

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

Université Mohamed Boudiaf - M'sila  
Faculté de Technologie  
Département d'Electronique



N° D'ordre:.....

**Domaine:** Sciences et Technologies

**Filière:** Electronique

**Spécialité:** Systèmes Electro-énergétiques et Energies Renouvelables

## Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat 3<sup>ème</sup> Cycle :

### SUJET:

Approche avancée du filtrage actif et du contrôle de puissances dans  
les installations photovoltaïques interconnectées au réseau

**Présenté(e) Par:**

**Mr. AFGHOUL Hamza**

**Soutenue publiquement le:** 30/06/2016

**Devant le jury composé de:**

|                    |   |               |
|--------------------|---|---------------|
| - SAIGAA Djamel    | <b>Prof.</b> Université Mohamed Boudiaf M'sila  | Président     |
| - CHIKOUCHE Djamel | <b>Prof.</b> Université Mohamed Boudiaf M'sila  | Rapporteur    |
| - KRIM Fateh       | <b>Prof.</b> Université de Ferhat Abbes Sétif-1 | Co-rapporteur |
| - REKIOUA Toufik   | <b>Prof.</b> Université de Bejaia               | Examineur     |
| - MEZACHE Amar     | <b>Prof.</b> Université Mohamed Boudiaf M'sila  | Examineur     |
| - BOULEHBAL Sebti  | <b>MCA</b> Université de Ferhat Abbes Sétif-1   | Examineur     |

**Année Universitaire: 2015/2016**

# Dédicaces

*Aux lecteurs de cette thèse, pour qui, je l'espère, leur sera utile,*

*A la mémoire de ma mère décédée le 26 Novembre 2014,*

*A mon père, qu'ALLAH le protège,*

*A mes frères et ma sœur, merci pour vos encouragements,*

*A ma femme*

*A tous ceux qui m'ont enseigné, je vous suis très reconnaissant,*

*A Antar Beddar, merci pour tous les moments passés ensemble,*

*A tous mes amis*

# *Remerciement*

Je remercie Allah, le tout puissant, le miséricordieux, de m'avoir appris ce que j'ignorais, de m'avoir donné la santé et tout dont je necessitais pour l'accomplissement de cette thèse.

Egalement, je remercie le directeur de thèse **Prof. Djamel Chikouche** pour son encadrement, ses directives et sa disponibilité. Aussi, je le remercie pour ses encouragements, son indulgence, et sa sympathie tout au long des années de travail collectif.

Aussi, je tiens à exprimer ma profonde gratitude à **Prof. Fateh KRIM** (Professeur à l'université de Ferhat Abbas Sétif-1) co-directeur de ma thèse, pour m'avoir confié et dirigé ce projet, qu'il trouve ici l'expression de mon respect et ma profonde reconnaissance.

En outre, je remercie **Prof. Djamel Saigaa**, président du jury, qui m'a tant conseillé, aidé et guidé chaque fois que je faisais appel à lui, malgré ses nombreuses occupations.

Egalement, je remercie les membres du jury pour la pertinence de leurs remarques avisées, qui vont permettre l'amélioration de la qualité du manuscrit et l'essor vers de nouvelles perspectives.

Mes remerciements vont également à Monsieur **Toufik Rekioua**, **Professeur** à l'université de Bejaïa pour avoir accepté de participer au jury de cette thèse.

Mes remerciements vont également à Monsieur **Amar Mezache**, **Professeur** à l'université de Mohamed Boudiaf M'sila pour avoir accepté de participer au jury de cette thèse.

Mes remerciements vont également à Monsieur **Sebti Boulehal**, **Maître de conférences (A)** à l'université de Ferhat Abbas Sétif-1 pour avoir accepté de participer au jury de cette thèse.

Ma gratitude s'exprime pareillement pour **Mr. Badreddine Babes**, ingénieur de laboratoire dans l'université de Ferhat Abbas Sétif-1 pour son aide durant le travail expérimental au sein du laboratoire des énergies renouvelables et d'avoir sacrifié du temps de ses vacances pour la mise en marche du banc d'essais. Je tiens aussi à remercier infiniment le doyen de la faculté de technologie, le chef de département d'électrotechnique et le directeur du laboratoire des énergies renouvelables de l'université de Ferhat Abbas Sétif-1 de m'avoir autorisé à travailler au sein du laboratoire.

# *Symboles et Acronymes*

## **Symboles**

|                          |   |
|--------------------------|---|
| $C$                      | Capacité du condensateur du bus continu                                     |
| $D$                      | Puissance déformante  |
| $f_s$                    | Fréquence d'échantillonnage   |
| $I_1, I_h$               | Valeurs efficaces du courant fondamental et du courant harmonique de rang h |
| $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$ | Courants débités par le réseau  |
| $L_{sa}, R_{sa}$         | Inductance et résistance de la source de la phase (a)                       |
| $L_{fa}, R_{fa}$         | Inductance et résistance du FAP de la phase (a)                             |
| $L_{cha}$                | Inductance du redresseur de la phase (a)                                    |
| $P$                      | Puissance active  |
| $P^*, Q^*$               | Référence de la puissance active et réactive                                |
| $Q$                      | Puissance réactive  |
| $s$                      | Variable de Laplace   |
| $S$                      | Puissance apparente   |
| $S_a, S_b, S_c$          | Signaux de commande des interrupteurs de puissance                          |
| $T_s$                    | Période d'échantillonnage   |
| $V_{dc}$                 | Tension du bus continu  |
| $V_{dc}^*$               | Tension du bus continu de référence   |
| $V_1, V_h$               | Valeurs efficaces de la tension fondamentale et de l'harmonique de rang h   |
| $V_{eff}, I_{eff}$       | Tension et courant efficace   |
| $v_a, v_b, v_c$          | Tensions simples à l'entrée du pont redresseur                              |
| $e_a, e_b, e_c$          | Tensions simples du réseau  |
| $\alpha$                 | Ordre d'intégration   |

|                     |  |
|---------------------|--|
| $\alpha - \beta$    | Repère stationnaire  |
| $\theta$            | Position du vecteur de tension dans le repère stationnaire |
| $\theta_i$          | Secteur numéro i   |
| $\omega$            | Pulsation fondamentale du réseau                           |
| $\varepsilon$       | Ecart de réglage (erreur)                                  |
| $\Delta\varepsilon$ | Variation de l'écart de réglage                            |

## Acronymes

|               |  |
|---------------|--|
| <b>D</b>      | Puissance déformante   |
| <b>DCC</b>    | <b>D</b> irect <b>C</b> urrent <b>C</b> ontrol                                   |
| <b>DC/DC</b>  | Conversion continue-continue   |
| <b>DPC</b>    | <b>D</b> irect <b>P</b> ower <b>C</b> ontrol                                     |
| <b>DTC</b>    | <b>D</b> irect <b>T</b> orque <b>C</b> ontrol                                    |
| <b>EPV</b>    | <b>E</b> mulateur <b>P</b> hotovoltaïque   |
| <b>FAP</b>    | <b>F</b> iltre <b>A</b> ctif de <b>P</b> uissance                                |
| <b>FO-DPC</b> | <b>F</b> ractional <b>O</b> der <b>D</b> irect <b>P</b> ower <b>C</b> ontrol     |
| <b>FO-DCC</b> | <b>F</b> ractional <b>O</b> der <b>D</b> irect <b>C</b> urrent <b>C</b> ontrol   |
| <b>FO-IP</b>  | <b>F</b> ractional <b>O</b> der <b>I</b> ntegral <b>P</b> roportional controller |
| <b>FO-PI</b>  | <b>F</b> ractional <b>O</b> der <b>P</b> roportional <b>I</b> ntegral controller |
| <b>FP</b>     | Facteur de puissance   |
| <b>FSC</b>    | <b>F</b> uzzy <b>S</b> witched <b>C</b> ontroller                                |
| <b>FT</b>     | <b>F</b> onction de <b>T</b> ransfert  |
| <b>GPV</b>    | <b>G</b> énérateur <b>P</b> hotovoltaïque  |
| <b>h</b>      | Rang de l'harmonique   |
| <b>IGBT</b>   | <b>I</b> nsulated <b>G</b> ate <b>B</b> ipolar <b>T</b> ransistor                |
| <b>InCond</b> | <b>I</b> ncremental <b>C</b> onductance  |
| <b>IP</b>     | <b>I</b> ntegral <b>P</b> roportional controller                                 |
| <b>MLI</b>    | <b>M</b> odulation de la <b>L</b> argeur d' <b>I</b> mpulsions                   |

|                |   |
|----------------|---|
| <b>MPP</b>     | <b>Maximum Power Point</b>              |
| <b>MPPT</b>    | <b>Maximum Power Point Tracking</b>     |
| <b>P</b>       | Puissance active                        |
| <b>PI</b>      | <b>Proportional Integral controller</b> |
| <b>P&amp;O</b> | <b>Perturbation and Observation</b>     |
| <b>PLL</b>     | <b>Phase Locked Loop</b>                |
| <b>PWM</b>     | <b>Pulse Width Modulation</b>           |
| <b>Q</b>       | Puissance réactive                      |
| <b>S</b>       | Puissance apparente                     |
| <b>THD</b>     | <b>Total Harmonic Distortion</b>        |
| <b>SFC</b>     | <b>Switched Fractional Controller</b>   |

# *Table de matières*

|  |    |
|--|----|
| <b>Introduction générale</b> .....   | 1  |
| <b><i>Chapitre 1 : Dépollution harmonique et filtrage actif de puissance</i></b>     |    |
| <b>1.1 Introduction</b> .....  | 7  |
| <b>1.2 Définitions des puissances électriques</b> .....                              | 8  |
| <b>1.2.1 Introduction</b> .....  | 8  |
| <b>1.2.2 Définition générale des puissances</b> .....                                | 8  |
| <b>1.2.2.1 Définition de Budeanu</b> .....   | 8  |
| <b>1.2.2.2 Puissance instantanée</b> .....   | 9  |
| <b>1.2.2.3 Puissance active</b> .....  | 10 |
| <b>1.2.2.4 Puissance réactive</b> .....  | 10 |
| <b>1.2.2.5 Puissance apparente (VA)</b> .....  | 11 |
| <b>1.2.2.5.1 Puissance apparente arithmétique <math>S_A</math></b> .....             | 11 |
| <b>1.2.2.5.2 Puissance apparente vectorielle</b> .....                               | 11 |
| <b>1.2.3 Définition de Depenbrock and Emanuel</b> .....                              | 13 |
| <b>1.3 Problématique des harmoniques</b> .....                                       | 15 |
| <b>1.3.1 Sources des harmoniques et leurs effets</b> .....                           | 16 |
| <b>1.3.2 Caractérisation des harmoniques</b> .....                                   | 17 |
| <b>1.3.2.1 Taux Harmonique de Rang h</b> .....                                       | 17 |
| <b>1.3.2.2 Taux Global de Distorsion Harmonique</b> .....                            | 17 |
| <b>1.3.2.3 Facteur de puissance FP</b> .....   | 18 |
| <b>1.3.2.4 Facteur de crête</b> .....  | 18 |
| <b>1.4 Normes standards pour limiter les harmoniques de courant et tension</b> ..... | 19 |
| <b>1.5 Solution de Compensation</b> .....  | 21 |
| <b>1.5.1 Filtres passifs</b> .....   | 22 |
| <b>1.5.1.1 Principe</b> .....  | 22 |
| <b>1.5.1.2 les types de filtres passifs</b> .....                                    | 23 |
| <b>1.5.1.3 Avantages et inconvénients des filtres passifs</b> .....                  | 25 |
| <b>1.5.2 Filtres actifs</b> .....  | 26 |
| <b>1.5.2.1 Etat de l'art des filtres actifs</b> .....                                | 26 |
| <b>1.5.2.2 Différentes topologies des FAPs</b> .....                                 | 27 |

1.5.2.3 Avantages et les inconvénients des filtres actifs .....33  
 1.6 Conclusion.....33  
 1.7 Références du chapitre 1.....34

*Chapitre 2 : Techniques de commande et régulation des filtres actifs*

2.1 Introduction .....38  
 2.2 Etude de la partie puissance des filtres actifs de puissance.....39  
     2.2.1 Onduleur de tension.....40  
     2.2.2 Elément de stockage de l'énergie.....42  
     2.2.3 Filtre de sortie.....42  
 2.3 Stratégies de commande du filtre actif de puissance.....43  
 2.4 Commande directe en courant pour FAP monophasé .....44  
     2.4.1 Boucle Interne de courant.....45  
     2.4.2 Boucle externe de tension.....45  
 2.5 Commande directe de puissance.....46  
     2.5.1 Etat de l'art de la DPC.....46  
     2.5.2 DPC classique.....46  
     2.5.3 Calcul des puissances instantanées.....47  
     2.5.4 Contrôleurs à hystérésis.....48  
     2.5.5 Choix du secteur.....48  
     2.5.6 Table de commutation.....49  
     2.5.7 Contrôle de la tension du bus continu utilisant le régulateur conventionnel PI.....50  
 2.6 Régulation du bus continu du FAP triphasé.....51  
     2.6.1 Le régulateur PI conventionnel.....52  
     2.6.2 Le régulateur IP conventionnel.....53  
     2.6.3 Les régulateurs fractionnaires.....55  
         2.6.3.1 Etat de l'art du calcul fractionnaire et des régulateurs PID d'ordre fractionnaire..55  
         2.6.3.2 Régulateur PI et IP d'ordre fractionnaire.....56  
         2.6.3.3 Calcul des paramètres des régulateurs FO-PI et FO-IP.....58  
         2.6.3.4 Approximation par la méthode d'Oustaloup.....59  
     2.6.5 Régulateur proposé à structure à commutateur conventionnel.....61  
         2.6.5.1 Structure.....62  
         2.6.5.2 Lois de commutation.....63  
     2.6.6 Régulateur proposé à structure à commutateur flou.....63

|         |   |     |
|---------|---|-----|
| 2.6.6.1 | Structure.....  | 63  |
| 2.6.6.2 | lois de commutation basées sur un contrôleur flou réduit.....   | 64  |
| 2.7     | Simulation de l'ensemble du système de compensation.....  | 66  |
| 2.7.1   | Simulation en monophasé sous Matlab/Simulink.....   | 66  |
| 2.7.1.1 | Comportement du FAP monophasé en régime permanent utilisant la technique DCC.....                                   | 66  |
| 2.7.1.2 | Comportement du FAP en régime dynamique utilisant la technique DCC avec les régulateurs conventionnel PI et IP..... | 70  |
| 2.7.1.3 | Comportement du FAP en régime dynamique utilisant la technique DCC avec les régulateurs d'ordre fractionnaire.....  | 71  |
| 2.7.1.4 | Comportement du FAP en régime dynamique utilisant la technique DCC avec commutateur conventionnel et flou.....      | 71  |
| 2.7.2   | Simulation du système triphasé.....   | 75  |
| 2.7.2.1 | Comportement statique du FAP.....   | 76  |
| 2.7.2.2 | Comportement dynamique du FAP avec la technique DPC.....  | 79  |
| 2.7.2.3 | Comportement dynamique du FAP avec la technique FO-DPC.....   | 80  |
| 2.8     | Validation expérimentale des techniques de commande du FAP.....   | 81  |
| 2.8.1   | Présentation de la plate-forme expérimentale.....   | 81  |
| 2.8.2   | Validation du système de compensation monophasé.....  | 85  |
| 2.8.3   | Validation du système de compensation triphasé.....   | 92  |
| 2.8.3.1 | Validation du système de compensation triphasé (INESC).....   | 92  |
| 2.8.3.2 | Validation du système de compensation triphasé.....   | 94  |
| 2.9     | Conclusion.....   | 99  |
| 2.10    | Références du chapitre 2 .....  | 100 |

***Chapitre 3 : Système photovoltaïque***

|         |  |     |
|---------|--|-----|
| 3.1     | Introduction .....   | 106 |
| 3.2     | Généralité et présentation .....                                     | 107 |
| 3.3     | Générateur PV .....  | 109 |
| 3.3.1   | Cellules PV.....   | 109 |
| 3.3.1.1 | Modèle d'un circuit électrique équivalent d'une cellule PV.....      | 111 |
| 3.3.1.2 | Caractéristiques électriques des cellules photovoltaïques.....       | 112 |
| 3.3.2   | Modules PV.....  | 115 |
| 3.3.2.1 | Modèle du circuit électrique équivalent d'un module PV.....          | 115 |
| 3.3.2.2 | Modèle du circuit électrique équivalent à partir d'un Datasheet..... | 116 |

|   |     |
|---|-----|
| 3.3.2.3 Effets des paramètres du modèle équivalent sur les caractéristiques PV..... | 118 |
| 3.3.3 Ensoleillement PV.....  | 121 |
| 3.4 Etage d'adaptation.....   | 123 |
| 3.4.1 Convertisseur élévateur (hacheur Boost).....                                  | 123 |
| 3.4.2 Modèle mathématique équivalent.....   | 124 |
| 3.5 Algorithmes de calcul du point de puissance maximum.....                        | 125 |
| 3.5.1 MPPT classiques.....  | 126 |
| 3.5.1.1 Algorithme de perturbation et observation (P&O).....                        | 126 |
| 3.5.1.2 Technique de l'incrémentation de la conductance (InCond).....               | 128 |
| 3.5.2 MPPT avancées.....  | 130 |
| 3.5.2.1 Contrôleur MPPT flou.....   | 131 |
| 3.5.2.2 Commande MPPT par mode glissant.....  | 135 |
| 3.6 Résultats de simulation et comparaison.....                                     | 142 |
| 3.6.1 Description du système PV.....  | 142 |
| 3.6.2 Caractéristique du GPV.....   | 143 |
| 3.6.3 Résultats de simulation pour différentes MPPT.....                            | 143 |
| 3.6.3.1 Conditions standards.....   | 143 |
| 3.6.3.2 Profil variable d'irradiation.....  | 145 |
| 3.6.3.3 Profil variable de température.....   | 146 |
| 3.6.3.4 Comparaison et interprétation.....  | 147 |
| 3.7 Conclusion.....   | 148 |
| 3.8 Références du chapitre 3 .....  | 148 |

***Chapitre 4 : Système de compensation alimenté par un générateur  
photovoltaïque***

|  |     |
|--|-----|
| 4.1 Introduction .....   | 154 |
| 4.2 Normes et standards .....                                    | 155 |
| 4.3 Etude de la partie puissance du FAP alimenté par un GPV..... | 155 |
| 4.3.1 Présentation du système global.....                        | 155 |
| 4.3.2 Description des éléments du système global.....            | 156 |
| 4.3.2.1 Réseau électrique.....                                   | 156 |
| 4.3.2.2 Charge non-linéaire.....                                 | 158 |
| 4.3.2.3 Onduleur de tension.....                                 | 159 |

---

|   |         |
|---|---------|
| <b>4.3.2.4</b> Convertisseur Boost DC-DC.....   | 160     |
| <b>4.3.2.5</b> Générateur photovoltaïque.....   | 160     |
| <b>4.3.2.6</b> Instrument de mesure.....  | 165     |
| <b>4.4</b> Stratégies de commande et de maximisation.....   | 166     |
| <b>4.4.1</b> Commande DCC.....  | 166     |
| <b>4.4.2</b> Technique InCond.....  | 166     |
| <b>4.4.3</b> PLL.....   | 167     |
| <b>4.5</b> Simulation de l'ensemble du système de compensation alimenté par un GPV.....                             | 167     |
| <b>4.5.1</b> Comportement d'un GPV raccordé à un FAP en régime permanent pour plusieurs<br>niveaux d'éclairage..... | 167     |
| <b>4.5.2</b> Régime dynamique.....  | 175     |
| <b>4.5.3</b> Sans charge polluante.....   | 181     |
| <b>4.6</b> Validation expérimentale de la simulation du système global.....   | 183     |
| <b>4.6.1</b> Panneaux PV réels.....   | 184     |
| <b>4.6.2</b> Emulateur PV.....  | 188     |
| <b>4.6.3</b> Système global à vide.....   | 194     |
| <b>4.7</b> Conclusion.....  | 196     |
| <b>4.8</b> Références du chapitre 4 .....   | 197     |
| <br><b>Conclusion générale</b> .....  | <br>199 |

---

# **Introduction générale**

---

---

# Introduction générale

---

Les systèmes électriques dans la plupart des pays développés (tout particulièrement en Europe et aux États-Unis) sont en train de subir d'importants changements. Ces changements sont le résultat de la libéralisation du marché de l'électricité et de l'augmentation des énergies renouvelables dans le mix énergétique. La topologie du système électrique n'a pas changé depuis le XXème siècle (production, transport et distribution). Cette architecture centralisée répond le mieux aux contraintes de cette époque, elle garantissait aussi un développement rapide du réseau et une bonne qualité de fourniture. Cependant, depuis ces dernières années, ce système commence à être remis en question afin de permettre une large libéralisation du marché de l'électricité et une augmentation de la part des générateurs d'électricité à base d'énergies renouvelables tout en maintenant constante la qualité de l'énergie fournie aux consommateurs.

Ces dernières décennies, l'humanité a commencé à s'intéresser aux problèmes écologiques, provoqués par des sources énergétiques traditionnelles, qui sont très inquiétants; car l'environnement est menacé par la pollution et l'effet de serre ; où le climat change et changera. La température globale augmentera jusqu'à 5.18°C au cours du siècle à venir. La plupart des états ont adopté des résolutions visant à réduire les émissions de gaz polluants (comme le protocole de Kyoto, la stratégie « Europe 20-20-20 » et autres). Il va en résulter de cela une plus grande augmentation de la production décentralisée d'électricité. Cette dernière peut être désignée sous le terme de génération d'électricité décentralisée.

La production d'énergie reste stratégique sur le long terme, ainsi, la consommation énergétique mondiale augmente d'environ 2% par an alors que l'on est

confronté à une réduction des ressources primaires fossiles. Les énergies renouvelables telles que l'énergie éolienne, l'énergie solaire, l'énergie hydroélectrique et la biomasse devront jouer un rôle de plus en plus important. La filière étudiée dans cette thèse est l'énergie solaire photovoltaïque. L'énergie PV est en forte croissance depuis quelques années car c'est une source inépuisable, non polluante pour l'environnement, silencieuse et non dérangeante pour les riverains.

Les réseaux de distribution d'énergie électrique peuvent être associés à un générateur photovoltaïque (GPV). Cette source permet de couvrir la demande énergétique du consommateur de manière économique et remplacer les sources centralisées qui menacent l'aspect environnemental de notre planète.

Le GPV peut être introduit dans plusieurs applications. Par exemple, ce GPV utilisé dans les sites isolés où il n'y a aucune autre source d'énergie pouvant produire une puissance nécessaire avec des caractéristiques de tension bien précises comme l'amplitude et la fréquence. Dans les autres cas, le GPV doit travailler de manière complémentaire avec les autres sources d'énergie raccordées au réseau électrique fournissant juste une partie de la puissance demandée. Il est donc possible de classer le GPV comme générateur autonome et générateur raccordé au réseau. Le GPV autonome est utilisé dans les applications isolées et généralement accompagné d'un système de stockages tels que les batteries. Alors, ce système alimente une charge où une partie de l'énergie va être stockée dans les accumulateurs pour assurer un certain niveau d'autonomie durant l'absence de l'irradiation solaire. Le GPV raccordé au réseau peut produire et injecter une puissance vers le réseau en réduisant la consommation à partir du réseau électrique de distribution.

Typiquement, les convertisseurs de puissance (DC-DC et DC-AC) sont utilisés pour interfacier les GPV avec le réseau électrique. Ces convertisseurs sont commandés en utilisant la commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI) pour injecter, avec un facteur de puissance unitaire, des courants sinusoïdaux dans le réseau électrique avec un faible niveau de distorsion. Malheureusement, les interactions indésirables surviennent lorsque les convertisseurs de puissance sont raccordés au réseau de distribution déjà distordu par des charges polluantes.

Les équipements industriels et domestiques utilisent de plus en plus de circuits électroniques ayant un comportement non-linéaire. Ils engendrent, dans les réseaux de distribution, des courants non-sinusoïdaux provoquant des effets nocifs. Le travail proposé

s'intéresse au rejet de ces perturbations harmoniques à l'aide d'un filtre actif comprenant un onduleur pour lequel il est nécessaire d'effectuer l'identification des harmoniques.

Alors, les objectifs de cette thèse consistent donc à :

- Développer un système de compensation intelligent à base de techniques avancées permettant à la fois un filtrage actif et un contrôle des puissances active et réactive du réseau interconnecté à une installation photovoltaïque, suivant les conditions climatiques et d'ensoleillement, et les besoins énergétiques des charges.
- Etudier le comportement dynamique d'un GPV raccordé à un réseau électrique de basse tension via un filtre actif de puissance durant les régimes transitoires, en particulier les changements de la charge et de l'éclairage.
- Proposer des solutions innovantes dans les algorithmes de commande du système (FAP/GPV), en particulier développer des régulateurs conventionnels, fractionnaires et combinant les deux types pour une bonne régulation du bus continu afin d'assurer la stabilité de ce dernier.

Pour réaliser les objectifs proposés, la technique de commande en courant (DCC) par hystérésis est utilisée dans le domaine de l'électronique de puissance. Elle consiste à élaborer le signal de MLI directement à partir de la grandeur à contrôler, par des décisions de type tout ou rien. La technique DCC est destinée à contrôler le FAP monophasé. Les avantages de la DCC sont la très grande simplicité, la robustesse et le temps de réponse minimal aux perturbations, ce qui explique la grande utilisation de ce genre de commande dans divers domaines d'applications. Cependant, l'inconvénient majeur est l'absence de contrôle de la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance qui présente une forte variation surtout dans le cas des systèmes triphasés accompagnés des interactions entre les phases. Pour éviter ce dernier inconvénient, la technique de commande directe en puissance (DPC) sera utilisée. La DPC est très utile dans le cas d'un système triphasé car le nombre des capteurs de courant et de tension est réduit par rapport aux autres techniques de commande.

A ce stade, les travaux présentés dans cette thèse de doctorat visent à développer des techniques de commande avancées qui permettent de surmonter les inconvénients inhérents à ces techniques de commande (DCC et DPC) afin d'avoir de bonnes performances. Ces travaux sont orientés vers la boucle de régulation du bus continu car le GPV n'offre pas une tension continue constante.

Pour garantir une poursuite du point de puissance maximum, plusieurs techniques de MPPT classiques tels que la perturbation et l'observation (P&O) et l'incrémentation de la conductance (InCond) et autres techniques avancées à base de la logique floue et du mode glissant ont été détaillées afin de choisir l'InCond qui combine entre le coût d'implantation, la simplicité et l'efficacité pour le cas d'un GPV raccordé au réseau électrique via un FAP.

Cette thèse se compose de quatre chapitres qui se résument comme suit :

**Le premier chapitre** présente la problématique des harmoniques, leurs origines, leurs conséquences et la réglementation. On termine ce chapitre par la présentation des différentes solutions, traditionnelles et modernes de dépollution harmonique afin de choisir le filtre actif parallèle comme solution de compensation.

**Le deuxième chapitre** décrit la modélisation du FAP monophasé et triphasé et l'analyse des deux techniques de commandes utilisées. La première technique est la commande directe en courant (DCC) qui sera destinée au FAP monophasé. Cette technique se compose d'une boucle interne de courant et une boucle externe de tension où des améliorations de la régulation de la tension du bus continu ont été apportées, en intégrant des régulateurs PI conventionnels puis des régulateurs PI d'ordre fractionnaire et enfin des régulateurs proposés qui combinent les deux types précédents dans un seul régulateur qui commute entre eux par un commutateur classique ou à base de la logique floue. La deuxième technique s'appelle la commande directe de puissance (DPC). Cette technique est destinée au FAP triphasé en raison du nombre réduit des capteurs utilisés dans la réalisation expérimentale. Aussi, un régulateur PI conventionnel et un autre d'ordre fractionnaire ont été intégrés dans la boucle externe de régulation. Ensuite, des tests de simulation ont été faits pour vérifier les améliorations dans le régime dynamique et permanent afin de valider les résultats obtenus expérimentalement à l'aide d'un environnement dSPACE.

**Le troisième chapitre** traite spécifiquement le GPV ; son principe est détaillé, caractérisé et modélisé en vue d'une utilisation dans un système de gestion énergétique. Ensuite, nous étudions les différentes techniques de poursuite du point de puissance maximale (MPPT) conventionnelles (P&O et InCond) et intelligentes (à base de la logique floue et le mode glissant). Enfin, une étude comparative de simulation de ces techniques MPPT a été faite pour tirer les avantages et les inconvénients de chaque MPPT.

**Le quatrième chapitre** est consacré au raccordement du GPV au réseau électrique via un filtre actif de puissance triphasé. Tout d'abord, une présentation du circuit de

puissance a été introduite. Ensuite, le choix de la commande FO-DCC pour contrôler le FAP et la technique InCond pour la maximisation de l'énergie PV à partir du GPV a été justifié. Un banc d'essai expérimental sera utilisé pour tester les algorithmes de gestion développés en mettant en œuvre du matériel réel au travers de l'utilisation d'une simulation en temps réel.

Ce travail se termine donc par des conclusions générales et des perspectives ouvertes par les solutions proposées.

---

# Chapitre 1

---

---

***Chapitre 1 : Dépollution harmonique et filtrage  
actif de puissance***

---

*Ce chapitre vise à introduire la problématique des harmoniques dans les réseaux électriques de distribution et les différents moyens de dépollution. Nous commençons par deux définitions des puissances électriques (Budeanu, Depenbrock et Emanuel). Nous présentons une étude des harmoniques issues des charges non-linéaires. Ensuite, nous caractérisons ces distorsions et examinons les effets et les normes imposées par les organisations internationales. Enfin, nous présentons les différentes solutions traditionnelles à base des filtres passifs et les solutions modernes de compensation qui font appel aux filtres actifs de puissance (FAP).*

### *Sommaire*

|  |    |
|--|----|
| 1.1 Introduction .....   | 7  |
| 1.2 Définitions des puissances électriques .....                                 | 8  |
| 1.3 Problématiques des harmoniques.....  | 15 |
| 1.4 Normes standards pour limiter les harmoniques de courant et de tension ..... | 19 |
| 1.5 Solutions de compensation .....  | 21 |
| 1.6 Conclusion.....  | 33 |
| 1.7 Références du chapitre 1.....  | 34 |

## 1.1 Introduction

L'objectif des réseaux électriques est de générer des ondes de tension purement sinusoïdales, avec une fréquence fondamentale égale à 50 Hz (en Algérie), aux consommateurs. Toutefois, l'utilisation croissante des équipements de puissance tend à augmenter le niveau des distorsions harmoniques. La nécessité de réduire ces distorsions dans les systèmes électriques justifie l'intérêt des chercheurs dans le domaine de qualité d'énergie [1].

Le problème principal de la qualité d'énergie produit par les systèmes électriques est la présence de courants harmoniques injectés dans le réseau par les charges non-linéaires [2].

Récemment, les charges conventionnelles ont été substituées par des circuits électroniques sophistiqués. De plus les charges linéaires ou conventionnelles possèdent une impédance constante et une onde de courant de même forme que la tension appliquée contrairement aux charges non-linéaires ne présentant pas une impédance constante dans l'installation globale [3].

Par exemple, les moteurs AC, utilisés partout dans le domaine industriel, sont équipés de variateurs de vitesse afin de faciliter la commande et économiser l'énergie. En outre, les charges non-linéaires les plus ordinaires dans l'industrie sont les convertisseurs statiques de puissance comme les cyclo-convertisseurs et les redresseurs, mais aussi plusieurs autres charges comme les fours à arc, les circuits magnétiques, les postes de soudure, qui consomment des courants distordus. Dans la vie quotidienne, les TVs, les micro-ordinateurs, les imprimantes et les climatiseurs peuvent être considérés aussi comme des charges non-linéaires [3]. Tous ces systèmes offrent un peu de confort pour améliorer l'efficacité d'usage de l'énergie électrique aux dépens de problèmes inévitables causés par la dégradation de la qualité d'énergie au niveau de la distribution ou de la transmission [2].

Ces courants non-sinusoïdaux, ou bien harmoniques, entraînent la déformation des ondes de tension du réseau et affectent toutes les autres charges connectées à la même ligne. Plusieurs effets indésirables des harmoniques de courant/tension dans le système de distribution ou de transmission d'énergie sont présentés dans la référence [4]. Parmi eux, nous citons l'augmentation de la valeur efficace des courants et des pertes, l'échauffement dans les transformateurs et les moteurs, les erreurs de mesure, la destruction des condensateurs liée à la résonance qui représente le problème le plus connu des harmoniques [2].

Les organismes de régulation redoublent les efforts pour définir des normes qui limitent la distorsion harmonique dans les systèmes électriques [1].

## 1.2 Définitions des puissances électriques

### 1.2.1 Introduction

Les définitions des puissances électriques (puissance active, réactive et apparente) ne correspondent pas aux conditions d'existence des harmoniques et de déséquilibre. En conséquence, plusieurs définitions des puissances électriques sont proposées dans les domaines temporels et fréquentiels afin d'éviter ces problèmes [5]. Deux techniques principales sont proposées et étudiées brièvement dans ce chapitre pour une meilleure compréhension des définitions des puissances électriques dans différentes situations. Nous présentons une définition générale des puissances basée sur les concepts de Budeanu et Deponbrock.

### 1.2.2 Définition générale des puissances

Budeanu a établi la définition commune, utilisant les puissances pour une analyse dans le domaine fréquentiel, qui peut s'appliquer à une analyse en régime permanent. Par conséquent en régime permanent, les courants et tensions peuvent être décomposés en série de Fourier afin de déterminer les harmoniques et les caractéristiques du système comme les puissances et les facteurs de puissance [5].

#### 1.2.2.1 Définition de Budeanu

Budeanu introduit la définition de quatre types de puissance pour le cas du monophasé, la puissance apparente ( $S$ ), la puissance active ( $P$ ), la puissance réactive ( $Q$ ) et la puissance déformante ( $D$ ).

Pour le monophasé, Budeanu donne les définitions suivantes :

La puissance apparente  $S$  :

$$S = VI = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} V_k^2} \times \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_k^2} \quad (1.1)$$

La puissance active  $P$  :

$$P = \sum_{k=1}^{\infty} P_k = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} V_k I_k \cos \varphi_k} \quad (1.2)$$

La puissance réactive  $Q$  :

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} Q_k = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} V_k I_k \sin \varphi_k} \quad (1.3)$$

$V_k$  : Tension d'ordre  $k$ .

$I_k$  : Courant d'ordre  $k$ .

La puissance déformante  $D$  :

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (1.4)$$

Pour les systèmes triphasés les définitions des puissances sont présentées au prochain paragraphe.

### 1.2.2.2 Puissance instantanée

Cette définition dans le domaine temporel est commune à toutes les définitions, avec le watt comme unité. On remarque que cette puissance est différente de la puissance active dans le domaine fréquentiel qui est la moyenne de la puissance instantanée durant une période.

Dans le système triphasé avec 3 ou 4 fils, les tensions et courants instantanés sont exprimés par les vecteurs suivants :

$$v = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad i = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$v_k$  : Tension entre phase et neutre.

$i_k$  : Courant de phase.

La puissance active instantanée est définie par la relation suivante :

$$p = \vec{v} \cdot \vec{i} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (1.6)$$

Pour un système triphasé équilibré où  $i_a + i_b + i_c = 0$ , il est possible de prendre une des tensions comme référence et obtenir les équations suivantes :

$$p = (v_a - v_b) i_a + (v_b - v_c) i_b + (v_c - v_b) i_c \quad (1.7)$$

$$p = v_{ab}i_a + v_{cb}i_c = v_{ac}i_a + v_{bc}i_b = v_{ba}i_b + v_{ca}i_c \quad (1.8)$$

Où  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  et  $v_{ca}$  sont les tensions instantanées entre les lignes.

### 1.2.2.3 Puissance active

La puissance active est déterminée par la moyenne de la puissance instantanée durant une période  $T$ .

$$P = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} v_r i_r dt \quad r = a, b, c \quad (1.9)$$

Les tensions entre la ligne et le neutre sont exprimées comme suit :

$$v_r = \sqrt{2} \sum_{h=1}^n V_{rh} \sin(h\omega t + \alpha_h \pm 120^\circ h) \quad r = a, b, c \quad (1.10)$$

Les courants de ligne ont une relation similaire :

$$i_r = \sqrt{2} \sum_{h=1}^n I_{rh} \sin(h\omega t + \alpha_h \pm 120^\circ h) \quad r = a, b, c \quad (1.11)$$

$V$  et  $I$  sont les valeurs efficaces ou rms.

Dans le cas général, dans le domaine fréquentiel en utilisant la série de Fourier, les tensions et courants sont décomposés selon leur valeur efficace et la puissance active est exprimée par la relation suivante :

$$\begin{aligned} P &= \sum V_k I_k \cos(\theta_k) = \\ &= V_{1d} I_{1d} \cos(\theta_{1d}) + V_{2d} I_{2d} \cos(\theta_{2d}) + V_{3d} I_{3d} \cos(\theta_{3d}) + \dots \\ &\quad + V_{1r} I_{1r} \cos(\theta_{1r}) + V_{2r} I_{2r} \cos(\theta_{2r}) + \dots \end{aligned} \quad (1.12)$$

Où  $d$ ,  $r$ ,  $o$  sont des indices pour une séquence directe, inverse et zéro.

### 1.2.2.4 Puissance réactive

La puissance réactive est définie par l'expression suivante :

$$\begin{aligned} Q &= \sum V_k I_k \sin(\theta_k) = \\ &= V_{1d} I_{1d} \sin(\theta_{1d}) + V_{2d} I_{2d} \sin(\theta_{2d}) + V_{3d} I_{3d} \sin(\theta_{3d}) + \dots \\ &\quad + V_{1r} I_{1r} \sin(\theta_{1r}) + V_{2r} I_{2r} \sin(\theta_{2r}) + \dots \\ &\quad + V_{1o} I_{1o} \sin(\theta_{1o}) + V_{2o} I_{2o} \sin(\theta_{2o}) + \dots \end{aligned} \quad (1.13)$$

### 1.2.2.5 Puissance apparente (VA)

On peut définir deux puissances apparentes :

#### 1.2.2.5.1 Puissance apparente arithmétique $S_A$

Cette définition constitue une extension de la puissance apparente de Budeanu pour les systèmes monophasés.  $S_A$  est la somme des amplitudes de la puissance apparente de chaque phase.

$$S_a = \sqrt{P_a^2 + Q_a^2 + D_a^2} \quad (1.14)$$

$$S_b = \sqrt{P_b^2 + Q_b^2 + D_b^2} \quad (1.15)$$

$$S_c = \sqrt{P_c^2 + Q_c^2 + D_c^2} \quad (1.16)$$

La puissance apparente arithmétique est donnée par la relation suivante :

$$S_A = S_a + S_b + S_c \quad (1.17)$$

On obtient donc le facteur de puissance :

$$PF_A = P/S_A \quad (1.18)$$

La puissance déformante  $D$  de Budeanu (VAR) est exprimée comme suit :

$$D = \sqrt{S_A^2 - P^2 - Q^2} \quad (1.19)$$

#### 1.2.2.5.2 Puissance apparente vectorielle

$S_V$  est déterminée par la somme des vecteurs de la puissance apparente de chaque phase.

$$\vec{s}_V = \vec{s}_a + \vec{s}_b + \vec{s}_c \quad (1.20)$$

$$|S_V| = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (1.21)$$

Avec :

$$P = P_a + P_b + P_c \quad (1.22)$$

$$Q = Q_a + Q_b + Q_c \quad (1.23)$$

$$D = D_a + D_b + D_c \quad (1.24)$$

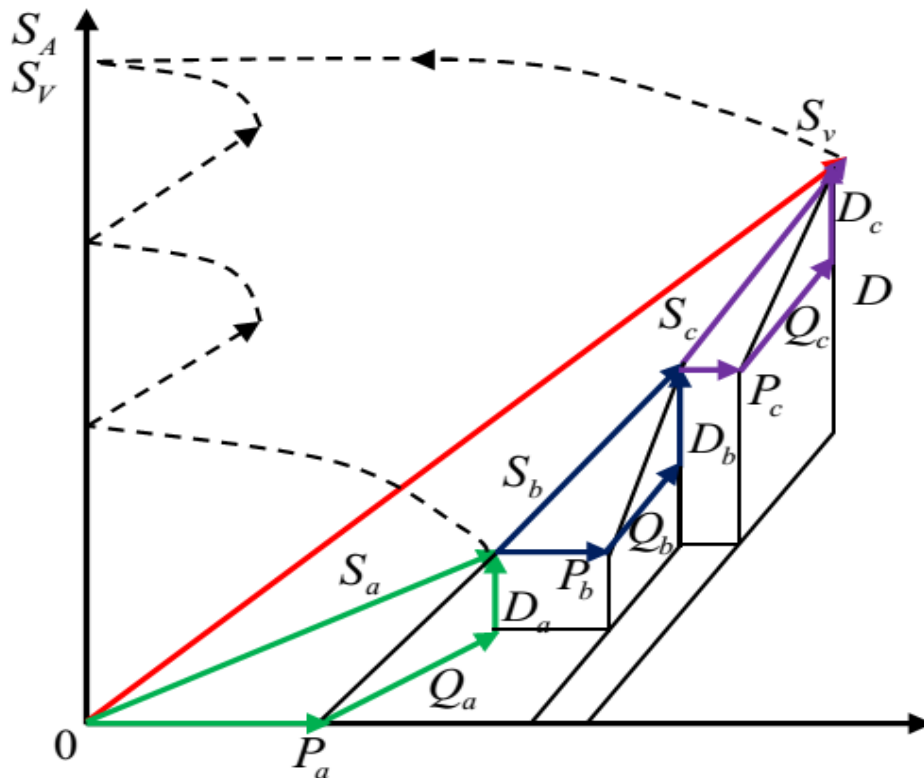
On peut séparer les puissances active et réactive.

$$S' = P + Q \quad (1.25)$$

$$|S'| = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (1.26)$$

$$\sum |V_k| \cdot |I_k| = \sum_{h=1}^{\infty} (|V_{hd}| |I_{hd}| + |V_{hi}| |I_{hi}| + |V_{ho}| |I_{ho}|) \quad (1.27)$$

La puissance réactive de Budaunu  $Q$  peut être compensée entièrement au moyen d'un condensateur simple ; ce qui n'est pas le cas de la puissance déformante  $D$ . On peut démontrer que  $P$ ,  $Q$  et  $D$  sont orthogonales deux à deux comme illustré à la figure 1.1.



**Figure 1.1.** Diagramme de Fresnel des puissances apparentes, arithmétique  $S_A$ , et vectorielle  $S_V$  : en déséquilibre et conditions non-sinusoidales.

Donc, le facteur de puissance est exprimé par :

$$PF_V = \frac{|P|}{|S_V|} \quad (1.28)$$

### 1.2.3 Définition de Depenbrock and Emanuel

Selon la conception physique de la puissance apparente, Depenbrock et Emanuel définissent la puissance efficace ( $S_e$ ) comme la puissance active maximale transmissible pour des valeurs efficaces données de la tension et du courant. Cette formulation conduit à une définition du courant de ligne ( $I_{eff}$ ) et de la tension efficace entre la phase et le neutre ( $V_{eff}$ ) [5].

$$V_{eff} = \sqrt{V_{eff1}^2 + V_{effh}^2}, \quad I_{eff} = \sqrt{I_{eff1}^2 + I_{effh}^2} \quad (1.29)$$

Donc, pour le système à 4 fils, on a :

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2 + I_n^2}{3}} \quad (1.30)$$

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{18}[V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2 + 3(V_a^2 + V_b^2 + V_c^2)]} \quad (1.31)$$

$I_n$  étant le courant du neutre.

Donc, la puissance apparente est exprimée par la relation suivante :

$$S_{eff} = V_{eff} \cdot I_{eff} \quad (1.32)$$

La puissance apparente est divisée en deux parties essentielles, la puissance active ( $P$ ) et la puissance non-active ( $N$ ).

$$P_{(w)} = P_1 + P_h \quad (1.33)$$

$$N_{(var)} = \sqrt{S_{eff}^2 - P^2} \quad (1.34)$$

L'indice  $h$  représente l'ordre de l'harmonique.

$$P_1 = P_{1d} + (P_{1i} + P_{1o}) \quad (1.35)$$

$$P_h = \sum_{h \neq 1}^{\infty} V_{ih} I_{ih} \cos(\theta_{ih}) \quad i = a, b, c \quad (1.36)$$

$$S_{1d} = P_{1d} + jQ_{1d} = 3V_{eff1d} I_{eff1d} \quad (1.37)$$

$$S_{eff1}^2 = S_{1d}^2 + S_{U1}^2 \quad (1.38)$$

Le  $S_{eff1}$  est le fondamental de la puissance apparente efficace. La puissance réactive ( $Q_{1d}$ ) est la puissance conventionnelle utilisée pour déterminer la valeur nécessaire pour la capacité de compensation du facteur de puissance conventionnel.

Le facteur de puissance fondamental ( $FP_1$ ) est exprimé par relation (1.39) et joue le même rôle important que le facteur de puissance dans les systèmes monophasés non-sinusoïdaux.

$$FP_1 = \frac{P_{1d}}{S_{1d}} \quad (1.39)$$

Le déséquilibre de charge est évalué par la puissance fondamentale déséquilibrée ( $S_{U1}$ ) dans la relation suivante :

$$S_{U1}^2 = \sqrt{(3V_{eff1}I_{eff1})^2 - (3V_{eff1d}I_{eff1d})^2} \quad (1.40)$$

La puissance apparente est composée d'une puissance apparente efficace fondamentale ( $S_{eff1}$ ) et une puissance apparente efficace non-fondamentale ( $S_{effN}$ )

$$S_{eff}^2 = S_{eff1}^2 + S_{effN}^2 \quad (1.41)$$

$$S_{effN} = 3\sqrt{(V_{effh}I_{effh})^2 + (V_{effh}I_{eff1})^2 + (V_{eff1}I_{effh})^2} \quad (1.42)$$

La puissance apparente efficace non-fondamentale ( $S_{effN}$ ) est formée de trois termes distincts :

La puissance apparente harmonique (VA):

$$S_{effh} = 3.V_{effh}.I_{effh} \quad (1.43)$$

La puissance déformante de la tension (VAR) :

$$D_{effV} = 3.V_{effh}.I_{eff1} \quad (1.44)$$

La puissance déformante du courant (VAR) :

$$D_{effI} = 3.V_{eff1}.I_{effh} \quad (1.45)$$

La puissance apparente harmonique elle-même se partage en une partie active et une partie réactive.

$$S_{eff\ h} = P_h + jQ_h \quad (1.46)$$

Le taux de distorsion harmonique global THD (total harmonic distortion) est défini comme suit :

$$THD_{eff\ V} = \frac{V_{eff\ h}}{V_{eff\ 1}} \quad , \quad THD_{eff\ I} = \frac{I_{eff\ h}}{I_{eff\ 1}} \quad (1.47)$$

La puissance apparente efficace non-fondamentale ( $S_{eff\ N}$ ) est aussi obtenue par l'expression :

$$S_{eff\ N} = S_{eff\ 1} \sqrt{(THD_{eff\ V} THD_{eff\ I})^2 + THD_{eff\ V}^2 + THD_{eff\ I}^2} \quad (1.48)$$

Alors, le FP général selon cette approche est donné par :

$$FP = \frac{P}{S_{eff}} \quad (1.49)$$

### 1.3 Problématique des harmoniques

L'intégration des convertisseurs de puissance dans les processus industriels et d'autres types de charges non-linéaires raccordées au réseau électrique a donné naissance ces dernières années à une augmentation sensible du niveau de pollution harmonique [6]. Ces charges ont participé à la détérioration de la qualité du courant et de la tension des réseaux de distribution ; ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement des dispositifs raccordés au réseau. Il est donc indispensable d'éliminer ou de minimiser ces harmoniques [7].

