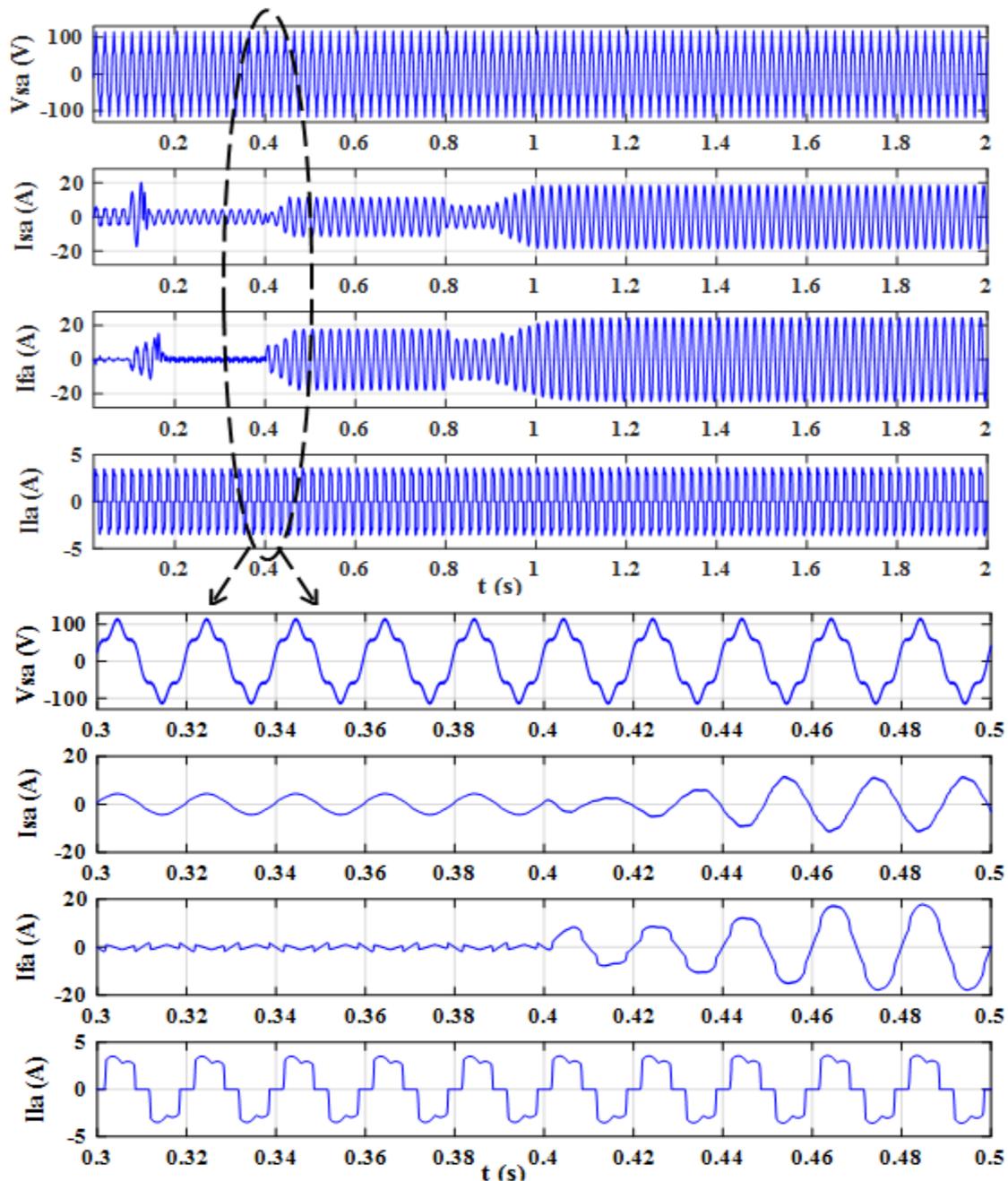
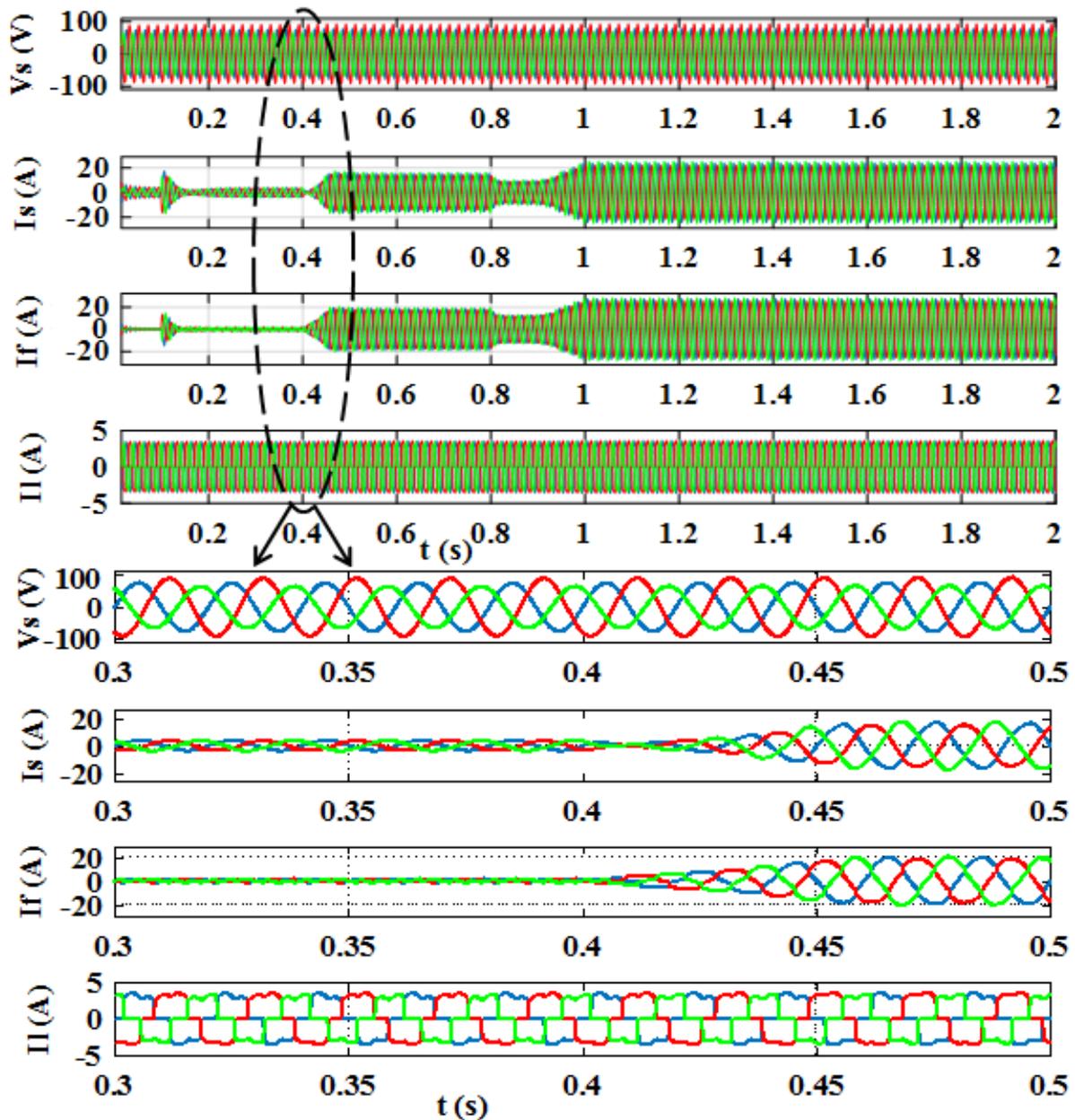


Figure 4.13 Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basés sur le contrôle DPC proposé avec le régulateur FOPID et associé au GPV sous des tensions de réseau déformées (tensions et courants de source, courants de filtre et de charge) : phase a

Comme on peut voir clairement en comparant les valeurs de THDi en mode des tensions de réseau déformées, le contrôle DPC proposé est meilleur que le contrôle DPC conventionnel.