La majorité des charges électriques a été considérée pour le réseau de distribution comme des charges polluantes consommant de la puissance réactive et provoquant des courants non-sinusoïdaux et déséquilibrés. Le premier effet tend à réduire la capacité de production ou de transmission de la puissance active des générateurs, des transformateurs et des lignes électriques [7]. Le deuxième effet peut provoquer la déformation ou le déséquilibre des tensions du réseau lorsque l'impédance de celui-ci n'est pas négligeable [8]. Les harmoniques de courant, une fois injectés par des charges non-linéaires, sont transmises à travers le réseau électrique affectant ainsi la forme d'onde des tensions aux différents points du réseau [8].

### 1.3.1 Sources des harmoniques et leurs effets

On distingue plusieurs types de charges non-linéaires qui causent les harmoniques de courant ou de tension. La plupart de ces charges sont des convertisseurs de puissance, comme les variateurs de vitesse (DC ou AC) et les redresseurs à diodes utilisés dans beaucoup d'applications. Les autres sources d'harmoniques sont les ordinateurs et leurs périphériques, les téléviseurs, les fours micro-onde... [1]. Tous ces systèmes provoquent la pollution harmonique du réseau auquel ils sont raccordés.

Les harmoniques de courant injectés dans le réseau électrique par les charges polluantes peuvent détériorer les tensions du système et affecter par la suite les équipements des consommateurs. Du côté distribution, les harmoniques de courant sont considérées comme des sources de distorsion qui provoquent l'échauffement des équipements et la dégradation des performances des appareils électroniques. L'impact est pire s'il y a phénomène de résonance qui tend à amplifier le courant [1].

La présence d'harmoniques de courant ou de tension induit des effets néfastes sur le fonctionnement, la rentabilité et la durée de vie des équipements électriques. Parmi ces effets, on peut citer par exemple [9]:

- La dégradation du FP donc la présence de la puissance réactive dans le réseau électrique.
- L'échauffement des conducteurs, des câbles, des condensateurs et les machines tournantes dû aux pertes cuivre et fer supplémentaires.
- Les erreurs dans les appareils de mesure.
- L'échauffement des isolants des transformateurs.
- L'interférence avec les réseaux de communication, provoquée par le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et les réseaux de télécommunication où des bruits importants peuvent être induits.
- Les fréquences de résonance des circuits formés par les inductances du transformateur et les capacités des câbles sont normalement assez élevées, mais elles peuvent coïncider avec la fréquence d'une harmonique. Ceci conduit à une amplification importante qui peut détruire les équipements raccordés au réseau.
- La perturbation des dispositifs de régulation, comme par exemple la commutation des thyristors quand le passage par zéro de la tension est décalé [10].
- Le bruit dans les transformateurs et les inductances [10].

### 1.3.2 Caractérisation des harmoniques

Il est nécessaire de mesurer précisément les tensions du système et les courants harmoniques pour analyser et prédire le comportement des harmoniques dans le système global [1]. Différentes grandeurs sont introduites pour évaluer ces perturbations. Parmi ces grandeurs, on cite les plus utilisées comme: le taux harmonique de rang  $n$ , le taux global de distorsion harmonique, le facteur de puissance FP, et le facteur de crête.

#### 1.3.2.1 Taux Harmonique de Rang $h$

Il est défini comme le rapport entre la valeur efficace de l'harmonique (de courant ou de tension) de rang  $h$  et la valeur efficace du fondamental (de courant ou de tension).

$$\frac{I_h}{I_1} \text{ ou } \frac{V_h}{V_1} \quad (1.50)$$

Où  $I_h$  et  $V_h$  représentent les composantes harmoniques de rang  $h$  ;  $I_1$  et  $V_1$  représentent les composantes fondamentales.

En général, la valeur de chaque harmonique est exprimée par son taux individuel (en pourcentage du fondamental) comme représenté à la figure 1.2.

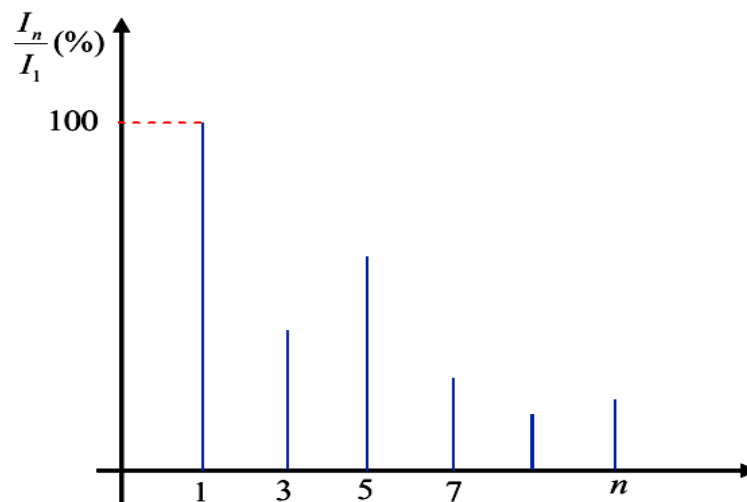


Figure 1.2. Spectre de fréquence d'un courant non-sinusoidal.

#### 1.3.2.2 Taux Global de Distorsion Harmonique

Le taux global de distorsion harmonique est la grandeur la plus utilisée pour mesurer la déviation d'une onde périodique contenant des harmoniques par rapport à une onde purement sinusoidale. Le *THD* est défini comme la racine carrée de la somme des carrés des

valeurs efficaces de toutes les harmoniques divisé par la valeur efficace du fondamental. Dans cette thèse,  $THD_v$  est utilisé pour définir les distorsions de tension et  $THD_i$  pour les courants. Les deux grandeurs sont définies par l'équation (1.51) [3]:

$$THD = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{X_h^2}{X_1^2}} \quad (1.51)$$

$X$  étant la valeur efficace du courant ou de la tension.

En général, le rang d'harmonique  $h$  est limité jusqu'au rang 19<sup>ème</sup> ou 50<sup>ème</sup> selon la précision désirée [3]. Pour les harmoniques de fréquences élevées supérieures à 2500 Hz, elles sont atténuées par l'effet de peau et par la présence des inductances de lignes [11]. Lorsque le  $THD$  vaut zéro, on peut conclure qu'il n'y a pas d'harmoniques sur le réseau.

### 1.3.2.3 Facteur de puissance FP

Le facteur de puissance  $PF$  (Power Factor) n'est pas simplement le cosinus de l'angle entre la tension et le courant. Il est connu sous le nom de facteur de déformation ( $FD$ ) qui est égal au  $PF$  seulement dans le cas des charges linéaires avec des tensions et courants sinusoïdaux [3].

Les générateurs, les transformateurs, les lignes de transport et les appareils de contrôle et de mesure sont dimensionnés pour la tension et le courant nominaux. Une faible valeur du facteur de puissance conduit à une mauvaise utilisation de ces équipements [8, 11].

Différentes définitions du facteur de puissance ont été données au *paragraphe 1.2.2* selon les différents points de vue des chercheurs. D'après la *définition de Budeanu*, il s'agit du facteur de puissance arithmétique  $PF_A$  de l'équation (1.18) et du facteur de puissance vectoriel  $PF_v$  de l'équation (1.28). D'après *Depenbrock and Emanuel*, le facteur de puissance est donné par l'équation (1.49).

### 1.3.2.4 Facteur de crête

Le facteur de crête  $CF$  (Crest Factor), donné par l'équation (1.52), est défini comme le rapport entre la valeur crête du courant ou de la tension et la valeur efficace. Il vaut  $\sqrt{2}$  en

cas où un courant ou une tension sont sinusoïdaux et peut être supérieur ou inférieur à  $\sqrt{2}$  dans le cas d'un signal non-sinusoïdal.

$$CF = \frac{X_{\max}}{X_{\text{eff}}} \quad (1.52)$$

#### 1.4 Normes standards pour limiter les harmoniques de courant et tension

Plusieurs documents destinés aux critères de contrôle de la qualité de l'énergie pour les consommateurs ainsi que les distributeurs de l'énergie électrique ont été proposés par différents organismes et institutions. Les standards des harmoniques donnent des instructions, des recommandations et des limites pour aider en vue d'assurer une compatibilité entre le producteur et le client. Aussi, ils donnent aux fournisseurs et consommateurs d'énergie électrique des informations sur la façon avec laquelle ces équipements devront être raccordés [1].

Ces documents peuvent être classés en trois catégories :

- **Les guides** qui sont composés des explications ou des procédures détaillées contenant des paramètres bien déterminés ou des solutions proposées pour les problèmes de qualité d'énergie souvent rencontrés.
- **Les recommandations** qui sont des solutions proposées et préférées par rapport aux autres solutions de la littérature.
- **Les standards** qui sont des conventions formelles établies entre producteurs, consommateurs et gouvernement pour une production et une consommation adéquate et convenable de l'électricité. Du côté juridique, la violation de ces standards peut être condamnable par les tribunaux.

L'objectif de ces guides, recommandations, et standards dans les systèmes de puissance avec des tensions et des courants non-sinusoïdaux consiste à maintenir les perturbations dans les équipements utilisateurs dans des limites acceptables, et proposer une terminologie uniforme, et une procédure de test des problèmes de la qualité d'énergie.

Pour garantir un niveau de qualité de l'énergie satisfaisant en limitant les effets des perturbations harmoniques, les producteurs d'énergie et les consommateurs doivent respecter des normes standards des harmoniques établies par des institutions internationales pour assurer une bonne qualité de l'énergie. Parmi les normes célèbres, on peut citer:

- Les standards américains adoptés par plusieurs pays de l'Amérique du nord et du sud, sont proposés par l'I.E.E.E (Institute of Electrical and Electronics Engineers). Le standard IEEE-519 définit les exigences et les recommandations pratiques pour contrôler les harmoniques et la compensation de la puissance réactive des convertisseurs statiques dans les systèmes électriques de puissance.
- Les standards britanniques (British standards), BS 54061, sont destinés à contrôler les émissions harmoniques pour les petits équipements domestiques.
- Les normes européennes, EN 50160, définissent les caractéristiques de la tension fournie par le système de production public.
- La C.E.I (Commission Electrotechnique Internationale), IEC-1000-3-2, définit la compatibilité électrique, et les limites pour les émissions des harmoniques de courant (Equipements absorbant des courants  $\leq 16$  A par phase) et IEC-1000-3-6, relative à la compatibilité électromagnétique, et l'évaluation des limites d'émission pour les charges perturbatrices connectées au réseau électrique à moyenne et haute tension.

Toutes ces normes permettent de sensibiliser le consommateur ainsi que le fabricant d'appareils polluants au respect d'une certaine qualité de l'énergie absorbée [10]. Par la suite, nous considérerons l'exemple de la norme IEEE-519.

Actuellement, la norme IEEE-519 établie les limites recommandées pour les distorsions de courant ou de tension. Aussi, la norme IEEE 519-1992 impose les limites des distorsions qui peuvent exister dans le système électrique. Cette norme recommande un  $THD_v = 3\%$  et un  $THD_i < 5\%$  par rapport aux fondamentaux (pour des puissances  $< 69kV$ ). L'objectif de ces normes vise à fournir au consommateur une énergie électrique avec des tensions adéquates. Donc, on doit réduire les harmoniques de courant dans les systèmes électriques à des niveaux acceptables et aussi fournir toute ou une partie de la puissance réactive consommée par les charges non-linéaires [3].

Les tableaux 1.1 et 1.2 présentent une classification des limites des courants et des tensions harmoniques en respectant le dimensionnement du consommateur avec le producteur.

**Tableau 1.1.** Limites des courants harmoniques selon IEEE-519.

| Distorsion maximale des courants harmoniques au PCC (% du fondamentale) |          |               |               |               |          |         |
|---|----------|---------------|---------------|---------------|----------|---------|
| Ordre des harmoniques (harmoniques impairs)                             |          |               |               |               |          |         |
| $I_{sc} / I_L$  | $h < 11$ | $11 < h < 17$ | $17 < h < 23$ | $23 < h < 35$ | $h > 35$ | $THD_i$ |
| < 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           | 4.0           | 1.5           | 0.7      | 12.0    |
| 100–1000  | 12.0     | 5.5           | 5.0           | 2.0           | 1.0      | 15.0    |
| > 1000  | 15.0     | 7.0           | 6.0           | 2.5           | 1.4      | 20.0    |

Avec  $I_{sc}$  le courant de court circuit et  $I_L$  le courant fondamental.

Les règles de limitation des tensions harmoniques recommandées aux clients par IEEE à travers le standard IEEE-519 sont présentées dans le tableau 1.2.

**Tableau 1.2.** Limites des tensions harmoniques IEEE-519.

| Distorsion des tensions harmoniques (% au PCC) |              |              |          |
|--|--------------|--------------|----------|
|  | 2.3 au 69 kV | 69 au 138 kV | > 138 kV |
| $IHD_v$  | 3.0          | 1.5          | 1.0      |
| $THD_v$  | 5.0          | 2.5          | 1.5      |

Où :  $IHD_v$  est l'harmonique individuel

Pour se conformer avec les valeurs des tableaux 1.1 et 1.2, une coopération de tous les consommateurs et les autorités doit garantir que personne ne détériore la qualité de l'énergie dans le réseau électrique.

### 1.5 Solution de Compensation

La solution conventionnelle pour filtrer les harmoniques générées par les charges non-linéaires consiste à utiliser des filtres passifs qui sont classés d'après leur emplacement, leur mode de connexion au circuit principal, leur degré d'amortissement et les fréquences de leurs résonances. On trouve deux types de filtres : le filtre parallèle ou shunt et le filtre série. Le filtre parallèle est réservé exclusivement du côté courant alternatif pour les raisons suivantes [12]:

- Le filtre série porte le courant en entier à partir du circuit principal et doit être isolé de la terre. Le filtre shunt porte uniquement le courant harmonique et peut être lié à la terre à l'une des extrémités.
- A la fréquence fondamentale, un filtre shunt fournit de la puissance réactive alors qu'un filtre série consomme de la puissance réactive.
- Pour les mêmes performances, un filtre parallèle est beaucoup moins cher qu'un filtre série.

Les filtres passifs parallèles possèdent des topologies différentes comme les filtres passe-haut, passe-bas, ou les filtres avec des ordres supérieurs (figure 1.3) [2]. Un certain nombre de filtres passifs du deuxième ordre, connectés en parallèle, sont suffisants pour filtrer les harmoniques de plusieurs charges industrielles [12].

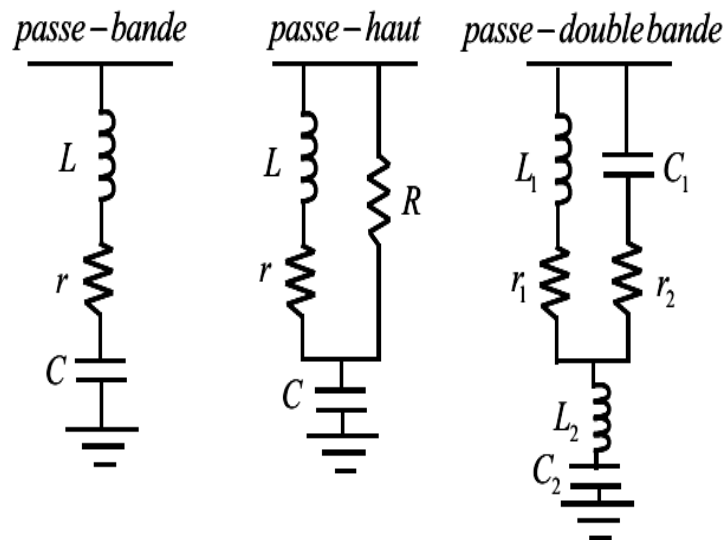


Figure 1.3. Types de filtres passifs.

## 1.5.1 Filtres passifs

### 1.5.1.1 Principe

La fonction d'un filtre passif consiste à modifier localement l'impédance du réseau, de sorte à «dériver» les courants harmoniques et à éliminer les tensions harmoniques. Des éléments capacitifs et inductifs sont déterminés de façon à obtenir une résonance série accordée sur une fréquence choisie [12]. Un filtre passif, représenté à la figure 1.4, se compose d'une bobine et un condensateur (circuit  $LC$ ) optimisés pour une seule fréquence. Le circuit  $LC$  donne une impédance nulle pour l'harmonique de courant sélectionnée à être

filtrée [1]. Les filtres passifs sont classés d'après leur type de branchement dans une installation électrique [3]. Pour les conditions variables, une optimisation automatique ou adaptative doit être ajoutée à ces filtres [1].

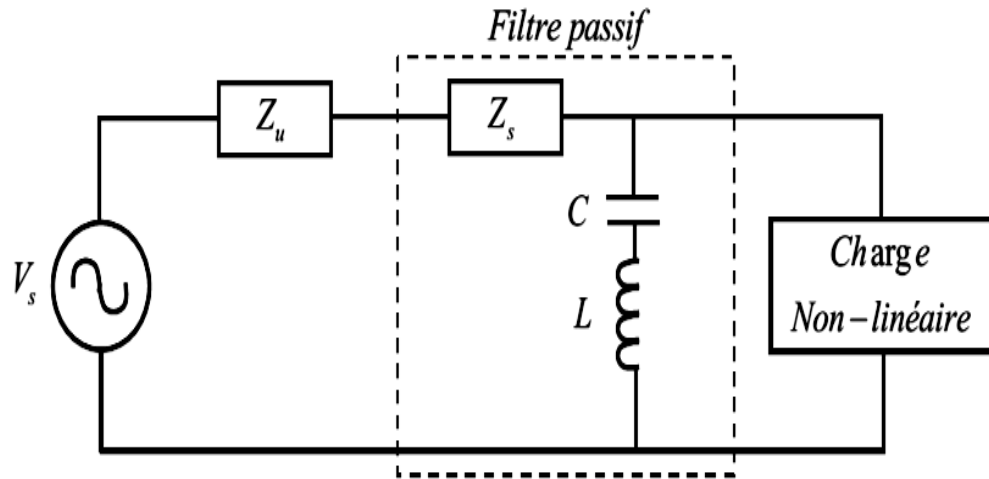


Figure 1.4. Filtre passif de puissance.

### 1.5.1.2 Les types de filtres passifs

#### a) Inductance anti-harmoniques

Cette topologie est composée d'une inductance installée en série avec les condensateurs de compensation sur chaque branche monophasée afin de protéger les batteries de condensateurs d'une surintensité due aux harmoniques [12].

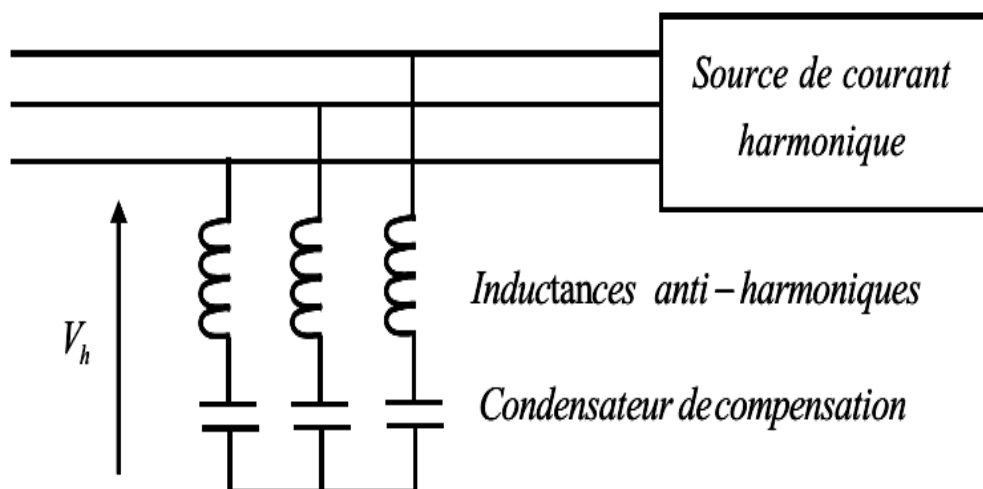


Figure 1.5. Raccordement d'une inductance anti-harmonique.

Afin d'éviter une résonance parallèle (anti-résonance) de ce filtre avec l'inductance du réseau sur lequel il est raccordé, on l'accorde sur une fréquence inférieure à celle de la première injection de courant harmonique [12].

L'installation d'inductances anti-harmoniques augmente la tension permanente à la fréquence fondamentale aux bornes des condensateurs qui doivent donc être dimensionnés en conséquence [12].

### b) Filtre résonant

Un filtre résonant est un filtre très sélectif qui présente une impédance très faible au passage d'un courant harmonique à un rang déterminé [12]. On peut le relier en parallèle avec d'autres filtres résonnants.

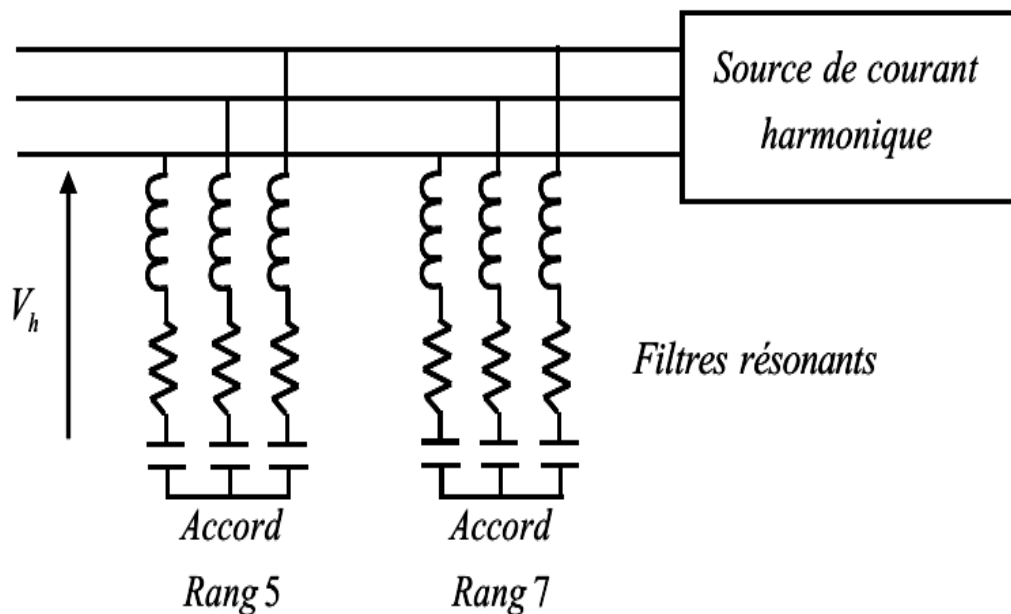
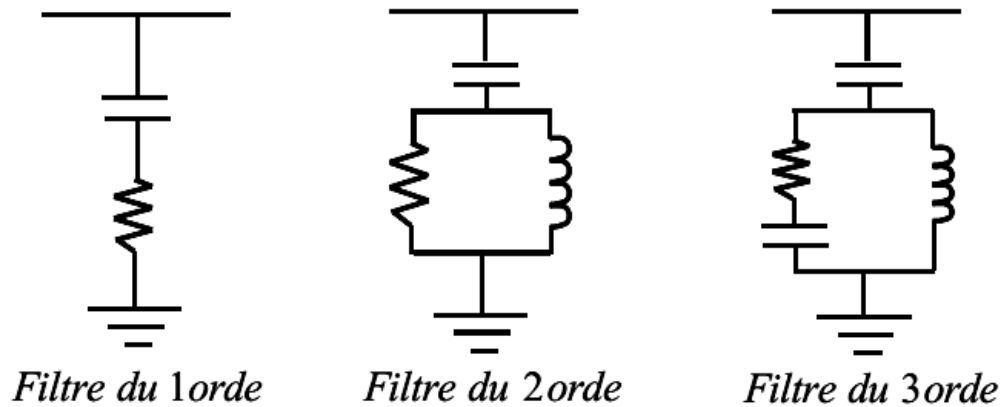


Figure 1.6. Raccordement des filtres résonnants.

Le facteur de qualité d'un filtre résonant est élevé, mais il est sensible aux variations de l'inductance (dues à la qualité de réalisation) ou de la capacité (dues au vieillissement ou à la température) ; ce qui conduit à un désaccord de l'ensemble [12].

### c) Filtre amorti

On trouve trois types de filtres amortis selon leur ordre comme représentés à la figure 1.7 [12].



**Figure 1.7.** Filtres amortis passe haut.

Le filtre du premier ordre demande une grande capacité et présente une perte de puissance excessive à la fréquence fondamentale. Les filtres du second ordre et d'ordre 3, souvent utilisés, sont en général conçus avec un faible facteur de qualité  $F_q$  compris entre les valeurs 0,7 et 1,4 [12].

Ces circuits sont utilisés pour empêcher la transmission des courants harmoniques dans les réseaux électriques. On peut également les utiliser pour compenser la puissance réactive. Pratiquement, on peut mettre en œuvre :

- Deux filtres résonants qui sont accordés sur les premiers rangs harmoniques (rangs 5 et 7) où les injections de courant sont importantes.
- Un filtre amorti afin de limiter l'impédance harmonique sur le reste du spectre (rangs  $> 11$ ) et donc filtrer les hautes fréquences.

### 1.5.1.3 Avantages et inconvénients des filtres passifs

Le filtrage passif offre beaucoup d'avantages dans le milieu industriel à cause de sa simplicité de conception et d'implémentation, son faible coût et son efficacité mais il présente certain inconvénients comme [3] :

- L'efficacité de filtrage fortement dépendante de l'impédance du réseau.
- Le filtre passif est incapable de suivre les variations de charge et les dérives des composants passifs (tels que l'échauffement et le vieillissement).
- Le phénomène de résonance entre les composants du filtre passif et le réseau peut conduire à une amplification du courant harmonique à certaines fréquences du côté réseau.

- Le coût du filtre passif est considéré excessif lorsqu'une valeur réduite de THD est demandée.
- La présence sur un même réseau de deux filtres passifs accordés sur un rang théoriquement égal, mais en pratique légèrement différent, provoque entre eux la circulation de courants harmoniques très importants qui conduit rapidement à leur destruction. On peut rencontrer ce cas facilement en raison du fait que la fréquence d'accord varie lentement avec le vieillissement des éléments du filtre. On doit absolument empêcher de raccorder des filtres harmoniques de même rang sur un même réseau [12].
- Si on a plusieurs rangs harmoniques à filtrer, on doit mettre autant de filtres accordés sur les rangs correspondants [12].
- L'implantation de filtres passifs sur un réseau exige une étude précise et poussée. Toutefois, ce n'est pas toujours possible de connaître tous les paramètres du réseau, nécessaire à l'étude, s'il est de grande dimension [12].
- Les équipements volumineux [11].

Ainsi la solution du filtrage passif peut être attractive pour sa facilité d'application, et son coût. Mais, les filtres passifs ont des inconvénients considérables. Dans un premier temps, les performances de filtrage de ces filtres passifs sont liées aux paramètres du réseau électrique. Les performances des filtres passifs augmentent avec l'augmentation de l'impédance du réseau. D'où, la possibilité d'avoir un court-circuit est grande [2].

Les problèmes liés aux harmoniques poussent les chercheurs à développer une solution dynamique et ajustable en vue d'améliorer la qualité de l'énergie. Le développement de la technologie des semi-conducteurs a rendu la solution moderne à base de filtrage actif de puissance comme une alternative de valeur pour résoudre le problème des harmoniques au niveau des consommateurs et du réseau [2].

## 1.5.2 Filtres actifs

### 1.5.2.1 Etat de l'art des filtres actifs

Les filtres actifs de puissance *FAP* (*Active Power Filters APFs*), ont pour fonction de générer et injecter des harmoniques de courants et/ou de tension égaux à ceux créés par les charges non-linéaires mais en opposition de phase afin de les éliminer et par conséquent améliorer la qualité de l'énergie. Le principe des *FAPs* a été introduit dans les années 1970

[13, 14]. Toutefois, à cette époque, la technologie pour implanter ce prototype en laboratoire a été plus difficile. Après, le développement des processeurs rapides comme les DSPs (Digital Signal Processors) et l'évolution des semi-conducteurs de puissance comme les IGBTs a rendu possible la réalisation pratique des FAPs dans les laboratoires [3].

En plus du filtrage des harmoniques, les FAPs sont utilisés également pour la compensation de la puissance réactive, la stabilisation des charges, la régulation des tensions, et du courant neutre. Pour ces raisons, les FAPs possèdent différentes topologies, et une variété de schémas de connexion est proposée dans la littérature [2]. Les FAPs sont aussi classés comme FAP série, FAP parallèle ou combiné entre parallèle-série. Dans d'autres cas, les FAPs sont combinés avec les filtres passifs sous forme de filtres hybrides.

### 1.5.2.2 Différentes topologies des FAPs

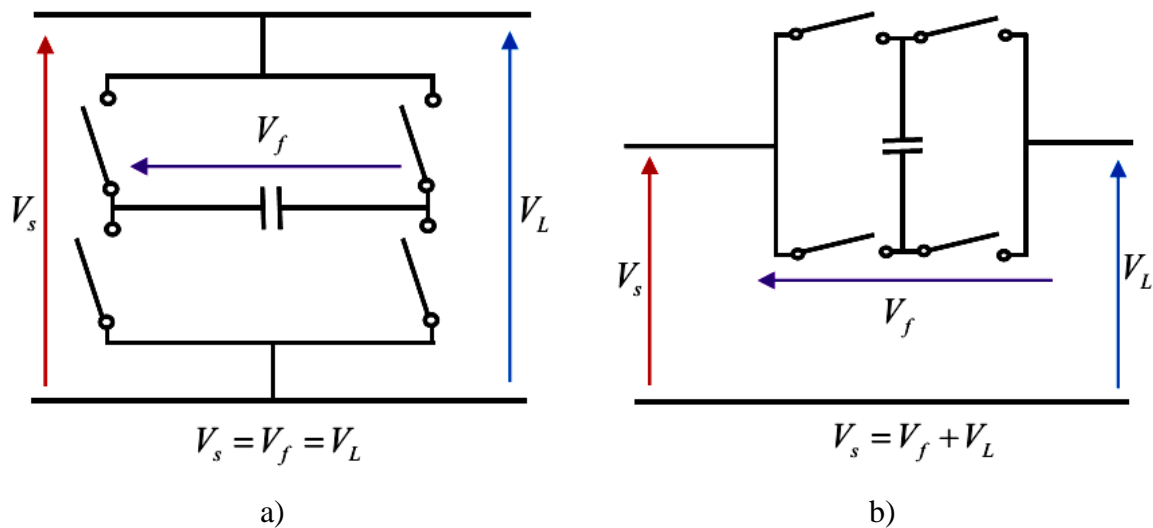
Cette section récapitule les différents circuits de puissance proposés pour les FAPs dans la littérature pendant ces trois dernières décennies. Ainsi une comparaison entre les différentes structures est effectuée selon leurs caractéristiques, avantages et inconvénients [3].

Généralement, la comparaison des caractéristiques des FAPs est faite en termes de : circuit de puissance, branchement dans le système de puissance, combinaison des filtres actifs-passifs et stratégies de commandes utilisées [1]. Plusieurs FAPs seront décrits mais nous nous sommes limités aux structures de FAPs les plus utilisées.

#### *a. Classification selon le système de puissance*

##### *a.1. FAPs monophasés*

La topologie de base d'un FAP parallèle ou série monophasé avec un condensateur comme élément de stockage d'énergie est représentée à la figure 1.8. Dans la structure parallèle de la figure 1.8-a, le contrôleur du FAP détecte les harmoniques de charge et puis injecte des harmoniques de courant de même amplitude mais en opposition de phase vers le réseau. En conséquence, la source délivre un courant sinusoïdal identique au fondamental seulement [15, 16]. Le filtre série de la figure 1.8-b a une tension de sortie qui joue le rôle d'isoler les harmoniques de tension. Ces harmoniques qui apparaissent dans du côté droit du filtre peuvent être compensées par le FAP qui empêche les distorsions de passer au côté gauche du filtre [3].



**Figure 1.8.** FAP monophasé, a) filtre parallèle, b) filtre série.

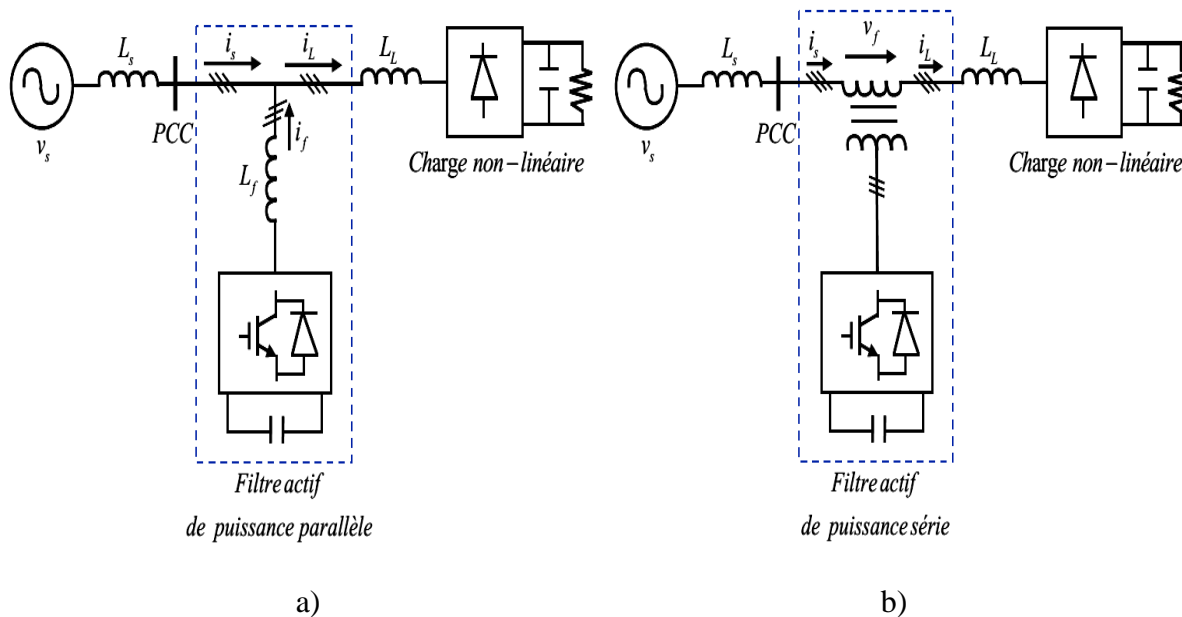
Certains inconvénients associés à la topologie série des FAPs ont été rapportés dans quelques travaux [17]. Dans le cas d'un défaut dans les FAPs, il y a le risque d'avoir le court circuit de courant; ce qui demande une protection très rapide du FAP et ses composants. Avec un filtre série débranché, le système global sera déconnecté et donc inopérable. Un autre problème avec ce type de filtre est exprimé par le besoin d'un système de capture des tensions. Toutefois, le risque de saturation du FAP est présent car il peut éliminer toutes les harmoniques connectées au réseau électrique. Les inconvénients évoqués sont les principales raisons qui nous empêchent d'étudier ce type de filtre [3].

### a.2. FAPs triphasés

Durant ces dernières années, une attention considérable a été donnée à l'utilisation des filtres actifs pour réduire les harmoniques de courant dans les systèmes électriques. Dans cette section, une conception générale du FAP triphasé est présentée [1].

Pour éliminer les courants harmoniques, les FAPs injectent des courants de même amplitude que celle des harmoniques mais en opposition de phase pour compenser ces distorsions [18]. L'avantage des FAPs est d'être capable de compenser les harmoniques. Le FAP ne conduit pas au phénomène de résonance dans le système [1].

Le choix entre ces deux types dépend de la source de distorsion, le coût des équipements et le type de correction désirée. Le bus continu joue un rôle très important comme élément de stockage d'énergie et ne nécessite pas d'alimentation propre parce qu'il reçoit de l'énergie à partir du réseau électrique [3].



**Figure 1.9.** FAP triphasé, a) filtre parallèle, b) filtre série.

## ***b. Classification selon le branchement dans le système de puissance***

### ***b.1. Filtre actif parallèle***

Le FAP parallèle est considéré comme une source de courant contrôlée qui injecte le courant de compensation en parallèle avec la charge non-linéaire qui peut être un redresseur à diodes ou commandé avec une charge inductive ou capacitive dans le bus continu (DC). L'objectif du filtre actif parallèle vise à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés), produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau [19]. Le schéma de principe d'un FAP parallèle est représenté à la figure 1.9-a.

### ***b.2. Filtre actif série***

Le filtre actif série de la figure 1.9-b est relié en série avec le réseau et compense les harmoniques de tension au point de connexion.

Un FAP série fonctionne comme une source de tension contrôlée qui peut être adéquate à la compensation des harmoniques de tension générées par exemple par un redresseur avec une charge capacitive dans le bus continu (DC); par conséquent il peut offrir une isolation entre la charge polluante et le réseau électrique [2].

### b.3 Combinaison parallèle-série actifs (UPQC)

Les FAPs série ou parallèle réalisent une seule tâche, soit le filtrage des harmoniques de courant dans le cas parallèle ou bien le filtrage des harmoniques de tension dans le cas série. La topologie de la figure 1.10 combine les deux topologies série et parallèle en un seul filtre actif qui s'appelle le conditionneur d'énergie unifié (*Unified Power Quality Conditioner UPQC*) [20]. Cette architecture donne presque une solution globale à tous les types de perturbation tels que: les harmoniques de courant et de tension, les creuses tensions, la surtension et le déséquilibre de tension [19]. Néanmoins, cette structure n'est pas très utilisée à cause de la complexité du circuit de puissance de sa commande et de son coût élevé par rapport au FAP parallèle et les autres types de solutions proposées.

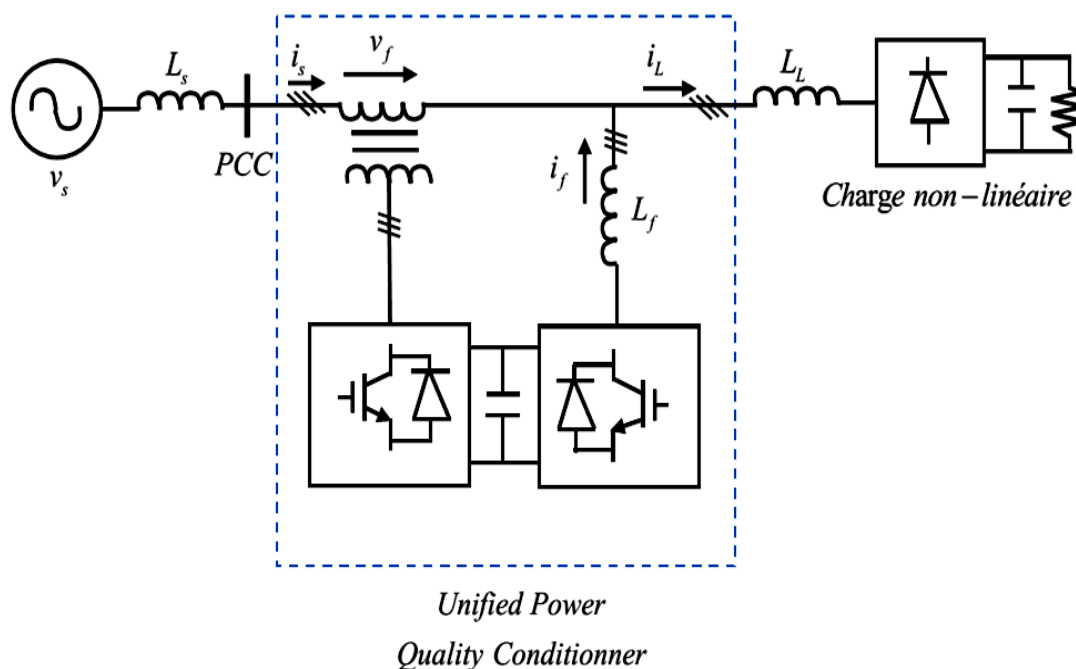


Figure 1.10. Filtre UPQC.

### c. Classification selon la combinaison actif-passif (Hybride)

La combinaison entre un filtre actif de faible puissance et un filtre passif est appelée le filtre hybride de puissance. Cette association permet de réduire le dimensionnement du FAP et contourner les inconvénients du filtre passif [21]. Donc, le filtre passif vise la compensation des fréquences dominantes et le filtre actif compense le reste des fréquences [19, 22].

Trois combinaisons de filtres hybrides ont été utilisées et sont décrites dans les sections suivantes.

### c.1 Filtre actif série en parallèle avec un Filtre passif parallèle

Ce système est représenté à la figure 1.11 [23]. Dans ce cas, le filtre passif absorbe le courant harmonique dominant généré par la charge polluante alors que le filtre actif aide à isoler le filtre passif du réseau. Toutefois, plusieurs inconvénients du filtre passif ont été résolus. Mais ce type souffre de quelques inconvénients cités dans la référence [3]:

- Le FAP doit être conçu pour le courant global consommé de la ligne.
- La défaillance du FAP affecte le réseau et la charge.

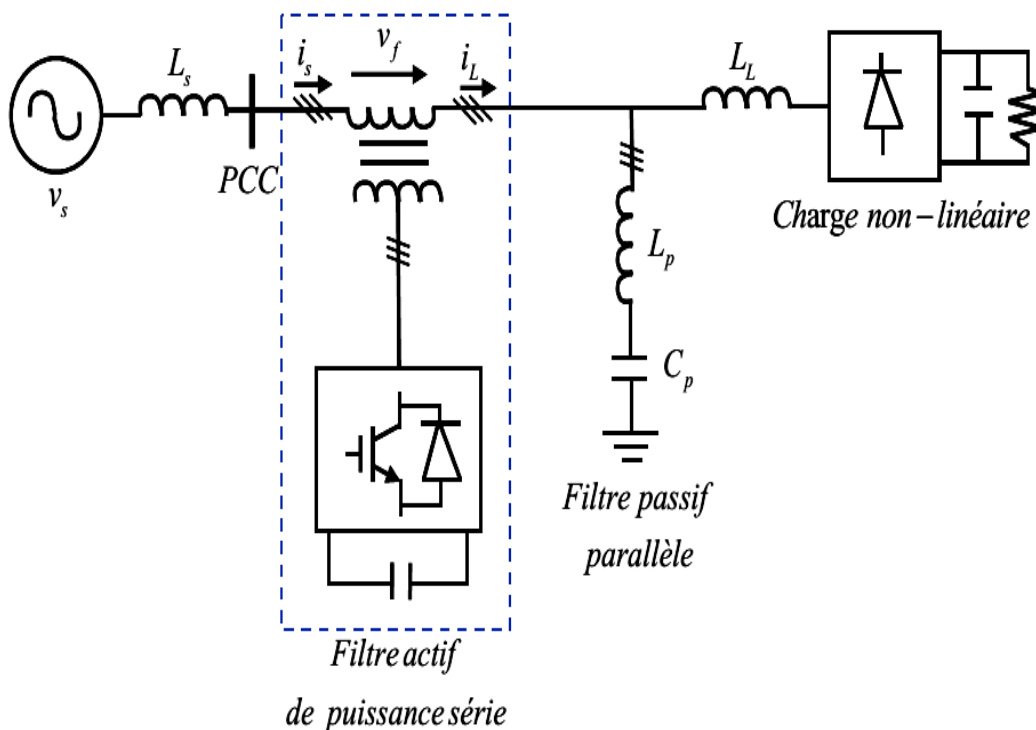
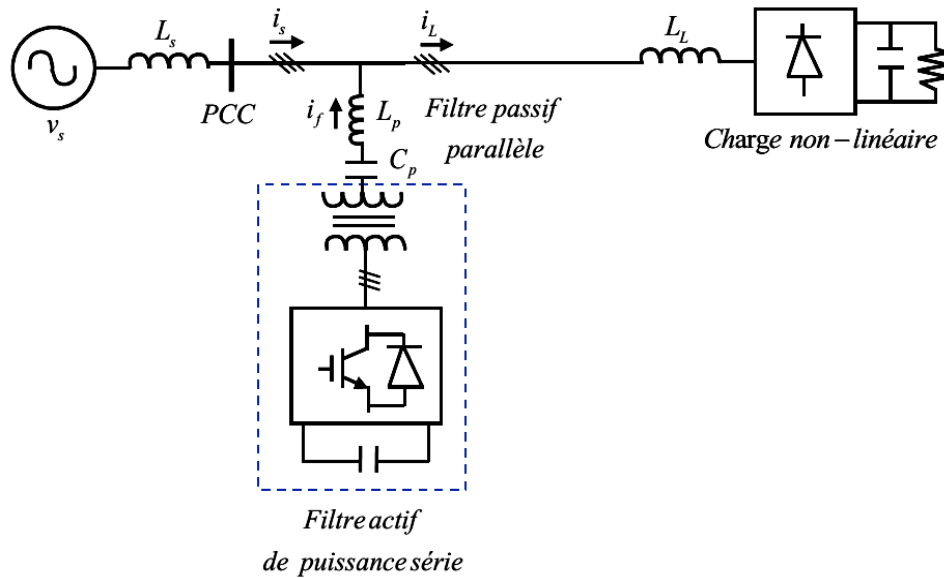


Figure 1.11. Filtre actif série et filtre passif parallèle.

### c.2. Filtre actif série en série avec un filtre passif parallèle

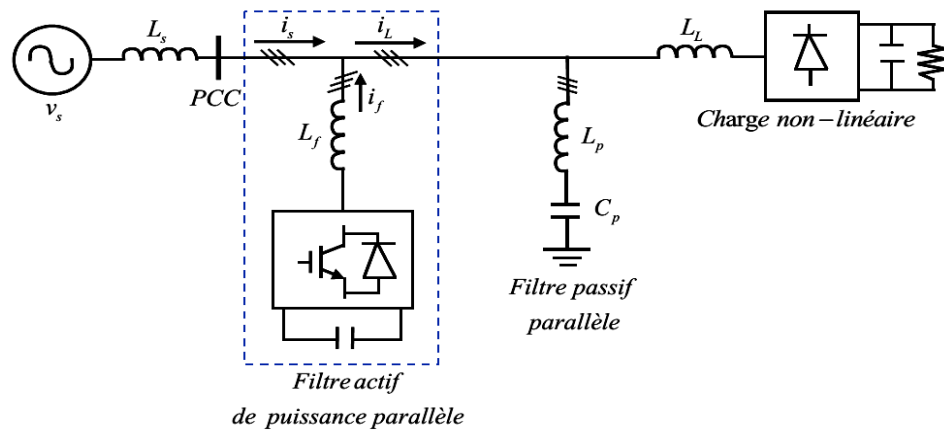
Le schéma de principe de cette configuration est représenté à la figure 1.12, c'est pratiquement la même configuration précédente avec l'avantage de réduire encore le dimensionnement du FAP série [19]. Dans ce cas, le FAP, avec un bon contrôle, est capable de réduire le phénomène de résonance dans le filtre passif et d'améliorer ainsi les performances globales du filtre hybride [3].



**Figure 1.12.** Filtre actif série en série avec un filtre passif parallèle.

### c.3. Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

Le rôle du FAP parallèle dans ce type de filtre hybride est la compensation des courants harmoniques de basses fréquences. Par contre, les filtres passifs éliminent les hautes fréquences générées par la charge non-linéaire ainsi que généré par le FAP parallèle [19].



**Figure 1.13.** Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.

### 1.5.2.3 Avantages et inconvénients des filtres actifs

Les avantages des filtres actifs de puissance sont [3]:

- La mesure et la compensation permanente des harmoniques de courant ou de tension.
- Ils ne consomment pas de puissance active sauf les pertes internes des semi-conducteurs et des bobines.

- Ils peuvent s'adapter aux évolutions de la charge non-linéaire.
- Ils ont des caractéristiques de réponse rapide et une bande suffisante pour compenser plusieurs harmoniques dans le système global.
- Le volume physique du filtre est plus réduit,

Toutefois, les filtres actifs ont les inconvénients suivants [3]:

- Il est difficile de construire un FAP avec une grande gamme de puissance et une réponse fréquentielle très élevée avec des petites pertes.
- Le coût global est élevé pour les petites gammes de puissance lorsqu'on compare les FAPs avec les filtres passifs (ce qui a limité leur implantation).

Un des plus importants facteurs à considérer lorsqu'on évalue les filtres actifs et passifs est le coût par rapport à leur capacité d'éliminer les différentes distorsions. Il apparaît que l'association des FAPs avec les filtres passifs améliore les performances et étend l'application des filtres actifs [3].

## 1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, les problèmes liés aux perturbations harmoniques engendrés par les charges polluantes (non-linéaires) et les solutions possibles ont été abordés. Ces problèmes peuvent être les harmoniques, les déséquilibres de courant et de tension, les creux de tension et les surtensions. Ces perturbations ont des effets néfastes sur les équipements électriques pouvant aller des échauffements et de la dégradation du fonctionnement jusqu'à la destruction totale de ces équipements. Ce chapitre introductif est organisé comme suit: après une petite introduction, on a présenté deux définitions principales de la puissance électrique dans les systèmes triphasés et monophasés. La définition générale de Budeanu est la définition principale et globale de puissance électrique et la référence principale pour tous les chercheurs qui arrivent après lui. Ensuite, nous avons concentré notre étude à la problématique des harmoniques, leurs sources et leurs effets. Les FAPs apparaissent comme la solution la plus courante pour le filtrage de courants harmoniques. C'est pourquoi, nous avons retenu l'application du filtrage actif parallèle dans le cadre de travail. Cette application est considérée comme très exigeante car elle implique des bandes passantes très élevées, ce qui influence considérablement la stabilité du système.

Le prochain chapitre est consacré à l'étude détaillée du filtre actif parallèle monophasé et triphasé en utilisant différentes stratégies avec introduction de nouveaux types

de régulateurs dans la boucle de tension en vue d'améliorer les performances dynamique du filtre actif et d'améliorer la qualité de l'énergie ( $THD_i$ ) en conformité avec la norme standard 519-IEEE.

### 1.7 Référence du chapitre 1

- [1]**Varjani A.H.**, « *Harmonic control techniques for inverters and adaptive active power filters* », thèse de doctorat, Université de Wollongong, Australie, Novembre 1998.
- [2]**Terciyanli A.**, « *Design and implementation of current source converter based active power filter for medium voltage applications* », thèse de doctorat, Middle East Technical University, Turquie, Mars 2010.
- [3]**Dastfan A.**, « *Active power filter with minimum components* », thèse de doctorat, Université de Wollongong, Australie, 1998.
- [4]**Wakileh G.J.**, « *Power Systems Harmonics - Fundamentals, Analysis and Filter Design* », New York: Springer, 2001.
- [5]**Javadi A.**, « *Modeling, simulation and real-time control of active filters* », thèse de Maitre ès sciences appliquées, École polytechnique de Montréal, Canada, Décembre 2009.
- [6]**Mahanty R.**, « *Indirect current controlled shunt active power filter for power quality improvement* », *Electrical Power and Energy Systems*, Vol. 62, pp. 441–449, 2014.
- [7]**Bouafia A.**, « *Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: application aux redresseur à MLI* », thèse de doctorat en Sciences, Université de Ferhat Abbes Sétif-1, Algérie, Octobre 2010.
- [8]**Belhaouchet N.**, « *Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées Application: Amélioration de la Qualité de l'Energie* », thèse de doctorat en Sciences, Université de Ferhat Abbes Sétif-1, Algérie, Juillet 2011.
- [9]**Sarra M.**, « *Contribution à l'étude des filtres actifs hybrides* », thèse de doctorat en Sciences, Université de Ferhat Abbes Sétif-1, Algérie, Juillet 2013.
- [10]**Kouara H.**, « *Contribution au contrôle d'un filtre actif parallèle triphasé à quatre fils dans un milieu perturbé* », thèse de doctorat, Université de Batna, Algérie, 2015.

- [11] **Alali M.A.**, « *Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension* », thèse de doctorat, Université de Louis Pasteur – Strasbourg-I, France, Septembre 2002.
- [12] **Rechka S.**, « *Étude de méthodes de filtrage des harmoniques dans les réseaux électriques de distribution* », thèse de doctorat, Université du Québec à Trois-Rivières, Canada, Avril 2002.
- [13] **Gyugyi L., Strycula E.C.**, « *Active AC power filters* », IEEE IAS Annual Winter meeting, pp. 529, 1976.
- [14] **Mohan N., Peterson H.A., Long W.F.**, « *Active filters for AC harmonic suppression* », proceeding of: the IEEE-PES Winter meeting, article: A 77026-8, 1977.
- [15] **Miret J., de Vicuña L.G., Castilla M., Matas J., Guerrero J.M.**, « *Design of an Analog Quasi-Steady-State Nonlinear Current-Mode Controller for Single-Phase Active Power Filter* », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 12, pp. 4872-4881, 2009.
- [16] **Sreeraj E. S., Prejith E. K., Chatterjee K., Bandyopadhyay S.**, « *An Active Harmonic Filter Based on One-Cycle Control* », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 08, pp. 3799-3809, 2014.
- [17] **Akagi H.**, « *Trend in active power line conditioners* », IEEE international conference on Industrial electronics, control, Instrumentation, pp.19-24, 1992.
- [18] **Qasim M., Kanjiya P., Khadkikar V.**, « *Artificial-Neural-Network-Based Phase-Locking Scheme for Active Power Filters* », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 08, pp. 3857-3866, 2014.
- [19] **Chennai S.**, « *Etude, Modélisation & Commande des Filtrés Actifs: Apport des Techniques de l'Intelligence Artificielle* », thèse de doctorat en Sciences, Université de Mohamed khider Biskra, Septembre 2013.
- [20] **Karanki S.B., Geddada N., Mishra M.K., Kalyan Kumar B.**, « *A Modified Three-Phase Four-Wire UPQC Topology With Reduced DC-Link Voltage Rating* », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, No. 9, pp. 3555-3566, 2013.

- 
- [21] **Liu Q., Peng L., Kang Y., Tang S., Wu D., Qi Y.**, « *A Novel Design and Optimization Method of an LCL Filter for a Shunt Active Power Filter* », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 08, pp. 4000-4010, 2014.
- [22] **Singh B., Al-Haddad K., Chandra A.**, « *A Review of Active Filters for Power Quality Improvement* », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 40, No. 05, pp. 960-971, 1999.

---

# Chapitre 2

---

---

## *Chapitre 2 : Techniques de commande et régulation des filtres actifs*

---

*L'objet de ce chapitre est la présentation du principe de fonctionnement des filtres actifs de puissance monophasé et triphasé avec leurs commandes DCC et DPC, en insérant six régulateurs dans la boucle externe de tension. Dans un premier temps, nous avons étudié en simulation ces régulateurs (PI, IP, FO-PI, FO-IP, SFC, FSC) avec la technique DCC puis nous avons procédé à la validation expérimentale à l'aide d'un banc à base du système dSPACE 1104. Dans un second temps, nous avons testé le système de compensation triphasé utilisant la technique DPC avec deux types de régulateurs, le premier conventionnel et l'autre d'ordre fractionnaire afin de valider la supériorité de la commande proposée FO-DPC en simulation et expérimentalement vis-à-vis de la DPC conventionnelle.*

### *Sommaire*

|   |     |
|---|-----|
| 2.1 Introduction .....  | 38  |
| 2.2 Etude de la partie puissance des filtres actifs de puissance..... | 39  |
| 2.3 Stratégies de commande du filtre actif de puissance.....          | 43  |
| 2.4 Commande directe en courant pour FAP monophasé .....              | 44  |
| 2.5 Commande directe de puissance.....                                | 46  |
| 2.6 Régulation du bus continu du FAP triphasé.....                    | 51  |
| 2.7 Simulation de l'ensemble du système de compensation.....          | 66  |
| 2.8 Validation expérimentale des techniques de commande du FAP.....   | 81  |
| 2.9 Conclusion.....   | 99  |
| 2.10 Références du chapitre 2 .....                                   | 100 |

## 2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons rappeler tout d'abord le principe de fonctionnement d'un FAP à structure tension en monophasé et triphasé. Ensuite, nous passerons à l'objectif de ce chapitre qui est l'amélioration des techniques de commande existantes par des contributions au niveau des blocs internes des structures de ces techniques pour améliorer les performances des FAP quant à la réduction des harmoniques, la compensation de la puissance réactive et la correction du facteur de puissance.

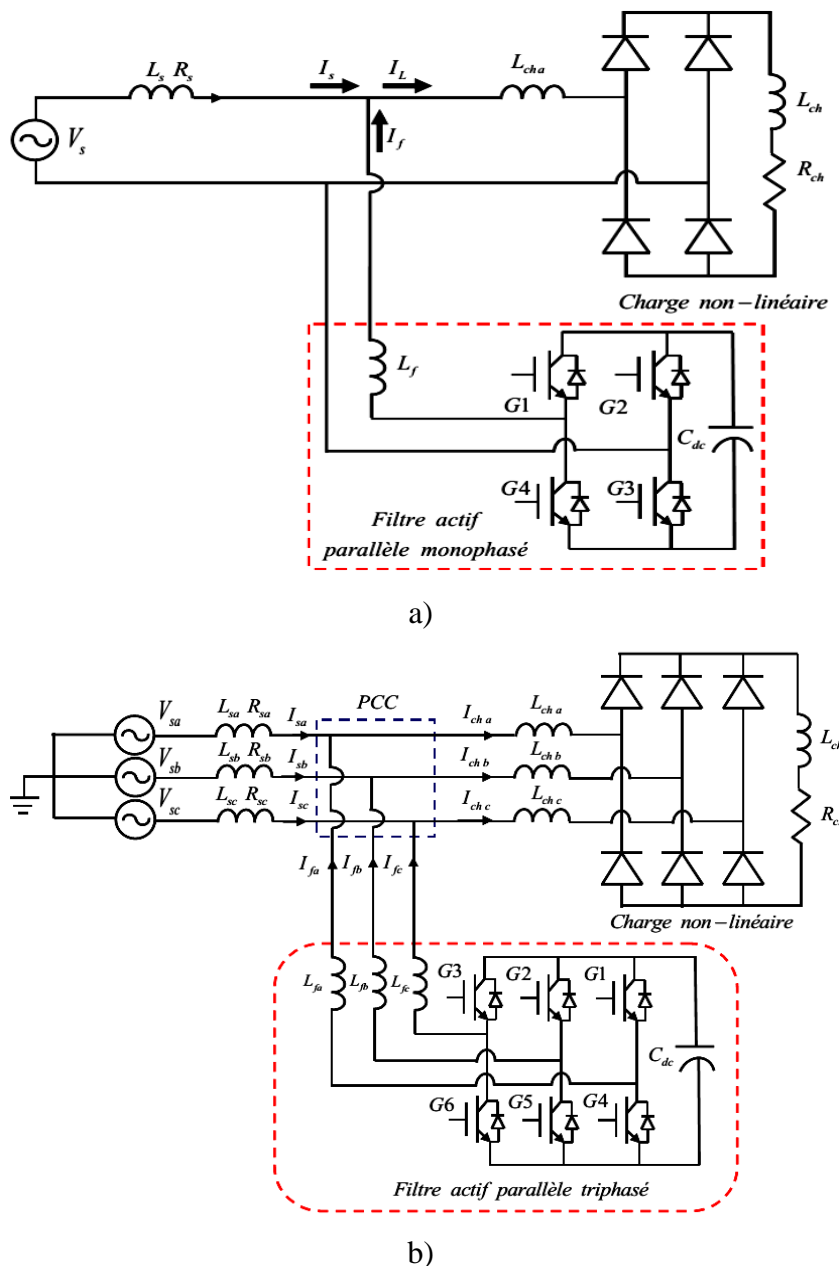
Pour atteindre ces objectifs, nous avons opté pour le filtre actif parallèle qui a présenté beaucoup d'avantages relativement aux autres topologies proposées. Citons entre autres, une réduction du volume comparativement à la structure série ou universelle qui nécessite des transformateurs et des systèmes de refroidissement. De plus le FAP parallèle élimine les harmoniques de courant qui sont les plus rencontrés dans les domaines industriel ou domestique. On peut également brancher plusieurs FAP en parallèle afin d'augmenter la gamme de puissance à compenser. Un autre avantage majeur, c'est la facilité de connecter plusieurs sources d'énergies renouvelables au bus continu afin de garantir des techniques de commandes puissantes. Ceci constituera l'objet de ce deuxième chapitre.

Donc ce chapitre sera décomposé en trois grandes parties. **Dans la première partie**, nous étudierons la topologie parallèle du FAP et les deux techniques de commande utilisées. La première s'appelle commande directe de courant qui est appliquée à la commande du FAP parallèle monophasé. La deuxième est appelée commande directe de puissance qui est utilisée pour commander le système triphasé. Dans ces deux techniques, détaillées par la suite, il y a un bloc de régulation de la tension afin d'assurer une poursuite idéale de la référence. C'est là où réside précisément notre contribution dans ce travail de thèse par l'intégration des nouveaux régulateurs d'ordre fractionnaire et la proposition de deux régulateurs qui présentent beaucoup d'avantages statiques et dynamiques.

**Dans la deuxième partie**, nous présenterons des résultats de simulation et une analyse approfondie des systèmes de filtrage actif monophasé et triphasé concernant l'élimination des harmoniques, la compensation de la puissance réactive et la correction du facteur de puissance en régime statique ainsi que la rapidité et l'amortissement de la réponse en régime dynamique. **Dans la troisième partie**, nous validerons les résultats de simulation à l'aide d'un banc d'essai réalisé au sein du laboratoire. Ceci pour confirmer la supériorité des régulateurs proposés par rapport à ceux trouvés dans la littérature.

## 2.2 Etude de la partie puissance des filtres actifs de puissance

La figure 2.1 donne la structure générale des filtres actifs parallèles avec : a) la structure en monophasé [1-3] et b) la structure en triphasé [4-8]. Dans les deux cas, l'onduleur de tension est connecté en parallèle au réseau via un filtre de découplage ( $L_f, R_f$ ) du premier ordre qui est en réalité une simple bobine mais avec des spécificités au niveau de son circuit magnétique (introduction de noyaux en ferrite) [9]. La capacité  $C$  se comporte comme une source de tension continue. La tension  $V_{dc}$  aux bornes du condensateur doit être positive et maintenue constante par la commande [9].



**Figure 2.1.** Structure générale d'un FAP parallèle, a) monophasé, b) triphasé.

### 2.2.1. Onduleur de tension

Dans cette partie, nous présentons l'onduleur de tension triphasé qui est plus général et nous pourrions déduire toutes les informations concernant l'onduleur monophasé.

L'onduleur de tension est caractérisé par son élément d'alimentation en énergie, à savoir un condensateur (figure 2.2). La tension aux bornes de ce condensateur doit être maintenue constante, les fluctuations possibles ne doivent pas dépasser la limite supportable par les semi-conducteurs en présence [10].

Les interrupteurs bidirectionnels en courant sont réalisés par des semi-conducteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture de type IGBT dans la majorité des cas montés en anti parallèle avec une diode [11] qui assure la continuité du courant lors de la commutation de la tension. Pratiquement, les deux interrupteurs d'un même bras ne doivent jamais être fermés simultanément afin d'éviter le court-circuit de la source de tension. Une solution a été proposée par l'introduction d'un temps d'attente, appelé également un temps mort, entre l'ouverture d'un interrupteur et la fermeture de l'autre interrupteur du même bras [11].

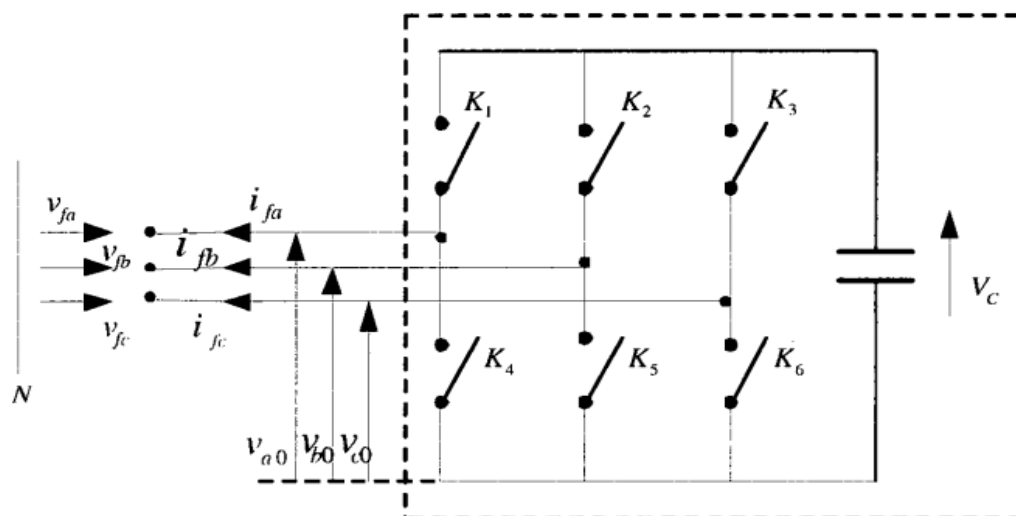


Figure 2.2. Onduleur de tension triphasé.

Dans la structure générale, on distingue les tensions de branches  $V_{a0}$ ,  $V_{b0}$ ,  $V_{c0}$ , mesurées par rapport à la borne négative de l'élément de stockage de l'énergie, et les tensions de phase mesurées par rapport à un neutre flottant,  $V_{fa}$ ,  $V_{fb}$ ,  $V_{fc}$ . Pour une charge triphasée équilibrée, sans composante homopolaire et avec un point neutre flottant, on a les relations suivantes [9]:

$$v_{fa} + v_{fb} + v_{fc} = 0 \quad (2.1)$$

$$i_{fa} + i_{fb} + i_{fc} = 0 \quad (2.2)$$

Les états des signaux de commande  $S_1, S_2, S_3$ , sont comme suit :

$$S_1 \begin{cases} 1 & K_1 \text{ fermé et } K_4 \text{ ouvert} \\ 0 & K_1 \text{ ouvert et } K_4 \text{ fermé} \end{cases}$$

$$S_2 \begin{cases} 1 & K_2 \text{ fermé et } K_5 \text{ ouvert} \\ 0 & K_2 \text{ ouvert et } K_5 \text{ fermé} \end{cases}$$

$$S_3 \begin{cases} 1 & K_3 \text{ fermé et } K_6 \text{ ouvert} \\ 0 & K_3 \text{ ouvert et } K_6 \text{ fermé} \end{cases}$$

On peut prévoir huit cas possibles pour les tensions de sortie de l'onduleur, par rapport au neutre flottant [6]:

**Tableau 2.1.** Tensions de sortie de l'onduleur de tension.

| Etat | $S_3$ | $S_2$ | $S_1$ | $V_{fc}$     | $V_{fb}$     | $V_{fa}$     |
|------|-------|-------|-------|--------------|--------------|--------------|
| 0    | 0     | 0     | 0     | 0            | 0            | 0            |
| 1    | 0     | 0     | 1     | $-V_{dc}/3$  | $-V_{dc}/3$  | $2V_{dc}/3$  |
| 2    | 0     | 1     | 0     | $-V_{dc}/3$  | $2V_{dc}/3$  | $-V_{dc}/3$  |
| 3    | 0     | 1     | 1     | $-2V_{dc}/3$ | $V_{dc}/3$   | $V_{dc}/3$   |
| 4    | 1     | 0     | 0     | $2V_{dc}/3$  | $-V_{dc}/3$  | $-V_{dc}/3$  |
| 5    | 1     | 0     | 1     | $V_{dc}/3$   | $-2V_{dc}/3$ | $V_{dc}/3$   |
| 6    | 1     | 1     | 0     | $V_{dc}/3$   | $V_{dc}/3$   | $-2V_{dc}/3$ |
| 7    | 1     | 1     | 1     | 0            | 0            | 0            |

### 2.2.2. Élément de stockage de l'énergie

Du point de vue économique, il est préférable d'utiliser un stockage capacitif avec un onduleur à structure de tension. Pour un bon fonctionnement, la tension  $V_{dc}$  doit être maintenue constante pour diminuer les fluctuations qui peuvent affecter la qualité d'énergie [9]. Cette tension  $V_{dc}$  doit être élevée en vue d'améliorer la dynamique du filtre actif. De plus, les ondulations de la tension continue  $V_{dc}$ , causées par les courants engendrés par le filtre actif et limitées par le choix de  $C_{dc}$ , peuvent dégrader la qualité de compensation du filtre actif parallèle. Ces fluctuations sont d'autant plus importantes que l'amplitude du courant du filtre est grande et que sa fréquence est faible [6]. Donc, pour choisir les paramètres du système de stockage, on ne considère que seuls les premiers harmoniques. Pour démontrer ceci, deux méthodes peuvent être utilisées [6]:

- La première méthode se base sur le calcul de l'énergie fournie par le filtre actif pendant une demi-période de la pulsation de puissance liée aux deux premiers harmoniques (5 et 7 pour un pont redresseur de Graetz) [12]. En choisissant un taux d'ondulation acceptable ( $\varepsilon$ ), généralement de l'ordre de 5% de  $V_{dc}$ , nous pouvons calculer la capacité  $C_{dc}$  à partir de la relation suivante [6]:

$$C_{dc} = \frac{V_s \sqrt{I_5^2 + I_7^2 - 2I_5 I_7 \cos(5\alpha - 7\alpha)}}{2\omega \cdot \varepsilon \cdot V_{dc}^2} \quad (2.3)$$

Avec  $V_s$  la tension simple du réseau,  $I_h$  le courant harmonique du rang  $h$  et  $\alpha$  l'angle d'amorçage des thyristors du pont Graetz.

- La deuxième méthode, plus simple, se base sur la mesure du courant harmonique  $I_h$  du rang le plus faible. La capacité  $C_{dc}$  se calcule de la façon suivante [6, 13]:

$$C_{dc} = \frac{I_h}{\varepsilon \cdot V_{dc} \cdot \omega_h} \quad (2.4)$$

Avec,  $\omega_h$  la pulsation la plus faible des harmoniques à compenser.

### 2.2.3 Filtre de sortie

Le filtre de sortie  $L_f$  en figure 2.3 assure le branchement convenable de l'onduleur de tension avec le réseau. Ce filtre est dimensionné pour assurer en permanence l'équilibre

dynamique entre le courant de charge harmonique et celui injecté par l'onduleur du FAP et aussi dimensionné pour empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau [10].

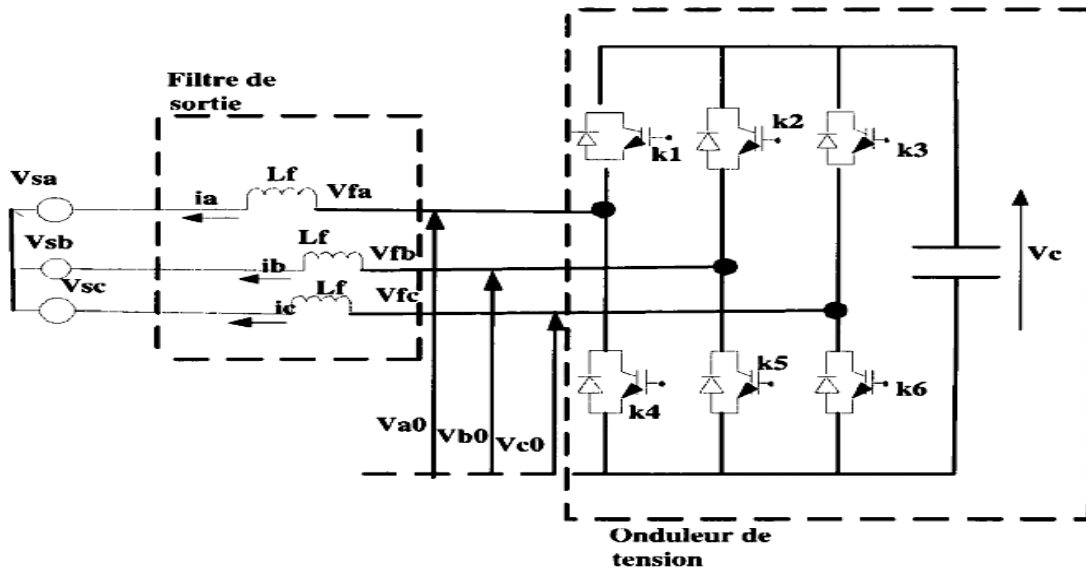


Figure 2.3. Filtre actif parallèle triphasé de type tension.

### 2.3 Stratégies de commande du filtre actif de puissance

L'objectif du système de filtrage est de compenser l'ensemble des harmoniques de courant générées par la charge non linéaire [1, 2]. La figure 2.4 présente le système global à étudier, constitué du réseau électrique, de la charge polluante et du filtre actif parallèle monophasé/triphasé. Le rôle de la commande est la génération de courants harmoniques  $i_f$  à travers le filtre actif égaux à ceux produit par la charge polluante  $i_{ch}$  mais en opposition de phase afin de rendre les courants de source  $i_s$  sinusoïdaux.

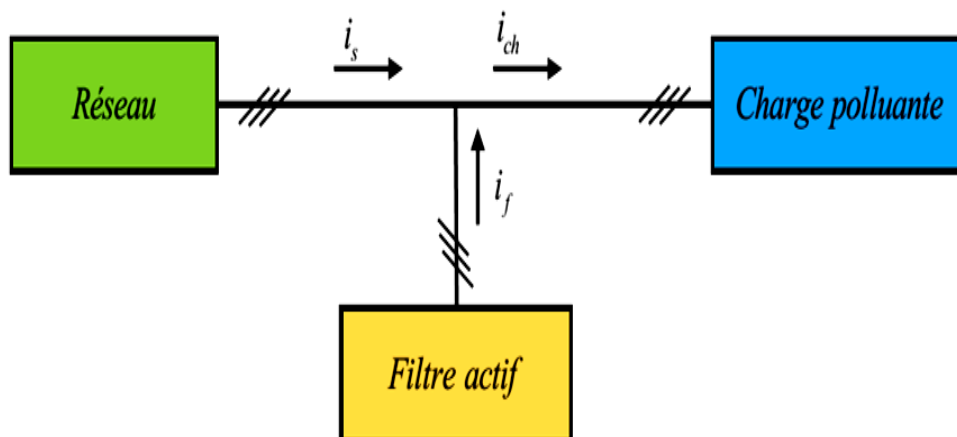


Figure 2.4. Système à étudier.

Dans ce chapitre nous allons présenter deux techniques de commande du FAP parallèle se basant sur les critères de simplicité d'implantation, de la robustesse et l'impact sur la qualité des signaux. La première technique, appelée commande directe du courant  $DCC^1$  [1, 2, 14], est utilisée pour commander le FAP parallèle monophasé. Cette technique est simple à réaliser et à implémenter. La deuxième technique, intitulée commande directe de puissance  $DPC^2$  [4, 15], est utilisée pour commander le système de filtrage triphasé.

Dans les deux techniques de commande, il y a deux boucles principales:

- **La boucle interne:** son rôle est de commander l'onduleur de tension par la génération des signaux de commande  $T_1, T_2, T_3$  et leurs compléments.
- **La boucle externe :** dont le rôle est la régulation de la tension aux bornes du système de stockage d'énergie. C'est là où principalement réside notre contribution dans le cadre de cette thèse.

#### 2.4 Commande directe en courant pour FAP monophasé

Pour améliorer les performances du FAP parallèle monophasé, nous avons opté pour une commande classique avec complexité réduite qui se compose de deux boucles comme montré en figure 2.5 [1, 2]. La première est la boucle interne de courant qui est basée sur la commande par hystérésis. Et la deuxième est la boucle externe de tension qui a comme rôle la régulation de la tension ( $V_{dc}$ ) aux bornes de l'élément de stockage d'énergie à une valeur de référence ( $V_{dc}^*$ ) bien déterminée.

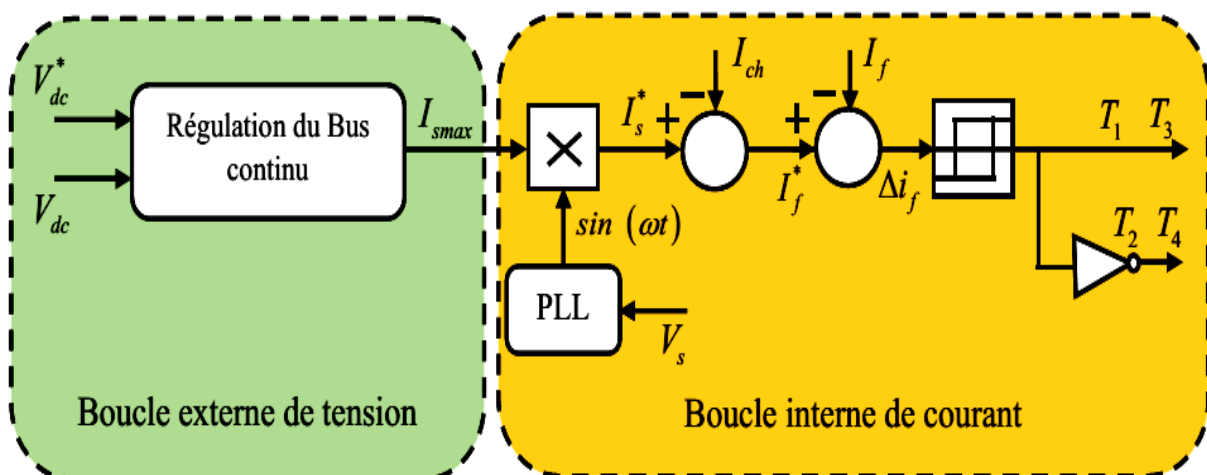


Figure 2.5. Technique de commande en courant (DCC).

<sup>1</sup> DCC : abréviation en anglais *Direct Current Control*.

<sup>2</sup> DPC : abréviation en anglais *Direct Power Control*.

### 2.4.1 Boucle interne de courant

Comme illustré dans la figure 2.5, la tension de la source captée est introduite dans le bloc PLL<sup>3</sup> (boucle de verrouillage de phase). Dans le cas du système de compensation monophasé, la PLL joue le rôle d'un filtre qui génère un sinus unitaire pour garantir la synchronisation avec le réseau, en multipliant la sortie de filtre par la valeur maximale du courant de source ( $I_{s,max}$ ) générée par la boucle de régulation, en vue de fournir le courant de source de référence ( $I_s^*$ ). Après la soustraction des courants de charge et de filtre mesurés, on obtient l'erreur qui est ensuite appliquée à l'entrée d'un comparateur à hystérésis dont la sortie fournit l'ordre de commande du bras correspondant du pont. Ce contrôle du courant par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est le plus utilisé en raison de sa simplicité et sa robustesse [16, 17].

### 2.4.2 Boucle externe de tension

L'objectif de la boucle de contrôle de la tension du bus continu est de maintenir la tension aux bornes du condensateur à une valeur fixe, en compensant les pertes [18]. Les entrées de cette boucle sont la tension de référence ( $V_{dc}^*$ ) et la tension mesurée ( $V_{dc}$ ) et la sortie fournit le courant actif  $I_{s,max}$ , nécessaire pour charger le bus à la valeur choisie. Pour atteindre cet objectif, un régulateur de type proportionnel-intégrateur (PI) est souvent utilisé [1, 16].

Un régulateur doit satisfaire aux objectifs généraux de la régulation ainsi qu'aux contraintes liées au rejet des perturbations. Dans le cas d'un régulateur aussi simple que le régulateur PI, et à cause du manque de degré de liberté qu'il nous impose, seule la poursuite des références pour un point de fonctionnement fixe pourra être envisagée. A cela s'ajoute le problème du compromis à trouver dans le cas d'une structure de filtre actif parallèle avec un filtre de sortie du premier ordre (choix de l'inductance) [ALA-2000-1, ALA-2001]. En effet, un régulateur PI ne peut pas assurer, avec les seuls paramètres de correction  $K_P$  et  $K_I$ , les objectifs de régulation en boucle fermée pour un système d'origine d'ordre supérieur à un [13].

Par conséquent, pour résoudre des problèmes plus complexes de contrôle-commande de filtre actif parallèle, il est souhaitable d'aborder des régulateurs plus avancés, dont le nombre de paramètres se détermine en fonction de l'ordre du système d'origine. Le choix d'une

---

<sup>3</sup>P.L.L : Abréviation en Anglais de *Phase Locked Loop*

méthode de régulation basée sur des régulateurs d'ordre fractionnaire peut répondre à ces critères de régulation plus sévère [13]. Plus de détails concernant les régulateurs proposés sont trouvés dans la section 2.6.

## 2.5 Commande directe de puissance

La définition générale décrit la *DPC*<sup>4</sup> comme la technique de contrôle qui utilise directement les puissances instantanées comme variables de contrôle, sans utiliser des boucles de courant ou des blocs de modulation car les états de commutation de l'onduleur sont choisis directement par un tableau de commutation [19].

Dans les paragraphes suivants, nous présentons brièvement le principe de fonctionnement de la DPC, en analysant sa structure et en présentant ses points forts et ses points faibles. Dans notre étude, nous avons utilisé cette technique pour contrôler le système de compensation triphasé.

### 2.5.1 Etat de l'art de la DPC

Le principe de la DPC a été proposé pour la première fois en 1986 par [20] et a été développé plus tard pour plusieurs applications. La première application développée était le contrôle d'une machine électrique et la structure de contrôle était connue sous le nom de Commande directe de Couple *DTC*<sup>5</sup>. Dans ce cas, le flux statorique et le couple électromagnétique de la machine sont commandés sans aucun bloc de modulation [19].

Se basant sur la technique DTC, une autre alternative appelée la DPC a été proposée par [21] pour une application de commande des redresseurs connectés au réseau. Dans ce cas, les grandeurs contrôlées sont les puissances active et réactive instantanées [19].

Dans la littérature, d'autres améliorations ont été introduites à la DPC classique [22], par une modification de la table de commutation par l'addition d'une modulation de type vectoriel (et donc un correcteur linéaire) permettant d'obtenir une fréquence de commutation fixe. Cette stratégie est connue par la DPC avec modulation vectorielle.

### 2.5.2 DPC classique

L'idée principale de la technique DPC classique est illustrée par la figure 2.6. Généralement, la tension du bus continu est régulée pour un contrôle de la puissance active. Le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire est obtenu en imposant

---

<sup>4</sup> D.P.C. Abréviation en Anglais : *Direct Power Control*

<sup>5</sup> D.T.C. Abréviation en Anglais : *Direct Torque Control*

à la puissance réactive une valeur nulle. Ainsi après la mesure des courants ( $I_{sa,b,c}$ ) et des tensions ( $V_{sa,b,c}$ ) du réseau, on calcule les puissances active et réactive ( $P$  et  $Q$ ), ensuite on les compare avec leurs puissance de référence ( $P^*$  et  $Q^*$ ). Les erreurs de puissance sont introduites vers deux bandes d'hystérésis. En utilisant la sortie de deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux, ainsi que la position angulaire du vecteur des tensions du réseau, on détermine les états de commutation de l'onduleur, pour chaque période d'échantillonnage [16, 19].

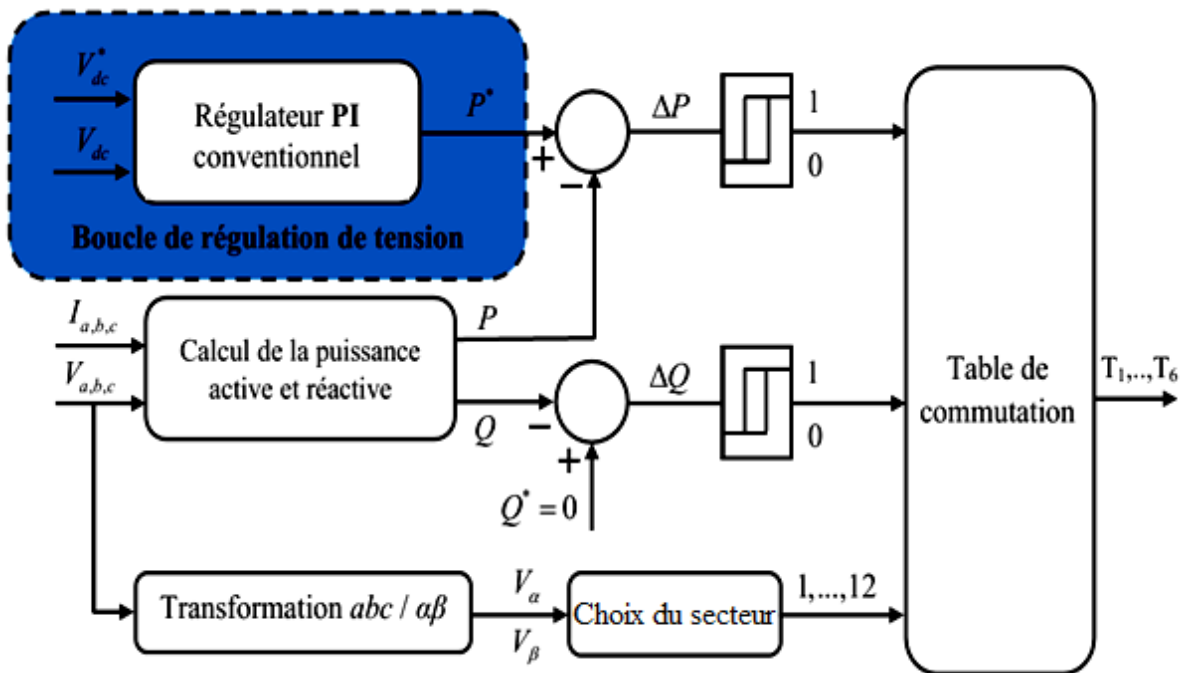


Figure 2.6. Schéma bloc de la technique DPC classique.

### 2.5.3 Calcul des puissances instantanées

Pour un système triphasé, la puissance active instantanée est définie par le produit scalaire des courants et des tensions de ligne. La puissance réactive est définie par le module de leur produit vectoriel. Ces puissances sont exprimées respectivement par la relation [16]:

$$\begin{aligned} p &= \text{Re}(\vec{v}_s \cdot \vec{i}_s^*) \\ q &= \text{Im}(\vec{v}_s \cdot \vec{i}_s^*) \end{aligned} \quad (2.5)$$

Où  $p$  est la puissance active instantanée (aussi appelée puissance réelle),  $q$  est la puissance réactive instantanée (aussi appelée puissance imaginaire),  $\vec{v}_s$  et  $\vec{i}_s$  sont les vecteurs de tension et courant de ligne et le symbole  $*$  dénote le conjugué.

Donc, les puissances active et réactive instantanées sont calculées par l'expression ci-dessous :

$$p(t) = v_{sa} \cdot i_{sa} + v_{sb} \cdot i_{sb} + v_{sc} \cdot i_{sc} \quad (2.5)$$

$$q(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{sa} - v_{sb}) \cdot i_{sc} + (v_{sb} - v_{sc}) \cdot i_{sa} + (v_{sc} - v_{sa}) \cdot i_{sb}] \quad (2.6)$$

#### 2.5.4 Contrôleurs à hystérésis

L'idée principale de la commande DPC est de maintenir les puissances active et réactive instantanées dans une bande désirée. Ce contrôle est basé sur deux comparateurs à hystérésis qui utilisent comme entrée les signaux d'erreurs entre les valeurs de références et estimées des puissances active et réactive [23].

$$\Delta p = p^* - p \quad (2.7)$$

$$\Delta q = q^* - q \quad (2.8)$$

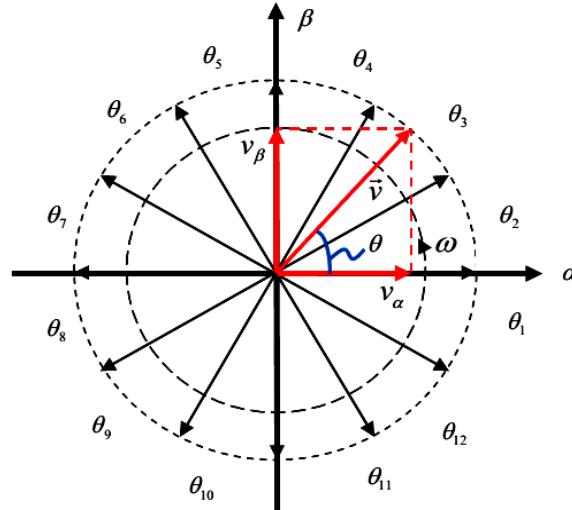
Le comportement du contrôleur à hystérésis relativement aux limites des erreurs de puissances peut être résumé comme suit [23]:

$$\left. \begin{array}{l} \Delta p, q > HB_{p,q} \\ -HB_{p,q} \leq \Delta p, q \leq HB_{p,q} \text{ et } \frac{d(\Delta p, q)}{dt} < 0 \end{array} \right\} dp, q = 1 \quad (2.9)$$

$$\left. \begin{array}{l} \Delta p, q < -HB_{p,q} \\ -HB_{p,q} \leq \Delta p, q \leq HB_{p,q} \text{ et } \frac{d(\Delta p, q)}{dt} > 0 \end{array} \right\} dp, q = -1 \quad (2.10)$$

#### 2.5.5 Choix du secteur

L'influence de chaque vecteur de sortie résultant du FAP sur les puissances active et réactive est très dépendante de la position réelle du vecteur de la tension de source. Ainsi, outre les signaux des deux contrôleurs à hystérésis, la table de commutation fonctionne selon la position du vecteur de la tension de source, qui tourne à la pulsation ( $\omega$ ), dans le plan complexe. Toutefois, au lieu d'introduire dans la table de commutation la position exacte du vecteur de la tension, le bloc du choix de secteur nous informe dans quel secteur se trouve le vecteur réel de la tension de source [23].



**Figure 2.7.** Représentation du vecteur de la tension dans le plan  $(\alpha, \beta)$  divisé en douze (12) secteurs.

Afin d'augmenter la précision, le plan  $\alpha$ - $\beta$  est divisé en douze secteurs égaux de  $30^\circ$ , comme l'illustre le graphique de la figure 2.7, où le premier secteur est défini entre  $-\pi/3 < \theta_1 < 0$ . Les régions consécutives suivent dans le sens trigonométrique le même critère, qui peut être génériquement exprimé par :

$$(n-2)\frac{\pi}{6} < \theta_n < (n-1)\frac{\pi}{6} \quad n=1,2,\dots,12 \quad (2.11)$$

L'angle est calculé en utilisant la fonction trigonométrique inverse, basée sur les composantes du vecteur de la tension dans le repère  $(\alpha, \beta)$  indiquée par l'équation (2.12) :

$$\theta = \arctan \frac{v_\beta}{v_\alpha} \quad (2.12)$$

### 2.5.6 Table de commutation

Le tableau de commutations présenté dans cette partie a été développé dans [21]. L'auteur divise le tableau en douze secteurs afin d'améliorer la précision. Lorsque le vecteur de tension est aligné avec le référentiel tournant choisi, la puissance active instantanée est proportionnelle à la composante directe du courant de sortie et la puissance réactive instantanée au courant en quadrature.

La tension de sortie de l'onduleur dépend des états de commutation de l'onduleur ( $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$ ). Selon les valeurs de ces variables, huit différents vecteurs peuvent être appliqués : deux vecteurs nuls ( $v_0$  et  $v_7$ ) et six vecteurs actifs ( $v_1, v_2, v_3, v_4, v_5$  et  $v_6$ ).

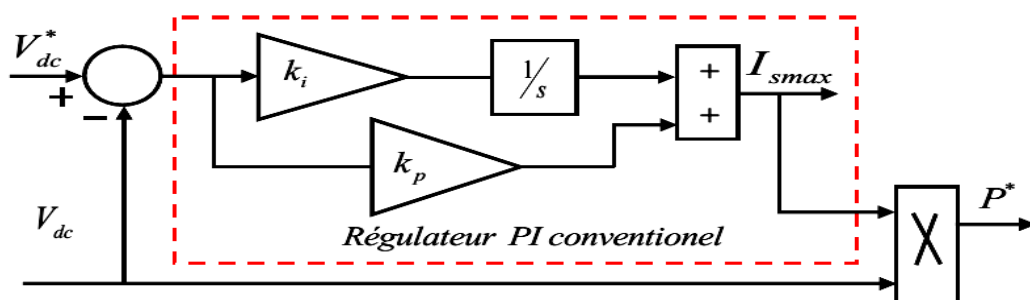
Une fois les sorties logiques des comparateurs à hystérésis établies, et suivant le numéro du secteur où se trouve le vecteur  $v_{\alpha,\beta}$ , le vecteur des tensions à appliquer à l'entrée de l'onduleur est sélectionné à partir de la table de commutation classique développée par Noguchi comme l'indique le tableau 2.2.

**Tableau 2.2.** Table de commutation de la DPC.

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

### 2.5.7 Contrôle de la tension du bus continu utilisant le régulateur conventionnel PI

Le rôle de la boucle de régulation de la tension du bus continu est de maintenir cette tension à une valeur de référence constante comme le montre la figure 2.8, en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur. Dans l'objectif d'assurer une bonne qualité de compensation des perturbations de tension dans des cas de fonctionnements extrêmes du réseau électrique, les régulateurs classiques de type PI ont été employés. Ainsi, la multiplication de l'amplitude maximale des courant de source ( $I_{smax}$ ) avec la tension du condensateur ( $V_{dc}$ ) donne la puissance active de référence ( $P^*$ ) qui a été utilisée comme variable de contrôle dans la commande DPC classique.