Le deuxième test de robustesse de la commande DPC proposée est basé sur le non-équilibre des trois tensions d'entrée  $V_{sa} = 75 \text{ V}$ ,  $V_{sb} = 90 \text{ V}$  et  $V_{sc} = 65 \text{ V}$ .



**Figure 4.14** Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC conventionnel avec le régulateur PI classique et interfacé avec le GPV sous des tensions de réseau déséquilibrées (tensions et courants de source, courants de filtre et de charge) : trois phases

En l'absence du FAP shunt, les deux stratégies de contrôle simulées pour un fonctionnement déséquilibré du réseau électrique ont un courant de source non sinusoïdal avec THD égal à 36,90%.

Dans le cas du DPC classique avec le régulateur PI standard (Figures 4.14 et 4.15), les courants de source obtenus sont déformés et dégradés, ce qui se justifie par les valeurs de THD de 5,74% (FAP shunt sans PV) et 5,10% (FAP shunt avec PV).

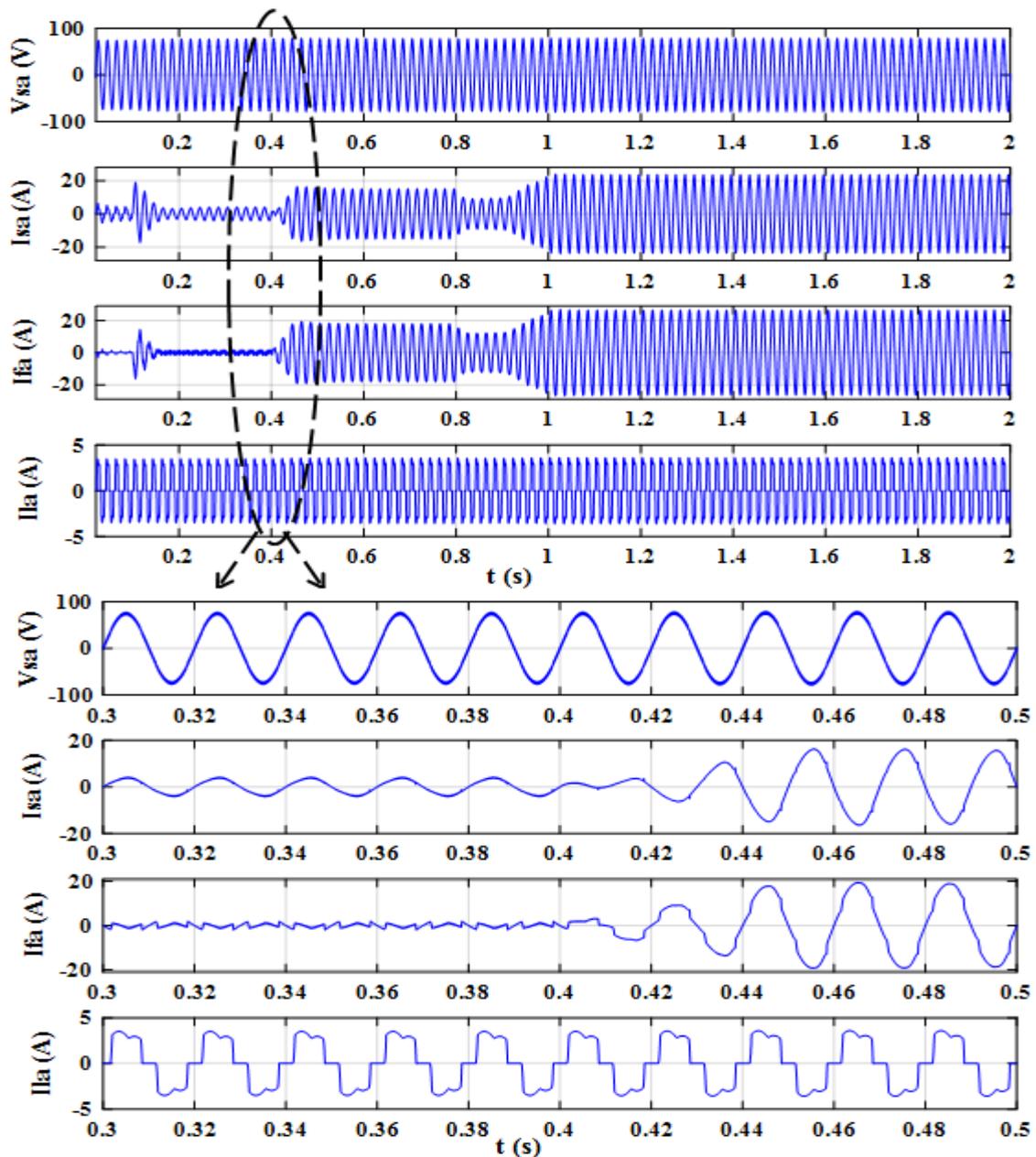
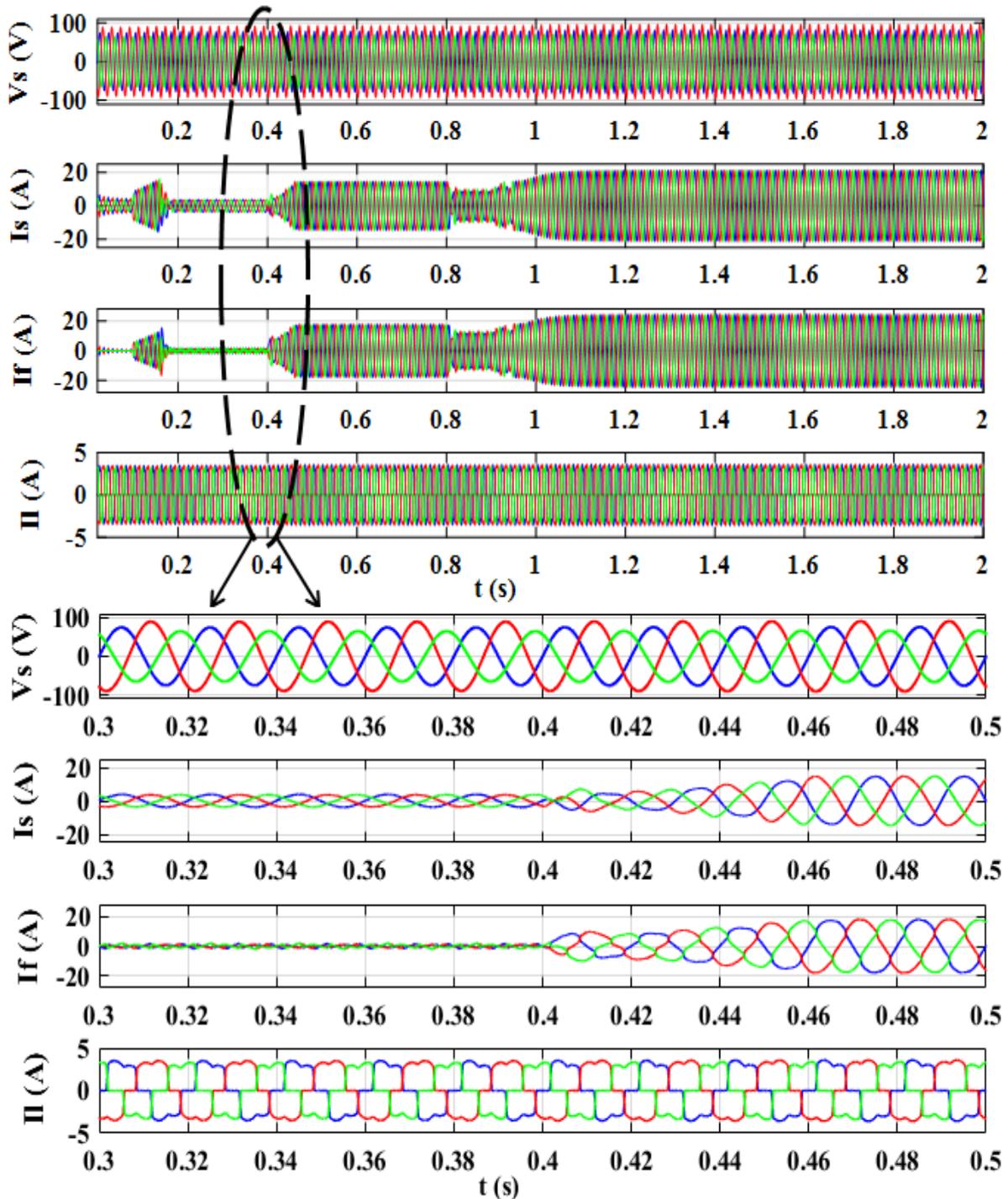
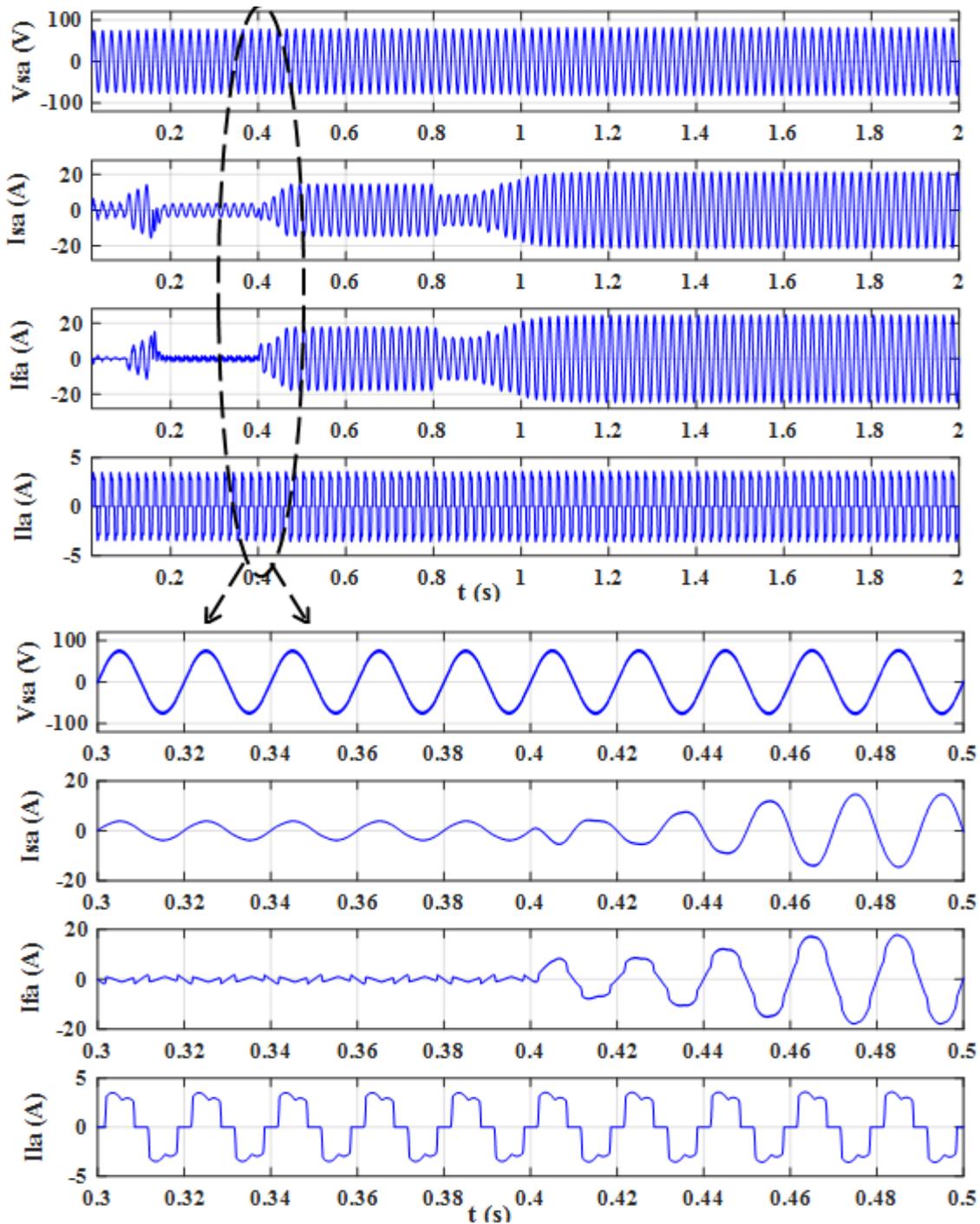


Figure 4.15 Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur le contrôle DPC conventionnel avec le régulateur PI classique et interfacé avec le GPV sous des tensions de réseau déséquilibrées (tensions et courants de source, courants de filtre et de charge):phase a

Nous notons à travers les Figures 4.16 et 4.17 que les courants d'entrée sont équilibrés et représentent des formes d'onde sinusoïdales avec des THD enregistrés de 2,93% (FAP shunt sans PV) et 2,95% (FAP shunt avec PV).



**Figure 4.16** Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur la DPC proposée avec le régulateur FOPID et associé au GPV sous des tensions de réseau déséquilibrées (tensions et courants de source, courants de filtre et de charge) : trois phases



**Figure 4.17** Résultats de simulation avec zoom du FAP shunt basé sur la DPC proposée avec le régulateur FOPID et associé au GPV sous des tensions de réseau déséquilibrées (tensions et courants de source, courants de filtre et de charge) : phase a

Ces résultats confirment la robustesse et la supériorité du contrôle DPC proposé en mode des tensions de source déséquilibrées par rapport au contrôle DPC conventionnel.

Les résultats de simulation caractérisant la distorsion harmonique totale des courants de sources pour les stratégies étudiées sont résumés dans le Tableau 4.3.

**Tableau 4.3** Analyse comparative en termes de niveaux THD du courant source.

Contrôle employé	THD du courant source (%)		
	Sans FAP shunt	FAP shunt sans PV	FAP shunt avec PV
DPC conventionnel avec régulateur PI classique sous tension de réseau équilibrée	30.35	02.49	01.00
DPC proposé avec régulateur FOPID sous tension de réseau équilibrée	30.35	01.59	00.88
Reference[73]	Pas mentionné	01.24	01.34
Reference[68]	23.15	Pas mentionné	02.20
Reference[101]	27.57	Pas mentionné	01.16
DPC conventionnel avec régulateur PI classique sous des tensions de réseau déformées	28.77	11.81	12.65
DPC proposé avec régulateur FOPID sous des tensions de réseau déformées	28.77	03.04	03.25
DPC conventionnel avec régulateur PI classique sous tension de réseau déséquilibrée	36.90	05.74	05.10
DPC proposé avec régulateur FOPID sous tension de réseau déséquilibrée	36.90	02.93	02.95

Dans le cas de tension du réseau équilibrée, déséquilibrée et déformée, le contrôle DPC proposé offre de meilleurs résultats par rapport aux autres stratégies étudiées et à celles récemment publiées.

## **Conclusion**

Dans ce chapitre, un contrôle DPC proposé basé sur le principe de la réjection des perturbations pour un système PV multifonctionnel connecté au réseau à travers un FAP shunt est étudié. Son rôle principal est d'améliorer la qualité électrique du réseau sain et infecté. Cette stratégie de contrôle ne nécessite aucune référence de puissance active et réactive pour rejeter les influences des perturbations déformant de réseau et maintenir un THD acceptable du courant de source dans des conditions de tension de réseau équilibrées, déséquilibrées et perturbées. De plus, dans la stratégie DPC proposée, la puissance active est délivrée grâce au régulateur FOPID agissant à la place du régulateur PI standard.

En outre, un contrôle de logique floue a été appliqué pour suivre le MPP du système PV dans toutes les conditions météorologiques.

Les résultats de simulation sous l'environnement MATLAB/Simulink pour la stratégie DPC proposée avec le régulateur FOPID montrent des performances et une efficacité supérieure en termes de THD, des dépassements et des chutes de tension plus petits, ainsi qu'un temps de réponse plus court par rapport à ceux obtenus à partir du contrôle DPC conventionnel avec un régulateur PI standard.



*Conclusion générale*

## Conclusion générale

Le travail de recherche présenté dans cette thèse a été consacré aux techniques de contrôle avancées des systèmes photovoltaïque connecté au réseau sain et infecté, alimentant une charge non linéaire.

L'objectif des commandes proposées est résumé en trois grands axes de recherche :

- Compenser les courants harmoniques et la puissance réactive absorbée par des charges non linéaires connectées aux réseaux électriques équilibrés, déséquilibrés ou déformés.
- Extraire le maximum de la puissance solaire à travers les techniques de recherche du point de puissance maximale dans le cas du changement rapide d'éclairement.
- Maintenir la tension du bus continu à sa valeur souhaitée avec de petits dépassements et chutes de tension avec un court temps de réponse.

Pour concrétiser le premier objectif, on a deux cas :

1/ Dans le cas du réseau électrique équilibrée, trois stratégies de commande de l'onduleur de tension ont été proposées : La commande p-q, la commande DCC et la commande DPC. Ces trois méthodes étaient simulées et évaluées lors d'une étude comparative basée sur le taux d'harmonique THD du courant de source. Les résultats obtenus démontrent des performances meilleures de la DPC.

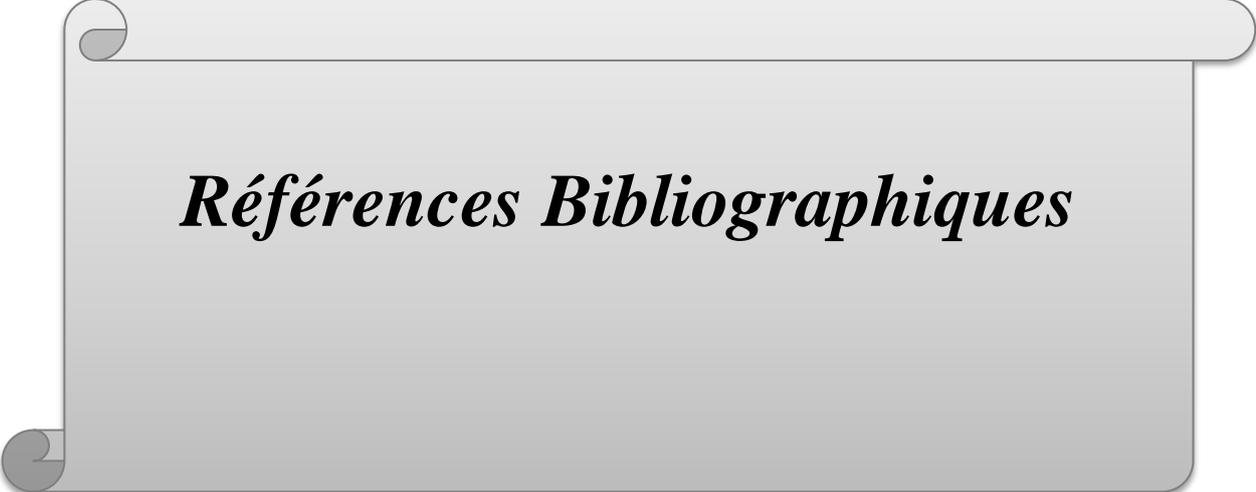
2/ Dans le cas du réseau électrique déséquilibré ou déformé, une nouvelle configuration DPC, conçue pour améliorer la DPC classique en termes de qualité de l'énergie et résoudre les problèmes de déséquilibre et de contamination de la source d'énergie par les harmoniques. La stratégie DPC proposée nécessite zéro référence de perturbation de puissance active et réactive pour rejeter l'influence du réseau déformé ou déséquilibré en raison des harmoniques émises par la charge non linéaire. Cette stratégie de commande était simulée et évaluée lors d'une étude comparative à ceux de recherches récemment publiées. Les résultats de simulation obtenus démontrent l'efficacité et la supériorité de la commande DPC proposée.

Pour le deuxième but, l'algorithme de la logique floue a été utilisé pour extraire la puissance maximale de GPV. En effet, un convertisseur DC-DC représenté en hacheur boost a été employé dans la chaîne. Les résultats obtenus ont démontré que le MPPT flou offre de bonnes performances de suivi de MPP lors de variations rapides d'irradiance.

Pour le dernier volet, les régulateurs FOPID et AW-FOPID proposés remplaçant le régulateur PI standard pour maintenir la tension du bus continu à sa valeur souhaitée avec de petits dépassements et chutes de tension, tout en maintenant un temps de réponse court. Les résultats de simulation obtenus sous l'environnement MATLAB / Simulink ont montré une supériorité significative du bus continu aux variations d'irradiance par rapport à ceux obtenus avec les régulateurs PI et PID classiques.

Comme perspective visées suite à ce travail, un ensemble de points peut être traité ; parmi lesquels, on peut citer :

- 1- L'implémentation en temps réel des techniques de commandes innovantes appliquées au réseau électrique perturbé interconnecté à un GPV à travers un filtre actif parallèle
- 2- Le contrôle de filtre actif parallèle lors d'un creux de tension.
- 3- L'étude de l'insertion de ces systèmes de productions dans un réseau intelligent.