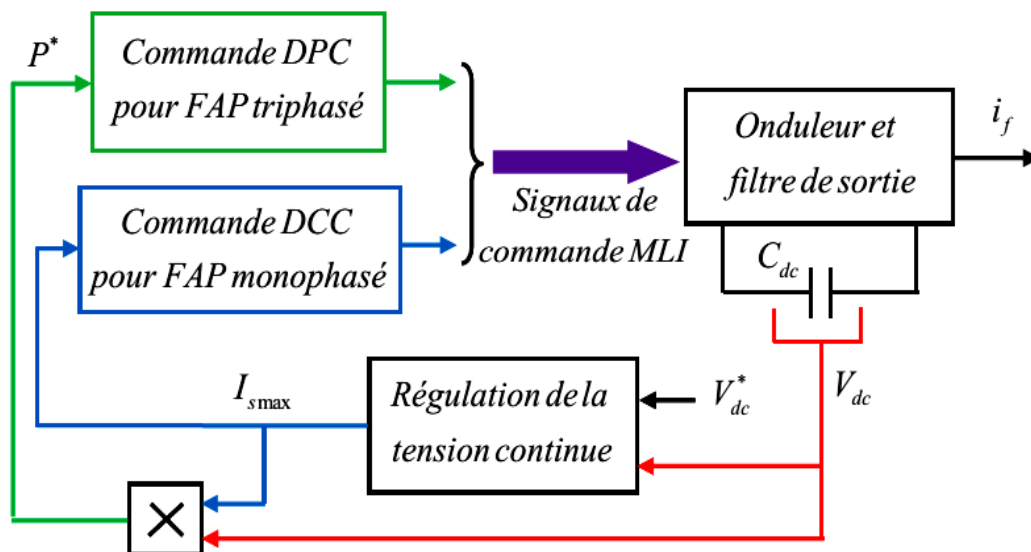


**Figure 2.8.** Boucle de régulation du bus continu du FAP triphasé.

## 2.6 Régulation du bus continu du FAP triphasé

La source d'énergie associée au bus continu de l'onduleur est un condensateur qui joue le rôle d'une source de puissance pour produire les tensions alternatives à la sortie de l'onduleur de tension [24]. La tension aux bornes de ce condensateur doit être constante et fixée à une valeur prédéterminée mais les pertes par commutation des interrupteurs du convertisseur, les pertes par effet de Joule dans les composants du filtre de sortie, la variation de la charge non-linéaire connectée au réseau et l'injection des courants fondamentaux pendant le régime transitoire de la charge polluante affectent cette tension [24, 25]. A cet effet, le rôle de la boucle de régulation est de maintenir le bus continu chargé à une valeur de référence. Donc, le contrôle du bus continu est une procédure indispensable pour la commande du FAP.

La figure 2.9 présente le schéma de principe du contrôleur de tension. La valeur de la tension mesurée  $V_{dc}$  est soustraite à la tension de référence  $V_{dc}^*$ , de telle manière que l'erreur de tension puisse être annulée par l'action du régulateur. La sortie du correcteur est une image de l'amplitude de courant fondamental actif nécessaire pour corriger la tension aux bornes du condensateur. Si cette tension est inférieure à la référence, cela signifie que la puissance réelle n'est pas suffisante. C'est pourquoi, le courant et la puissance réelle du réseau sont augmentés. De même, si la tension aux bornes du condensateur est supérieure à la référence, l'amplitude du courant du réseau doit être réduite pour limiter la puissance réelle fournie [25].



**Figure 2.9.** Schéma de principe de la partie commande de l'onduleur avec contrôle de la tension du condensateur.

Pour contrôler la tension aux bornes du condensateur, nous avons utilisé différents régulateurs cités dans la littérature ou proposés dans le cadre de nos travaux. Ces régulateurs sont :

- Régulateur PI ou IP conventionnel,
- Régulateur PI ou IP d'ordre fractionnaire,
- Régulateur proposé à structure à commutation conventionnelle,
- Régulateur proposé à structure à commutation floue.

### 2.6.1 Le régulateur PI conventionnel

Pour déterminer les paramètres du régulateur PI, on suit la procédure qui suit [1, 2]:

La relation suivante donne la fonction de transfert (FT) du régulateur PI utilisé dans notre étude:

$$C_c(s) = k_{pc} + \frac{k_{ic}}{s} \quad (2.13)$$

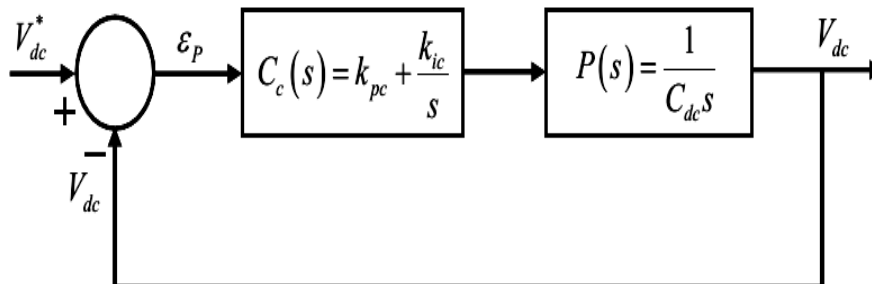
Avec:

$k_{pc}$  : Gain proportionnel du régulateur PI conventionnel.

$k_{ic}$  : Gain intégral du régulateur PI conventionnel.

La boucle de régulation de la tension du bus continu du FAP à base d'un régulateur PI conventionnel est présentée en figure 2.10 [1, 2]. Le bloc  $P(s)$  qui représente la TF de l'onduleur est défini par :

$$P(s) = \frac{1}{C_{dc} \cdot s} \quad (2.14)$$



**Figure 2.10.** Boucle fermée de la régulation de  $V_{dc}$  par un régulateur PI conventionnel.

La FT en boucle fermée du système de la figure 2.10 est alors donnée par [1, 2]:

$$G_{PI}(s) = \frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{\frac{k_{pc}}{C_{dc}}s + \frac{k_{ic}}{C_{dc}}}{s^2 + \frac{k_{pc}}{C_{dc}}s + \frac{k_{ic}}{C_{dc}}} \quad (2.15)$$

L'expression générale d'une FT du second ordre est [1, 2]:

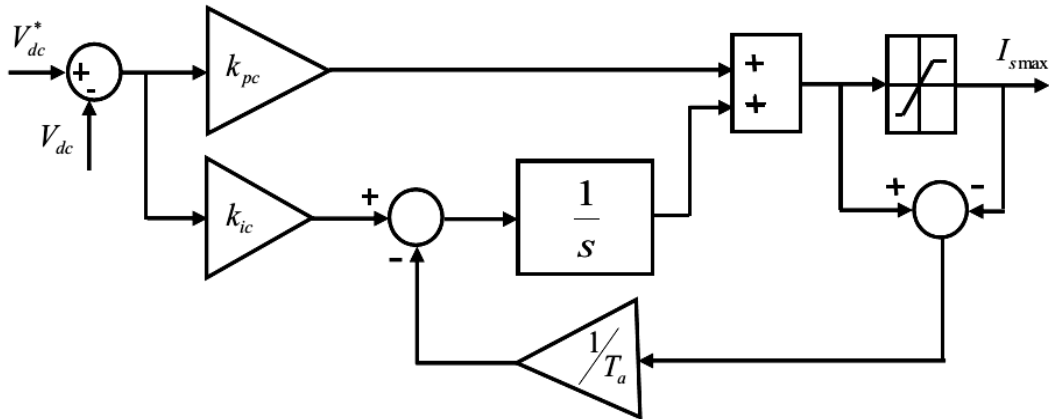
$$G(s) = \frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.16)$$

Après identification avec l'équation (2.15), on obtient [1, 2]:

$$\begin{cases} k_{ic} = C_{dc} \cdot \omega_n^2 \\ k_{pc} = 2\xi\omega_n C_{dc} \end{cases} \quad (2.17)$$

Nous avons choisi :  $\omega_n = 2\pi \times 18 \text{ rad/s}$  et  $\xi = 0.7$

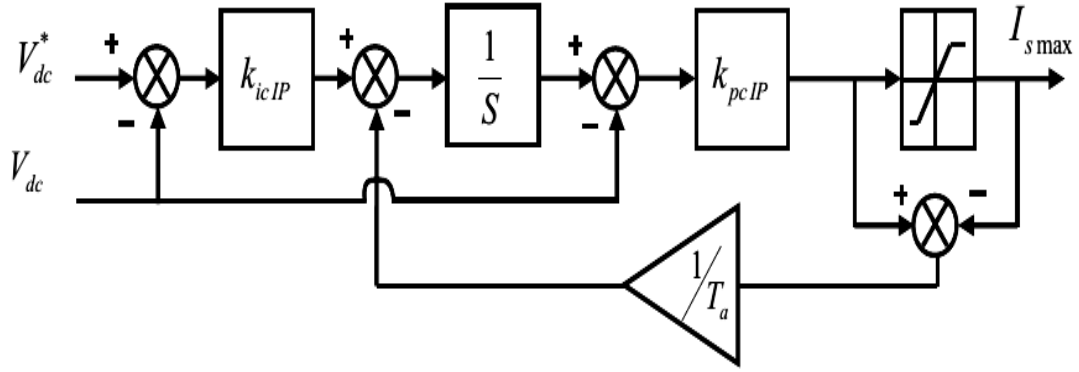
La structure conventionnelle d'un régulateur PI intègre l'erreur entre la tension du condensateur et sa référence, de façon excessive avec un risque de perdre le contrôle. Donc, La structure anti-emballement [23] de la figure 2.11 est utilisée pour diminuer l'amplitude de la tension  $V_{dc}$  durant un transitoire [23]. Cette structure a été utilisée dans nos travaux.



**Figure 2.11.** Régulateur PI anti-emballement utilisé en simulation et en pratique.

### 2.6.2 Le régulateur IP conventionnel

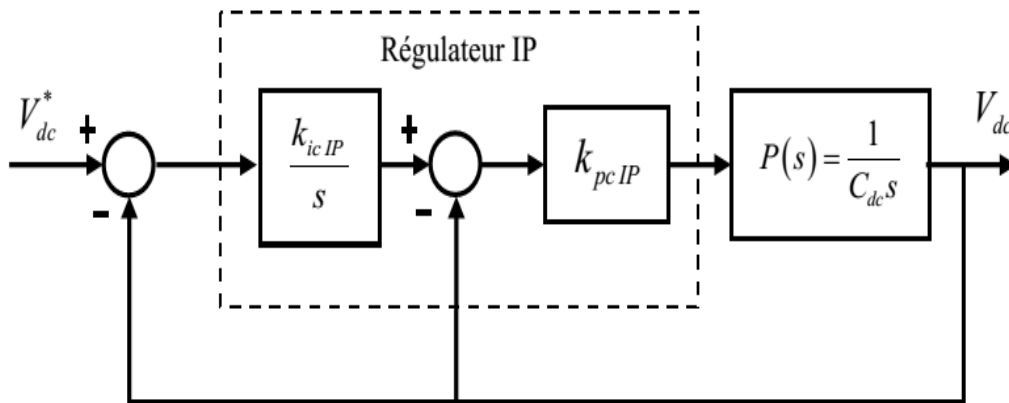
On suit les mêmes étapes décrites au paragraphe précédent mais en utilisant cette fois une autre structure du régulateur conventionnel de type IP [23]. Le schéma synoptique de ce régulateur est donné par la figure 2.12.



**Figure 2.12.** Régulateur IP anti-emballement utilisé en simulation et en pratique.

A partir de la figure 2.13, nous pouvons obtenir la FT en boucle fermée suivante :

$$G_{IP}(s) = \frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{\frac{k_{icIP} k_{pcIP}}{C_{dc}}}{s^2 + \frac{k_{pcIP}}{C_{dc}}s + \frac{k_{icIP} k_{pcIP}}{C_{dc}}} \quad (2.18)$$



**Figure 2.13.** Boucle fermée de la régulation de  $V_{dc}$  par un régulateur IP conventionnel.

Cette équation est du deuxième ordre et donc similaire à cette équation :

$$G(s) = \frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.19)$$

Par identification de l'équation (2.18) avec l'équation (2.19), on obtient [23]:

$$\begin{cases} k_{icIP} = \frac{\omega_n}{2\xi} \\ k_{pcIP} = 2\xi\omega_n C_{dc} \end{cases} \quad (2.20)$$

### 2.6.3 Les régulateurs fractionnaires

#### 2.6.3.1 Etat de l'art du calcul fractionnaire et des régulateurs PID d'ordre fractionnaire

Avant de parler des régulateurs d'ordre fractionnaire, il faut d'abord connaître les premiers concepts du calcul fractionnaire et son évolution. En définition simple, le Calcul Fractionnaire (FC<sup>6</sup>) est le domaine des mathématiques analytiques qui traite de l'étude et de l'application des intégrales et dérivées d'ordre arbitraire [26].

L'idée du calcul fractionnaire peut être considérée aussi ancienne que nouvelle. On trouve dans la littérature pas mal de chercheurs qui sont intéressés à cet axe de recherche, on peut les citer comme dans [26]. Commenant par quelques spéculations de G.W. Leibniz (1695, 1697) et L. Euler (1730), le FC a été développé jusqu'à nos jours. De nombreux mathématiciens ont contribué à ce développement jusqu'à la moitié du siècle passé, dont nous pouvons citer une liste non exhaustive comprenant : P .S. Laplace (1812), J.B.J. Fourier (1822) N.H. Abel (1823-1826), J. Liouville (1832-1873), B. Riemann (1847), H. Holmgren (1865-1867), A.K. Grünwald (1867-1872), A.V. Letnikov (1868-1872), H. Laurent (1884), P .A. Nekrassov (1888), A. Krug (1890), J. Hadamard (1892), O. Heaviside (1892-1912), S. Pincherle (1902), G.H. Hardy et J.E. Littlewood (1917-1928), H. Weyl (1917), P . Lévy (1923), A. Marchaud (1927), H.T. Davis (1924-1936), A. Zygmund (1935-1945), E.R. Love (1938-1996), A. Erdélyi (1939-1965), H. Kober (1940), D.V. Widder (1941), M. Riesz (1949) [26].

Cependant, on peut aussi bien le considérer comme un nouvel axe de recherche, puisque ce n'est que depuis un peu plus d'une vingtaine d'années qu'il fait l'objet d'éditions et de conférences spécialisées. Donc, la première conférence a été organisée sous le nom "*First conference on Fractional Calculus and its Applications*" à l'université de New Haven en juin 1974 par B. Ross [27]. Le premier livre dédié au calcul fractionnaire a été publié en 1974 par K.B. Oldham et J. Spanier, voir [28]. Sur le plan mathématique, l'ouvrage russe de Samko et al. [147] paru en 1987, regroupe un ensemble de définitions et de théories importantes [26].

De nos jours les conférences et les éditions consacrées entièrement ou partiellement aux systèmes d'ordre fractionnaire et leurs applications se comptent par dizaines chaque année.

La décennie précédente a connu des efforts de recherche très remarquables liés au calcul d'ordre fractionnaire et son application dans la théorie de la commande des systèmes [29]. Par

---

<sup>6</sup> FC : Abréviation en Anglais : *Fractional Calculus*

exemple, comme dans la commande CRONE (Commande Robuste d'Ordre Non Entier) proposée par Oustaloup [30-32], le but est la robustesse fractale. La détermination de la plage de fréquences d'intérêt mène à une fonction de transfert d'ordre fractionnaire [33, 34] sur laquelle est basée la synthèse du régulateur CRONE. Dans ce régulateur, l'ingrédient principal est la dérivée d'ordre fractionnaire " $s^\alpha$ ", où " $\alpha$ " est un nombre réel et " $s$ " est le symbole de la transformée de Laplace de la différentiation [26].

Du point de vue ingénierie, la signification de commande d'ordre fractionnaire est que c'est une généralisation de la théorie de la commande d'ordre entier classique qui pourrait mener à une modélisation plus adéquate et des performances de commande plus robuste [29].

### 2.6.3.2 Régulateur PI et IP d'ordre fractionnaire

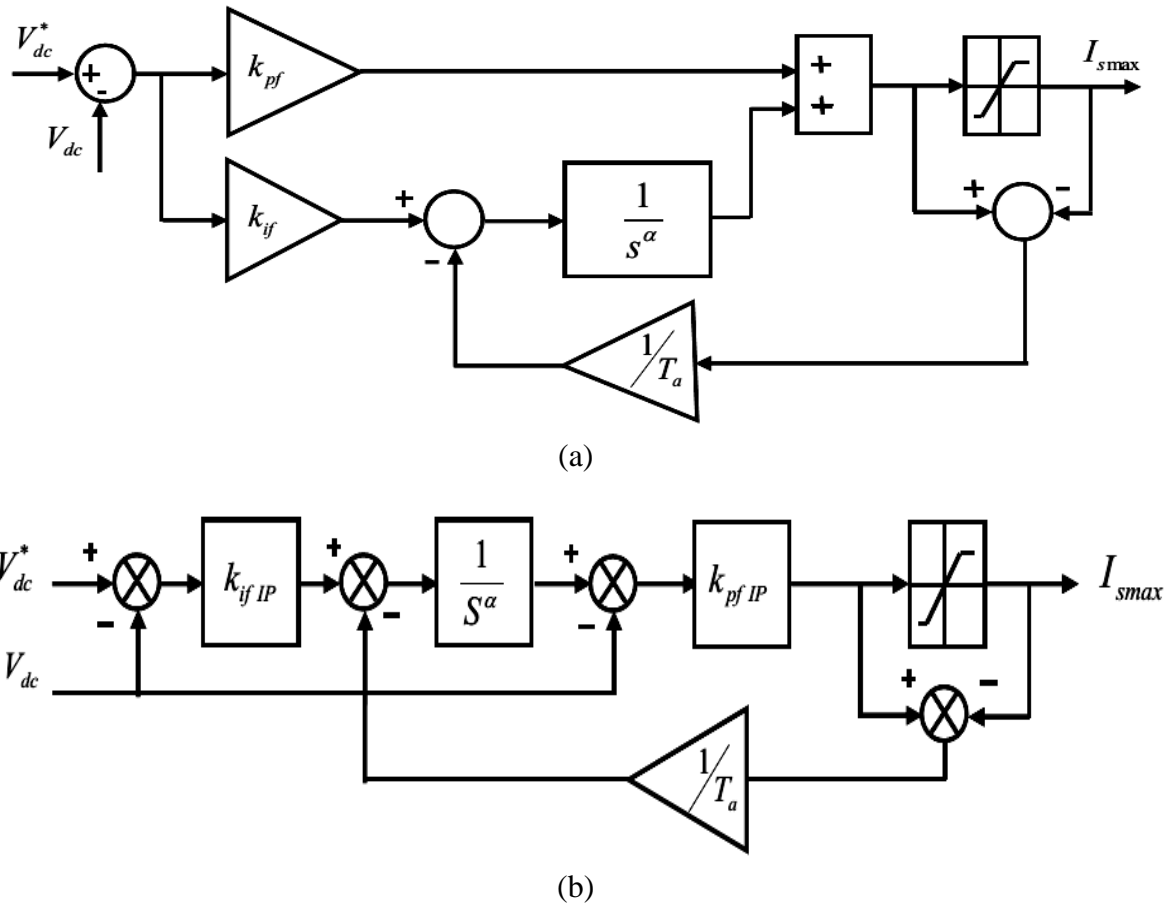
Malgré les événements significatifs des années récentes dans la théorie de la commande, le correcteur PID est le plus industriellement employé comme algorithme de commande. On peut expliquer cela par sa simplicité et la capacité de résoudre la plupart des problèmes de commande [29]. Mais, les trois gains (proportionnel, intégrateur, dérivateur) à régler limite leur rôle en régime dynamique, cela justifie la recherche d'une solution plus adéquate ou au moins d'un régulateur avec plus de paramètres à régler.

L'idée d'utiliser des régulateurs d'ordre fractionnaire pour la commande des systèmes dynamiques revient à Oustaloup. Plus tard, Podlubny en 1999 [35] a proposé un régulateur d'ordre fractionnaire  $PI^\lambda D^\mu$  dont la fonction de transfert est donnée par  $K_p + T_i s^{-\lambda} + T_d s^\mu$ , où  $\lambda$  et  $\mu$  sont des nombres réels positifs ;  $K_p$  est le gain proportionnel,  $T_i$  la constante d'intégration et  $T_d$  la constante de différentiation. Il est évident qu'en prenant  $\lambda = 1$  et  $\mu = 1$  on obtient le régulateur PID classique. Si  $T_i = 0$  on obtient le régulateur  $PD^\mu$  même si  $T_d = 0$  on obtient le régulateur  $PI^\lambda$  etc [26]. Tous ces types de régulateurs sont des cas particuliers du régulateur  $PI^\lambda D^\mu$ . Logiquement, ce régulateur peut améliorer le niveau de performances du système de commande, vu qu'il présente plus de paramètres de réglage comme montré par Podlubny.

Nos travaux nécessitent les fonctions proportionnel et intégral d'ordre fractionnaire pour réaliser un régulateur de type PI anti-emballement d'ordre fractionnaire (FO-PI<sup>7</sup>) comme montré dans la figure 2.14-a ou de type IP anti-emballement d'ordre fractionnaire (FO-IP<sup>8</sup>) comme illustré dans la figure 2.14-b qui vont s'intégrer à la commande DCC ou DPC selon l'application en monophasé ou en triphasé.

<sup>7</sup> FO-PI : Abréviation en Anglais : *Fractional Order Proportional Integral*

<sup>8</sup> FO-IP : Abréviation en Anglais : *Fractional Order Integral Proportional*



**Figure 2.14.** Régulateurs d'ordre fractionnaire, a) FO-PI anti-emballement, b) FO-IP anti-emballement.

Les objectifs d'une telle structure de commande sont le perfectionnement de la qualité de commande des systèmes et l'amélioration des performances. Dans ce contexte, nous proposons une généralisation du correcteur  $PI/IP$ , à savoir le correcteur  $PI^\alpha/I^\alpha P$  d'ordre fractionnaire, impliquant une action d'intégration d'ordre fractionnaire  $\alpha$ .

L'intérêt pour ce type de correcteur est justifié par une meilleure flexibilité, puisqu'il a encore un paramètre qui est l'ordre fractionnaire de l'action d'intégration  $\alpha$ . Ces paramètres peuvent être employés pour accomplir des spécifications complémentaires pour la conception ou d'autres exigences intéressantes pour le système à commander. La présence de trois paramètres à régler rend la tâche de conception du correcteur  $PI^\alpha/I^\alpha P$  d'ordre fractionnaire plus laborieuse que celle du correcteur  $PI/IP$  classique.

Au paragraphe suivant, nous présenterons une méthode très utilisée pour calculer les paramètres des régulateurs d'ordre fractionnaire intégrés aux techniques de commande DCC ou DPC.

### 2.6.3.3 Calcul des paramètres des régulateurs FO-PI et FO-IP

La méthode de calcul des paramètres  $k_{if}$ ,  $k_{pf}$  du régulateur FO-PI a été expliquée brièvement dans cette partie. Celle-ci est aussi valable pour le calcul des paramètres  $k_{ifIP}$ ,  $k_{pfIP}$  du régulateur FO-IP lorsque l'ordre d'intégration est donnée.

La FT du régulateur FO-PI est donnée, figure 2.15-a, par [36]:

$$C(s) = k_{pf} + \frac{k_{if}}{s^\alpha} \quad (2.21)$$

Supposons que la fréquence de coupure  $\omega_c$  et la marge de phase  $\varphi_m$  ont été données. De la définition fondamentale de la fréquence de coupure et la marge de phase, on a les spécifications suivantes [36]:

**1) Spécification de la marge de phase :**

$$\text{Arg}[G(\omega_c)] = \text{Arg}[C_f(j\omega_c)P(j\omega_c)] = -\pi + \varphi_m \quad (2.22)$$

**2) Robustesse à la variation du gain:**

$$\left( \frac{d(\text{Arg}(C_f(j\omega)P(j\omega)))}{d\omega} \right)_{\omega=\omega_c} = 0 \quad (2.23)$$

Dans le plan de Bode, la phase est plate autour de la fréquence de coupure cela veut dire que le système est plus robuste au changement de gain.

**3) Spécification de l'amplitude:**

$$|G(j\omega_c)| = |C_f(j\omega_c)P(j\omega_c)| = 1 \quad (2.24)$$

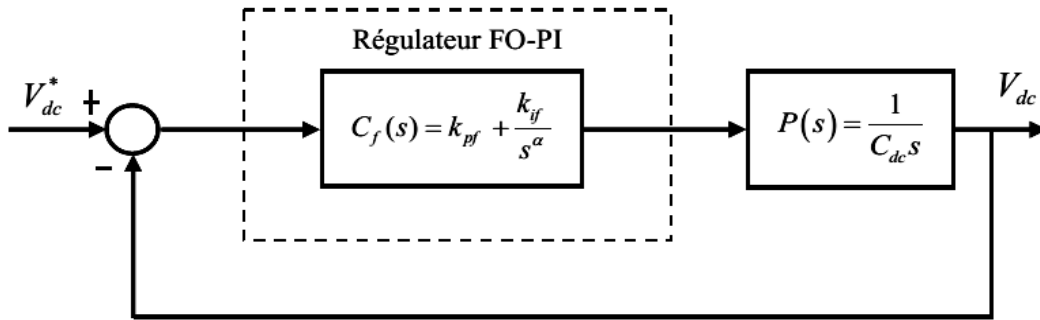
En considérant ces spécifications, on peut résoudre les équations (2.25), (2.26) et (2.27) pour obtenir les gains  $k_{if}$ ,  $k_{pf}$  [36].

$$k_{if} = \frac{\tan\left(\frac{-\pi}{2} + \varphi_m\right)}{\left[\omega_c^{-\alpha} \sin \frac{\alpha\pi}{2} - \omega_c^{-\alpha} \cos \frac{\alpha\pi}{2} \tan\left(\frac{-\pi}{2} + \varphi_m\right)\right]} \quad (2.25)$$

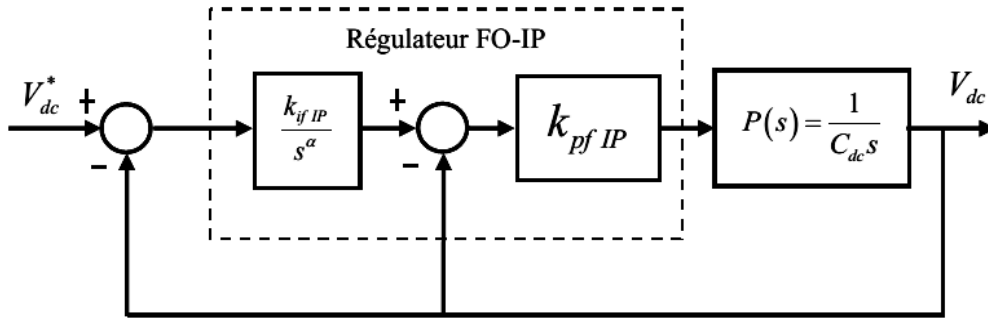
$$\left(\frac{d(\text{Arg}(G(j\omega)))}{d\omega}\right)_{\omega=\omega_c} = \left(\frac{d\left(-\tan^{-1}\left[\frac{k_i\omega_c^{-\alpha}\sin\frac{\alpha\pi}{2}}{1+k_{if}\omega_c^{-\alpha}\cos\frac{\alpha\pi}{2}}\right]-\frac{\pi}{2}\right)}{d\omega}\right)_{\omega=\omega_c} = 0 \quad (2.26)$$

$$k_{pf} = \frac{C_{dc}\cdot\omega}{\sqrt{\left(1+k_{if}\omega^{-\alpha}\cos\frac{\alpha\pi}{2}\right)^2 + \left(k_{if}\omega^{-\alpha}\sin\frac{\alpha\pi}{2}\right)^2}} \quad (2.27)$$

Après le calcul des paramètres du régulateur FO-PI et de même pour le régulateur FO-IP, il faut approximer le terme d'intégration  $\frac{1}{s^\alpha}$  à une FT pour faciliter la simulation et l'implémentation pratique.



(a)



(b)

**Figure 2.15.** Boucle fermée de la régulation de  $V_{dc}$  par un régulateur FO-IP.

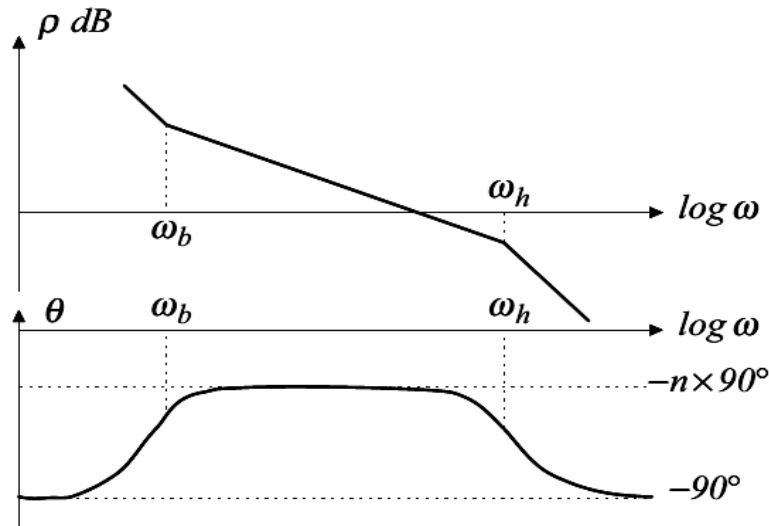
### 2.6.3.4 Approximation par la méthode d'Oustaloup

Parmi les nombreux travaux sur la modélisation fractionnaire, ceux d'Oustaloup ont donné lieu à une multitude d'applications. Cette approche est fondamentalement basée sur la synthèse d'un dérivateur non entier borné en fréquence [37]. Dans notre cas, on utilise cette approximation pour un intégrateur d'ordre fractionnaire.

Dans une première phase, cette approche consiste à remplacer un intégrateur non entier par un intégrateur non entier borné en fréquence représenté par la figure 2.16, soit symboliquement:

$$\frac{1}{s^\alpha} \longrightarrow I(s) = \frac{1}{s} C_\alpha \left( \frac{1 + \frac{s}{\omega_b}}{1 + \frac{s}{\omega_h}} \right)^{1-\alpha} \quad (2.28)$$

Où  $\omega_b$  et  $\omega_h$  désignent les fréquences transitionnelles basse et haute,  $\alpha$  étant l'ordre d'intégration tel que  $0 < \alpha < 1$ ,  $C_\alpha$  est un coefficient de normalisation et  $s = j\omega$ .



**Figure 2.16.** Courbes de Bode de l'intégrateur fractionnaire  $I_\alpha(s)$ .

La synthèse de cet opérateur (équation (2.28)) repose sur une approximation par une distribution récursive de pôles et zéros [31], qui conduit à l'opérateur d'intégration fractionnaire décrit par l'expression suivante :

$$I_\alpha(s) = \frac{G_\alpha}{s} \prod_{i=1}^N \frac{1 + \frac{s}{\omega_i}}{1 + \frac{s}{\omega_i}} \quad (2.29)$$

Cette approximation pôles, zéros a été établie pour synthétiser des correcteurs par approche fréquentielle. Par ailleurs, la simulation d'un modèle fractionnaire peut se faire en remplaçant chaque opérateur de dérivation par son approximation pôles, zéros (équation 2.29).

Dans le même contexte, on peut citer l'approche fréquentielle [38], où l'auteur propose une transformation de type fréquentielle (produit de fonctions du premiers ordre) de l'opérateur d'intégration fractionnaire qui se traduit par une récursivité de pôles et zéros de l'opérateur fractionnaire [37]:

$$\left( \frac{1 + \frac{s}{\omega_b}}{1 + \frac{s}{\omega_h}} \right)^{1-\alpha} \rightarrow \prod_{i=1}^K \frac{1 + z_i s}{1 + p_i s} \quad (2.30)$$

Pour un modèle d'ordre non entier  $H(s)$ , tel que :

$$H(s) = G \left( \frac{1 + \frac{s}{\omega_b}}{1 + \frac{s}{\omega_h}} \right)^{1-\alpha} \quad (2.31)$$

L'intégrateur à ordre non entier  $\frac{1}{s^\alpha}$  est remplacé par une approximation fréquentielle représentée par un produit de pôles et zéros  $\prod_{i=1}^K \frac{1 + z_i s}{1 + p_i s}$ .

A partir de cette approximation pôles et zéros, on obtient un modèle paramétrique entier  $\tilde{H}(s)$ , facilement simulable en utilisant les outils numériques conventionnels.

$$\tilde{H}(s) = \frac{b_0 + b_0 s + \dots + b_N s^N}{a_0 + a_0 s + \dots + a_M s^M} \quad (2.32)$$

Où les  $a_M$  et les  $b_N$  sont les pôles et les zéros de l'approximation.

Donc, le modèle obtenu (équation (2.32)) relie implicitement les paramètres ( $\omega_b$ ,  $\omega_h$  et  $N$ ) au coefficient ( $a_M, b_N$ ).

### 2.6.5 Régulateur proposé à structure à commutateur conventionnel

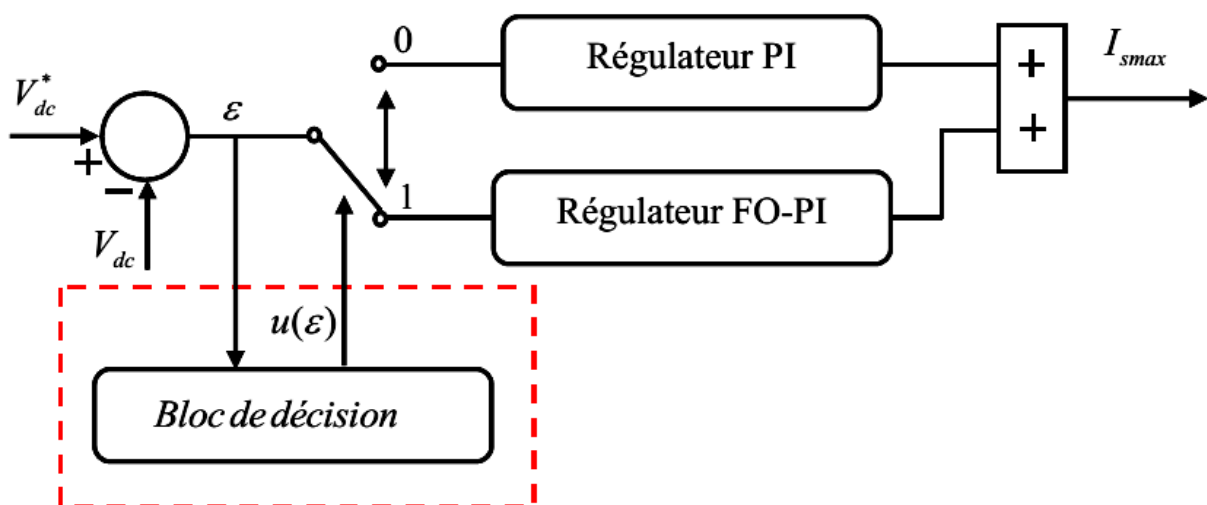
Dans le paragraphe précédent, on a présenté les régulateurs PI/IP conventionnels et les régulateurs fractionnaires FO-PI/FO-IP. Chacun des ces régulateurs présente des avantages et des inconvénients surtout lorsque on les intègre dans des systèmes qui demandent une précision comme le filtrage actif et la qualité d'énergie qui sont influencés par des simples contraintes.

D'abord, les régulateurs PI/IP conventionnels ont un bon régime permanent avec une qualité d'énergie meilleure mais ils sont très limités en régime dynamique avec un temps de réponse long et de fortes oscillations. Donc, une solution a été proposée dans la littérature pour améliorer le régime dynamique de ces régulateurs par introduction de l'ordre fractionnaire à la fonction intégrale. Alors, on obtient des régulateurs FO-PI/FO-IP qui ont un temps de réponse court avec des oscillations très amorties, mais un inconvénient majeur apparaît en régime permanent car on fait appel à la méthode d'approximation d'Oustaloup pour optimiser le terme intégrateur ( $\frac{1}{s^\alpha}$ ) à une fonction de transfert, afin de rendre la réalisation pratique de ce régulateur possible, ce qui entraîne la dégradation de la qualité d'énergie.

Profitant des avantages de ces deux régulateurs, notre contribution apparaît par la proposition d'un nouveau régulateur qui regroupe un régulateur conventionnel et un autre fractionnaire afin de choisir la meilleure solution selon les contraintes détectées.

### 2.6.5.1 Structure

La structure du régulateur proposé est présentée dans la figure 2.17 [2]. Ce régulateur est appelé le régulateur fractionnaire à commutation conventionnel (SFC<sup>9</sup>). Il se compose d'un régulateur PI conventionnel développé dans la *section 2.6.1*, d'un régulateur d'ordre fractionnaire développé dans la *section 2.6.3* et d'un organe de décision qui sélectionne le meilleur régulateur selon l'état considéré.



**Figure 2.17.** Schéma bloc du régulateur proposé (SFC).

<sup>9</sup> SFC : Abréviation en Anglais : *Switched Fractional Controller*

### 2.6.5.2 Lois de commutation

Le bloc de décision de la figure 2.17 a comme entrée l'erreur  $\varepsilon$  entre la tension du condensateur et sa référence et comme sortie le signal de commande  $u(\varepsilon)$ . Ce bloc commute selon la loi décrite par l'équation 2.32. D'une manière plus détaillée, lorsque l'erreur  $\varepsilon$  est comprise entre  $a$  et  $-a$ , le régulateur conventionnel va être sélectionné il n'y a donc pas de perturbations externes détectées et ce régulateur va garantir une bonne qualité d'énergie. Contrairement lorsque l'erreur est en dehors de la bande, le régulateur fractionnaire est sélectionné pour faire suivre la tension  $V_{dc}$  à sa référence rapidement avec un bon amortissement et donc avec un bon régime dynamique (figure 2.18).

$$u(\varepsilon) = \begin{cases} 0 & |\varepsilon| \in [-a, a], \\ 1 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (2.32)$$

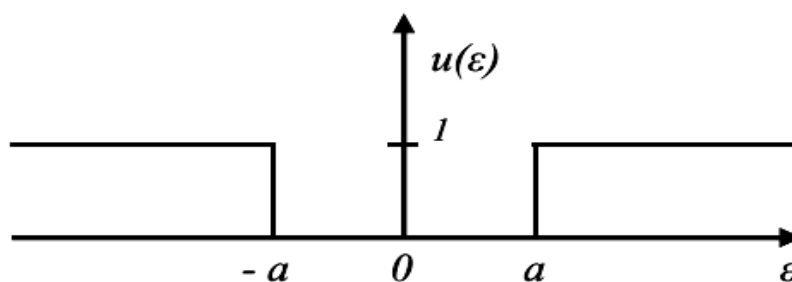


Figure 2.18. Schéma du Bloc de décision.

### 2.6.6 Régulateur proposé à structure à commutateur flou

Le principe de fonctionnement du régulateur proposé à structure basée sur un commutateur flou (FSC<sup>10</sup>) [1] est le même que le précédent (SFC) mais cette fois le bloc de décision est basé sur la logique floue.

#### 2.6.6.1 Structure

La figure 2.19 illustre le principe du régulateur FSC [1]. Ce régulateur est considéré comme plus développé au niveau de la sélection du meilleur régulateur en employant le principe de la logique floue dans le bloc de décision. Le FSC se compose d'un régulateur PI conventionnel développé dans la section 2.6.1, d'un régulateur d'ordre fractionnaire développé dans la section 2.6.3 et d'un bloc de décision.

<sup>10</sup> FSC : Abréviation en Anglais *Fuzzy Switched Controller*

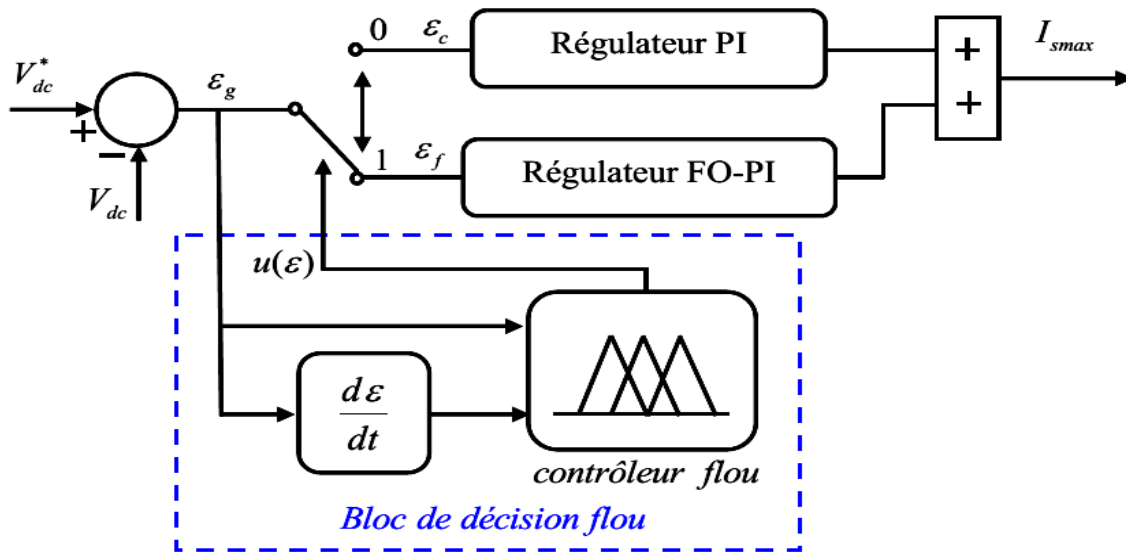


Figure 2.19. Schéma du régulateur proposé (FSC).

### 2.6.6.2 Lois de commutation basées sur un contrôleur flou réduit

Premièrement, le principe de la logique floue a été proposé par [39] et puis appliqué dans plusieurs domaines de recherche et développé plus tard dans beaucoup de travaux [16]. Le bloc de décision illustré par la figure 2.19 est obtenu en incorporant l'expérience humaine ou des connaissances précédentes dans un contrôleur flou par des règles linguistiques réduites (N, Z et P) qui rend le processus à contrôler facile à comprendre.

Pour réaliser un processus de commutation systématique basé sur la connaissance précédente du régulateur PI conventionnel et du régulateur FO-PI fractionnaire, un modèle de Takagi-Sugeno a été employé. La figure 2.20 décrit le principe de fonctionnement du bloc de décision flou. A noter que l'erreur globale  $\varepsilon(t)$  est la somme de l'erreur  $\varepsilon_p(t)$  introduite dans le régulateur conventionnel en régime statique et l'erreur  $\varepsilon_f(t)$  du régulateur fractionnaire en régime dynamique.  $r$  est une constante positive inférieure à l'unité.

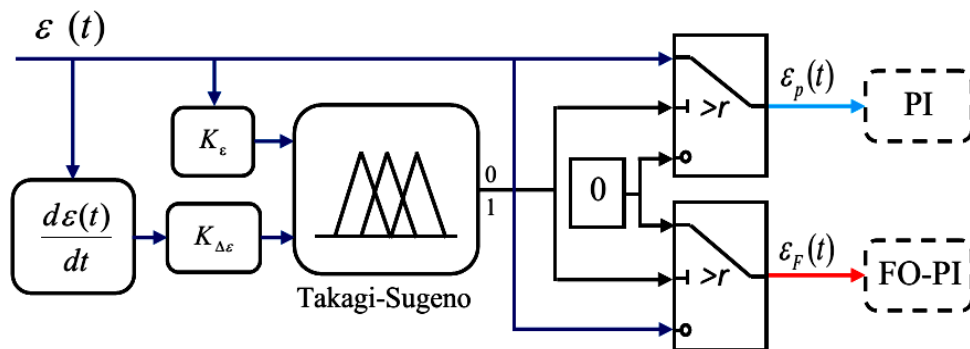


Figure 2.20. Bloc de décision floue.

Dans cette partie, une stratégie de contrôle experte impliquant seulement quelques règles pouvant réaliser le mécanisme de commutation de tableau 2.3 est décrite comme suit:

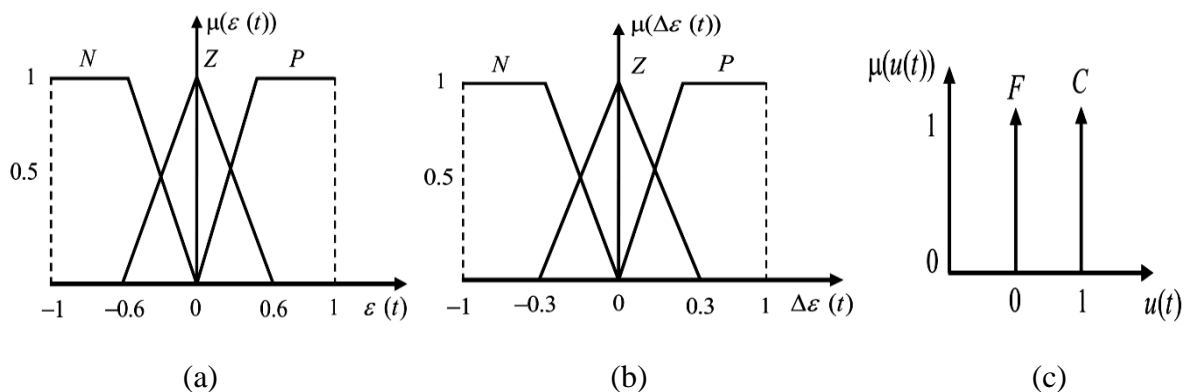
*Règle<sub>i</sub>* : Si  $\varepsilon(t)$  est  $M_j$  et  $\Delta\varepsilon(t)$  est  $T_k$  Alors  $u(t)$

Avec:  $M_j$  et  $T_k$  des termes flous de la règle  $i$  correspondant à l'erreur  $\varepsilon(t)$  et sa dérivée  $\Delta\varepsilon(t)$ ,  $i = 1, 2, \dots, 9$  et  $j = 1, 2, 3$ ,  $k = 1, 2, 3$ .  $u(t)$  est le signal de commande du commutateur qui peut être égal à 1 ou 0 pour sélectionner le régulateur approprié.

**Tableau 2.3.** Les règles floues du contrôleur

|                        |     | $\varepsilon(t)$ |     |     |
|------------------------|-----|------------------|-----|-----|
|                        |     | $N$              | $Z$ | $P$ |
| $\Delta\varepsilon(t)$ | $N$ | $F$              | $F$ | $C$ |
|                        | $Z$ | $F$              | $C$ | $F$ |
|                        | $P$ | $C$              | $F$ | $F$ |

Le contrôleur flou de la figure 2.20 traduit les données numériques d'entrée en des variables linguistiques à travers des fonctions d'appartenance comme illustré à la figure 2. 21, et utilise les règles floues pour évaluer ces variables. Après le processus de défuzzification, le signal de commande obtenu est de type binaire (figure 2. 21-a). L'erreur et sa dérivée se composent de trois ensembles flous, (P) positive, (N) négative, (ZE) zéro comme présenté dans les figures. 2. 21-a/b.  $\varepsilon(t)$  et  $\Delta\varepsilon(t)$  sont compris dans l'intervalle  $[-1, 1]$  et ajustés par les gains  $K_\varepsilon$  et  $K_{\Delta\varepsilon}$  qui sont responsables à contrôler la bande de sensibilité du bloc de décision flou suite aux changements externes.



**Figure 2.21.** Fonctions d'appartenance, a) erreur, b) dérivée d'erreur, c) signal de commande.

Après la construction de ces régulateurs, plusieurs tests en simulation et en pratique ont été développés pour être associés aux techniques de commande DCC et DPC.

## 2.7 Simulation de l'ensemble du système de compensation

Dans cette partie, nous allons présenter les différents résultats de simulation obtenus en régimes permanent et dynamique pour le système de compensation monophasé avec sa commande DCC et le système de compensation triphasé avec sa commande DPC. En plus des commandes conventionnelles utilisant un régulateur PI, nous allons tester ces techniques en introduisant des régulateurs d'ordre fractionnaire et avec une commutation conventionnelle ou intelligente.