***Références Bibliographiques***

## Références Bibliographiques

- [1] Ouchen. Sabir, "Contribution à la commande directe de puissance dédiée au filtrage actif, associé à une source photovoltaïque," Thèse de doctorat, Université de Biskra, 2017.
- [2] Boukezata. Boualem, "Etude et commande d'une chaîne de conversion d'énergie d'un système solaire photovoltaïque," Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas - Setif 1, 2017.
- [3] Bechouat. Mohcene, " Commandes non linéaires des systèmes photovoltaïques ", Thèse de doctorat, Université 8 MAI 1945 GUELMA, 2017.
- [4] Cédric. Cabal, "Optimisation énergétique de l'étage d'adaptation électronique dédié à la conversion photovoltaïque," Thèse de doctorat, Université Toulouse III - Paul Sabatier, 2008.
- [5] Alali. Mohamad. Alaa. Eddin, "Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension," Thèse de doctorat, Université Louis Pasteur-Strasbourg I, 2002.
- [6] Omeiri. Amar, "Simulation d'un filtre actif parallèle de puissance pour la compensation des harmoniques de courant," Thèse de doctorat, Université de Annaba, 2007.
- [7] Belhaouchet. Nouri, "Fonctionnement a fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées application : amélioration de la qualité de l'énergie," Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas - Setif, 2011.
- [8] Sarra. Mustapha, "Contribution à l'étude des filtres actifs hybrides," Thèse de doctorat, Université de Sétif, 2013.
- [9] Bouafia. Abdelouahab, "Predictive and fuzzy control technology for power electronic systems : application to PWM rectifiers," Thèse de doctorat, Université de Sétif, 2010.

[10] Thameur. Abdelkrim, "Application du multi-niveau au filtrage actif des réseaux," Thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2010.

[11] Serge. Raoul. Dzone. Naoussi, "Implantation de réseaux neuro mimétiques sur cible FPGA-Application à l'intégration d'un système de filtrage actif," Thèse de doctorat, Université de Strasbourg, 2011.

[12] Chaoui. Abdelmadjid, "Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires," Thèse de doctorat, Université de Ferhat Abbas de Sétif, 2010.

[13] Aissa. Oualid, "Contribution à l'amélioration de la qualité d'énergie des systèmes d'entraînement électrique par l'utilisation des redresseurs à faible taux de distorsion harmonique et des filtres actifs," Thèse de doctorat, Université Docteur Yahia Farès de Médéa, 2017.

[14] Defay. François, "Commande prédictive directe d'un convertisseur multicellulaire triphasé pour une application de filtrage actif," Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2008.

[15] Chennai. Salim, "Etude, modélisation et commande des filtres actifs : apport des techniques de l'intelligence artificielle," Thèse de doctorat, Université de Biskra, 2013.

[16] Benchaita. Lahlali, "Etude, par simulation numérique et expérimentation, d'un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle-commande," Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, 1998.

[17] Djaffar. Ould. Abdeslam, "Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension," Thèse de doctorat, Université de Haute-Alsace, 2005.

[18] Bermeo. Amaia. Lopez. De. Heredia, "Commandes avancées des systèmes de dies à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la montée en tension," Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble avec le Label Européen, 2006.

- [19] Djazia. Kamel, "Etude des filtres actifs pour réseaux déséquilibrés et distordus," Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas – Setif 1, 2015.
- [20] Benhabib. Mohamed. Choukri, "Contribution à l'étude des différentes topologies et commandes des filtres actifs parallèles a structure tension : modélisation, simulation et validation expérimentale de la commande," Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1.2004.
- [21] Bergeras. François, "Etude de nouvelles structures de filtres actifs intégrées en hyperfréquences," Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2010.
- [22] Sandali. Abdelhalim, Oukhoya. Tarik, Cheriti. Ahmed, "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, doi: 10.1109/IRSEC.2014.7059859.
- [23] Sandali. Abdelhalim, Oukhoya. Tarik, Cheriti. Ahmed, "Simple and fast Maximum Power Point Tracking for grid connected photovoltaic systems," 14th Work. Control Model. Power Electron, pp. 1-8, Jun. 2013, doi: 10.1109/COMPEL.2013.6626424
- [24] Ozdemir. Saban, Altin. Necmi, Sefa. Ibrahim, "Single stage three level grid interactive MPPT inverter for PV systems," Energy Convers. Manag, vol. 80, pp. 561-572, 2014, doi: 10.1109/COMPEL.2013.6626424.
- [25] Shen. Jia. Min, Jou. Hurng. Liahng, Wu. Jinn. Chang, "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, doi: 10.1109/TPEL.2011.2170435.
- [26] Sandali. Abdelhalim, Alouahabi. Farah. Alkadi, Ayache. Khedidja, Chériti. Ahmed, "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, doi: 10.1109/PEDG.2015.7223109.

- [27] Olias. Emilio, Quintero. Jesus, Salas. Vicente, "Overview of power inverter topologies and control structures for grid connected photovoltaic systems," *Renew. Sustain. Energy Rev*, vol. 30, pp. 796–807, 2014, <https://doi.org/10.1016/j.rser.2013.11.005>.
- [28] Kjaer. Soeren. Baekhoej, Pedersen. John, Blaabjerg. Frede, "A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules," *IEEE Trans. Ind. Appl*, vol. 41, no. 5, pp. 1292–1306, 2005, doi: 10.1109/TIA.2005.853371.
- [29] Carrasco. Juan. Manuel, Franquelo. Leopoldo. Garcia, Bialasiewicz. Jan, Galván. Eduardo, Guisado. Ramón. Portillo, Ángeles. Ma. Prats. Martín, León. José. Ignacio, Moreno. Alfonso. Narciso, "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, doi: 10.1109/TIE.2006.878356.
- [30] Calais. Martina, Spooner. Ted, Agelidis. Vassilios. Georgios, "Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview," *Power Electron. Spec. Conf*, vol. 4, pp. 1995–2000, 2002, doi: 10.1109/PSEC.2002.1023107.
- [31] Islam. Monirul, Mekhilef. Saad, Hasan. Mahamudul, "Single phase transformerless inverter topologies for grid-tied photovoltaic system: A review," *Renew. Sustain. Energy Rev*, vol. 45, pp. 69–86, 2015, <https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.01.009>.
- [32] Omran. Walid, "Performance Analysis of Grid-Connected Photovoltaic Systems," *These de doctorat, Université Onratio Canada*, 2010.
- [33] Ishaque. Kashif, Salam. Zainal, "A review of maximum power point tracking techniques of PV system for uniform insolation and partial shading condition," *Renew. Sustain. Energy Rev*, vol. 19, pp. 475–488, 2013, <https://doi.org/10.1016/j.rser.2012.11.032>.

[34] Lyden. Sarah, Haque. Md. Enamul, "Maximum Power Point Tracking techniques for photovoltaic systems: A comprehensive review and comparative analysis," *Renew. Sustain. Energy Rev*, vol. 52, pp. 1504–1518, 2015, <https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.07.172>.

[35] Anurag. Anup, Bal. Satrupa, Sourav. Suman, Nanda. Mrutyunjaya, "A review of maximum power-point tracking techniques for photovoltaic systems," *Int. J. Sustain. Energy*, vol. 35, no. 5, pp. 478–501, 2016, <https://doi.org/10.1080/14786451.2014.918979>.

[36] Subudhi. Bidyadhar, Pradhan. Raseswari, "A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems," *Sustain. Energy, IEEE Trans*, vol. 4, no. 1, pp. 89–98, 2013, doi: 10.1109/TSTE.2012.2202294.

[37] Hohm. Paul, Ropp. Michael, "Comparative study of maximum power point tracking algorithms using an experimental programmable, maximum power point tracking test bed", *IEEE Photovoltaic Specialists Conference, PVSC 2000* pp. 1699-1702, 2000.

[38] Jubaer. Ahmed, Zainal. 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, <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2015.04.006>.

[39] Femia. Nicola, Petrone. Giovanni, Spagnuolo. Giovanni, Vitelli. Massimo, "Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 20, no. 4, pp. 963–973, 2005, doi:10.1109/TPEL.2005.850975.

[40] Putri. Ratna. Ika, Wibowo. Supto, Rifa. Muhamad, "Maximum power point tracking for photovoltaic using incremental conductance method," *Energy Procedia*, vol. 68, pp. 22–30, 2015, <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2015.03.228>.

[41] Chavoshian. Mohammad. Reza, Rouholamini. Amin, Naji. Hamid. Reza, Fadaeinedjad. Roohollah, Faraji. Rasoul, "FPGA-based real time incremental conductance maximum power point tracking controller for photovoltaic systems," *IET Power Electron*, vol. 7, pp. 1294–1304, 2014, doi:10.1049/iet-pel.2013.0603.

- [42] Tey. Kok. Soon, Mekhilef. Saad, "Modified incremental conductance MPPT algorithm to mitigate inaccurate responses under fast-changing solar irradiation level," *Sol. Energy*, vol. 101, pp. 333-342, 2014, <https://doi.org/10.1016/j.solener.2014.01.003>.
- [43] Xiao. Xi, Huang. Xuanrui, Kang. Qing, "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, doi: 10.1109/TIE.2015.2465964.
- [44] Xiao. Weidong, Dunford. William, "A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems," *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'04*, vol. 3, pp. 1957-1963, Jun. 2004, doi: 10.1109/PESC.2004.1355417.
- [45] SKjær. Søren. Bækhøj, "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, doi: 10.1109/TEC.2012.2218816.
- [46] Shebani. Muamer, Iqbal. Tariq, Quaicoe. John, "Comparing bisection numerical algorithm with fractional short circuit current and open circuit voltage methods for MPPT photovoltaic systems," *IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, pp. 1-5, 2016, doi: 10.1109/EPEC.2016.7771689.
- [47] Chaiyant. Boonmee, Kumsuwan. Yuttana, "Implementation of ripple correlation control MPPT for single-phase VSI grid-connected PV systems," *12th Int. Conf. Electr. Eng. Comput. Telecommun. Inf. Technol*, 2015, doi: 10.1109/ECTICon.2015.7207092.
- [48] Prasad. Lal. Bahadur, Sahu. Suneet, Gupta. Monika, Srivastava. Rishabh, Mozhui. Lichamo, Asthana. Dhawal, "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, doi: 10.1109/UPCON.2016.7894653.
- [49] Momayyezán. Milad, Glen. Farivar, Fariborz. Miragha, Hossein. Imaneini "An Improved FLC Algorithm for Tracking Maximum Power Point in Photovoltaic

Systems,” *Power Electron. Drive Syst. Technol. (PEDSTC)*, 3rd, Tehran, pp. 342–347, 2012, doi: 10.1109/PEDSTC.2012.6183353.

[50] Kinattungal. Sundareswaran, Vethanayagam. Vigneshkumar, Peddapati. Sankar, “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, doi: 10.1109/TII.2015.2502428.

[51] Prakash. Kumar, Gaurav. Jain, Dheeraj. Kumar. Palwalia “Genetic Algorithm Based Maximum Power Tracking in Solar Power Generation,” *Int. Conf. Power Adv. Control Eng*, pp. 1–6, 2015, doi: 10.1109/ICPACE.2015.7274907.

[52] ] Pallavi. Tsawant, Tejasvi. Lbhattar , bhattar. Chandrakant, “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, doi: 10.1109/RTEICT.2016.7808032.

[53] Hugues. Renaudineau, Donatantonio. Fabrizio, Fontchastagner. Julien, Petrone. Giovanni, Spagnuolo. Giovanni, Martin. Jean. Philippe, Pierfederici. Serge, “A PSO-based global MPPT technique for distributed PV power generation,” *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 62, no. 2, pp. 1047–1058, 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2336600.

[54] Hirofumi. Akagi, Yoshihira. Kanazawa, Koetsu. Fujita, Akira. Nabae, “Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits,” *Proceeding 1983 International power electronics conference*. Tokyo, Japan, pp. 1375–1386, 1983, <https://doi.org/10.1002/eej.4391030409>

[55] Chaoui. Abdelmadjid, Gaubert. Jean. Paul, Krim. Fateh, “Power quality improvement using DPC controlled three-phase shunt active filter,” *Electric Power Systems Research*, vol. 80, no. 6, pp. 657–666, June 2010, <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2009.10.020>.

[56] Noguchi. Toshihiko, Tomiki. Hiroaki, Kondo. Seiji, Takahashi. Isao, “Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors,” *IEEE Transactions Industry Applications*, vol. 34, no. 3, pp. 473–479, 1998, doi: 10.1109/28.673716.

[57] Ouchen. Sabir, Abdeddaim. Sabrina, Betka. Achour, Menadi. Abdelkrim, "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, <https://doi.org/10.1016/j.solener.2016.08.031>.

[58] Sarra. Mustapha, Gaubert. Jean. Paul, Chaoui. Abdelmadjid, Krim. Fateh, "Experimental Validation of Two Control Techniques Applied to a Three Phase Shunt Active Power Filter for Power Quatity Improvement," *International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E)*, vol. 6. no. 6, pp. 2825-2836, 2011.

[59] Sarra. Mustapha, Gaubert. Jean. Paul, Chaoui. Abdelmadjid, Krim. Fateh, "Two Control Techniques Applied to a Three Phase Shunt Active Power Filter for Power Quatity Improvement with Experimental Validation," *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Birmingham, UK, 2011.

[60] Chauhan. Siddharthsingh. Kumar, Shah. Mihir, Tiwari. Ram. Ratan, Tekwani, Pragneshkumar. Natvarlal , "Analysis, design and digital implementation of a shunt active power filter with different schemes of reference current generation," *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 3, pp. 627–639, 2014, doi:10.1049/iet-pel.2013.0113.

[61] Ouchen. Sabir, Betka. Achour, Abdeddaim. Sabrina, Mechouma. Rabiaa, "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, doi: 10.1109/IEPS.2016.7521872

[62] Mesbahi. Nadhir, Ouari. Ahmed, Ould. Abdeslam. Djaffar, Djamah. Tounsia, Omeiri. Amar, "Direct power control of shunt active filter using high selectivity filter (HSF) under distorted or unbalanced conditions," *Electric Power Systems Research*, vol. 108, pp. 113–123, 2014, <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2013.11.006>.

[63] Bourouba. Bachir "Contribution à la Commande Adaptative Optimale d'Ordre Fractionnaire," *Thèse de doctorat, Université des Freres Mentouri – Constantine-1* 2018.

[64] Oubrahim. Rachid "Auto. réglage pid par structure unifiée et performante," *Thèse de doctorat, Université de Lorraine*, 1998.

[65] Kai. Ming. Tsang, Chan. Wai. Lok, "Rapid islanding detection using multi-level inverter for grid-interactive PV system," *Energy Convers. Manag.*, vol. 77, pp. 278–286, 2014, <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2013.09.039>.

[66] Akel. Fethi, Ghennam. Tarak, Berkouk. El. Madjid, Laour. Mohammed, "An improved sensorless decoupled power control scheme of grid connected variable speed wind turbine generator," *Energy Convers. Manag.*, vol. 78, pp. 584–594, 2014, <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2013.11.015>.

[67] Jain. Shailendra. Kumar, Agarwal. Pramod, "Design Simulation and Experimental Investigations, on a Shunt Active Power Filter for Harmonics, and Reactive Power Compensation," Francis and Taylor, *Electric Power Components and Systems*, vol. 31, no. 7, pp. 671-692, 2003, <https://doi.org/10.1080/15325000390203674>.