### 2.7.1 Simulation en monophasé sous Matlab/Simulink

En premier lieu, nous avons simulé le système de filtrage en monophasé en régime permanent avec une charge polluante inductive avec un simple régulateur PI conventionnel car l'effet de la régulation apparaît lorsqu'il y a une variation de charge ou un changement d'un paramètre du système ou de la commande. Ensuite, nous testons les différents régulateurs en régime dynamique par l'addition d'une charge résistive supplémentaire puis l'utilisation d'une charge capacitive. Enfin, une interprétation des résultats et une étude comparative sont présentées.

Les paramètres du système monophasé simulé sont indiqués dans le tableau 2.4.

**Tableau 2.4** Paramètres du système simulé.

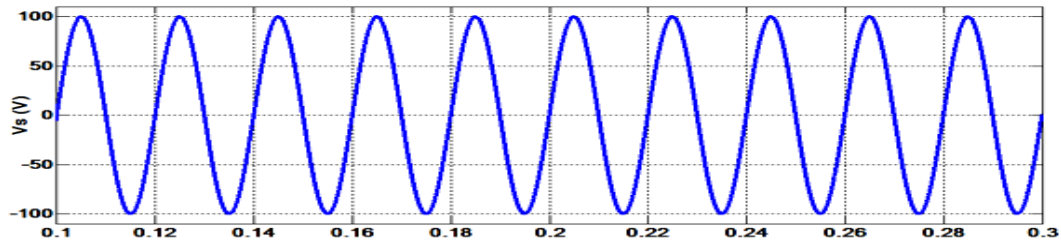
| $V_{s\ peak}$ | $f$   | $V_{dc}^*$ | $L_c$  | $L_f$ | $C_{dc}$ | $R_1$      | $R_1$      | $R_1$      | $C_{ch}$    |
|---------------|-------|------------|--------|-------|----------|------------|------------|------------|-------------|
| 100 V         | 50 Hz | 200 V      | 0.1 mH | 1 mH  | 1,1 mF   | 8 $\Omega$ | 8 $\Omega$ | 8 $\Omega$ | 200 $\mu F$ |

#### 2.7.1.1 Comportement du FAP monophasé en régime permanent utilisant la technique DCC

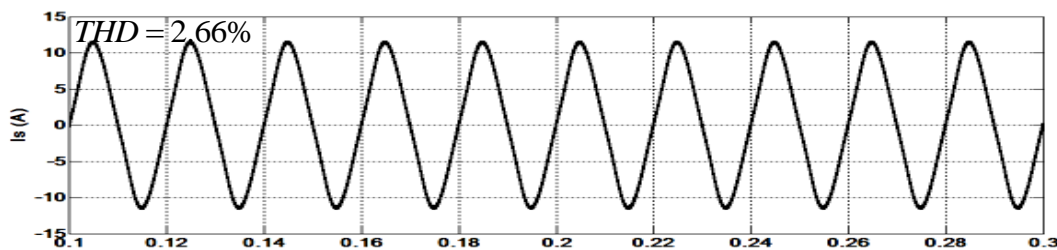
##### 1) Charge inductive

La figure 2. 22-a représente la tension de la source. Aussi, figure 2.22-b à figure 2.22-d représentent respectivement le courant de source (b), le courant de charge inductive (c) et le courant de filtre (d). Avant la mise en marche du FAP, le courant de la source  $I_s$  a la même forme que le courant de charge  $I_L$  qui est alternatif mais non sinusoïdal avec un THD égal à

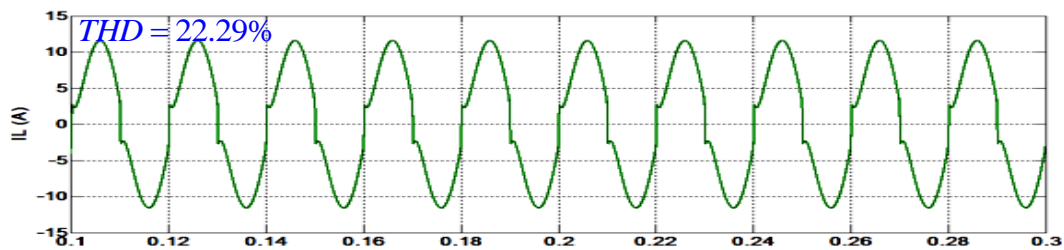
22.29% et cela est justifié par la présence des harmoniques de courant. Pour respecter la norme IEEE du standard 519 qui exige un  $THD < 5\%$ , il faut injecter des courants harmoniques de même amplitude mais en opposition de phase à celle du courant de charge afin de rendre le courant de source quasi sinusoïdal avec un THD égal à 2.66%.



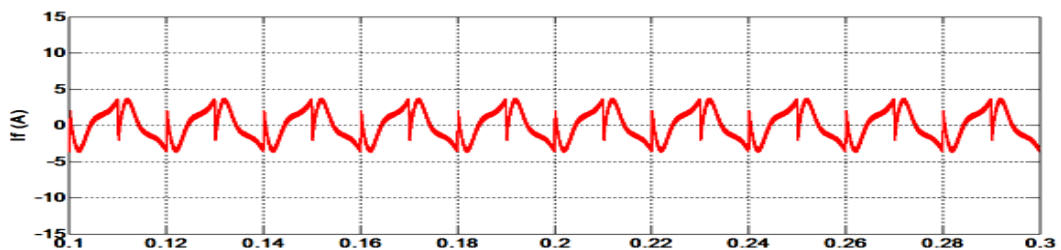
(a)



(b)



(c)

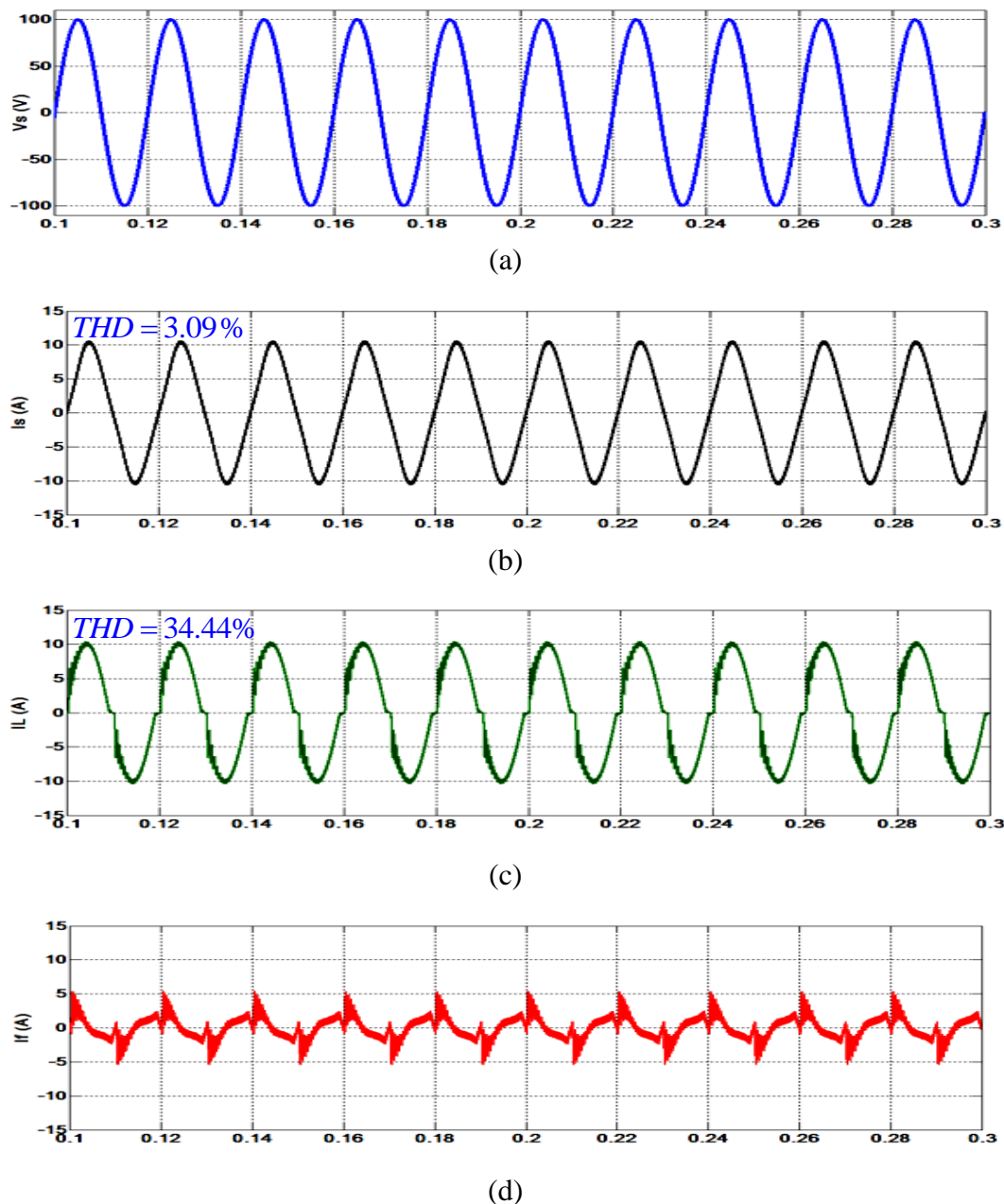


(d)

**Figure 2.22.** Résultats de simulation du système de compensation monophasé en régime permanent pour une charge inductive, a) tension de source  $V_s$ , b) courant de source  $I_s$ , c) courant de charge  $I_L$ , d) courant de filtre  $I_f$ .

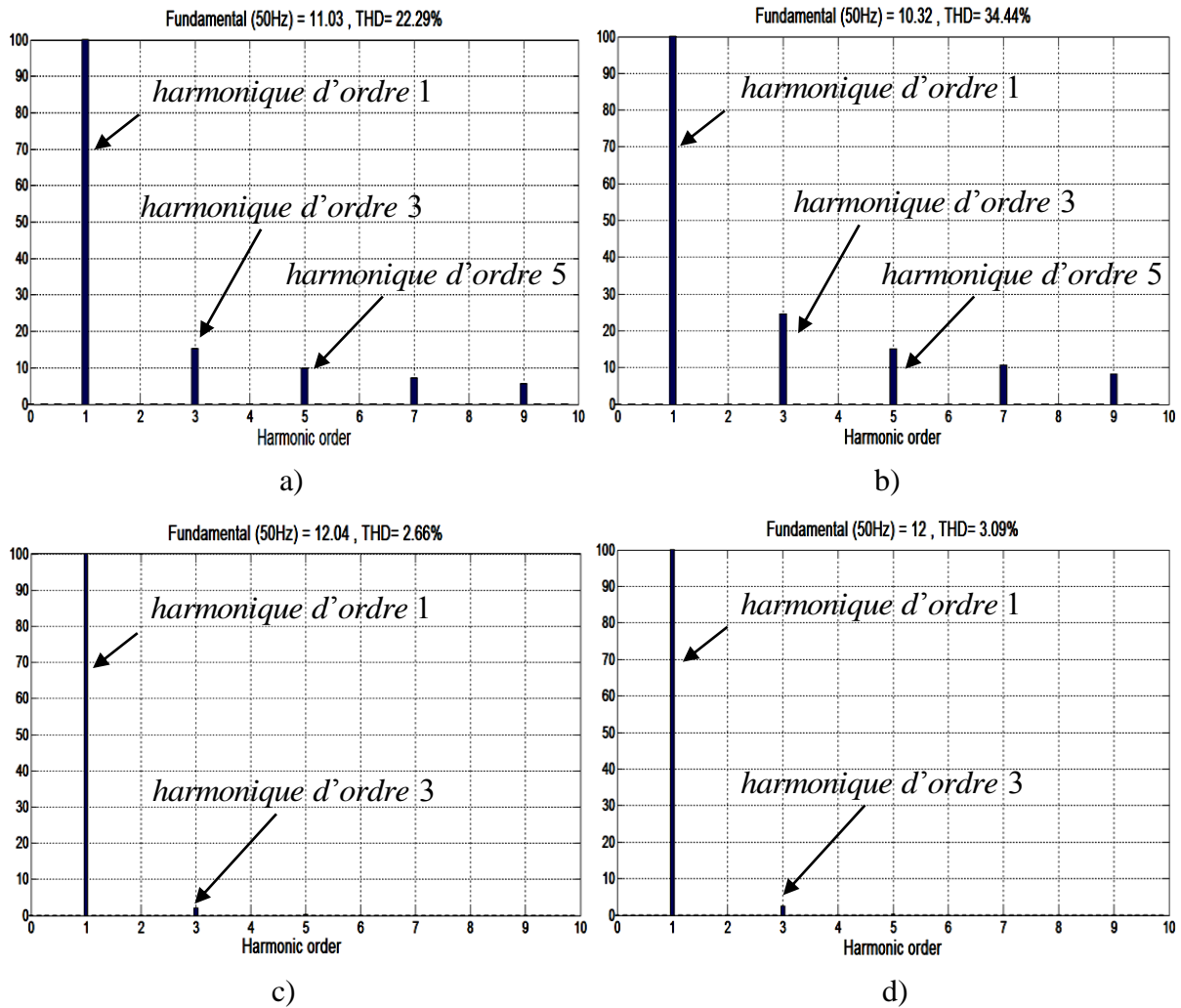
## 2) Charge capacitive

La figure 2. 23 représente la tension de la source et les courants principaux du système en monophasé avec une charge capacitive. En observant cette figure, il est clair que le courant de source  $I_s$  avec un THD égal à 3.09% devient sinusoïdal après l'injection du courant de filtre  $I_f$  malgré que le courant de charge  $I_L$  est fortement pollué avec un THD égal à 34.44% .



**Figure 2.23.** Résultats de simulation du système de compensation monophasé en régime permanent pour une charge capacitive, a) tension de source  $V_s$ , b) courant de source  $I_s$ , c) courant de charge  $I_L$ , d) courant de filtre  $I_f$ .

La figure 2.24 présente les THDs de courant de source avant et après filtrage pour une charge inductive ( $RL$ ) ou capacitive ( $RC$ ). L'efficacité du FAP monophasé est mise en évidence par cette figure en satisfaisant les normes IEEE. L'apparition de l'harmonique d'ordre 3 comme harmonique dominante est justifié car le système de compensation est monophasé. Par contre cette harmonique disparaît dans le système de compensation triphasé.

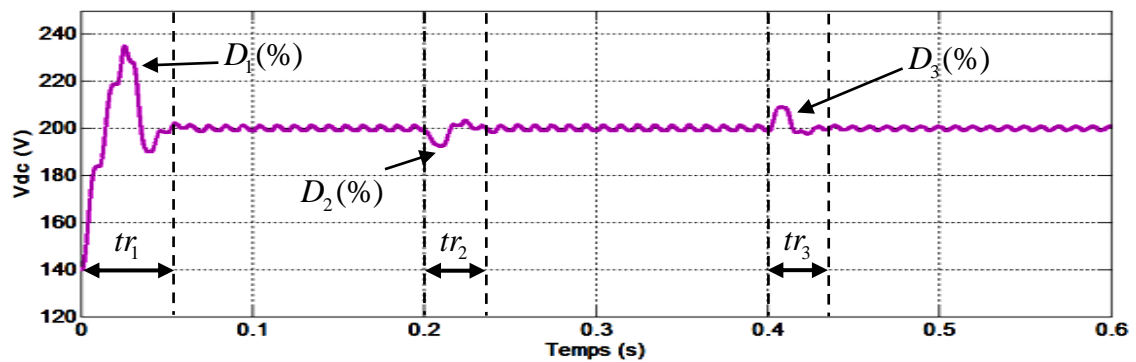


**Figure 2.24.** Résultat de simulation du courant de source : a) avant filtrage avec une charge inductive, b) avant filtrage avec une charge capacitive, c) après filtrage avec une charge inductive, d) après filtrage avec une charge capacitive.

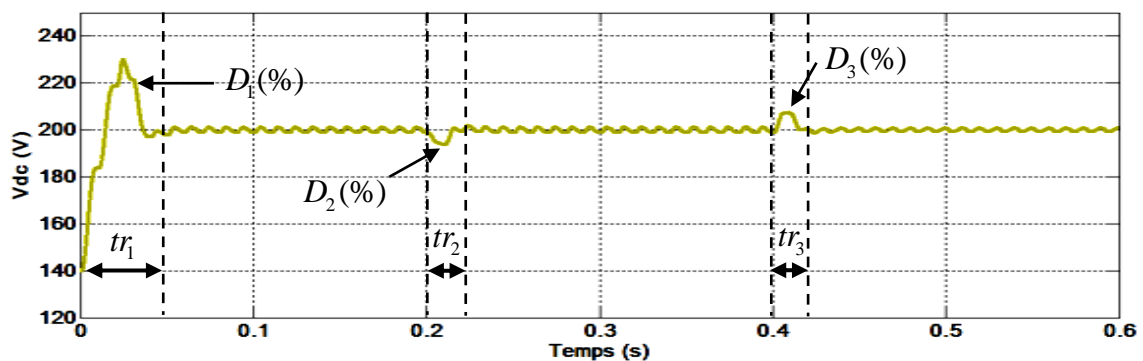
Maintenant, nous allons présenter les résultats de simulation avec le système monophasé à l'aide de la technique de commande DCC intégrant les régulateurs (PI et IP conventionnel, PI et IP d'ordre fractionnaire et les régulateurs à commutateur conventionnel et flou) présentées auparavant pour démontrer l'amélioration dans le régime transitoire.

### 2.7.1.2 Comportement du FAP en régime dynamique utilisant la technique DCC avec les régulateurs conventionnels PI et IP

La figure 2. 25 présente le comportement de la tension aux bornes du condensateur lorsqu' on applique des perturbations au niveau de la charge. Pour cela nous avons effectué une augmentation brusque de la résistance de la charge du pont à diodes à l'instant  $t_1 = 0.2 s$ , puis un débranchement de la charge inductive et un branchement de la charge capacitive  $RC$  à l'instant  $t_2 = 0.4 s$ . Les indices de performance en régime dynamique sont le temps de réponse  $tr_i$  et le premier dépassement  $D_i$  exprimé en % . On confirme bien que le régime transitoire de la tension du bus continu pour un régulateur IP (figure 2.25-b) est meilleur par rapport au régulateur PI (figure 2.25-a) [23].



a)

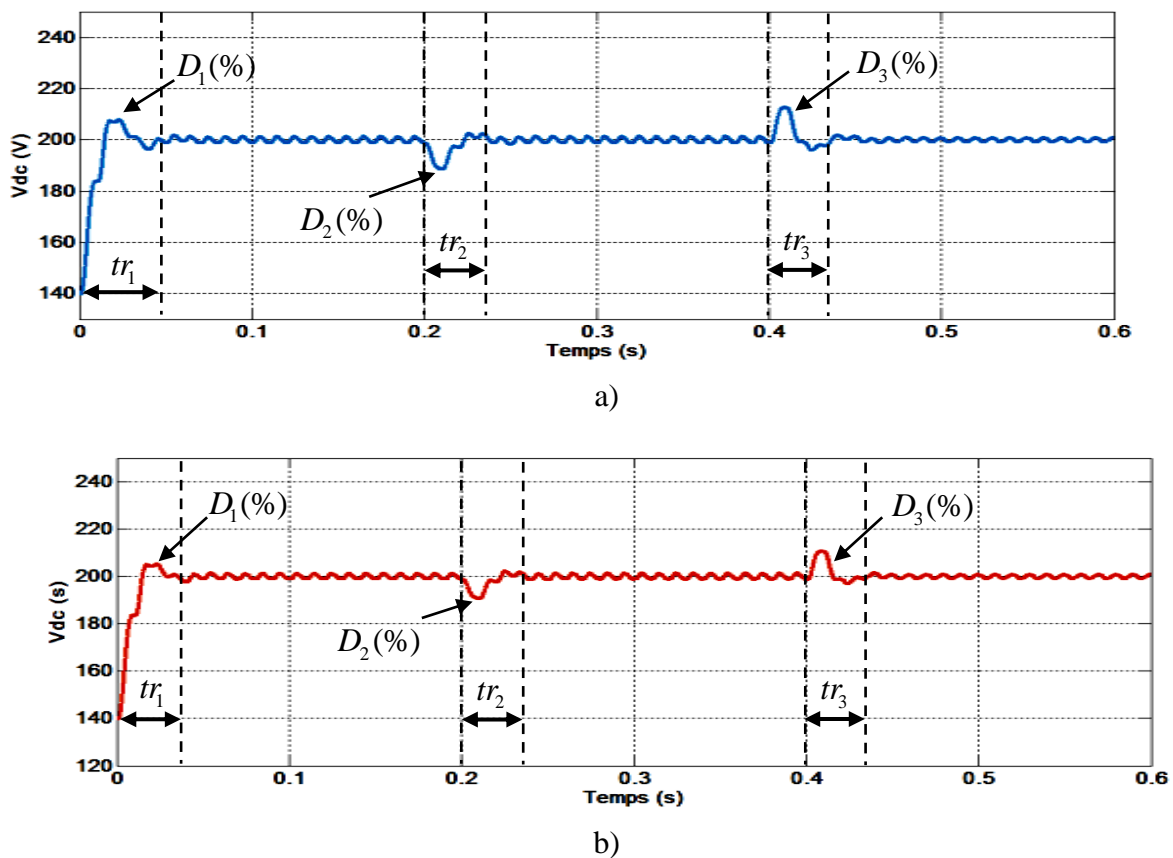


b)

**Figure 2.25.** Résultat de simulation de la tension  $V_{dc}$  pour un régime transitoire avec un régulateur : a) PI conventionnel, b) IP conventionnel.

### 2.7.1.3 Comportement du FAP en régime dynamique utilisant la technique DCC avec les régulateurs d'ordre fractionnaire

La figure 2. 26 présente le même test mais cette fois on utilise les régulateurs d'ordre fractionnaire. On remarque aussi que le régulateur FO-IP présente un temps de réponse et un meilleur amortissement que le régulateur FO-PI. Mais, ces deux régulateurs d'ordre fractionnaire ont des transitoires mieux que les régulateurs PI et IP conventionnels correspondant à la figure 2.25.

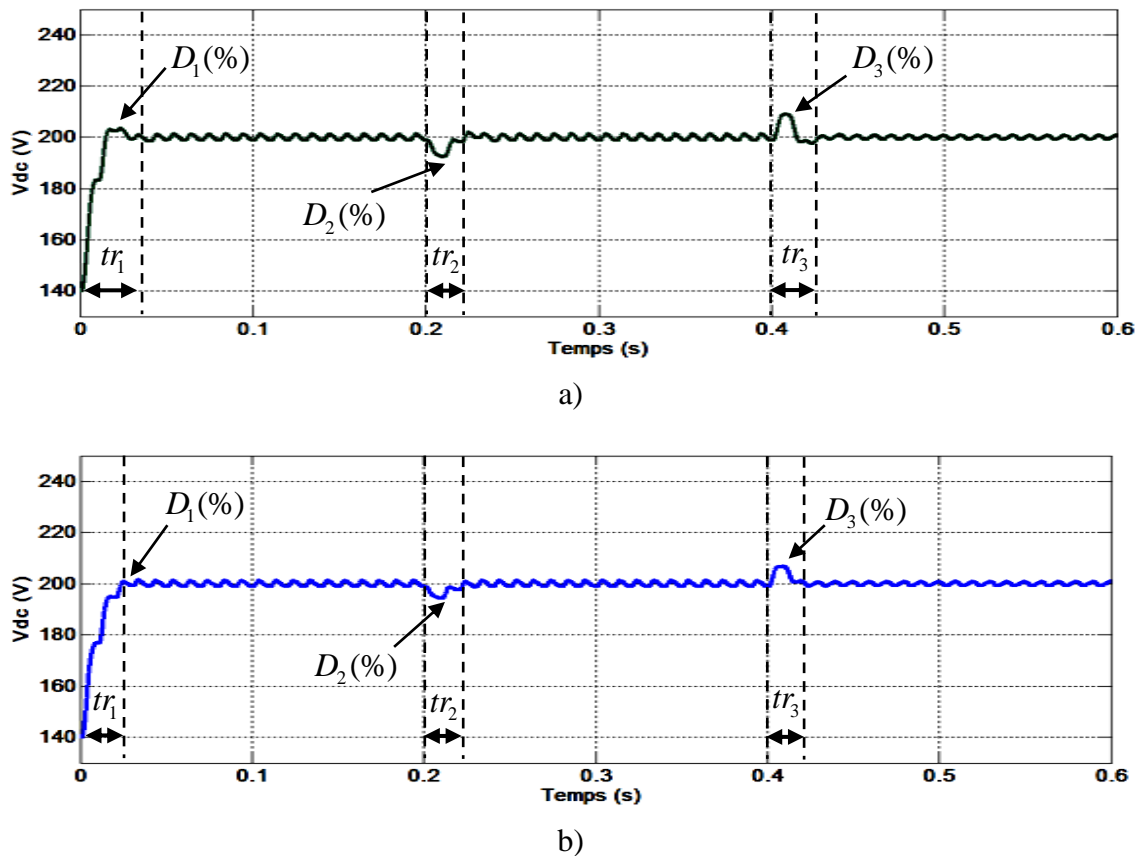


**Figure 2.26.** Résultats de simulation de la tension  $V_{dc}$  pour un régime transitoire avec un régulateur : a) FO-PI, b) FO-IP.

### 2.7.1.4 Comportement du FAP en régime dynamique utilisant la technique DCC avec commutateur conventionnel et flou

La figure 2. 27 représente la tension du bus continu utilisant les régulateurs proposés. On observe une supériorité du régulateur à commutateur flou (FSC) (figure 2. 27-b) par rapport à l'autre régulateur à commutateur conventionnel (SFC) (figure 2. 27-a) au niveau du régime dynamique et cela est justifié par le choix intelligent du premier régulateur. Mais,

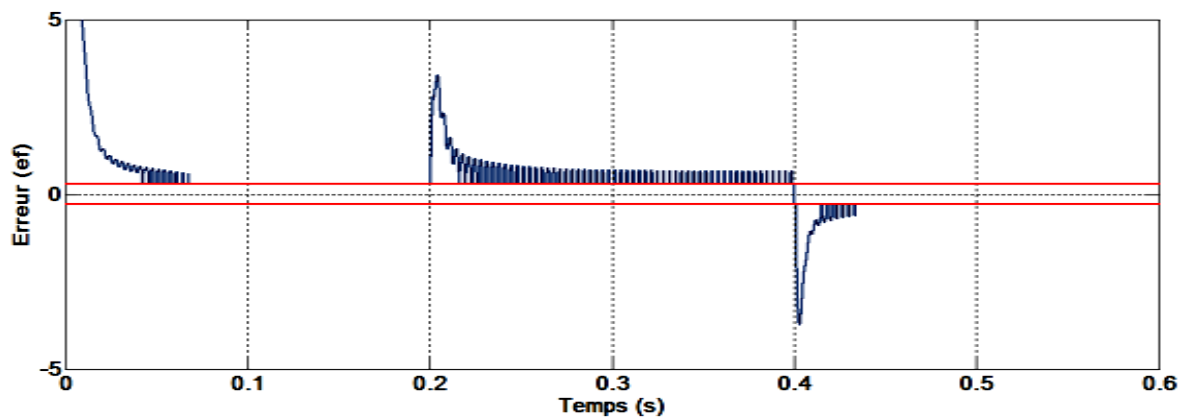
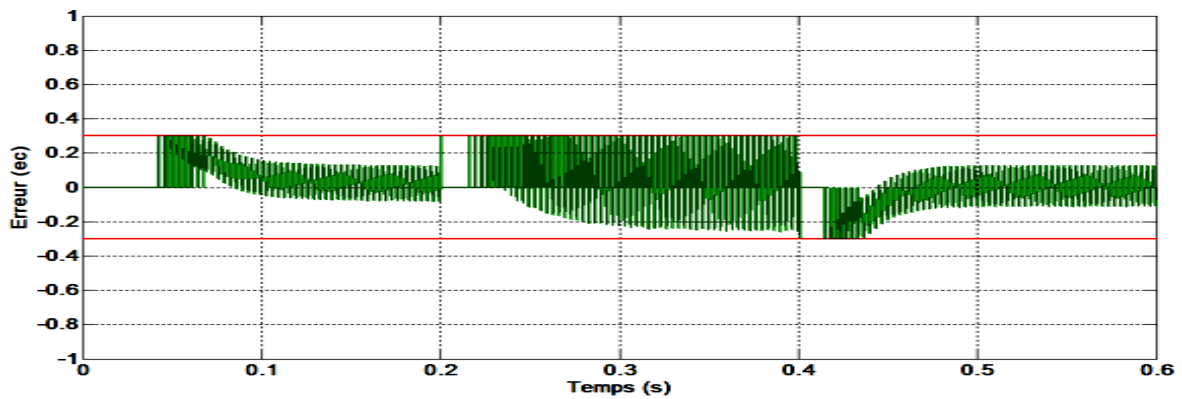
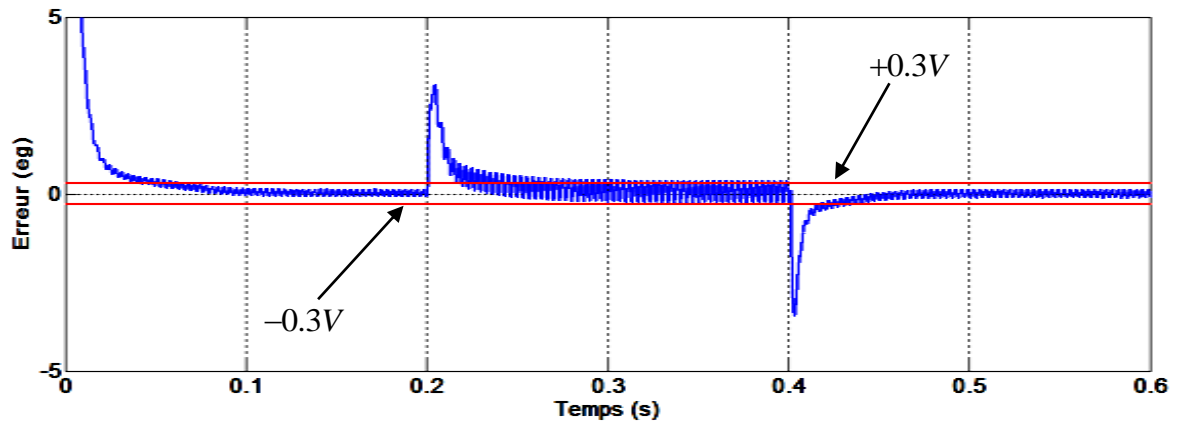
globalement les résultats de ces deux régulateurs sont meilleurs par rapport aux régulateurs conventionnels et fractionnaires.



**Figure 2.27.** Résultats de simulation de la tension  $V_{dc}$  pour un régime transitoire avec les régulateurs proposés: a) SFC, b) FSC.

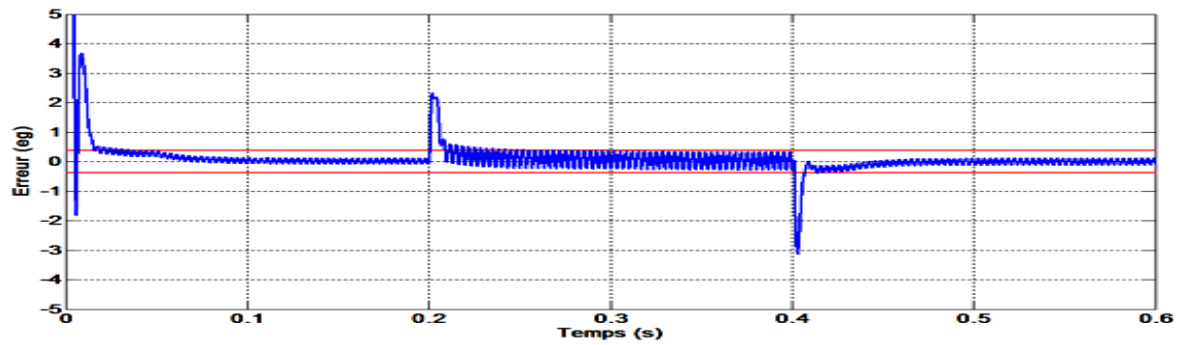
Le principe de commutation du bloc de décision entre le régulateur PI conventionnel et le régulateur FO-PI du régulateur SFC est clairement montré dans la figure 2.28. La partie (a) de cette figure présente l'erreur globale ( $\varepsilon_g$ ) entre la tension mesurée  $V_{dc}$  aux bornes du condensateur et sa référence  $V_{dc}^*$ . On peut régler la sensibilité de la bande pour contrôler le choix du bon régulateur, dans notre cas la bande se situe entre  $+0.3V$  et  $-0.3V$ . On peut distinguer deux cas. Le premier c'est lorsque l'erreur  $\varepsilon_g$  est à l'intérieur de la bande, le block de décision commute vers le régulateur conventionnel (figure 2.28-b) pour assurer une bonne qualité de l'énergie, avec  $\varepsilon_c$  l'erreur introduite dans le régulateur PI. Le deuxième cas, lorsque l'erreur  $\varepsilon_g$  est en dehors de la bande, le bloc de décision commute vers le régulateur

d'ordre fractionnaire pour avoir un bon régime dynamique (figure 2.28-c)  $\varepsilon_f$  est du régulateur FO-PI.

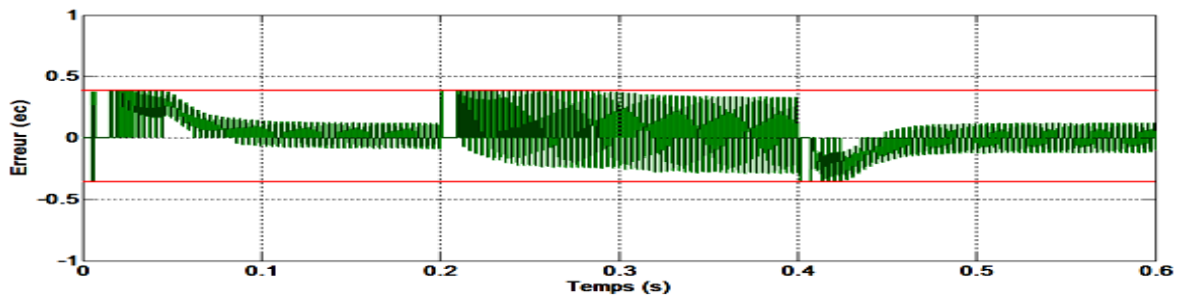


**Figure 2.28.** Résultats de simulation de l'erreur entre la tension  $V_{dc}$  et sa référence utilisant le régulateur SFC : a) erreur globale ( $\varepsilon_g$  entre  $V_{dc}$  et  $V_{dc}^*$ ), b) erreur ( $\varepsilon_c$ ) du régulateur PI conventionnel, c) erreur ( $\varepsilon_f$ ) du régulateur FO-PI.

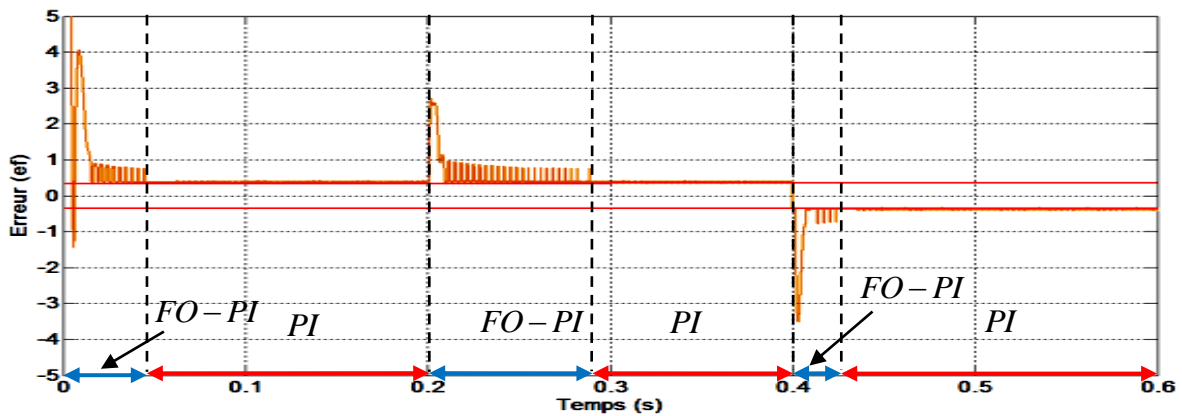
Le même principe de commutation du bloc de décision conventionnel de la figure 2.28 est appliqué dans le régulateur FSC avec un bloc de décision flou. Donc la figure 2.29 présente l'erreur globale  $\varepsilon_g$ , l'erreur  $\varepsilon_c$  du régulateur PI et l'erreur  $\varepsilon_f$  du régulateur PI. La différence entre les régulateurs à commutateur conventionnel et flou est la sensibilité de la bande. Dans le cas du régulateur SFC la bande est fixe par contre dans le régulateur FSC la bande peut être variable selon le bloc de décision.



(a)



(b)



(c)

**Figure 2.29.** Résultat de simulation de l'erreur entre la tension  $V_{dc}$  et sa référence utilisant le régulateur FSC : a) erreur globale ( $\varepsilon_g$  entre  $V_{dc}$  et  $V_{dc}^*$ ), b) erreur ( $\varepsilon_c$ ) du régulateur PI conventionnel, c) erreur ( $\varepsilon_f$ ) du régulateur FO-PI.

On résume les performances statiques et dynamiques des régulateurs PI/IP conventionnels, des régulateurs PI/IP d'ordre fractionnaire et les régulateurs proposés à commutateur conventionnel et flou dans le tableau 2.5.

**Tableau 2.5.** Performances statiques et dynamiques d'un système de compensation monophasé avec différents régulateurs.

|              | Charge $R_1$   |            |         | Charge $R_2$   |            |         | Charge $RC$    |            |         |
|--------------|----------------|------------|---------|----------------|------------|---------|----------------|------------|---------|
|              | $tr_1 (\mu s)$ | $D_1 (\%)$ | $THD_1$ | $tr_2 (\mu s)$ | $D_2 (\%)$ | $THD_2$ | $tr_3 (\mu s)$ | $D_3 (\%)$ | $THD_3$ |
| <b>PI</b>    | 60             | 17.7       | 2.26    | 30             | 3.5        | 3.21    | 30             | 4.5        | 3.09    |
| <b>IP</b>    | 60             | 15         | 2.68    | 30             | 2          | 3.79    | 30             | 3.5        | 4.10    |
| <b>FO-PI</b> | 40             | 2.5        | 3.81    | 40             | 5          | 4.03    | 50             | 5.5        | 4.58    |
| <b>FO-IP</b> | 70             | 4          | 3.96    | 60             | 5.5        | 4.37    | 60             | 6.5        | 4.87    |
| <b>SFC</b>   | 30             | 1.5        | 2.26    | 35             | 2.5        | 3.21    | 35             | 4.5        | 3.09    |
| <b>FSC</b>   | 20             | 0          | 2.26    | 20             | 2.5        | 3.21    | 25             | 3.5        | 3.09    |

A partir de ce tableau, on voit bien que le THD du régulateur PI est meilleur que celui du régulateur IP avec différentes types de charges ( $RL$ ,  $RL+R$ ,  $RC$ ) mais concernant l'amortissement le régulateur IP est meilleur. En ce qui concerne les régulateurs d'ordre fractionnaire, on remarque que le régulateur de type FO-PI donne une bonne qualité d'énergie avec un temps de réponse court. Donc, le choix d'un régulateur PI conventionnel et un régulateur FO-PI nous a permis la conception du régulateur à commutateur conventionnel ou flou. Le régulateur SFC est meilleur que les précédents régulateurs mais le régulateur FSC donne de meilleures performances statique et dynamique (temps de réponse très court et pas d'oscillation).

### 2.7.2 Simulation du système triphasé

Les paramètres de simulation du système de compensation triphasé sont donnés au tableau 2.6.

**Tableau. 2.6.** Paramètres de simulation du système triphasé.

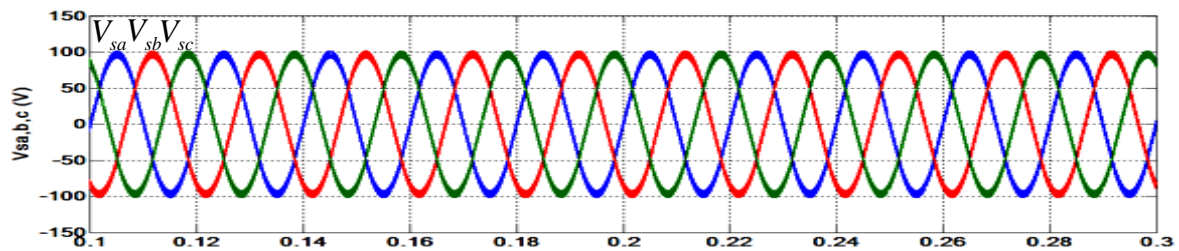
| $V_{s\ peak}$ | $f$   | $V_{dc}^*$ | $L_c$  | $L_f$ | $C_{dc}$ | $R_1$      | $R_1$      | $R_1$      | $C_{ch}$    |
|---------------|-------|------------|--------|-------|----------|------------|------------|------------|-------------|
| 100 V         | 50 Hz | 200 V      | 0.1 mH | 1 mH  | 1,1 mF   | 8 $\Omega$ | 8 $\Omega$ | 8 $\Omega$ | 200 $\mu F$ |

### 2.7.2.1 Comportement statique du FAP

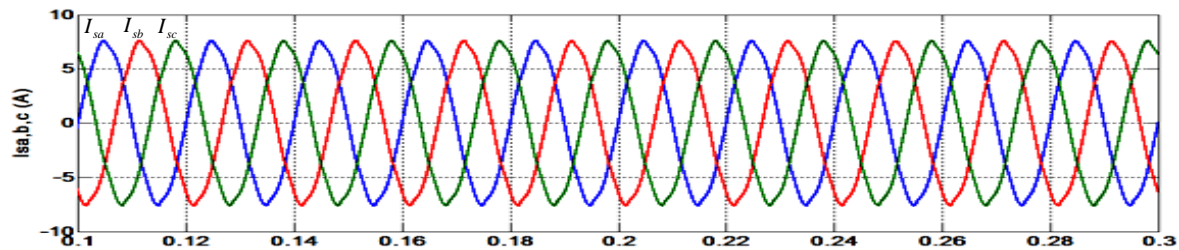
#### 1) Charge inductive

La figure 2. 30 présente les principaux tensions et courants du système de compensation triphasé. Dans un premier temps, nous allons présenter les tensions et les courants de source des trois phases comme illustré dans les figures 2.30-a et 2.30-b. Dans un second temps, puisque tous les courants de phase ( $I_a, I_b, I_c$ ) sont d'allures identiques, nous présentons les résultats de simulation pour une seule phase, en l'occurrence la phase  $a$ . Alors, les figure 2.30-c au figure 2.30-e présentent le courant de source (c) avec un THD égal à 2.22%, le courant de charge (d) avec un THD égal à 29,45%, et le de courant de filtre (e).

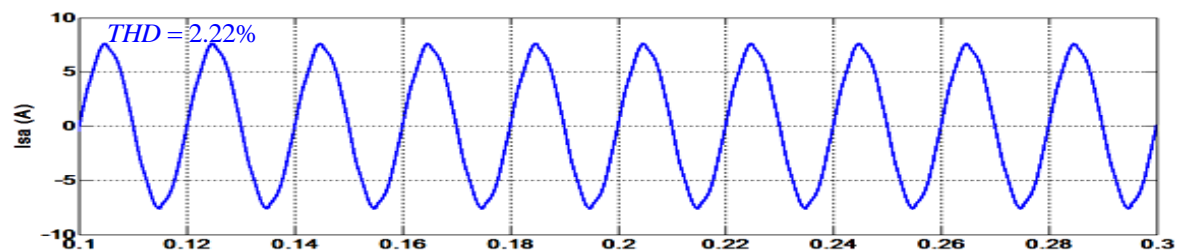
Donc, l'efficacité du FAP triphasé a été vérifiée en respectant la norme IEEE 519 avec un  $THD < 5\%$ .



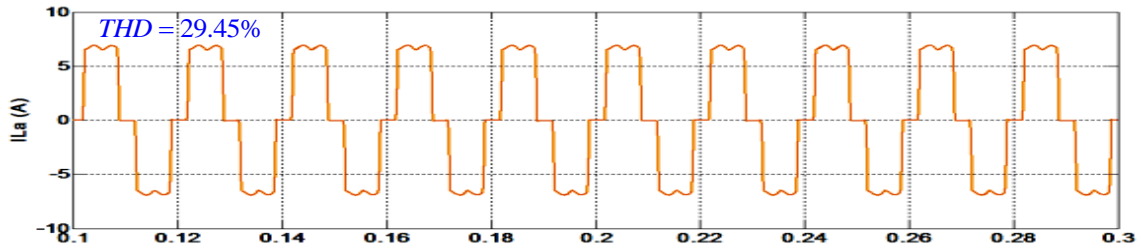
(a)



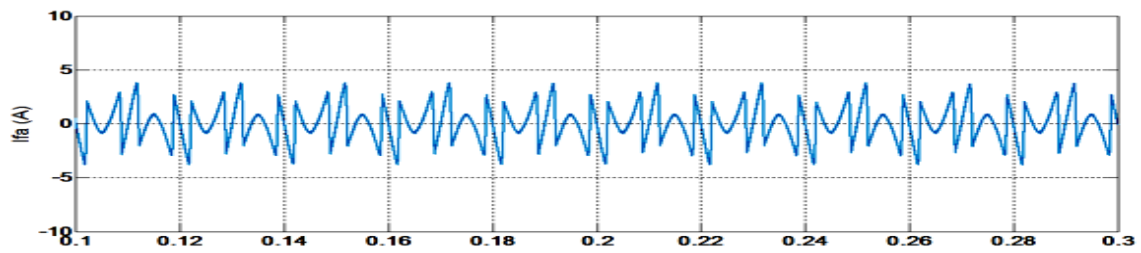
(b)



(c)



(d)

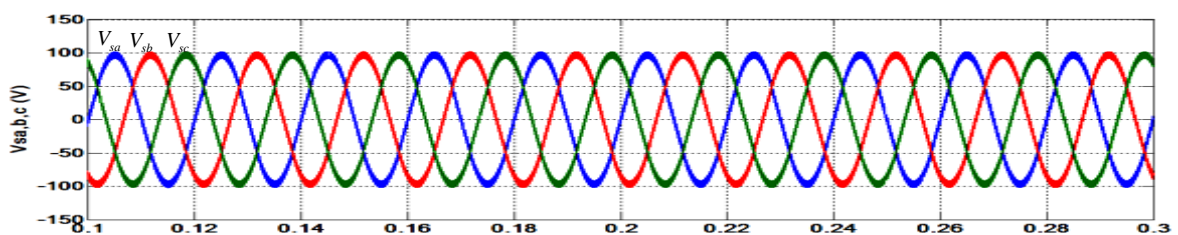


(e)

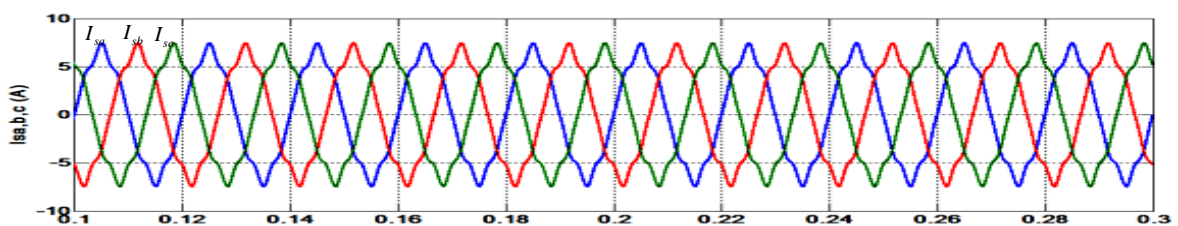
**Figure 2.30.** Résultat de simulation du système de compensation triphasé en régime permanent pour une charge inductive, a) tensions de source  $V_{sa,b,c}$ , b) courants de source  $I_{sa,b,c}$ , c) courant de source  $I_{sa}$ , c) courant de charge  $I_{La}$ , d) courant de filtre  $I_{fa}$ .