[68] Krama. Abdelbasset, Zellouma. Laid, Rabhi. Boualaga, "Anti-windup proportional integral strategy for shunt active power filter interfaced by photovoltaic system using technique of direct power control," *Revue Roumaine des Sciences Techniques Series Electrotechnique et Energetique*, vol. 62, no. 3, pp : 252–257, 2017.

[69] Bouafia. Abdelouahab, Gaubert. Jean. Paul. Krim. fateh, Chaoui. Abdelmadjid, "Direct power control scheme based on disturbance rejection principle for three-phase PWM AC/DC converter under different input voltage conditions," *Journal of Electrical Systems*, vol. 8, no. 4, pp: 367-383, 2012.

[70] Aissa. Oualid, Moulahoum. Samir, Colak. Ilhami, Babes. Badreddine, Kabache, Nadir, "Analysis and experimental evaluation of shunt active power filter for power quality improvement based on predictive direct power control," *Environmental Science and Pollution Research*, vol. 25, no. 25, pp. 24548–24560, 2017, doi: 10.1007/s11356-017-0396-1.

[71] Ouchen. Sabir, Betka. Achour, Gaubert. Jean. Paul, Abdeddaim. Sabrina. "Simulation and real time implementation of predictive direct power control for three phase shunt active power filter using robust phase-locked loop," *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 78, pp. 1–17, 2017, <https://doi.org/10.1016/j.simpat.2017.08.003>.

[72] Chaoui. Abdelmadjid, Gaubert. Jean. Paul, Bouafia. Abdelouahab, "Experimental validation of new direct power control switching table for shunt active power filter," IEEE International Conference on Power Electronics and Applications, 2013, doi: 10.1109/EPE.2013.6634414.

[73] Boukezata, Boualem, Chaoui. Abdelmadjid, Gaubert. Jean. Paul, Hachemi, Mabrouk, "power quality improvement by an active power filter in grid-connected photovoltaic systems with optimized direct power control strategy," Electric Power Components and Systems, vol. 44, no. 18, pp. 2036-2047, 2016, <https://doi.org/10.1080/15325008.2016.1210698>

[74] Afghoul. Hamza, Krim. Fateh, Chikouche. Djamel, Beddar. Antar, "Design and real time implementation of fuzzy switched controller for single phase active power filter," ISA Transactions, vol. 58, pp. 614-621, 2016, <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2015.07.008>.

[75] Oustaloup. Alain, "Systèmes asservis linéaires d'ordre fractionnaire," Masson Paris, 1983.

[76] Oustaloup. Alain, "La Commande CRONE," Hermes Paris, 1991.

[77] Oustaloup. Alain, "La Dérivation Non Entière," Théorie, Synthèse et Applications, Hermes Paris 1995.

[78] Bettou. Khalfa, Charef. Abdelfatah, "Optimal tuning of fractional order PID<sup>μ</sup>A controller using Particle Swarm Optimization algorithm," Conference 6th International Conference on Systems and Control (ICSC), 2017, doi:10.1109/ICoSC.2017.7958652.

[79] Villalva. Marcelo. Gradella, Gazoli. Jonas. Rafael, Filho. Ernesto. Ruppert, "Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24. no. 5, pp. 1198 - 1208, 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2013862.

[80] Hachana. Oussama, Hemsas. Kamel. Eddine, Tina. Giuseppe. Marco, Ventura. Cristina, "Comparison of different metaheuristic algorithms for parameter grid-

identification of photovoltaic cell/module,” *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, vol. 5, no. 5, pp. 053122-1-053122-18, 2013, doi:10.1063/1.4822054.

[81] Atiqah. Hamizah. Mohd. Nordin, Omar. Ahmad. Maliki, “Modeling and simulation of photovoltaic (PV) array and maximum power point tracker (MPPT) for grid-connected PV system,” *IEEE 3rd International Symposium & Exhibition in Sustainable Energy & Environment*, 2011, doi:10.1109/ISESEE.2011.5977080.

[82] Abouda. Salim, “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.

[83] Kaliamoorthy. Mysamy, Rajasekaran. Vijaikrishnaraj, “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, doi:10.1109/ICONRAEeCE.2011.6129776.

[84] Mrabti. Tarik, El Ouariachi. Mustapha, Tidhaf. Belkassem, Ka. Kassmi, Chadli. Elhassane, “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, doi:10.1109/MMCS.2009.5256678.

[85] Trishan. Efram, Patrick. Chapman, “Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques,” *IEEE Transactions On, Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 439-449, Jun. 2007, doi: 10.1109/TEC.2006.874230.

[86] Ouchen. Sabir, Betka. Achour, Abdeddaim. Sabrina, Menadi. Abdelkrim, “Fuzzy-predictive direct power control implementation of a grid connected photovoltaic system, associated with an active power filter,” *Energy Conversion and Management*, vol. 122, pp. 515-525, 2017, <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2016.06.018>.

[87] Lashab. Abderezak, Bouzid. Aissa, Snani. Hamza, “Comparative study of three MPPT algorithms for a photovoltaic system control,” *IEEE World Congress on Information Technology and Computer Applications*, pp. 1-5, 2015, doi: 10.1109/WCITCA.2015.7367039.

[88] Benlahbib. Boualam, Bouarroudj. Nouredine, Mekhilef. Saad, Abdelkrim. Tameur, Lakhdari. Abdelkader, Bouchafaa. Farid, "Fuzzy Logic Controller Based on Maximum Power Point Tracking Algorithm for Partially Shaded PV Array-Experimental," *Elektronika ir Elektrotechnika*, vol. 24, no. 4, 2018, doi: <https://doi.org/10.5755/j01.eie.24.4.21476>.

[89] Boukezata, Boualem, Chaoui. Abdelmadjid, Gaubert. Jean. Paul, Hachemi, Mabrouk, "An improved fuzzy logic control MPPT based P&O method to solve fast irradiation change problem," *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, vol. 8, 2016, <https://doi.org/10.1063/1.4960409>.

[90] Sondhi. Swati, Hote. Yogesh. Vijay, "Fractional order PID controller for load frequency control, *Energy Conversion and Management*," , vol. 85, pp. 343–353, 2014, <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2014.05.091>.

[91] Morsali. Javad, Zare. Kazem, Hagh. Mehrdad. Tarafdar, "Applying fractional order PID to design TCSC-based damping controller in coordination with automatic generation control of interconnected multi-source power system," *Engineering Science and Technology an International Journal*, vol. 20, pp. 1–17, 2016, <https://doi.org/10.1016/j.jestch.2016.06.002>

[92] Tulasichandra. Sekhar. Gorripotu, Rabindra. Kumar. Sahu, Sidhartha. Panda, "AGC of a multi-area power system under deregulated environment using redox flow batteries and interline power flow controller," *Engineering Science and Technology an International Journal*, vol. 18, no. 4, pp. 555–578, 2015, <https://doi.org/10.1016/j.jestch.2015.04.002>.

[93] Kennedy. James, Eberhar. Russel, "Particle swarm optimization," In *Proceeding of IEEE International Conference on Neural Networks*, pp. 1942–1948, 1995, doi: 10.1109/ICNN.1995.488968.

[94] Mazouz. Lakhdar, Zidi. Sid. Ahmed, Khatir. Mohamed, Benmessaoud. Tahar, Saadi. Slami, "Particle swarm optimization based PI controller of VSC-HVDC system connected to a wind farm," *International Journal of System Assurance Engineering and Management*, vol. 7, no. 1, pp. 239–246, 2016, doi: 10.1007/s13198-015-0375-1.