## 2) Charge capacitive

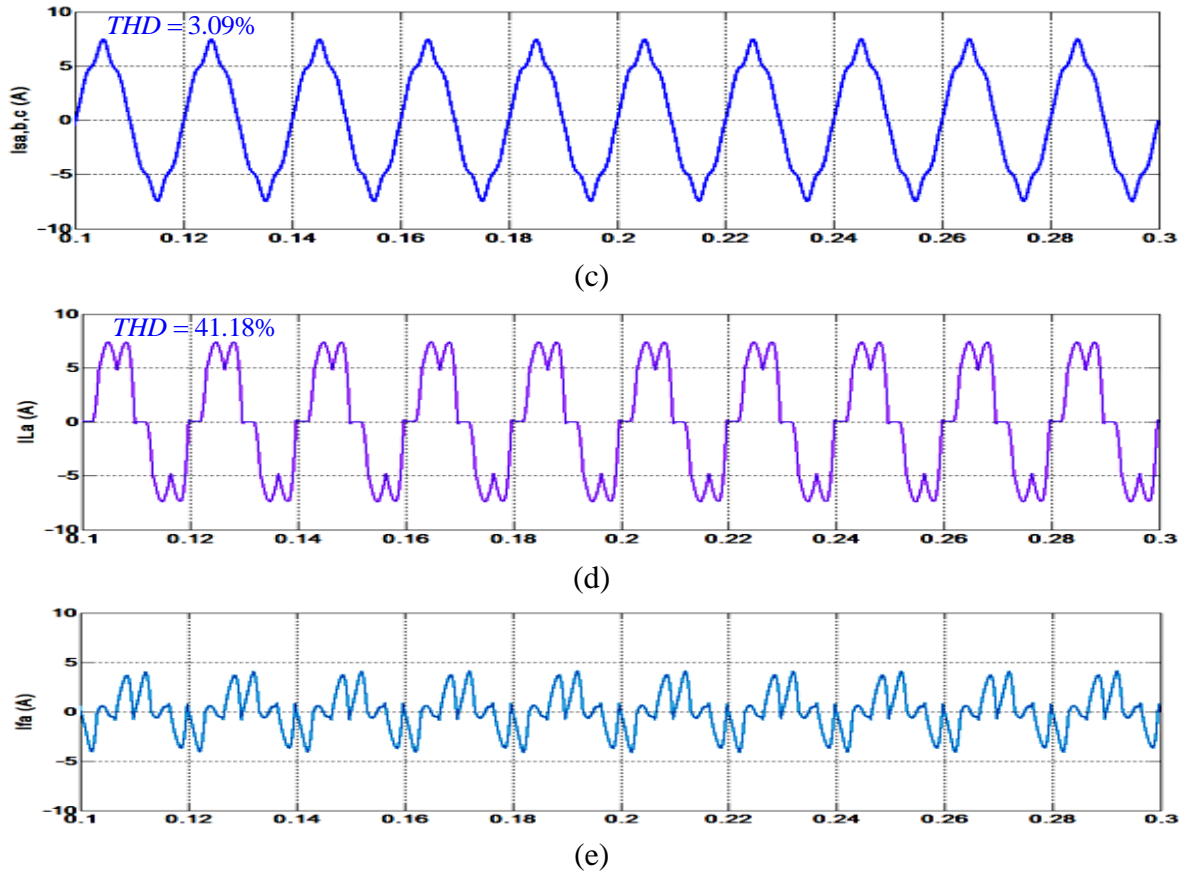
Comme la figure 2.30, la figure 2.31 présente les mêmes tensions et courants du système global mais avec une charge capacitive qui est considérée plus polluante que la charge inductive. Alors avant la mise en marche du FAP, le courant de source de la phase (a) a la même forme que le courant de charge (figure 2.31-d) avec un THD égal à 41.18% et après le branchement du FAP le THD diminue jusqu'à 3.09% comme le montre la figure 2.31-c.



(a)

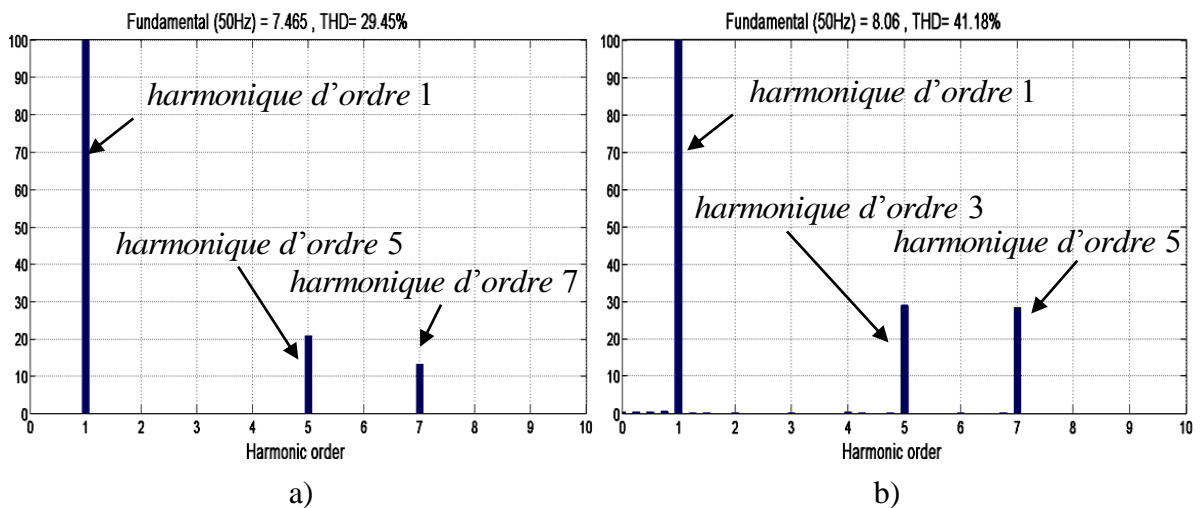


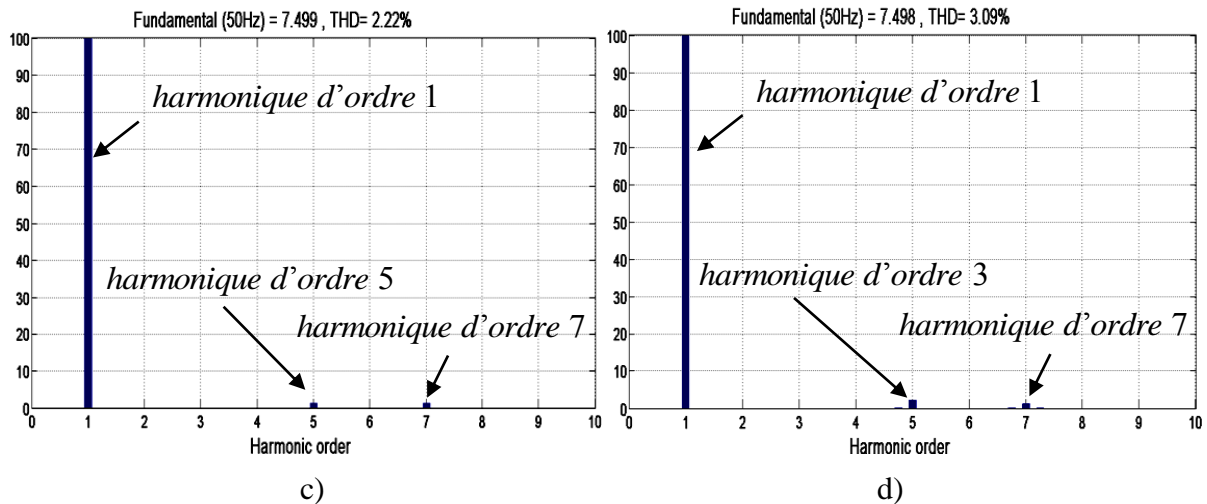
(b)



**Figure 2.31.** Résultat de simulation du système de compensation triphasé en régime permanent pour une charge capacitive, a) tensions de source  $V_{sa,b,c}$ , b) courants de source  $I_{sa,b,c}$ , c) courant de charge  $I_{La}$ , d) courant de filtre  $I_{fa}$ .

La figure 2.32 fournit les THDs de courant de source avant et après filtrage pour une charge inductive ou capacitive. L'efficacité du FAP triphasé est mise en évidence à travers cette figure en conformité avec les normes IEEE. Dans le cas du système de compensation triphasé, l'harmonique d'ordre 3 est éliminée.



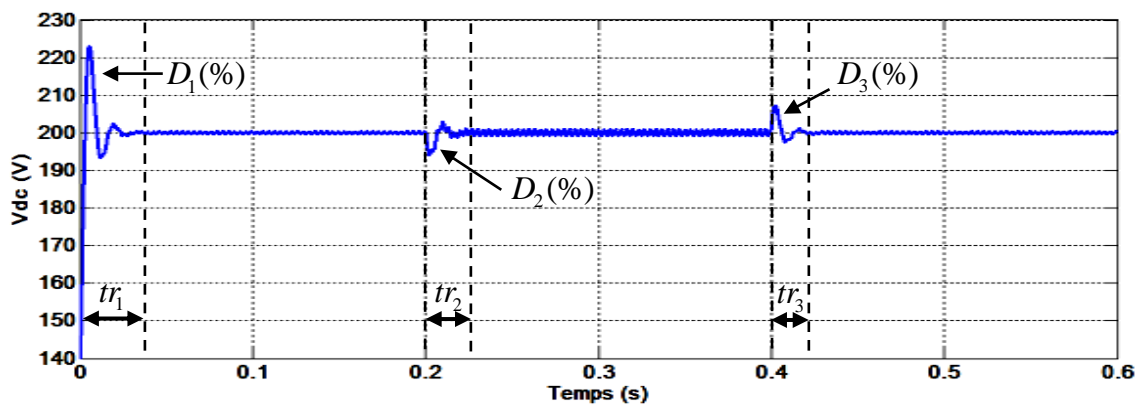


**Figure 2.32.** Résultat de simulation des THDs du courant de source : a) avant filtrage avec une charge inductive, b) avant filtrage avec une charge capacitive, c) après filtrage avec une charge inductive, d) après filtrage avec une charge capacitive.

Maintenant, nous allons présenter les résultats de simulation du système global à avec la technique de commande DPC intégrant les deux régulateurs (PI conventionnel et FO-PI) présentées auparavant.

### 2.7.2.2 Comportement dynamique du FAP avec la technique DPC

La figure 2.33 montre la forme d'onde de la tension  $V_{dc}$ . On observe que la réponse du système est un peu lente avec des oscillations à cause du régulateur PI conventionnel. Cela est justifié par la limitation des paramètres à contrôler de ce régulateur ( $k_{pc}$ ,  $k_{ic}$ ). Cela est clair aussi au niveau des puissances active et réactive. On remarque aussi un temps de réponse court avec des oscillations comme le montre la figure 2.34.



**Figure 2.33.** Résultat de simulation de la tension  $V_{dc}$  en régime transitoire utilisant la commande DPC conventionnelle.

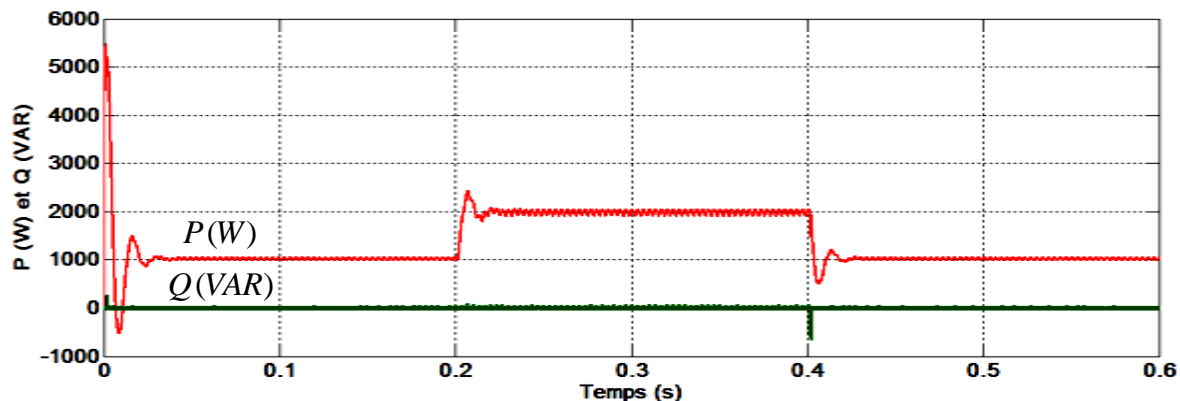


Figure 2.34. Résultat de simulation de la puissance active  $P$  et la puissance réactive  $Q$  en un régime transitoire utilisant la commande DPC conventionnelle.

### 2.7.2.3 Comportement dynamique du FAP avec la technique FO-DPC

En comparant les figures. 2.33 et 2.34 avec les figures. 2.35 et 2.36, on remarque que la rapidité et l'amortissement de la réponse du régulateur d'ordre fractionnaire sont meilleurs que celles du régulateur conventionnel.

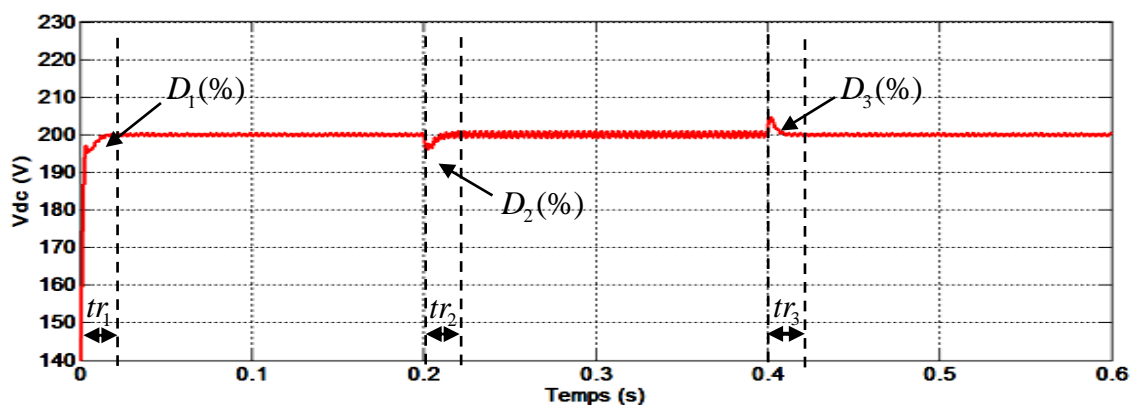


Figure 2.35. Résultat de simulation de la tension  $V_{dc}$  en régime transitoire utilisant la commande proposée FO-DPC.

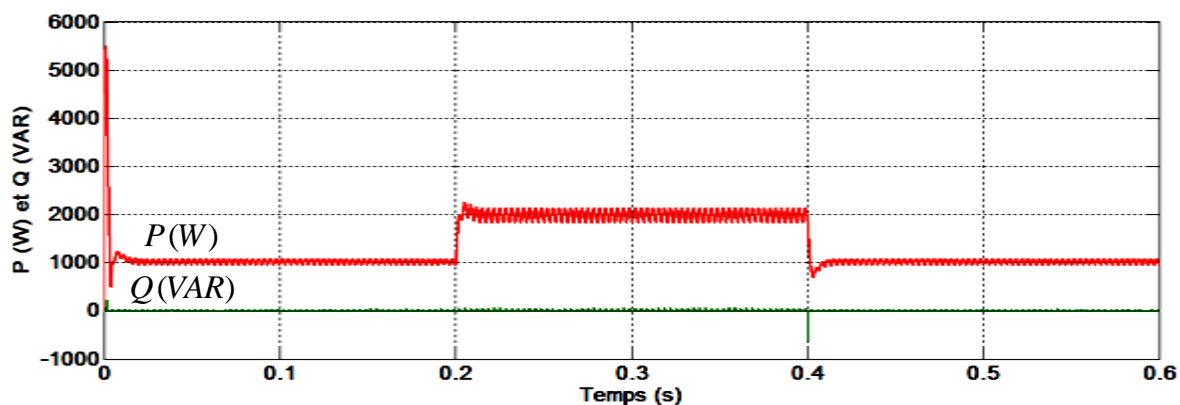


Figure 2.36. Résultat de simulation des puissances active  $P$  et réactive  $Q$  en régime transitoire utilisant la commande proposée FO-DPC.

On résume les résultats obtenus en simulation dans le tableau suivant :

**Tableau. 2.7** Résultats de simulation en régimes statique et dynamique d'un système de compensation triphasé à base de la DPC.

|              | Charge $R_1$   |            |         | Charge $R_2$   |            |         | Charge $RC$    |            |         |
|--------------|----------------|------------|---------|----------------|------------|---------|----------------|------------|---------|
|              | $tr_1 (\mu s)$ | $D_1 (\%)$ | $THD_1$ | $tr_2 (\mu s)$ | $D_2 (\%)$ | $THD_2$ | $tr_3 (\mu s)$ | $D_3 (\%)$ | $THD_3$ |
| <b>PI</b>    | 40             | 5          | 2.22    | 40             | 1          | 3.56    | 40             | 1          | 4.76    |
| <b>FO-PI</b> | 20             | 0          | 3.09    | 20             | 1          | 3.98    | 20             | 1          | 5.12    |

Ce tableau confirme la supériorité statique du régulateur conventionnel avec un THD égal à 2.22% mais la supériorité dynamique revient au régulateur fractionnaire avec un temps de réponse  $tr$  égal à  $20 \mu s$  et un dépassement entre 0% et 1%. Pour de bons comportements statique et dynamique il est préférable d'utiliser les régulateurs proposés SFC et FSC dans la boucle de régulation de la commande DPC.

## 2.8 Validation expérimentale des techniques de commande du FAP

Cette partie concerne les résultats expérimentaux de la commande DCC pour un FAP monophasé et de la commande DPC pour un FAP triphasé à base des différents régulateurs conventionnels et proposés. Ces deux techniques de commande sont implantées dans une plateforme de type dSPACE au sein du laboratoire INESC TEC<sup>11</sup> de l'université de Porto puis au sein du laboratoire des énergies renouvelables de l'université de Ferhat Abbas Sétif-1.

### 2.8.1 Présentation de la plate-forme expérimentale

Dans ce paragraphe, nous allons détailler les différentes parties constituant le banc d'essais expérimental de la figure 2.37 qui est composée principalement d'un filtre actif parallèle à structure tension (onduleur de tension monophasé/triphasé, inductances de lissage et condensateur du bus continu), une charge non-linéaire (pont de diode, charge RL ou bien charge RC) connectée à un réseau électrique équilibré et la commande du filtre actif.

La commande du FAP est principalement basée sur une carte dSPACE (DS1104) insérée dans un PC-Pentium permettant l'implantation de la technique DCC ou bien DPC

<sup>11</sup> INESC TEC En anglais : **The Institute for Systems and Computer Engineering, Technology and Science**

directement depuis Matlab/Simulink. L'analyseur de qualité (Chauvin Arnoux) est utilisé pour évaluer les THDs de courant ou de tension du réseau électrique, mesurer les puissances active et réactive et calculer le facteur de puissance et de déplacement.

La figure 2.38 présente une photographie du circuit de puissance du banc d'essai expérimental constituant un FAP triphasé, réalisé au sein du Laboratoire INESC TEC (Porto, Portugal). Cette plateforme expérimentale est utilisée pour implanter et valider la loi de commande DPC conventionnel le et proposée (FO-DPC) du FAP triphasé développé dans ce travail.

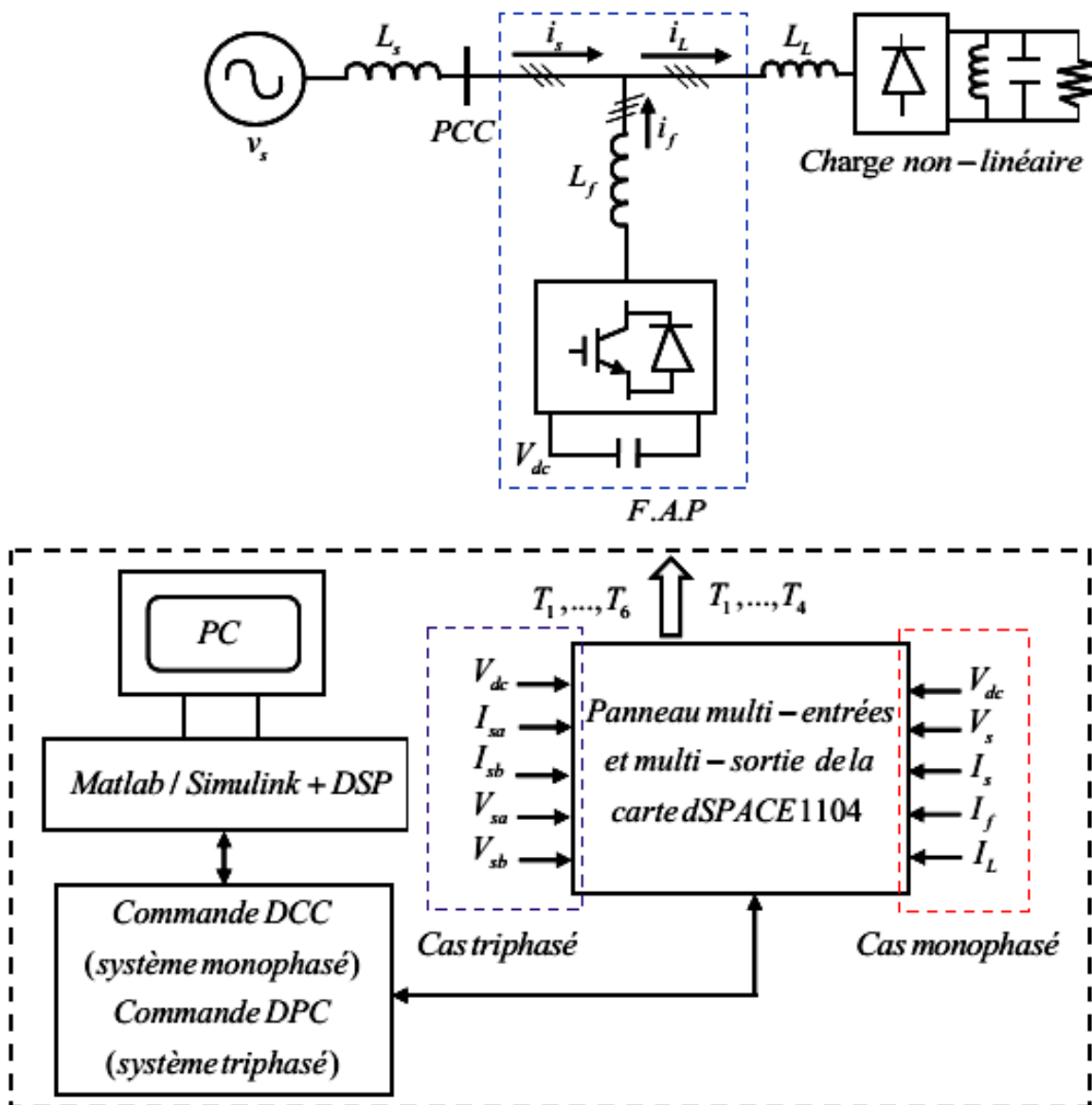
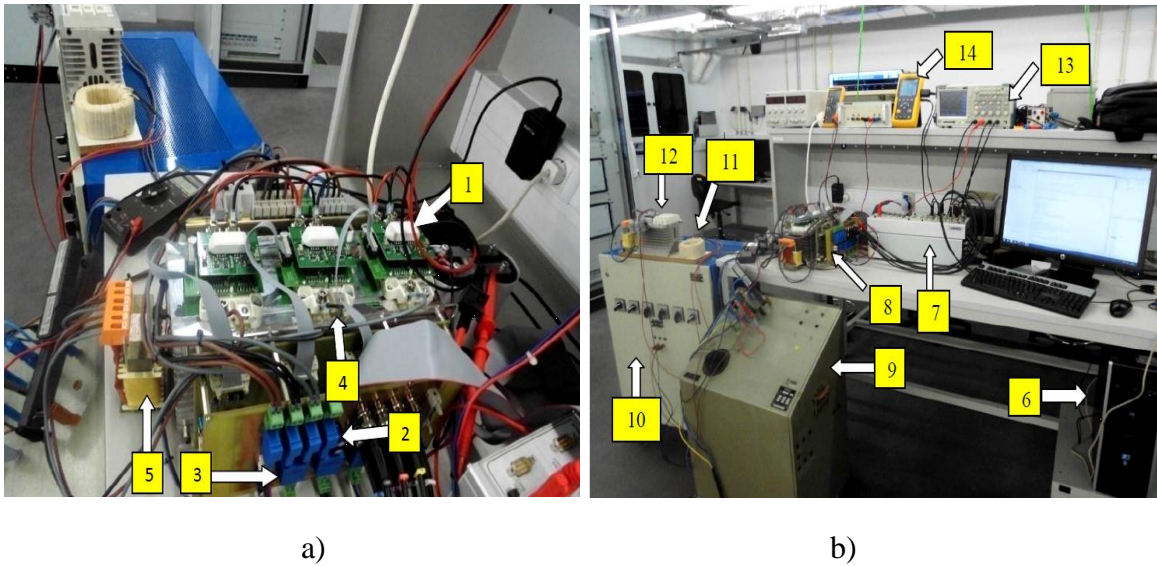


Figure 2.37. Schéma global du système avec le FAP.



**Figure 2.38.** Banc d'essai expérimental réalisé au sein du laboratoire INESC TEC.

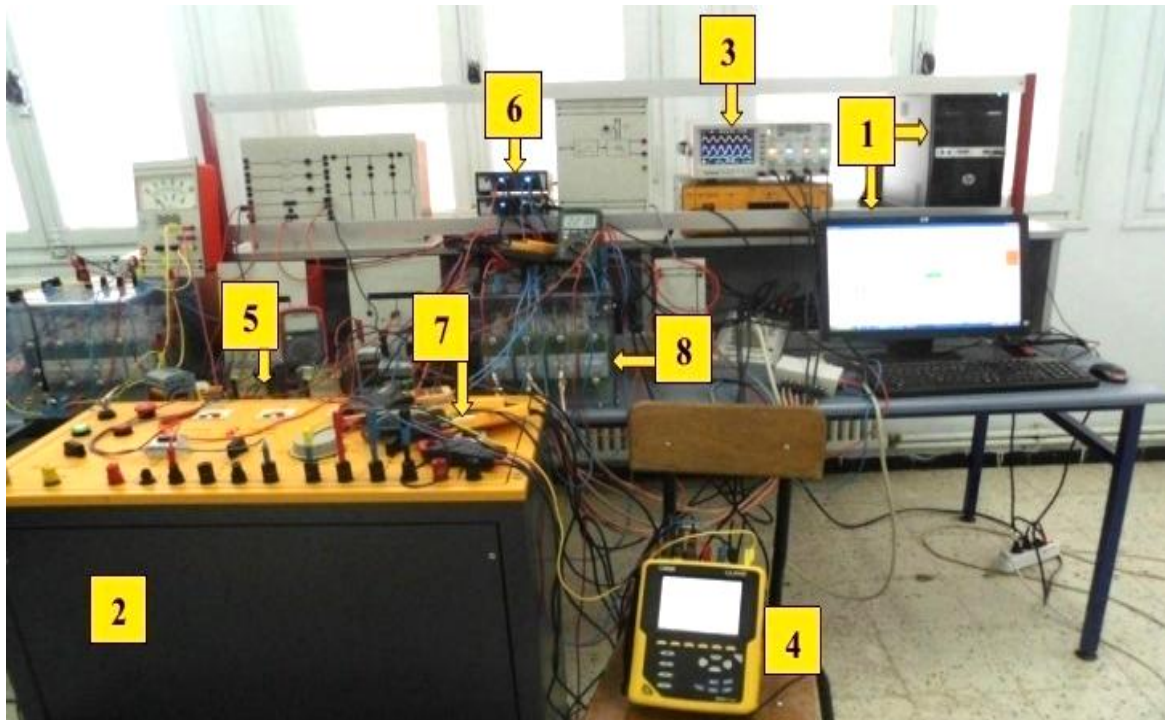
Les éléments de la figure 2.38 sont indiqués dans le tableau 2.8 avec les noms et les références du matériel utilisé durant les tests pratiques.

**Tableau 2.8.** Les éléments indiqués dans la figure 2.38.

| N°  | Nom d'éléments  | N°   | Nom d'éléments  |
|-----|---|------|---|
| (1) | Drivers (Semikron Skyper 32R)                                 | (8)  | Onduleur triphasé (développé dans le laboratoire INESC Porto) |
| (2) | Capteurs de courant (LEM HY-15P)                              | (9)  | Auto transformateur (représente le réseau électrique)         |
| (3) | Capteurs de tension (LEM LV-25P)                              | (10) | Charge résistive $R_L$ (20-step, 4kW Charge résistive)        |
| (4) | IGBTs (Semikron SEMiX 302GB176HDs)                            | (11) | Charge inductive $L_L$ (20mH inductance)                      |
| (5) | Inductances de filtrage $R_f, L_f$ (Schaffner RWK212 3x7.3mH) | (12) | Pont de diode triphasé (IXYS VUO 35 12 NO7)                   |
| (6) | PC (HP Compaq 8100 Elite, Core i5)                            | (13) | Oscilloscope (Tektronix TPS2024B)                             |
| (7) | dSPACE (RTI 1103) (Connection panel CP1103)                   | (14) | Analyseur de puissance (FLUKE 43)                             |

La figure 2.39 présente le schéma synoptique de la plateforme expérimentale du FAP triphasé ou monophasé réalisée au sein du laboratoire des énergies renouvelables (Sétif, Algérie) qui est constituée de:

- 1- la partie puissance (FAP, réseau électrique et la charge non-linéaire).
- 2- la partie commande (hardware : PC+carte dSPACE 1104, software : Matlab/Simulink + Control desk).
- 3-La partie instrumentation (capteurs de tension et de courant, oscilloscope et analyseur de la qualité d'énergie).



**Figure 2.39.** Banc d'essai expérimental réalisé au sein du laboratoire des énergies renouvelables.

Les éléments de la figure 2.39 sont indiqués dans le tableau 2.9 avec les noms du matériel utilisé durant les tests pratiques.

**Tableau 2.9.** Les éléments indiqués dans la figure 2.39.

| N°  | Elément                  | N°  | Elément             |
|-----|--------------------------|-----|---------------------|
| (1) | PC + dSPACE 1104         | (5) | Bobine de filtrage  |
| (2) | Transformateur           | (6) | Capteurs de tension |
| (3) | Oscilloscope             | (7) | Capteurs de courant |
| (4) | Analyseur des puissances | (8) | Onduleur Semikron   |

Les paramètres des éléments utilisés durant les tests pratiques de la figure 2.39 sont indiqués dans le Tableau 2.10.

**Tableau 2.10.** Paramètres du circuit électrique et les données du contrôle.

|   |              |
|---|--------------|
| Tension efficace du réseau $V_s$                      | 70 V         |
| Fréquence du réseau $f$                               | 50 HZ        |
| Résistance de la charge $R_1$                         | 20 $\Omega$  |
| Résistance de la charge $R_2$                         | 20 $\Omega$  |
| Self de l'inductance de la charge $L_c$               | 10 mH        |
| Capacité de la charge $C_2$                           | 700 $\mu F$  |
| Self de l'inductance de filtrage $L_{ch}$             | 4 mH         |
| Self de l'inductance de couplage $L_f$                | 4 mH         |
| Capacité du bus continu $C_{dc}$                      | 1100 $\mu F$ |
| Fréquence d'échantillonnage $f_s$                     | 30 kHz       |
| Référence de la tension continue de sortie $V_{dc}^*$ | 200 V        |
| Largeur de la bande d'hystérésis $\Delta I$           | 0.3 A        |

### 2.8.2 Validation du système de compensation monophasé

Afin de montrer l'intérêt de la plateforme expérimentale du laboratoire des énergies renouvelables où nous avons testé le système de compensation monophasé avec la commande DCC intégrant plusieurs régulateurs dans la boucle externe de la tension, nous exposons dans cette section les différents résultats expérimentaux obtenus. Ces résultats ont présentés en régime permanent et transitoire. Les paramètres du circuit et de contrôle sont indiqués dans le tableau 2.10.

#### 1) Régime statique

Après l'introduction du FAP en parallèle avec le système (réseau monophasé et charge non linéaire) et sous une tension simple de réseau  $V_s = 100 V$ , la commande DCC est élaborée à l'aide d'un régulateur PI conventionnel. Les résultats expérimentaux en régime permanent sont illustrés sur les figures 2.40 jusqu'à 2.44.

**a) Charge inductive**

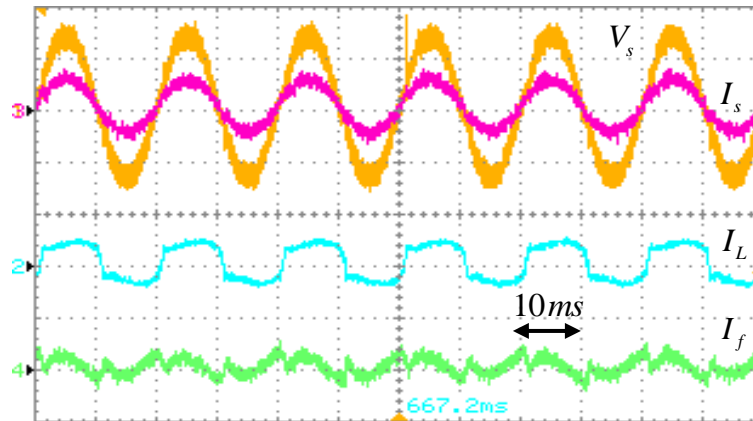
La figure 2.40 représente la tension et les courants du système global (réseau, charge et filtre). Après la mise en marche du FAP monophasé, le courant de source  $I_s$  a une allure sinusoïdale après l'injection du courant de filtre  $I_f$  pour corriger la forme d'onde qui est similaire à celle du courant de charge avant filtrage  $I_L$ . Le courant absorbé présente un faible taux de distorsion (THDi=4.1%). On remarque aussi que le courant de source  $I_s$  et la tension de la source  $V_s$  sont en phase, cela veut dire que la puissance réactive est nulle.

**b) Charge capacitive**

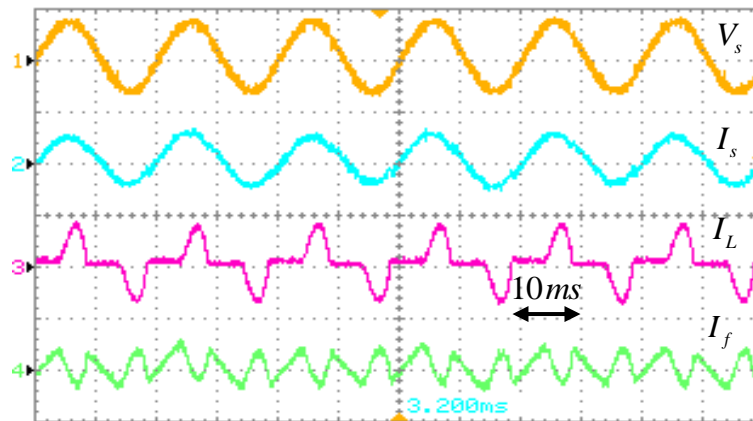
La figure 2.41 correspond à une charge capacitive. L'allure du courant de la charge  $I_L$  est loin d'être sinusoïdale, car riche en harmoniques et ainsi fortement pollué. Le courant de filtre  $I_f$  compense les harmoniques afin de rendre le courant de source  $I_s$  sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau  $V_s$ .

Les figures 2.42 jusqu'à 2.44 présentent les résultats expérimentaux de l'analyseur de qualité qui mesure le THD, le diagramme de Fresnel, les puissances active, réactive et apparente, et le facteur de puissance.

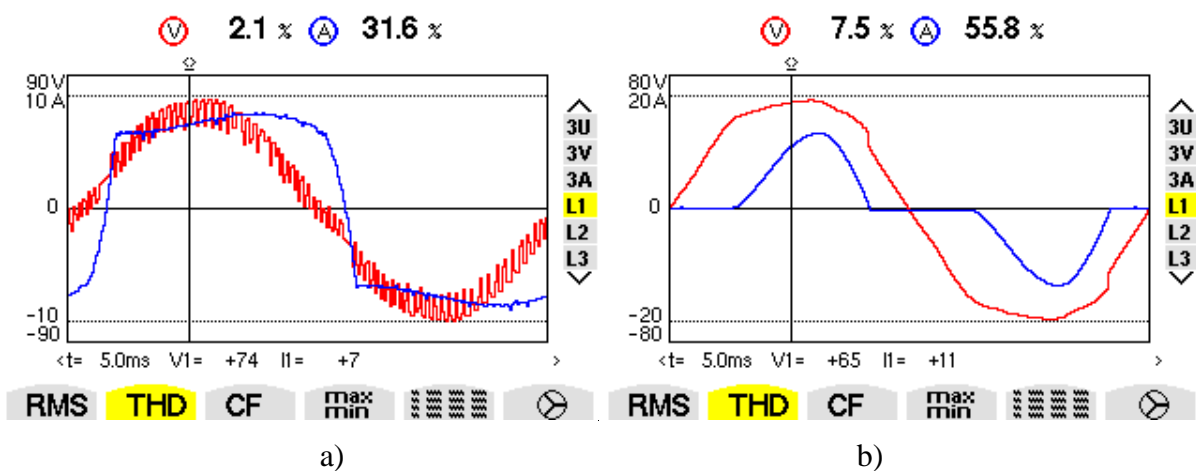
D'après ces résultats, on constate que le FAP permet la réduction des harmoniques de courant de source de 31.6% (figure 2.42-a) jusqu'à 4.1% (figure 2.42-c) utilisant une charge inductive. Aussi le FAP montre son efficacité dans le cas d'une charge capacitive fortement pollué avec un THD de 55.8%(figure 2.42-b) qui va réduire jusqu'à 4.8% (figure 2.42-d). Les résultats de THD obtenus satisfont les normes internationales comme le standard IEEE 519 qui impose un THD de courant inférieur à 5%.

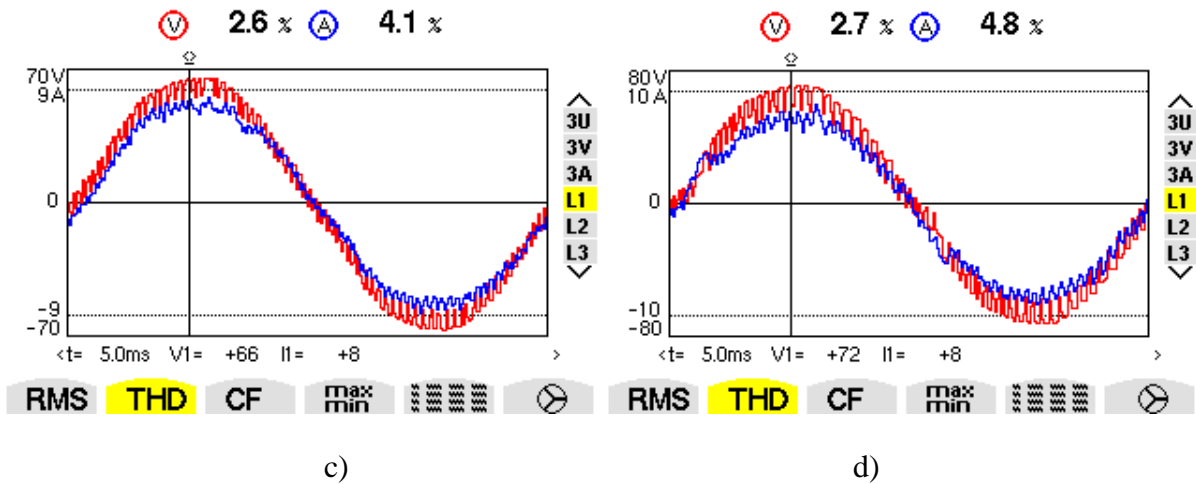


**Figure 2.40.** Résultat expérimental du système de compensation monophasé en régime permanent pour une charge inductive, 1) tension de source  $V_s$ , 2) courant de source  $I_s$ , c) courant de charge  $I_L$ , d) courant de filtre  $I_f$ .



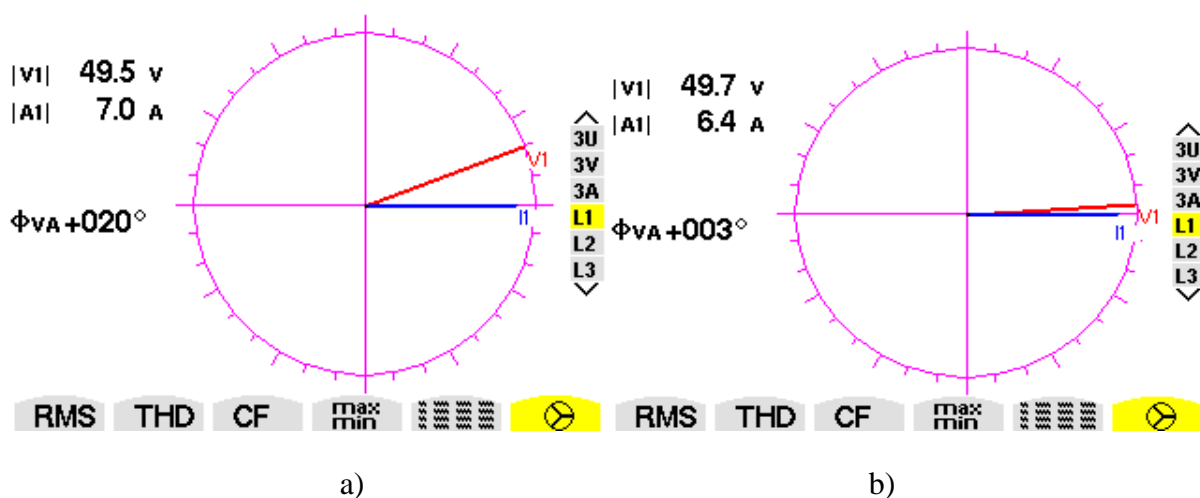
**Figure 2.41.** Résultat expérimental du système de compensation monophasé en régime permanent pour une charge capacitive, 1) tension de source  $V_s$ , 2) courant de source  $I_s$ , c) courant de charge  $I_L$ , d) courant de filtre  $I_f$ .



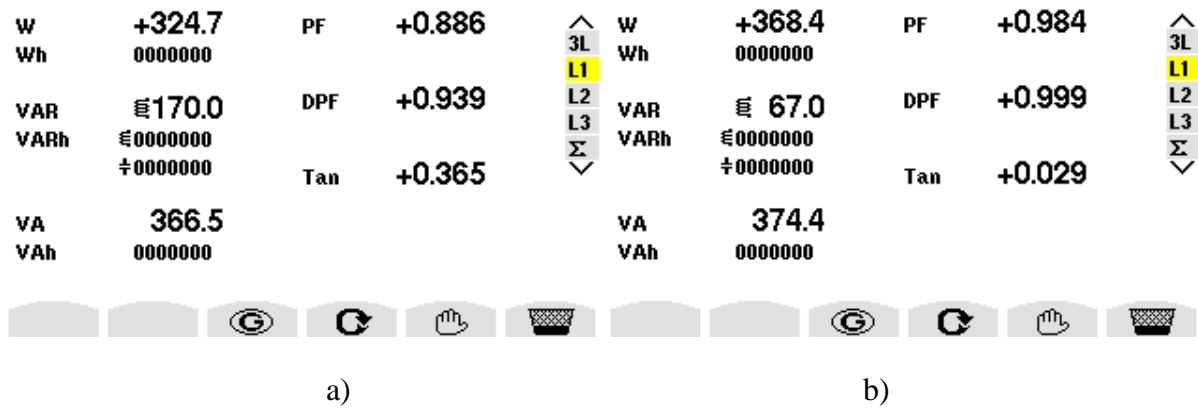


**Figure 2.42.** Résultats expérimentaux du THD de la tension et du courant de source : a) avant filtrage avec une charge inductive, b) avant filtrage avec une charge capacitive, c) après filtrage avec une charge inductive, d) après filtrage avec une charge capacitive.

Comme on peut observer le diagramme de Fresnel dans la figure 2.43, le déphasage entre le courant et la tension de source est de  $20^\circ$  (figure 2.43-a) avant filtrage avec une forte puissance réactive de valeur égale à 170 VAR par rapport à la puissance active 324.7 W et un facteur de puissance de 0.886 comme illustré dans la figure 2.44-a. On remarque qu'après l'introduction du FAP monophasé, une énorme amélioration est observée pour toutes ces grandeurs ; le courant et la tension de source seront en phase avec un déphasage de  $3^\circ$  (figure 2.43-b). La puissance réactive diminue jusqu'à 67 VAR et un facteur de puissance égal à 0.984 (figure 2.44-b).