- [95] Saadi. Salmi, Elaguab, Guessoum. Abderezzak, Elaguab. Mohamed, Bettayeb. Maamar, "Optimizing UPFC parameters via two swarm algorithms synergy," Proceedings of the IEEE systems, signals and devices (SSD), 9th international multi-conference, Chemnitz, pp. 20-23, 2012, doi: 10.1109/SSD.2012.6197927.
- [96] Boudechiche. Ghania, Sarra. Mustapha, Aissa. Oualid, Gaubert. Jean. Paul, Benlahbib. Boualem, Lashab. Abderezzak, "Anti-Windup FOPID-based DPC for SAPF Interconnected to a PV System Tuned Using PSO Algorithm," European Journal of Electrical Engineering, vol. 22, no. 4-5, pp. 313-324-5, 2020, doi: <https://doi.org/10.18280/ejee.224-503>
- [97] AbdLatiff. Idris, Tokhi. Mohammad. Osman "Fast convergence strategy for particle swarm optimization using spread factor," IEEE Congress on Evolutionary Computation, 2009, doi: 10.1109/CEC.2009.4983280.
- [98] Oustaloup. Alain , Levron. François, Mathieu. Benoît, "Frequency-Band Complex Noninteger Differentiator: Characterization and Synthesis," IEEE transactions on circuits and Systems-I: fundamental theory and applications, vol. 47, no. 1, pp. 25-39, 2000, doi:10.1109/81.817385.
- [99] Oustaloup. Alain , Mathieu. Benoît, Lanusse. Patrick, "The CRONE control of resonant plants: Application to a flexible transmission," European, Journal of Control, vol. 1, no. 2, pp 113-121, 1995, doi:10.1016/S0947-3580(95)70014-0.
- [100] Boudechiche. Ghania, Sarra. Mustapha, Aissa. Oualid, Gaubert. Jean. Paul, "An investigation of solar active power filter based on direct power control for voltage quality and energy transfer in grid-tied photovoltaic system under unbalanced and distorted conditions," Journal of Engineering Research, vol. 9, no. 38, pp. 25-39, 2021, doi: <https://doi.org/10.36909/jer.v9i3B.9061>
- [101] Bengourina. Mohamed. Rida, Rahli. Mustefa, Saadi. Slami, "PSO based direct power control for a multifunctional grid connected photovoltaic system," International Journal of Power Electronics and Drive System, vol. 9, no. 2, pp. 610-621, 2018, doi:10.11591/ijped.v9n2.pp610-621.

**Résumé** - Cette thèse traite un réseau électrique connecté à un système photovoltaïque à travers un filtre actif de puissance parallèle pour améliorer simultanément la qualité de l'énergie en présence de charges non linéaires et en injectant la puissance photovoltaïque récoltée vers le réseau électrique. Le rejet des perturbations affectant le réseau électrique est assuré par le contrôle direct de puissance (DPC) proposée. Cette stratégie DPC exige des références de perturbation de puissance active et réactive nulles pour rejeter l'influence d'un réseau déformé ou déséquilibré en raison des harmoniques émises par la charge non linéaire. La commande DPC basée sur le régulateur proportionnel-intégral (PI) conventionnel souffre de certains problèmes dans l'état transitoire. Pour remédier à cette situation, un régulateur proportionnel-intégral-dérivateur d'ordre fractionnaire anti-wind-up (AW-FOPID) et un régulateur proportionnel-intégral-dérivateur d'ordre fractionnaire (FOPID) sont proposés.

En outre, un algorithme intelligent de suivi du point de puissance maximale (MPPT) basé sur la logique floue a été appliqué pour résoudre l'inconvénient de suivi du MPP lors de variations rapides d'irradiance. Le schéma de contrôle global est examiné par simulation sous l'environnement MATLAB/Simulink. Les résultats de simulation obtenus démontrent la faisabilité et les performances de ces stratégies de contrôle dans différentes conditions de test.

**Mots-clés** - Filtre actif de puissance shunt ; Contrôle DPC ; Rejet des perturbations ; Régulateur FOPID ; Contrôleur MPPT flou ; Régulateur AW-FOPID.

**Abstract**- This thesis deals with an electrical network connected to a photovoltaic system (PV) through a parallel active power filter for simultaneously improving the power quality in the existence of non-linear loads and injecting the PV harvested power to the power grid. The rejection of disturbances affecting the electrical network is provided by the proposed direct power control (DPC). This DPC strategy requires zero active and reactive power disturbance references to reject the influence of a degraded or distorted grid due to the harmonics emitted by the non-linear load. DPC command based on the conventional proportional-integral (PI) suffers from some shortcomings in the transient state. To overcome this situation, an anti-wind up fractional order proportional-integral-differentiator regulator (AW-FOPID) and a fractional-order proportional-integral-differentiator regulator (FOPID) are proposed. Furthermore, an intelligent algorithm for tracking the maximum power point (MPPT) based on fuzzy logic has been applied to eventually resolve the drawback of the rapidly changing weather conditions. The overall control scheme is examined by simulation using MATLAB/Simulink software. The obtained simulation results and comparative study demonstrate the feasibility and performance of these control strategies under different test.

**Keywords**- Active power filter; DPC control; Disturbance rejection; FOPID regulator; Fuzzy logic MPPT controller; AW-FOPID regulator.

**الخلاصة**- تتناول هذه الرسالة شبكة كهربائية متصلة بنظام كهروضوئي من خلال مرشح طاقة متوازي نشط، وذلك من أجل تحسين جودة الطاقة في وجود حمولات لا خطية من جهة وبعث الطاقة الكهروضوئية المتحصل عليها للشبكة الكهربائية من جهة أخرى. تفادياً لمختلف الاضطرابات التي تؤثر على الشبكة الكهربائية يتم استعمال تقنية التحكم المباشر في الطاقة (DPC). بحيث تتطلب هذه الإستراتيجية المقترحة عدم وجود مراجع مصادر لاضطراب القدرة الخاملة والفعالة وذلك للتخلص من تأثير الشبكة غير المتوازنة أو المشوهة بسبب التوافقيات المترتبة عن الحمولة اللاخطية. طريقة DPC المعتمدة أساساً على المتحكم التناسبي-التكاملي-التقليدي (PI) الذي يعاني من قصور في الحالة العابرة. لتجاوز هذه المعوقات، تم اعتماد الطريقتين المقترحتين والمتمثلتين في منظم تناسبي-تكاملي-تفاضلي ذو ترتيب كسري (AW-FOPID) مضاد للإنحواء ومنظم تناسبي-تكاملي-تفاضلي (FOPID) ذو ترتيب كسري. علاوة على ذلك، تم تطبيق خوارزمية ذكية لتتبع الحد الأقصى من الطاقة (MPPT) على أساس المنطق الضبابي لحل عيب الظروف الجوية المتغيرة بسرعة. يتم فحص مخطط التحكم الشامل عن طريق المحاكاة باستخدام برنامج ماتلاب سيمولينك. تظهر نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها جدوى وأداء إستراتيجية التحكم المعتمدة في ظل ظروف اختبار متعددة.

**الكلمات الرئيسية**- مرشح الطاقة المتوازي النشط; DPC; رفض الاضطراب; تحكم MPPT المنطق الضبابي; منظم FOPID; منظم AW-FOPID.