**Figure 2.43.** Résultats expérimentaux du diagramme de Fresnel, a) avant filtrage, b) après filtrage.



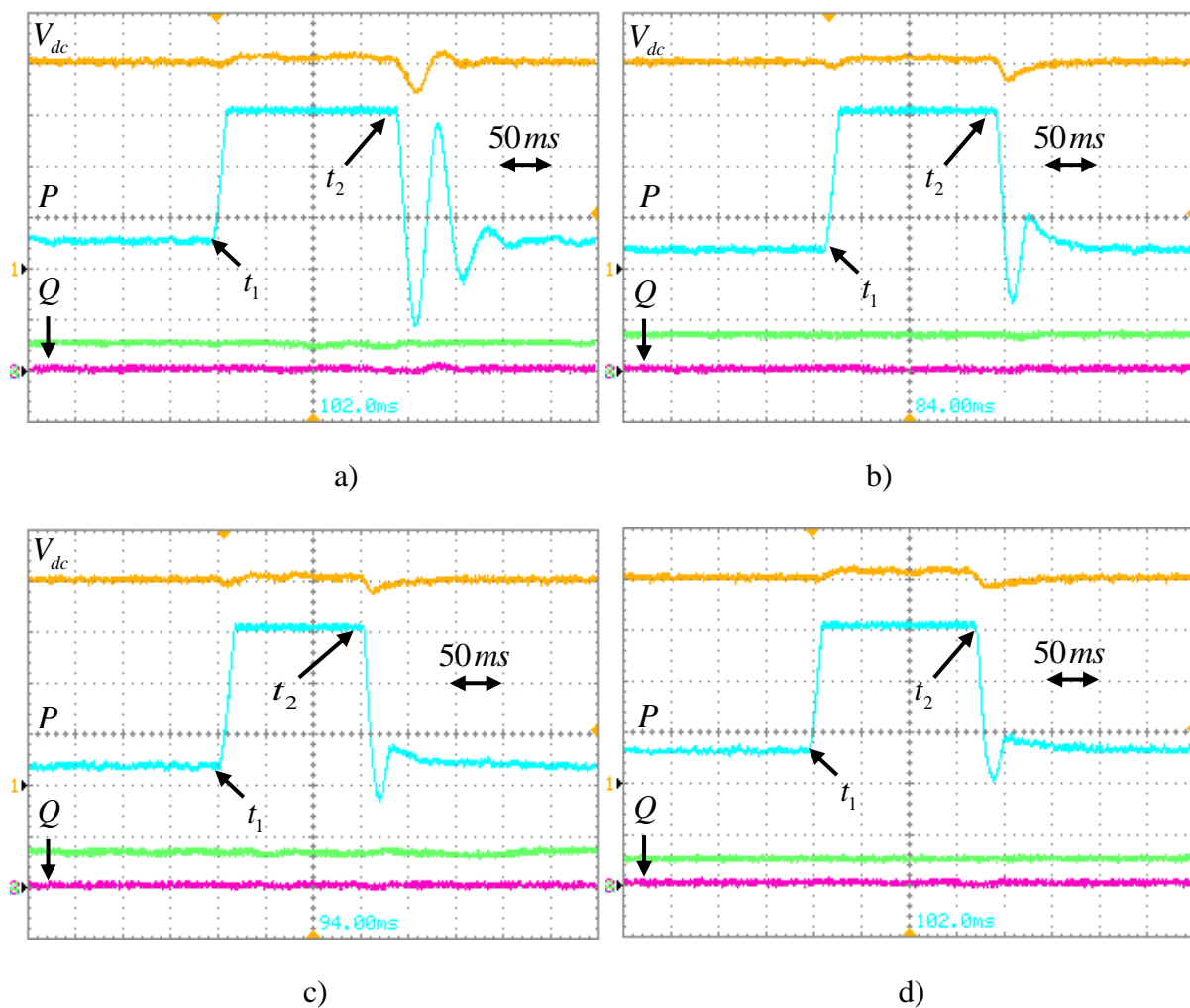
**Figure 2.44.** Résultats expérimentaux des puissances et facteur de puissance, a) avant filtrage, b) après filtrage.

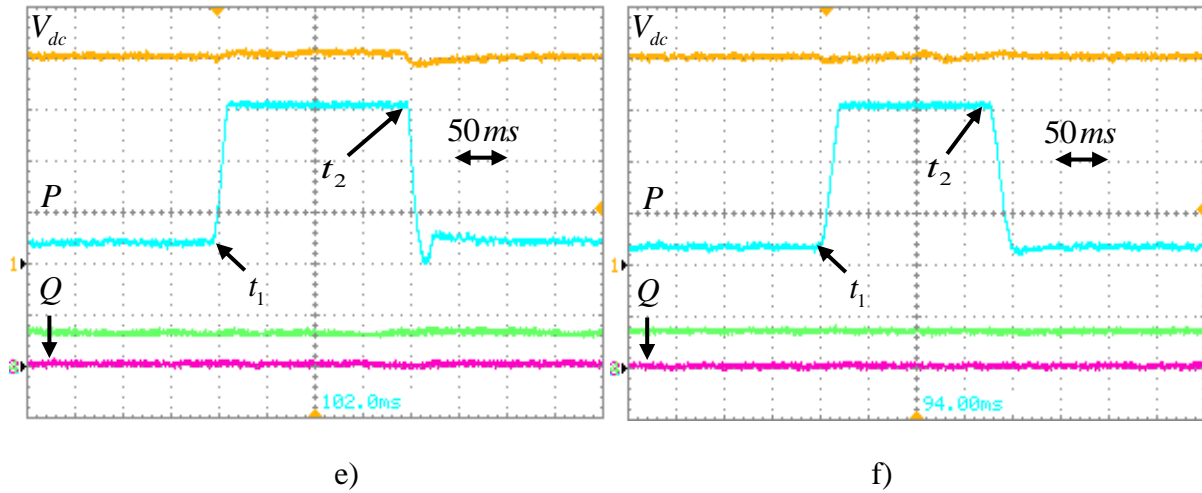
## 2) Régime dynamique

Pour réaliser un contrôle plus performant à base de la technique de commande DCC tout en conservant ses avantages en régime permanent et en éliminant ses inconvénients en régime dynamique, plusieurs régulateurs ont été intégrés dans la boucle externe de ce contrôle. C'est pour cela, l'essai de l'impact de la charge est effectué en modifiant la charge non-linéaire constituée d'un pont de diode avec une charge RL à un pont de diode avec une charge RLR à l'instant  $t_1$ , ensuite en modifiant la charge du pont de diode avec une charge capacitive RC à l'instant  $t_2$ . D'après la figure 2.45, il est clair que cet impact provoque un creux de tension au niveau du bus continu et son transitoire dure un certain temps pour que cette tension rejoigne sa référence, avec des oscillations au niveau de la puissance active  $P$ . En Utilisant les différents types de régulateurs discutés précédemment, il est remarquable que le régime transitoire du régulateur IP de la figure 2.45-b est meilleur que le régulateur PI de la figure 2.45-a. Aussi, on observe que le régulateur FO-IP de la figure 2.45-d assure une correction rapide de la trajectoire dans le cas d'une variation brusque de la charge avec moins d'oscillations comparativement au régulateur FO-PI de la figure 2.45-c. De plus, ces deux régulateurs fractionnaires sont meilleurs que les régulateurs conventionnels (PI et IP). Dans le but d'améliorer les résultats des régulateurs conventionnels et fractionnaires, une autre solution a été proposée dans ce travail qui consiste à développer un autre type de régulateur appelé SFC qui se révèle plus performant par rapport aux autres régulateurs surtout en régime transitoire. En effet, il garantit une action régulatrice

très rapide de la tension du bus continu et moins d'oscillations comme le montre la figure 2.45-e. Remplacer un commutateur conventionnel par un commutateur flou dans le régulateur FSC proposé peut améliorer les performances de la régulation en éliminant toutes les oscillations et garantissant un temps de réponse très court comme illustré par la figure 2.45-f.

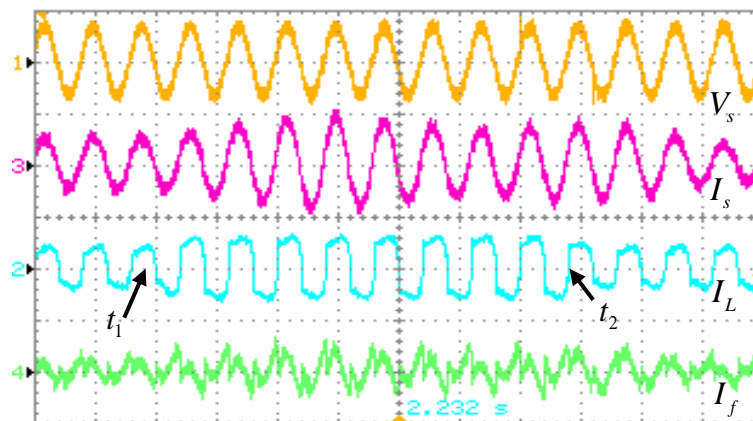
On peut conclure que les résultats de la figure 2.45 montrent que le FAP est influencé instantanément par le changement de la charge mais il est capable de retourner à son état stable. De plus le régulateur FSC est plus performant par rapport aux autres régulateurs, il corrige la trajectoire de la tension  $V_{dc}$  en un temps très court, tout en garantissant une bonne stabilité et précision.





**Figure 2.45.** Résultats expérimentaux en régime dynamique avec variation de la charge résistive de, 1) la tension  $V_{dc}$  ( $50V / div$ ), 2) la puissance active  $P$  ( $200W / div$ ), 3) puissance réactive  $Q$  ( $200VAR / div$ ).

Donc, la figure 2.46 montre les performances et le comportement du FAP lors d'un régime transitoire de la charge polluante inductive utilisant le régulateur FSC durant l'opération de compensation avec deux variations brusques de la charge aux instants  $t_1$  et  $t_2$ . Comme on le constate, la commande proposée FSC-DCC réagit bien au changement de charge et le FAP assure un courant sinusoïdal  $I_s$  pour la source même lors de ce changement.



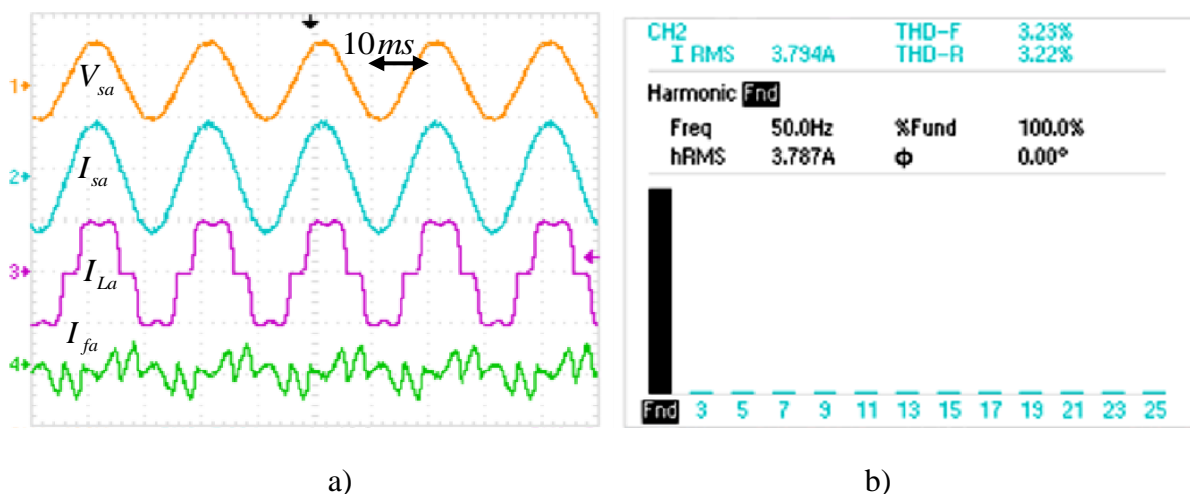
**Figure 2.46.** Résultats expérimentaux en régime dynamique avec une variation de la charge résistive, 1) tension de source  $V_s$  ( $100V / div$ ), 2) courant de source  $I_s$  ( $10A / div$ ), 3) courant de charge  $I_L$  ( $10A / div$ ), 4) courant de filtre  $I_f$  ( $10A / div$ ).

### 2.8.3 Validation du système de compensation triphasé

Dans cette partie, les résultats expérimentaux du système de compensation triphasé ont été élaborés dans deux différents laboratoires. Le premier est le laboratoire INESC TEC de l'université de Porto où nous avons réalisé juste le régime permanent avec une charge inductive pour les deux régulateurs PI conventionnel et fractionnaire. Le deuxième laboratoire est le laboratoire des énergies renouvelables de l'université de Ferhat Abbas Sétif-1 où nous avons utilisé le banc expérimental pour des charges inductive et capacitive en régimes permanent et transitoire afin d'obtenir des résultats satisfaisants.

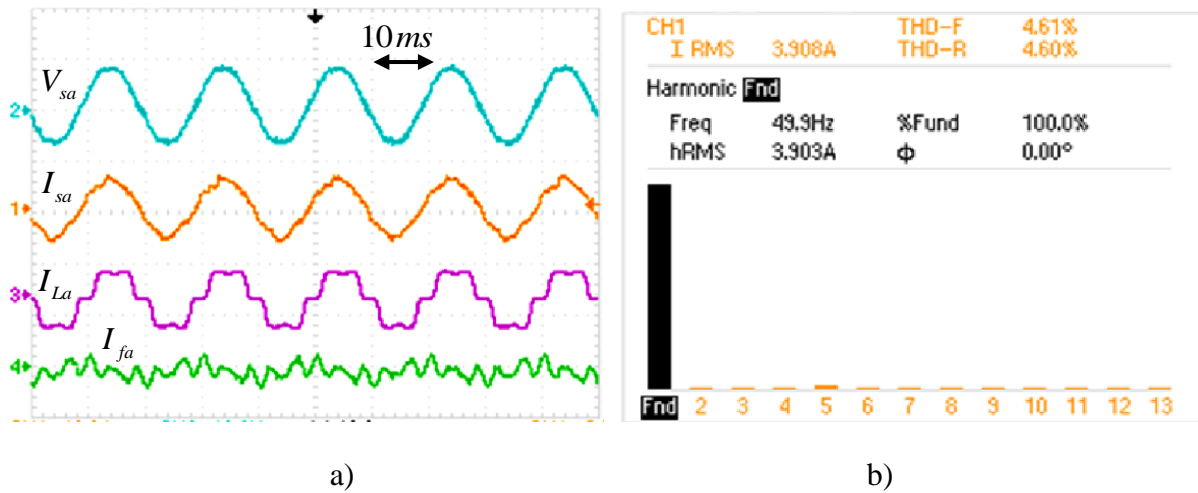
#### 2.8.3.1 Validation du système de compensation triphasé (INESC)

Dans ce paragraphe, nous introduisons la technique de commande DPC avec un régulateur PI conventionnel et un régulateur PI d'ordre fractionnaire dans le régime permanent comme illustré dans les figures. 2.47 et 2.48. Il est clair qu'après la mise en marche du FAP, le courant de charge pollué ( $I_L = I_s$ ) devient sinusoïdal ( $I_s = I_L - I_f$ ) par l'injection du courant de filtre  $I_f$ . On remarque la supériorité de la commande DPC conventionnelle du point de vue de la qualité de l'énergie avec un THD égal à 3.22% (figure 2.47-b) alors que le THD pour la DPC proposée est 4.60% (figure 2.48-b). Cela est justifié par la nécessité d'une méthode d'approximation pour implanter un régulateur d'ordre fractionnaire.



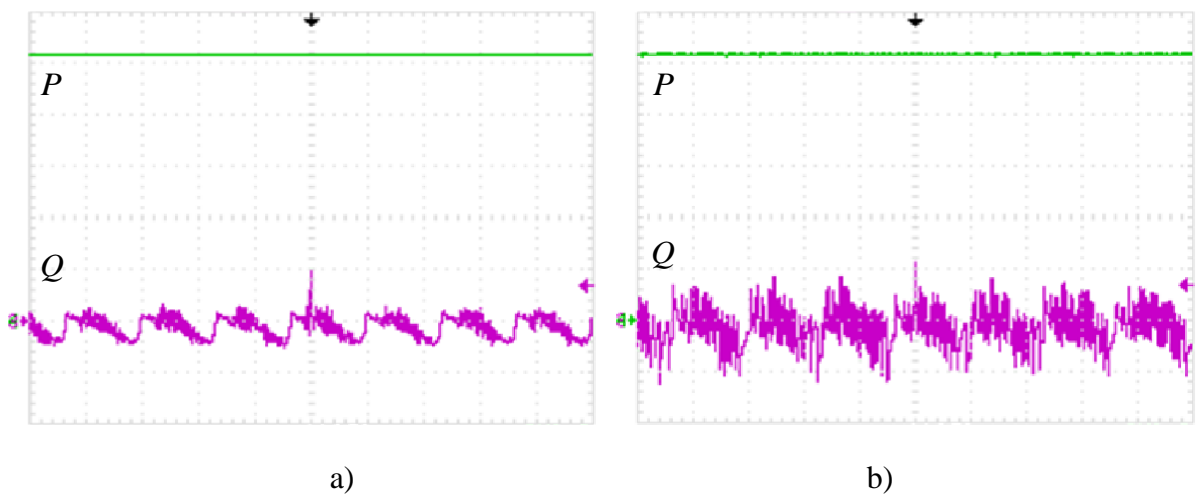
**Figure 2.47.** Résultats expérimentaux des courants et de la tension du système en régime permanent utilisant un régulateur PI conventionnel 1) tensions de source  $V_{sa}$  (100V / div), 2) courant de source  $I_{sa}$  (5A / div), 3) courant de charge  $I_{La}$  (5 A / div), 4) courant de filtre

$I_{fa}$  (5 A / div), a) tension et courants, b) THD du courant  $I_{sa}$ .



**Figure 2.48.** Résultats expérimentaux des courants et de la tension du système en régime permanent utilisant un régulateur FO-PI 1) tensions de source  $V_{sa}$  (100V / div), 2) courant de source  $I_{sa}$  (5A / div), 3) courant de charge  $I_{La}$  (5A / div), 4) courant de filtre  $I_{fa}$  (5A / div), a) tension et courants, b) THD du courant  $I_{sa}$ .

D'après la figure 2.49, il est clair que le DPC classique compense mieux la puissance réactive  $Q$  que le DPC proposé.



**Figure 2.49.** Résultats expérimentaux des puissances active et réactive utilisant : a) régulateur PI conventionnel, b) régulateur FO-PI.

Alors, les résultats expérimentaux montrent la supériorité du régulateur PI conventionnel par rapport au régulateur PI d'ordre fractionnaire en régime permanent. D'autres mesures en régimes permanent et transitoire ont été réalisées au sein du laboratoire des énergies renouvelables afin d'approfondir cette étude comparative entre les régulateurs.

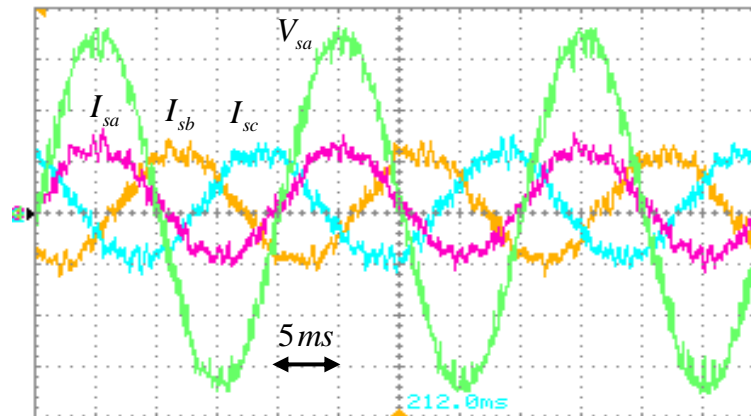
### 2.8.3.2 Validation du système de compensation triphasé

De la même manière du banc d'essai au sein du laboratoire INESC TEC, des essais expérimentaux ont été réalisés aussi au sein du laboratoire des énergies renouvelables dans les mêmes conditions afin de tester le système de compensation triphasé en régimes statique et dynamique afin de conduire des comparaisons qualitatives et quantitatives.

#### 1) Régime statique

##### a) Charge inductive

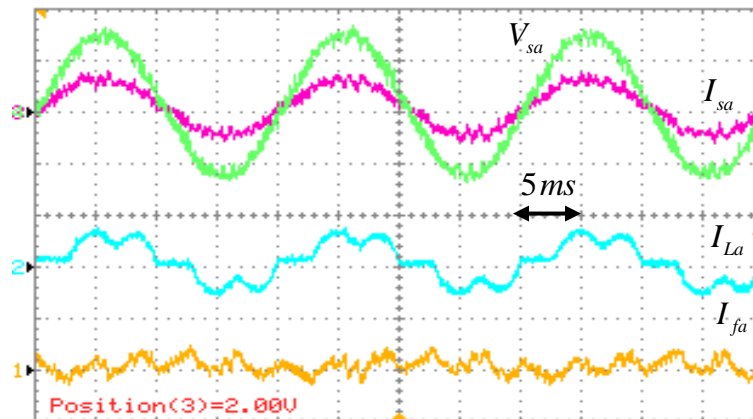
La figure 2.50 montre la tension du réseau de la phase (a)  $V_{sa}$  et les trois courants de phase  $I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$  après filtrage. Dans ce qui suit de cette étude on constate que pour la tension et les courants de la phase (a), toutes les phases sont similaires.



**Figure 2.50.** Résultats expérimentaux en régime permanent du système de compensation triphasé pour une charge inductive, a) tensions de source  $V_{sa}$  ( $25V/div$ ), b) courants de source

$$I_{sa,b,c} (10A/div).$$

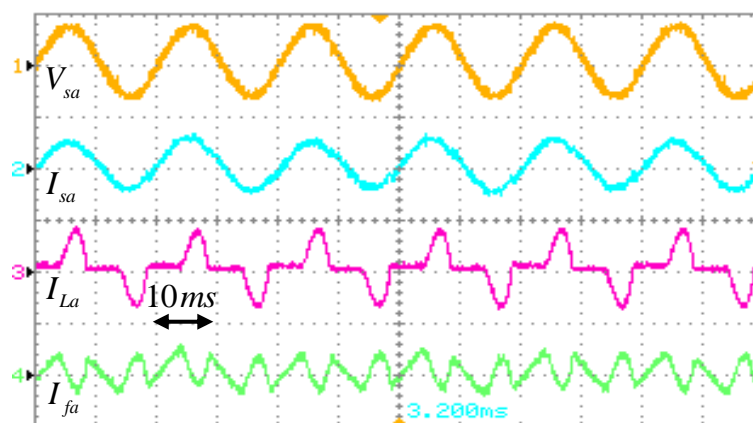
Comme illustré en figure 2.51, nous allons présenter les résultats concernant la commande DPC en régime permanent du FAP triphasé connecté en parallèle, avec une charge inductive. Cette étude justifiera les bonnes performances de cette technique par l'injection d'un courant de filtre  $I_{fa}$  capable de compenser les harmoniques du courant de charge  $I_{La}$  afin de rendre le courant de source  $I_{sa}$  sinusoïdal et en phase avec la tension de source  $V_{sa}$ .



**Figure 2.51.** Résultats expérimentaux du système de compensation triphasé en régime permanent, pour une charge inductive, 1) courant de filtre  $I_{fa}$  ( $10\text{ A/div}$ ) 2) courant de charge  $I_{La}$  ( $10\text{ A/div}$ ), 3) courant de source  $I_{sa}$  ( $10\text{ A/div}$ ), 4) tensions de source  $V_{sa}$  ( $50\text{ V/div}$ ).

### b) Charge capacitive

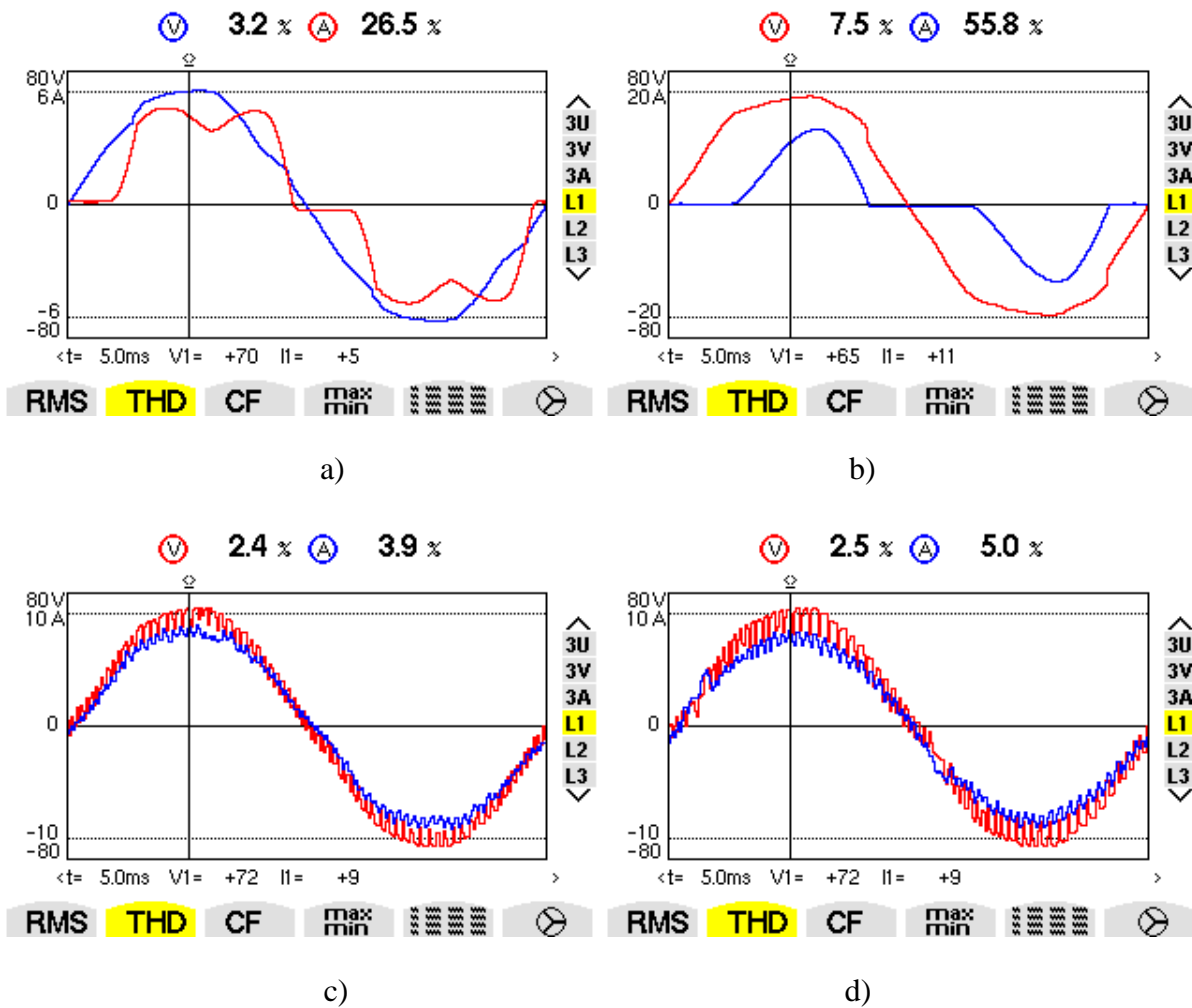
De plus, la partie expérimentale de la figure 2.52 traite le cas du comportement du FAP parallèle connecté en parallèle avec une charge fortement polluée (pont de diode + charge  $RC$ ). On observe aussi que la forme d'onde du courant de source  $I_s$  devient sinusoïdale après l'injection du courant de filtre  $I_f$  qui a corrigé la déformation du courant de charge  $I_L$ .



**Figure 2.52.** Résultats expérimentaux du système de compensation triphasé en régime permanent pour une charge capacitive, 1) tensions de source  $V_{sa}$  ( $100\text{ V/div}$ ), 2) courants de source  $I_{sa}$  ( $10\text{ A/div}$ ), 3) courant de charge  $I_{La}$  ( $10\text{ A/div}$ ), 4) courant de filtre  $I_{fa}$  ( $10\text{ A/div}$ ).

On constate que les formes d'ondes des courants de source sont distordus et influent négativement sur les allures des tensions, car la source possède une impédance interne non négligeable. L'analyse de la qualité montre des taux de distorsion importants

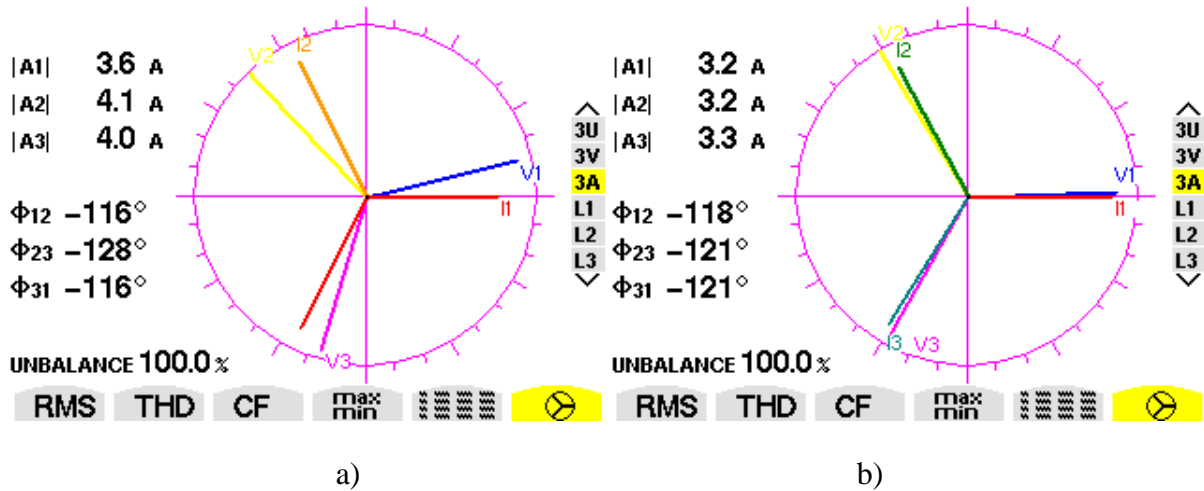
avec un  $THD_{i_{sa}} = 26.5\%$  pour une charge inductive (figure 2.53-a) et  $THD_{i_{sa}} = 55.8\%$  pour une charge capacitive (figure 2.53-b). La commande DPC permet de réduire les harmoniques des courants de source et de minimiser le déphasage entre le terme fondamental du courant de source et la tension. Le THD du courant de source est de 3.9% pour une charge inductive et de 5.0% pour une charge capacitive.



**Figure 2.53.** Résultats expérimentaux du THD de la tension et du courant de source pour le système de compensation triphasé: a) avant filtrage avec une charge inductive, b) avant filtrage avec une charge capacitive, c) après filtrage avec une charge inductive, d) après filtrage avec une charge capacitive.

La figure 2.54 présente le déphasage entre les tensions et les courants de source avant et après filtrage. On constate que les termes fondamentaux des courants de source sont déphasés par rapport aux tensions (figure 2.54-a), ce qui signifie que le pont redresseur consomme de la puissance réactive à la fréquence fondamentale. Après filtrage, on remarque que ces

courants et tension sont en phase, avec un facteur de puissance égal à 0.997 comme le montre la figure 2.55.



**Figure 2.54.** Résultats expérimentaux du diagramme de Fresnel pour le système de compensation triphasé, a) avant filtrage, b) après filtrage.



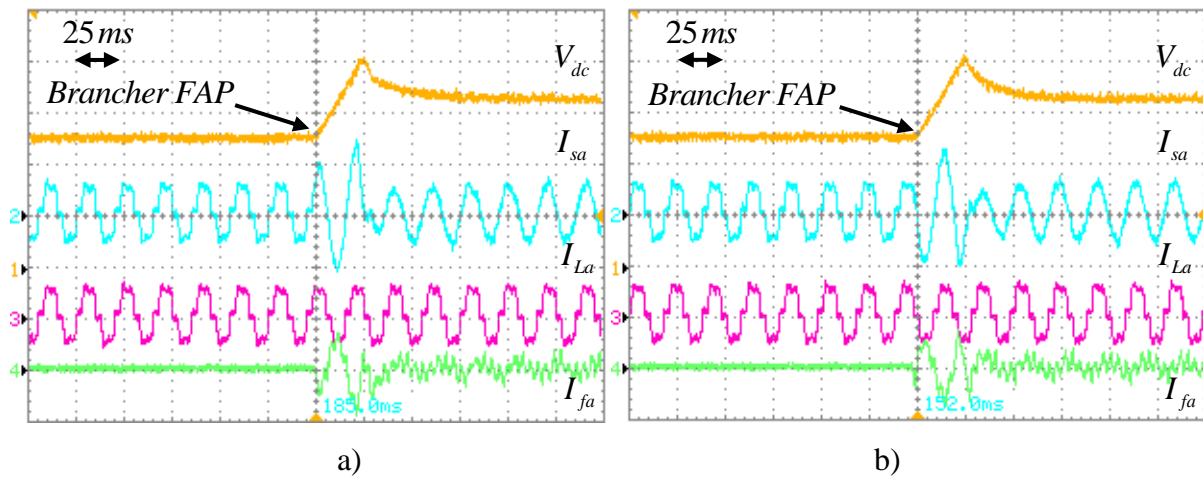
**Figure 2.55.** Facteur de puissance après filtrage des trois phases du réseau.

## 2) Régime dynamique

### a) Branchement du filtre actif

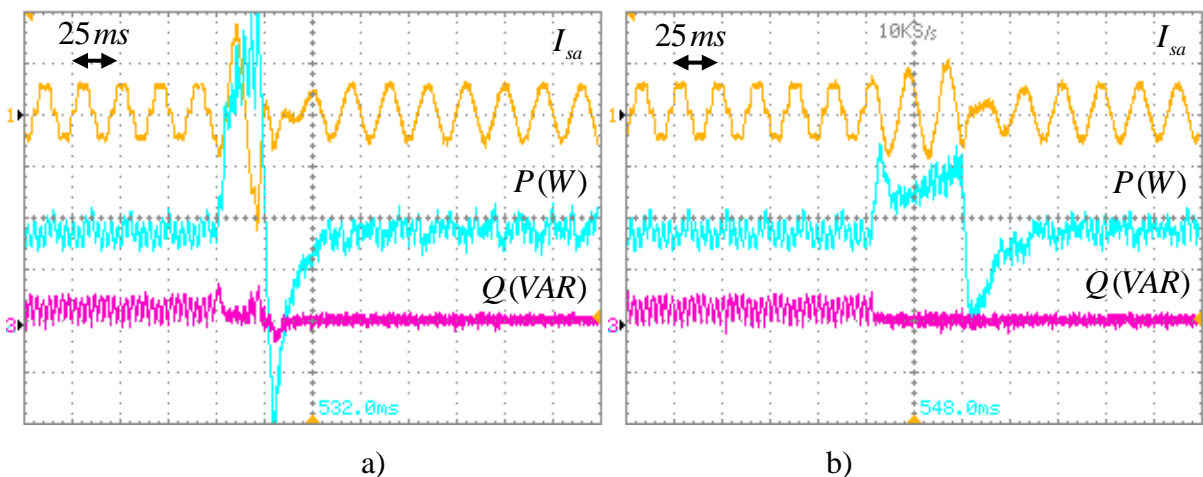
A partir de la mise en service du FAP (par application de la commande), le courant du réseau devient instantanément sinusoïdal. La tension au niveau du bus continu, correspondant à la valeur initiale en sortie d'un pont redresseur ( $V_{dc} = 142V$ ), rejoint sa référence fixée à  $V_{dc} = 200V$  avec un temps de réponse court utilisant la DPC proposée (FO-

DPC, figure 2.56-b) par rapport à la DPC conventionnelle de la figure 2.56-a avant d'atteindre le régime permanent.



**Figure 2.56.** Résultats expérimentaux en régime dynamique avec branchement du FAP de 1) la tension  $V_{dc}$  ( $60V/div$ ), 2) courants de source  $I_{sa}$  ( $10A/div$ ), 3) courant de charge  $I_{La}$  ( $10A/div$ ), 4) courant de filtre  $I_{fa}$  ( $10A/div$ ), a) utilisant la commande DPC conventionnel, b) utilisant la commande DPC proposée (FO-DPC).

Pour cet essai, les puissances active et réactive sont bien illustrées dans la figure 2.57. Toutefois, ces puissances présentent plus d'oscillations avec la DPC conventionnelle (figure 2.57-a) contrairement à la DPC proposée (figure 2.57-b) qui réduit ces dépassement grâce au régulateur d'ordre fractionnaire.



**Figure 2.57.** Résultats expérimentaux en régime dynamique durant le branchement du FAP de 1) courants de source  $I_{sa}$  ( $10A/div$ ), 2) puissance active  $P$  ( $200W/div$ ), 3) puissance réactive  $Q$  ( $200VAR/div$ ), a) commande DPC conventionnelle, b) commande DPC proposée (FO-DPC).

D'après les résultats obtenus, nous constatons une bonne concordance entre la simulation et l'expérimentation. Pour le même type de contrôle, les résultats obtenus sont proches et donc satisfaisants, ce qui valide les simulations effectuées et ce qui valide aussi l'efficacité des commandes proposées dans le cadre de ce travail incluant les régulateurs d'ordre fractionnaire et à base de commutateur conventionnel ou flou.

Nous signalons que l'implantation des commandes DCC et DPC proposées dans ce travail nous permet d'obtenir de bonnes performances par rapport à la DCC et la DPC conventionnelle dans les mêmes conditions de fonctionnement. Les résultats obtenus peuvent être améliorés lorsqu'une meilleure approximation des paramètres des régulateurs conventionnels ou proposés sera faite, car la réduction de l'ordre d'intégration dans les régulateurs PI peut améliorer le régime dynamique de ces commandes conventionnelles. On peut aussi améliorer les performances de contrôle proposé par l'augmentation du rang de la méthode d'approximation d'Oustaloup qui va nous permettre d'avoir des régulateurs à hautes performances.

## 2.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les deux systèmes de compensation monophasé et triphasé avec leurs principaux éléments afin de développer deux techniques de commande. La première appelée DCC utilisée pour contrôler le système monophasé et la deuxième est la DPC pour le système triphasé. Les FAP monophasé et triphasé à structure tension sont connectés en parallèle sur le réseau afin d'éliminer la pollution harmonique de la charge non-linéaire.

En premier lieu, nous avons présenté le principe de fonctionnement du FAP monophasé puis le FAP triphasé. Ensuite, nous avons développé les techniques qui permettent d'obtenir de meilleures performances. La première technique est basée sur un algorithme simple à implanter et exigeant une bonne connaissance des paramètres du système. En vue de tester son efficacité, dans un premier temps, nous avons développé six types de régulateurs de la tension du bus continu du FAP : un régulateur PI classique, un régulateurs IP conventionnel, un régulateur PI d'ordre fractionnaire FO-PI, un régulateur IP d'ordre fractionnaire FO-IP, un régulateur proposé (SFC) qui combine un régulateur PI conventionnel et un régulateur FO-PI et commute entre eux utilisant un commutateur conventionnel et un autre régulateur proposé (FSC) qui combine un régulateur PI conventionnel et un régulateur FO-PI et commute entre eux utilisant un commutateur flou . On a mis ces régulateurs avec la

technique DCC sous tests de simulation. Dans un second temps, nous avons procédé à la validation expérimentale à l'aide d'un banc expérimental basé sur le système dSPACE 1104. Les résultats obtenus ont montré les bonnes performances de cette technique en régimes permanent et transitoire avec un réglage de type FSC de la tension du bus continu du FAP. Il est à noter que ces résultats peuvent être améliorés lorsqu'on a une bonne approximation des ordres des régulateurs fractionnaires.

La seconde technique est la DPC, elle est robuste et efficace et n'exigeant pas trop de capteurs pour bien fonctionner. Il est à signaler un intérêt supplémentaire réside dans l'intégration d'un régulateur de type PI fractionnaire à la régulation du bus continu pour améliorer le régime dynamique de l'onduleur du FAP triphasé. La simulation nous a permis de montrer l'efficacité de la technique DPC conventionnelle en régime permanent et celle de la DPC proposée (FO-DPC) en transitoire. Les résultats pratiques corroborent les résultats de simulation.

Nous pouvons aussi conclure que le régulateur PI assure un THD du courant de source plus ou moins meilleur par rapport au régulateur fractionnaire, par contre le régulateur fractionnaire est caractérisé par un temps de réponse plus court par rapport au régulateur PI en transitoire. Donc pour satisfaire simultanément les deux régimes, deux régulateurs ont été proposés (SFC et FSC) et qui ont prouvé leur efficacité et faisabilité.

## 2.10 Références du chapitre 2

- [1] **Afghoul H., Krim F., Chikouche D., Beddar A.**, « *Design and real time implementation of fuzzy switched controller for single phase active power filter* », ISA Transactions, Vol. 58, pp. 614-621, 2015,
- [2] **Afghoul H., Krim F., Chikouche D., Beddar A.**, « *Robust switched fractional controller for performance improvement of single phase active power filter under unbalanced conditions* », Frontiers in Energy (Springer 2015),
- [3] **Sreeraj E. S., Prejith E. K., Chatterjee K., Bandyopadhyay S.**, « *An active harmonic filter based on one-cycle control* », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 08, pp. 3799-3809, 2014.
- [4] **Mesbahia N., Ouaria A., Ould Abdeslam D., Djamahc T., Omeiria A.**, « *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.
- [5] **Rahmani S., Hamadi Ab., Al-Haddad K., Alolah A.I.**, « *A DSP-based implementation of an instantaneous current control for a three-phase shunt hybrid power filter* », Mathematics and Computers in Simulation, Vol. 91, pp. 229-248, 2013.
- [6] **Alali M.A.**, « *Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension* », thèse de doctorat, Université de Louis Pasteur – Strasbourg-I, France, Septembre 2002.
- [7] **Sarra M.**, « *Contribution à l'étude des filtres actifs hybrides* », thèse de doctorat en Sciences, Université de Ferhat Abbas Sétif-1, Algérie, Juillet 2013.
- [8] **Afghoul H., Krim F., Chikouche D., Beddar A.**, « *Fractional direct power control for active filter* », Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO), 2013 IEEE 7th International, Langkawi, Malaysia, pp. 228-233, 2013.
- [9] **Chennai S.**, « *Etude, Modélisation & Commande des Filtres Actifs: Apport des Techniques de l'Intelligence Artificielle* », thèse de doctorat en Sciences, Université de Mohamed khider Biskra, Septembre 2013.
- [10] **Epanya M.D.**, « *Application du filtrage actif pour une mise en œuvre de méthode de prédiction et de contrôle d'harmoniques dans un réseau de distribution électrique* », mémoire de la maîtrise en génie électrique, Université du Québec à trois rivières, Canada, Septembre 2010.
- [11] **Abduslam M.M.**, « *Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales* », thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, Mai 2008.
- [12] **Xu J.**, « *Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d'électricité* », thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, France, 1994.
- [13] **Alali M.A.E., Saadate S., Machmoum M., Bruyant N.**, « *Stratégies de dépollution active des réseaux électriques, parti II : Compensateur actif série d'harmoniques, de déséquilibre et de creux de tension des réseaux électriques* », revue internationale de génie électrique, Vol. 4, No. 3-4/2001, pp. 317-332, 2001.

- [14] **Miret J., de Vicuña L.G., Castilla M., Matas J., Guerrero J.M.**, « *Design of an Analog Quasi-Steady-State Nonlinear Current-Mode Controller for Single-Phase Active Power Filter* », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 12, pp. 4872-4881, December 2009.
- [15] **Barra K., Rahem D.**, « *Predictive direct power control for photovoltaic grid connected system: An approach based on multilevel converters* », Energy Conversion and Management, Vol. 78, pp. 825–834, 2014.
- [16] **Bouafia A.**, « *Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: application aux redresseur à MLI* », thèse de doctorat en Sciences, Université de Ferhat Abbes Sétif-1, Algérie, Octobre 2010.
- [17] **Belhaouchet N.**, « *Fonctionnement à 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 en Sciences, Université de Ferhat Abbes Sétif-1, Algérie, Juillet 2011.
- [18] **Karanki S.B., Geddada N., Mishra M.K., Kumar B.K.**, « *A Modified Three-Phase Four-Wire UPQC Topology With Reduced DC-Link Voltage Rating* », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, No. 9, pp. 3555-3566, 2013.
- [19] **De Heredia Bermeo A.L.**, « *Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie: de la basse tension à la montée en tension* », thèse de doctorat en Sciences, Institut national polytechnique de Grenoble, France, 2006.
- [20] **Takahashi I., Noguchi T.**, « *A new Quick-response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor* », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 5, pp. 820-827, 1986.
- [21] **Noguchi T., Tomiki H., Kondo S., Takahashi**, « *Direct Power Control of PWM converter without power-source voltage sensors* », IEEE Transactions on Industrial Application, Vol. 34, pp. 473-479, 1998.
- [22] **Malinowski M., Jasinski M., Kazmierkowski M.P.**, « *Simple Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Space Vector Modulation* », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 2, pp. 447-454, April 2004.

- [23] **Chaoui A.**, « *Filtrage Actif Triphasé pour charges non linéaires* », thèse de doctorat en Sciences, Université de Ferhat Abbes Sétif-1, Algérie, Octobre 2010.
- [24] **Kouara H.**, « *Contribution au contrôle d'un filtre actif parallèle triphasé à quatre fils dans un milieu perturbé* », thèse de doctorat en Sciences, Université de Batna, Algérie, Janvier 2015.
- [25] **Ouled Abdeslam D.**, « *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, France, 1992.
- [26] **Ladaci S.**, « *Contribution à la commande adaptative d'ordre fractionnaire* », thèse de doctorat en Sciences, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2007.
- [27] **Ross B.**, « *Fractional Calculus and its applications* », volume 457 of Lecture Notes in Mathematics [Proc. Int. Conf. held at Univ. of New Haven, USA, 1974]. Springer-Verlag, Berlin, 1975.
- [28] **Oldham K.B., and Spanier J.**, « *Fractional Calculus* ». Academic Press, New York, 1974.
- [29] **Bettou K.**, « *Analyse et réalisation de correcteurs d'ordre fractionnaire* », thèse de doctorat en Sciences, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2011.
- [30] **Oustaloup A.**, « *La dérivation non entière* », Hermès. Paris, 1995.
- [31] **Oustaloup A., Mathieu B., Lanusse P.**, « *The CRONE control of resonant plants: Application to flexible transmission* », European Journal of Control, Vol.1, No. 2, pp.113-121, 1995.
- [32] **Oustaloup A., Moreau X., Nouillant M.**, « *The CRONE suspension* », Control Engineering Practice, Vol. 4, No. 8, pp.1101-1108, 1996.
- [33] **Oustaloup A. Mathieu B.**, « *La commande CRONE: du scalaire au multivariable* », Hermès. Paris, 1999.
- [34] **Oustaloup A., Sabatier J., Lanusse P.**, « *From fractal robustness to CRONE control* », Fractional Calculus & Applied Analysis, Vol. 2, No. 1, pp.1-30, 1999.
- [35] **Podlubny I.**, « *Fractional order systems and  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  controllers* », IEEE Transactions on Automatic Control, Vol.44, No. 1, pp.208-214, 1999.

- [36] **Malek H.**, « *Control of Grid-Connected Photovoltaic systems using fractional order operators* », thèse de doctorat, UTAH State University, USA, 2014.
- [37] **Benchellal A.**, « *Modélisation des interfaces de diffusion à l'aide d'opérateurs d'intégration fractionnaires* », thèse de doctorat, Université de Poitiers, France, 2008.
- [38] **Sabatier J., Aoun M., Oustaloup A., Grégoire G., Ragot F., Roy P.**, « *Estimation of lead acid battery state of charge with a novel fraction model* », FDA'06, 2<sup>nd</sup> IFAC Workshop on Fractional Differentiation and its Applications, Porto, Portugal, 2006.
- [39] **Zadeh L.**, « *Fuzzy sets* », Information and Control, pp. 338-353, 1965.

---

# Chapitre 3

---

## *Chapitre 3 : Système photovoltaïque*

*L'objet de ce chapitre est la présentation, l'étude et la simulation d'un système photovoltaïque. Dans un premier temps, nous avons étudié le générateur PV puis l'étage d'adaptation (convertisseur DC-DC de type élévateur) raccordé à une charge résistive. Dans un second temps, nous avons présenté les contrôleurs utilisés pour la poursuite de la puissance maximale à l'aide des techniques classiques comme la P&O et la conductance incrémentale (InCond) et des techniques avancées se basant sur la logique floue et le mode glissant. Nous avons effectué des tests de simulation pour observer l'effet des paramètres de simulation. Aussi, nous avons simulé les différents algorithmes de MPPT et comparé les résultats en régimes statique et dynamique afin de conclure sur la meilleure technique à utiliser comme méthode de poursuite du point de puissance maximale au chapitre 4 pour des raisons économiques et de simplicité d'implémentation compte tenu des performances statiques et dynamiques.*

### **Sommaire**

|  |     |
|--|-----|
| 3.1 Introduction .....                                       | 106 |
| 3.2 Généralité et présentation .....                         | 107 |
| 3.3 Générateur PV .....                                      | 109 |
| 3.4 Etage d'adaptation.....                                  | 124 |
| 3.5 Algorithmes de calcul du point de puissance maximum..... | 126 |
| 3.6 Résultats de simulation et comparaison.....              | 144 |
| 3.7 Conclusion.....  | 150 |
| 3.8 Référence du chapitre 3 .....                            | 150 |

### 3.1 Introduction

Face aux prévisions d'épuisement inéluctable des ressources mondiales en énergie fossile (pétrole, gaz, charbon...), en énergie d'origine thermonucléaire (uranium, plutonium...), face aux multiples crises pétrolières, économiques, aux changements climatiques dus à l'effet de serre, la science s'est tout naturellement intéressée aux ressources d'énergie dites "renouvelables" [1, 2]. L'énergie renouvelable est une définition donnée à l'énergie obtenue à partir de ressources inépuisables tels que le soleil, le vent, l'hydrogène et la chaleur géothermique, qui sont renouvelables (naturellement renouvelées), disponible en permanence et dont la quantité n'est pas affectée par la consommation humaine [3]. L'énergie renouvelable est apparue comme un moyen de générer l'énergie dans les zones isolées et rurales ou comme des sources secondaires d'énergie raccordées au réseau électrique [4].

La plus ancienne source d'énergie est le soleil qui génère  $3.8 \times 10^{20}$  MW d'énergie électromagnétique, dont une partie nous parvient comme une énergie solaire. Le rayonnement solaire est une énergie solaire reçue par unité de surface; une moyenne de  $1.367 \text{ kW} / \text{m}^2$  peut être mesurée à l'extérieur de l'atmosphère de la terre. En une journée de ciel clair, 70% de celui-ci ( $1 \text{ kW} / \text{m}^2$ ) atteint la surface de la terre [5]. L'énergie solaire peut être utilisée sous deux formes: l'énergie solaire thermique et photovoltaïque (PV). L'énergie photovoltaïque est une énergie électrique obtenue par une conversion du rayonnement solaire en électricité d'une manière élégante à l'aide de cellules photovoltaïques [5]. En outre, cette conversion ne nécessite pas de pièces tournantes, ne fait pas de bruit et ne provoque aucune pollution [6].

L'électricité produite par les cellules PV peut être soit stockée dans des batteries et/ou utilisée directement de manière autonome (stand-alone) ou introduite dans un grand réseau électrique alimenté par des centrales de production (raccordées au réseau). Elle peut également être associée avec un ou plusieurs distributeurs/générateurs d'électricité domestique pour alimenter un petit réseau [7].

Dans ce chapitre, on présentera les caractéristiques de base et les modèles associés des cellules photovoltaïques nécessaires pour la conception du convertisseur de puissance et l'étude en simulation des MPPTs. Le chapitre commence par un état de l'art et une présentation générale des cellules PV en rapport avec leurs structures et le principe de fonctionnement. Le modèle du circuit équivalent et les équations correspondantes, comprenant les caractéristiques électriques, des cellules PV ont été examinées, suivi par une méthode utilisée pour former un module photovoltaïque (panneau) de plusieurs cellules

individuels (ou d'un générateur photovoltaïque de plusieurs modules) pour une production importante d'énergie électrique. Ensuite, on traitera le convertisseur de puissance DC de type élévateur (boost) avec son circuit de puissance et leur fonctionnement en tant qu'étage de maximisation d'énergie. Après, on comparera plusieurs algorithmes de maximisation de la puissance produite par les panneaux PV, qui se divisent en techniques classiques comme la P&O, InCond et en techniques intelligentes basées sur la logique floue, le mode glissant,...etc. Finalement, on terminera par des tests de simulation pour valider ce système dans des conditions où l'éclairement est variable pour enfin conclure ce chapitre.

### 3.2 Généralité et présentation

La demande de l'énergie électrique a augmenté durant ces dernières décennies. La majeure partie de cette énergie a été produite à partir de sources fossiles (pétrole, gaz et charbon). Ces dernières sont rapidement épuisables. En outre, les produits de la combustion de ces sources entraînent des problèmes comme l'effet de serre et de la pollution qui constituent de grands dangers pour l'environnement et la vie terrestre. Depuis la révolution industrielle, les carburants conventionnels ont été responsables du changement climatique en produisant plus de 60% du dioxyde de carbone (CO<sub>2</sub>) émis dans l'atmosphère chaque année. Le Groupe intergouvernemental des experts sur les changements climatiques (IPCC<sup>1</sup>) a mentionné que la concentration de GES<sup>2</sup> dans l'atmosphère ne doit pas dépasser l'équivalent de 450 ppm<sup>3</sup> de CO<sub>2</sub> en volume en 2030, par rapport à 385 ppm actuellement, et 280 ppm avant l'évolution industrielle. La limite des 450 ppm du CO<sub>2</sub> a été sélectionnée pour réduire l'émission du CO<sub>2</sub> et limiter l'augmentation de la température à 2°C dans le monde [2, 8].

Dans le cadre de la réduction des dommages de ces émissions, l'énergie renouvelable a attiré l'attention du monde entier comme une source d'énergie alternative. Plusieurs pays industriels, durant ces deux dernières décennies, ont commencé à améliorer et développer une large gamme de projets d'énergies renouvelables impliquant des cellules PV, des éoliennes, les technologies de conversion hydroélectriques et la biomasse pour répondre à leurs besoins énergétiques. Par exemple, au moins 118 pays avaient une politique visant à promouvoir la production d'énergie renouvelable au début de 2011 par rapport à 55 pays au début de 2005 [9]. Cela est clairement visible dans le développement des énergies renouvelables, qui sont passées de 207 GW en 2006 à 312 GW en 2010. L'investissement annuel a augmenté pour

---

<sup>1</sup> IPCC : Abréviation en Anglais de : *Intergovernmental Panel on Climate Change*

<sup>2</sup> GES : Gaz à Effet de Serre

<sup>3</sup> ppm : Abréviation en Anglais de : *parts per million*

atteindre 211 milliards de dollars, soit plus de trois fois qu'en 2006, qui était de 63 milliards de dollars [2, 9, 10].

Le soleil est une source d'énergie primaire qui crée par la suite une variété importante de sources d'énergie renouvelables sur Terre, par exemple, l'énergie solaire qui est capturée par l'atmosphère crée l'énergie éolienne; quand elle est absorbée par les océans, elle crée des courants océaniques chauds et indirectement lorsqu'elle est absorbée par la photosynthèse, elle crée la bioénergie; ou lorsque provoquant l'évaporation d'eau qui produit des précipitations, elle crée l'énergie hydraulique [6, 11].

Cependant, l'énergie solaire qui peut être collectée directement sur la surface terrestre représente encore la plus grande quantité d'énergie renouvelable par rapport à toutes les autres sources renouvelables, soit  $3.850.000 \text{ EJ} / \text{an}$  par rapport à  $7400 \text{ EJ} / \text{an}$  pour l'énergie des océans,  $6000 \text{ EJ} / \text{an}$  pour l'énergie éolienne,  $1548 \text{ EJ} / \text{an}$  pour la bioénergie et  $147 \text{ EJ} / \text{an}$  pour l'énergie hydraulique [12]; où la demande mondiale annuelle actuelle d'énergie ( $517 \text{ EJ} / \text{an}$ ) pourrait être couverte avec seulement 0,02% du flux solaire directe [13]. Par conséquent, l'énergie solaire pourrait être suffisante pour assurer les besoins énergétiques futures à venir [6].

En outre, l'énergie solaire directe peut être convertie directement en électricité (forme d'énergie la plus commode à utiliser [14]) à l'aide de dispositifs appelés cellules PV, tandis que la production d'électricité à partir du vent, de l'océan et des énergies hydroélectriques doit créer un mouvement mécanique d'abord et puis l'électricité, aussi pour la bioénergie qui doivent brûler de la biomasse pour produire la chaleur en premier, puis le mouvement mécanique et de l'électricité [15]. Cela conduit à un système plus simple pour la production d'électricité solaire-PV. Produire de l'électricité directement à partir de la lumière du soleil à l'aide de cellules PV offre également plusieurs avantages [6, 16, 17], comme la montre la liste ci-dessous, les cellules PV

- n'émettent aucune pollution pendant le processus de conversion d'énergie.
- n'ont pas de pièces mobiles et donc nécessitent peu de maintenance (coût) par rapport aux moteurs des turbines utilisées pour le vent, l'océan, hydraulique et biomasse. Les cellules ont également une longue durée de vie, typiquement entre 20-25 ans de garantie.
- peuvent être utilisées partout où il y a du soleil comprenant les régions isolées comme les déserts, les océans et même dans les lieux où le réseau n'est pas disponible, où le coût d'installation devient trop important.

- peuvent également être faciles à installer ou à retirer, permettant à la centrale solaire-PV d'être redimensionnée après la première installation.

Il y a deux types de systèmes PV: système autonome (*stand-alone*) et système raccordé au réseau (*grid-connected*) [18]. Le système PV autonome est la solution évidente pour les charges qui sont situées dans des zones isolées, loin de toute infrastructure de réseau électrique. Toutefois, une batterie et/ou une source d'énergie de secours doivent être inclus dans le système PV autonome afin de satisfaire les exigences de la charge pendant l'absence de la lumière solaire, tandis que le système photovoltaïque raccordé au réseau peut utiliser l'énergie fournie par le réseau à la place, donc réduire le coût total du système [6].

En outre, des équipements de conversion de puissance ont été essentiellement utilisés dans les systèmes PV autonomes pour garantir la puissance maximale à la charge. Ces batterie/source supplémentaires associées à plus de convertisseurs augmentent le coût de l'électricité produite à partir du système PV autonome [19]. Par conséquent, lorsque l'on considère les aspects économiques, un système photovoltaïque raccordé au réseau serait plus attrayant qu'un système PV autonome [6]. C'est pourquoi nous avons opté pour le système PV raccordé au réseau dans nos travaux (chapitre 4). Ainsi, l'objectif de ce chapitre est l'étude, la modélisation et la simulation du circuit de puissance de ce système.

### 3.3 Générateur PV

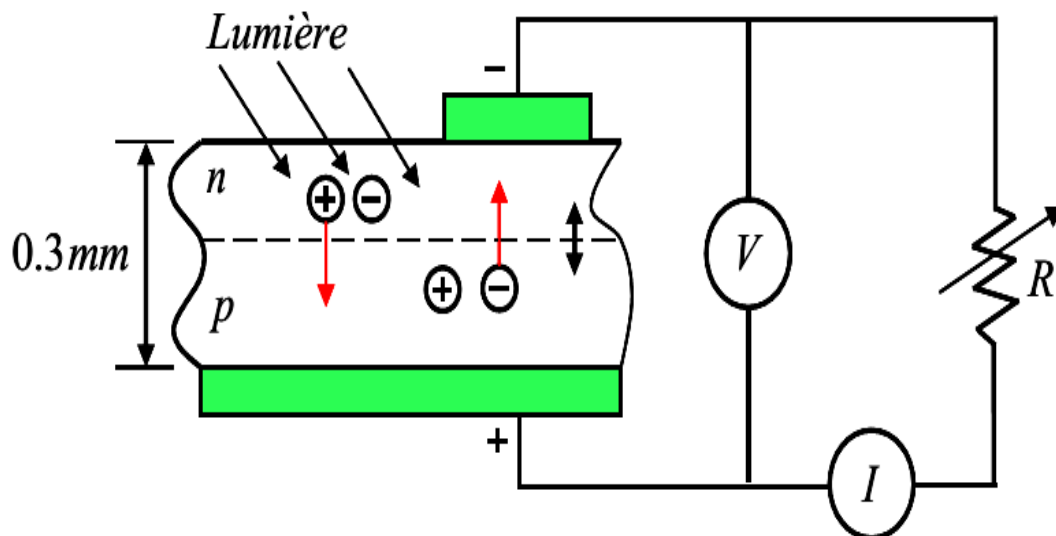
La connaissance des principes fondamentaux du PV est essentielle à la compréhension du fonctionnement de la production d'énergie PV dans le cadre d'un système de production d'énergie électrique. Cette connaissance permet également le développement d'un modèle permettant de prédire le comportement électrique. Une brève description des principes du PV, des modèles électriques dérivés et les paramètres influant sur la cellule PV sont présentés dans cette section.

#### 3.3.1 Cellules PV

Les cellules PV sont des dispositifs qui permettent de convertir directement la lumière en courant électrique continu utilisant l'effet photovoltaïque découvert par Becquerel en 1839 [20]. Les cellules PV sont fabriquées à partir de matériaux pouvant absorber l'énergie solaire, ou bien les photons [21], ce qui crée alors des électrons et peut donc générer un courant électrique [6]. Les premières cellules PV ont été fabriquées dans les années 1950 [13], et la plupart d'entre elles ont été fabriquées à partir du silicium. Une cellule PV est constituée de deux couches minces d'un semi conducteur. Ces deux couches sont dopées différemment.

Pour la couche N, c'est un apport d'électrons périphériques et pour la couche P c'est un déficit d'électrons. Les deux couches présentent ainsi une différence de potentiel. L'énergie des photons lumineux captés par les électrons périphériques (couche N), leur permet de franchir la barrière de potentiel et d'engendrer un courant électrique continu. Pour effectuer la collecte de ce courant, des électrodes sont déposées par sérigraphie sur les deux couches du semi conducteur (figure 3.1). L'électrode supérieure est une grille permettant le passage des rayons lumineux. Une couche anti reflet est ensuite déposée sur cette électrode afin d'accroître la quantité de lumière absorbée.

La plupart des cellules solaires disponibles sur le marché est produite en utilisant des plaques de silicium, qui peuvent être mono-cristallin, poly-cristallin ou amorphe. Le type mono-cristallin a une grande efficacité mais un coût élevé, tandis que le type amorphe a une faible efficacité avec faible coût comme présenté dans le tableau 3.1. Dans la production de cellules solaires environ de 80% de la production actuelle utilise une technologie à base de plaques de silicium cristallin [2, 22].



**Figure 3.1.** Principe d'une cellule PV.

**Tableau 3.1.** Caractéristique du silicium.

| Technologie         | Rendement typique (%) | Rendement maximum obtenu en laboratoire(%) |
|---------------------|-----------------------|--|
| Mono cristallin     | 12–15                 | 24   |
| Poly cristallin     | 11–14                 | 18.6                                       |
| Technologie amorphe | 6–7                   | 12.7                                       |

Une cellule PV fonctionne comme un générateur de courant dont la tension de fonctionnement dépend du courant absorbé par la charge qui lui est appliquée. Les pertes de puissance électrique parviennent au niveau d'une cellule photovoltaïque diminuent ainsi considérablement le rendement. Parmi les causes de ces pertes, on peut citer :

- la réflexion de la lumière sur la face avant de la photopile (40 % pour le *Si* poli, peut être réduit par des traitements appropriés) [2].
- le courant réel est inférieur au courant idéal à cause de la recombinaison des paires électron-trou sur les défauts (en particulier sur les impuretés) et des courants de fuite.
- facteur de forme (ou facteur de courbe) dû aux courants de diffusion et de recombinaison à travers la jonction.
- résistances série et shunt entraînant des pertes par effet joule.

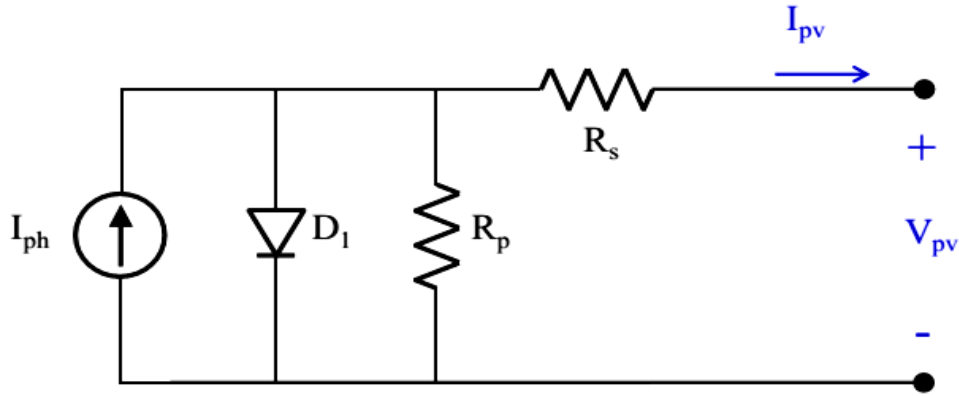
### 3.3.1.1 Modèle d'un circuit électrique équivalent d'une cellule PV

Les cellules solaires ont des propriétés non-linéaires car elles sont formées à partir d'une jonction p-n. Afin de comprendre le comportement électrique de la cellule solaire, il est utile de créer un circuit équivalent simplifié basé sur des composants électriques dont les comportements sont bien connus [3]. Le circuit électrique équivalent est représenté sur la figure 3.2. Le modèle se compose de quatre éléments [6, 23, 24]:

- Une source de courant continu ( $I_{ph}$ ), qui est utilisé pour représenter le photo-courant généré à partir du mécanisme des cellules photovoltaïques.
- Une diode ( $D$ ) est utilisée pour représenter le processus de recombinaison de charge.
- Une résistance série  $R_s$  qui représente la résistance totale qui apparaît sur les surfaces de matériaux et les interfaces de contact.
- La résistance parallèle  $R_p$  qui représente tous les chemins de forte conductivité à l'intérieur et aux extrémités des cellules.

La tension et le courant de sortie des cellules (appelés aussi tension et courant de cellule) sont dénotés respectivement  $V_{pv}$  et  $I_{pv}$ .

D'après la figure 3.2, la relation courant-tension d'une cellule PV peut être exprimée comme indiqué dans l'équation (3.1) :



**Figure 3.2.** Modèle à une diode du circuit électrique équivalent d'une cellule PV.

$$I_{pv} = I_{ph} - I_{so} \left( e^{\left[ \frac{q(V_{pv} + I_{pv}R_s)}{nkT} \right]} - 1 \right) - \frac{(V_{pv} + I_{pv}R_s)}{R_p} \quad (3.1)$$

Avec :

$I_{pv}$  : Courant de sortie de la cellule photovoltaïque

$V_{pv}$  : Tension de sortie de la cellule photovoltaïque

$I_{ph}$  : Courant photo-généré ou photo-courant

$I_{so}$  : Courant de saturation de la diode

$R_s$  : Résistance série de la cellule

$R_p$  : Résistance parallèle de la cellule

$n$  : Facteur d'idéalité de la diode

$T$  : Température de la cellule (en  $K$ )

$q$  : Charge électrique élémentaire ( $1.6021765 \times 10^{-19} C$ )

$k$  : Constante de Boltzmann's ( $1.3806504 \times 10^{-23} J.K^{-1}$ )

Le premier terme de l'équation (3.1) se réfère au courant photoélectrique généré par le mécanisme de la cellule. Le second terme est le courant inverse tiré par la diode  $D$ . Le dernier terme désigne le courant qui traverse la résistance parallèle  $R_p$ .

### 3.3.1.2 Caractéristiques électriques des cellules photovoltaïques

La puissance maximale générée par les cellules photovoltaïques varie en fonction de l'éclairement qui est l'intensité de la lumière solaire par unité de surface (éclairement du soleil;  $W/m^2$ ). La variation typique de la puissance PV de sortie avec la tension de sortie

pour différentes valeurs de l'éclairement est représentée par les caractéristiques P-V, figure 3.3 [6].

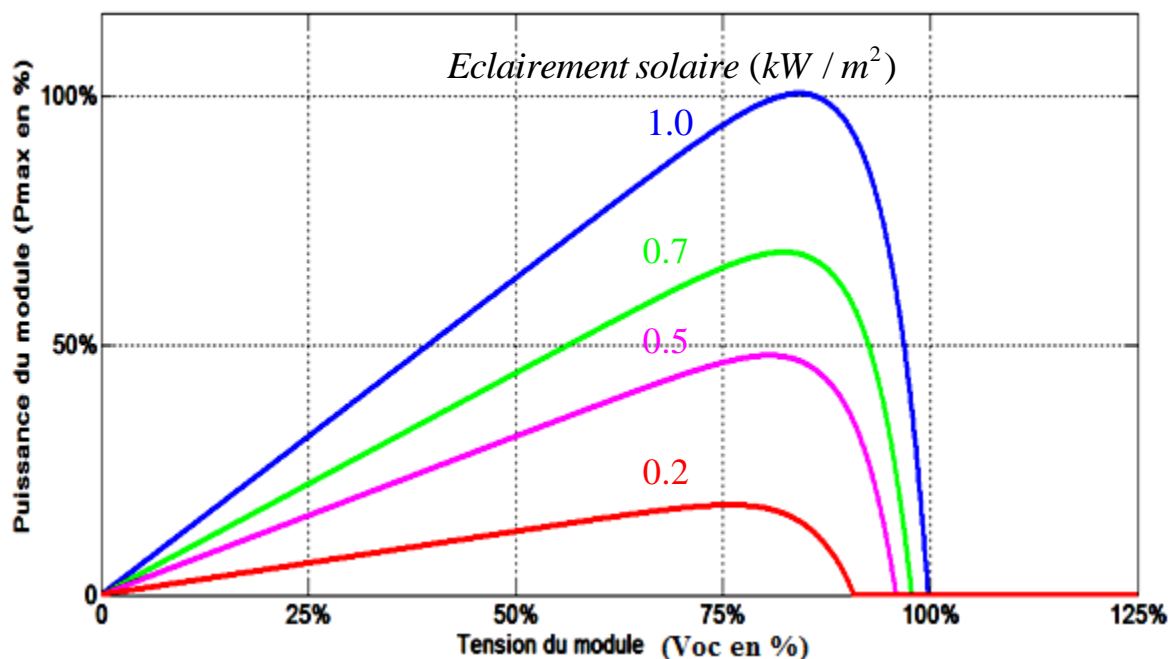
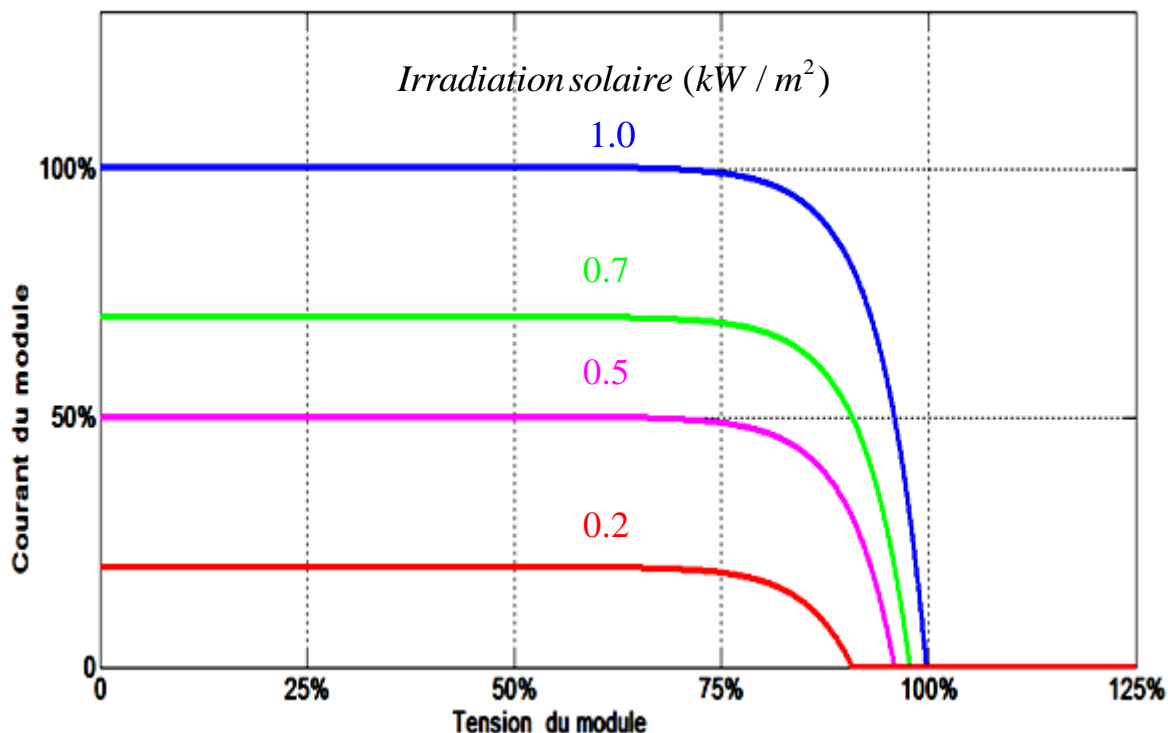


Figure 3.3. Caractéristique P-V d'une cellule PV.

On peut constater d'après la figure 3.3 que:

- La puissance maximale PV augmente lorsque le niveau d'éclairement du soleil augmente.
- Sous éclairement solaire constant, la puissance maximale de sortie de la cellule varie avec la tension de la cellule dans une gamme comprise entre zéro et la tension maximale de la cellule ( $V_{oc}$ ). Il n'y a aucune énergie générée lorsque la tension de la cellule est nulle. Alors la puissance de la cellule augmente avec la tension de la cellule (dans la plage 0% à 80% de  $V_{oc}$ ). Ensuite, la puissance de la cellule diminue rapidement et s'annule de nouveau. Les points maximaux de la puissance (MPP) des cellules PV sont dans la plage de tension de 60% à 90% de  $V_{oc}$ .

En pratique, les caractéristiques électriques des cellules PV sont généralement représentées par les courbes courant-tension ( $I-V$ ) car elles montrent directement la relation entre la tension et le courant des cellules. Les courbes de  $I-V$  sont représentées dans la figure 3.4.



**Figure 3.4.** Caractéristique I-V d'une cellule PV,  $I_{sc} = f(V_{oc})$ .

D'après la figure 3.4, on peut voir que:

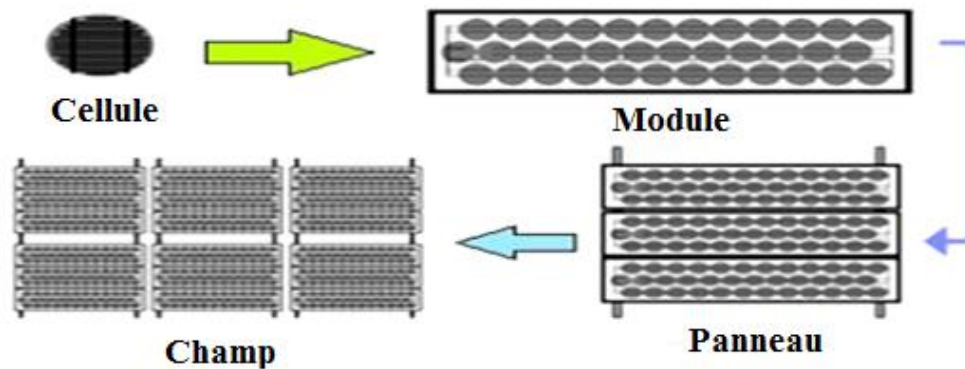
- les augmentations des courants des cellules PV sont proportionnelles à l'éclairement solaire. Par exemple, le courant maximal de la cellule ( $I_{sc}$ ) augmente de 10% à 100% lorsque le niveau d'éclairement augmente de 10% à 100% .
- La tension de circuit ouvert augmente faiblement avec l'éclairement (augmentation de 80% à 100% lorsque l'éclairement augmente de 10% à 100% ).
- sous éclairement solaire constant, le courant de sortie de la cellule varie de façon non-linéaire avec la tension. Le courant reste à peu près constant dans la plage de tension de 0% à 75% de  $V_{oc}$ . Le courant de la cellule diminue rapidement lorsque la tension est supérieure à 75% de  $V_{oc}$  et devient nulle à  $V_{oc}$  égale 100% .

Les caractéristiques puissance-tension sont utiles pour la conception d'un convertisseur de puissance afin de pouvoir toujours extraire la puissance maximale des cellules photovoltaïques. Les caractéristiques courant-tension sont utiles pour la conception d'un convertisseur de puissance afin de travailler avec des niveaux de tension et courant compatibles avec les caractéristiques de la cellule [6].

**3.3.2 Modules PV**

Comme une seule cellule photovoltaïque produit une faible puissance à la sortie, plusieurs cellules individuelles sont généralement combinées pour une production d'énergie plus élevée. La combinaison de plusieurs cellules individuelles constitue un module PV, l'assemblage de plusieurs modules PV constitue un panneau PV et l'assemblage de plusieurs panneaux PV constitue un générateur photovoltaïque. Il existe trois façons de former un module photovoltaïque [25], en connectant les cellules en série ou en parallèle ou à la fois parallèle et série [6]. Le module est protégé contre les dommages de l'environnement avec une couche de verre au dessus et d'une couche de fer en dessous et placé dans un cadre d'aluminium [2].

La figure 3.5 présente le montage typique d'un générateur photovoltaïque. Il est créé en connectant la cellule solaire en série pour former un module. Le module est alors relié à d'autres modules pour créer un panneau. Les panneaux sont ensuite reliés pour former un générateur photovoltaïque [2].



**Figure 3.5.** Construction d'un générateur PV.

**3.3.2.1 Modèle du circuit électrique équivalent d'un module PV**

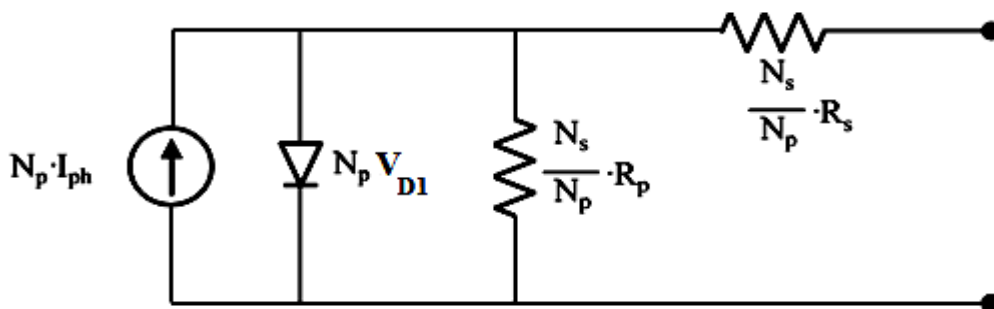
Le concept peut être étendu à des modules photovoltaïques connectés en parallèle et en série pour former un générateur photovoltaïque. L'équation (3.2) d'un module PV (ou d'un générateur photovoltaïque) avec  $N_p$  et  $N_s$  respectivement les nombres de cellules en parallèle et en série est exprimée par :

$$I_{pv} = N_p \left[ I_{ph} - I_{so} \left( e^{\frac{q}{N_s} \left[ V_{pv} + (I_{pv} \frac{N_s R_s}{N_p}) \right]} - 1 \right) - \frac{1}{N_s} \left[ V_{pv} + (I_{pv} \frac{N_s R_s}{N_p}) \right] \right] \frac{1}{R_p} \tag{3.2}$$

$N_s$  : Nombre de cellule en série par branche.

$N_p$  : Nombre de branche de cellule en parallèle.

La figure 3.6 représente le modèle du circuit équivalent pour un module PV (ou d'un générateur photovoltaïque) où  $N_p$  est le nombre des cellules parallèles et  $N_s$  le nombre des cellules séries. On peut constater qu'un grand nombre de cellules photovoltaïques série ( $N_s$ ) peut provoquer une résistance PV interne plus élevée. Cela peut provoquer un creux dans le niveau du courant de sortie de la cellule et donc une puissance de sortie potentiellement plus faible.



**Figure 3.6.** Modèle du circuit électrique équivalent d'un module PV avec  $N_p$  cellules en parallèle et  $N_s$  cellules en série.

### 3.3.2.2 Modèle du circuit électrique équivalent à partir d'un Datasheet

Comme expliqué dans les paragraphes précédents, toutes les cellules PV (ou modules ou panneaux) peuvent être représentées par un modèle PV équivalent et des équations. Le modèle et les équations sont généralement utilisés dans les travaux de simulation, ce qui contribue à réduire les coûts de développement et fournir des conditions d'essai contrôlables. Malheureusement, la plupart des produits photovoltaïques commerciaux ne fournissent pas directement le modèle équivalent dans les fiches techniques. En fait, la plupart des fiches techniques fournissent des spécifications typiques valables uniquement dans des conditions bien spécifiques de test [6].

Cette section présente des paramètres PV qui sont généralement inclus dans les fiches techniques. Dans ce qui suit, il sera montré comment les paramètres PV donnés dans les fiches techniques peuvent être utilisés pour déterminer le modèle PV des produits réels. La figure 3.3 montre les paramètres d'un module PV sur les caractéristiques PV en utilisant les définitions présentées au tableau 3.2 [6].

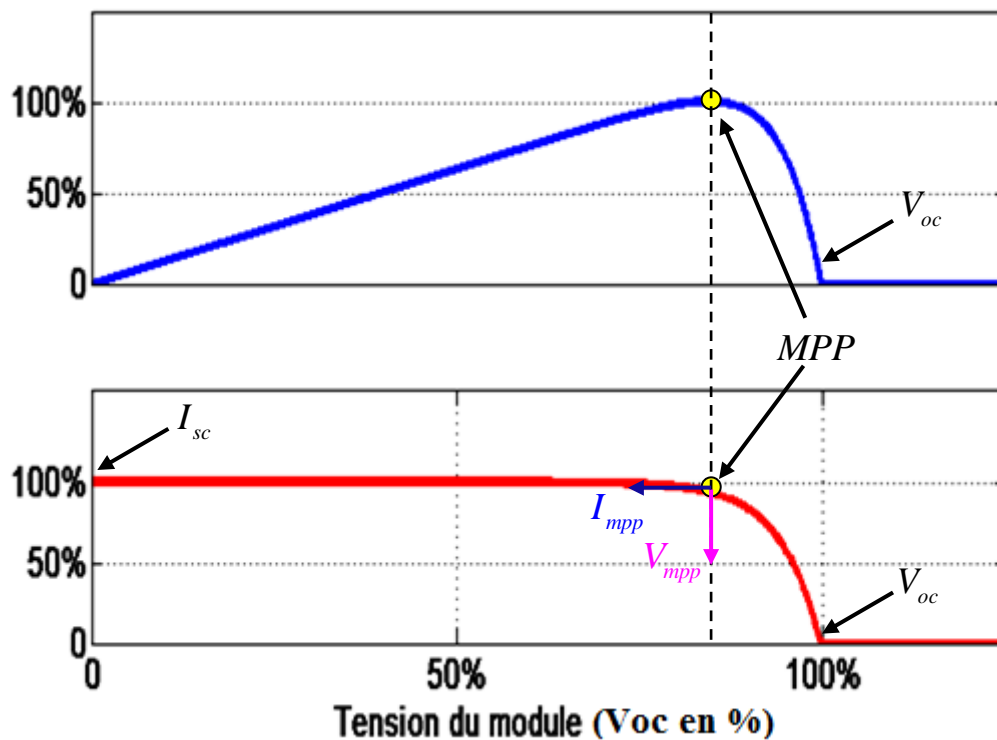


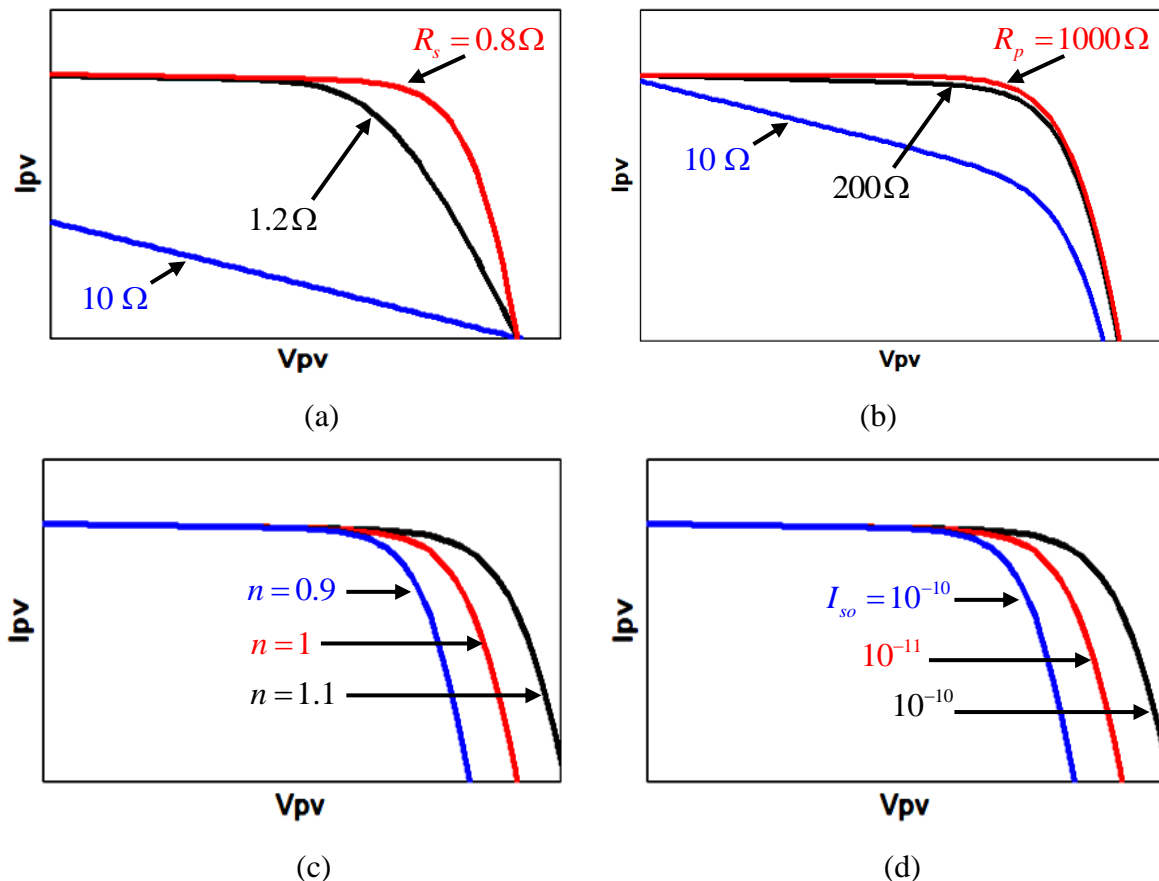
Figure 3.7. Courbes I-V et P-V d'une cellule PV dans une fiche technique.

Tableau 3.2. Spécification des paramètres PV et leurs définitions.

| Paramètres PV | Nom                       | Définition  |
|---------------|---------------------------|---|
| $I_{sc}$      | Courant de court-circuit  | Le courant maximal avec un court-circuit aux bornes de la cellule PV  |
| $V_{oc}$      | Tension du circuit ouvert | La tension maximale avec un circuit ouvert aux bornes de la cellule PV  |
| $P_{max}$     | Puissance maximale        | La puissance maximale de sortie de la cellule PV  |
| $V_{mpp}$     | Tension dans $P_{max}$    | La tension de sortie maximale de la cellule PV au point maximal de la puissance   |
| $I_{mpp}$     | Courant dans $P_{max}$    | Le courant de sortie maximal de la cellule PV au point maximal de la puissance  |
| $FF$          | Facteur de forme          | <ul style="list-style-type: none"> <li>Le rapport entre la puissance maximale réelle obtenue et la puissance maximale théorique.</li> <li><math>FF = (I_{mpp} \times V_{mpp}) / (I_{cc} \times V_{co})</math></li> <li>Les modules PV commerciaux devraient avoir un FF supérieure à 0.7, tandis que les modules avec un FF entre 0.4–0.7 sont considérés comme des modules de qualité B</li> </ul> |

### 3.3.2.3 Effets des paramètres du modèle équivalent sur les caractéristiques I-V

Ce paragraphe présente les effets des paramètres du circuit équivalent ( $R_s$ ,  $R_p$ ,  $n$  et  $I_{sc}$ ) sur les caractéristiques d'un module PV. Ces informations sont importantes au réglage des paramètres de façon à obtenir un modèle PV équivalent précis [6]. Les effets de ces paramètres peuvent être observés sur la figure 3.8. Il est à noter que les nombres indiqués sont donnés justes à titre d'illustration.



**Figure 3.8.** Effet des paramètres PV du modèle équivalent sur les caractéristiques I-V provoqué par l'effet de, a)  $R_s$ , b)  $R_p$ , c)  $n$ , d)  $I_{sc}$ .

On peut observer :

- à partir de la figure 3.8-a, que juste un petit changement de  $R_s$  peut entraîner une importante modification de la courbe PV, c'est-à-dire qu'une légère augmentation de la valeur de  $R_s$  (de  $0.8 \Omega$  à  $10 \Omega$ ) peut causer une grande diminution du courant de la cellule PV de plus de 30 %.

- à partir de la figure 3.8-b, un grand changement de  $R_p$  est nécessaire afin de provoquer une modification significative de la courbe PV, soit une valeur beaucoup plus petite de  $R_p$  (de  $1000 \Omega$  à  $10 \Omega$ ) est nécessaire afin de provoquer une diminution du courant de la cellule PV de plus de 50 %.
- A partir de la figure 3.8-c, l'augmentation de la valeur de  $n$  entraîne une augmentation de la tension de circuit-ouvert de la cellule et conduit donc à une plus large gamme de tension à la sortie de la cellule PV.
- A partir de la figure 3.8-d, l'effet inverse de  $n$  est observé pour  $I_{so}$ . L'augmentation de  $I_{so}$  permet de réduire la tension circuit-ouvert de la cellule PV et donc diminuer la tension maximale de la cellule PV.

En plus des paramètres  $R_s$ ,  $R_p$ ,  $n$  et  $I_{so}$ , la température de la cellule ( $T$ ) est également un des principaux facteurs qui peuvent causer un changement important dans les caractéristiques d'un module PV. Les figures 3.9 et 3.10 montrent l'effet de la température ambiante sur les caractéristiques I-V et P-V d'un module PV. On peut constater que, lorsque la température ambiante augmente, le courant maximal de la cellule PV augmente tandis que la tension maximale PV diminue. Ceci est dû au fait que lorsque la température ambiante augmente, les cellules photovoltaïques absorbent plus d'énergie et il en résulte plus de libération d'électrons et de trous. Par conséquent, les électrons excessifs provoquent un courant de sortie plus élevé de la cellule et une plus grande quantité de paires électron-trou entraînant un taux de recombinaison de charges à l'intérieur de la cellule supérieure qui provoque une chute de la tension de sortie de la cellule [6].

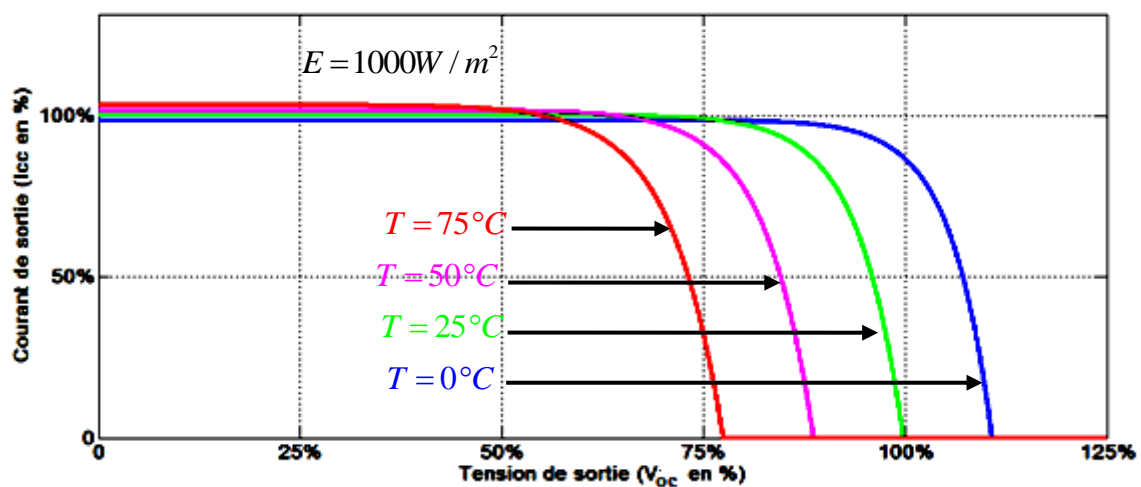


Figure 3.9. Effet de la température ambiante sur les caractéristiques I-V de la cellule PV.

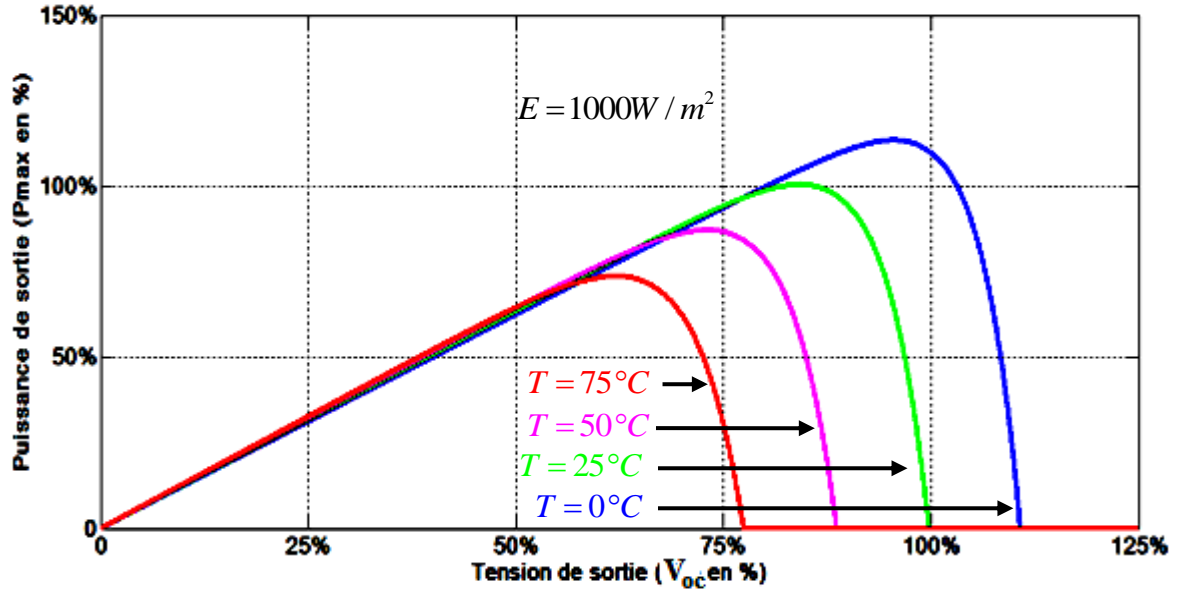


Figure 3.10. Effet de la température ambiante sur les caractéristiques P-V de la cellule PV.

Lorsque la variation de la température de la cellule ( $T$ ) est également considérée pour le modèle équivalent PV, les paramètres PV équivalents  $I_{ph}$ ,  $I_{cc}$ ,  $R_s$  et  $R_p$  peuvent être exprimés par les équations suivantes [6]:

$$I_{ph}(T) = (I_{ph1} + K_1(T - T_1)) \cdot G \tag{3.3}$$

$$I_{s0}(T) = I_{s0}^* \cdot \left(\frac{T}{T_1}\right)^3 \cdot \left( e^{\frac{-qE_g}{nk} \left[ \frac{1}{T} - \frac{1}{T_1} \right]} \right) \tag{3.4}$$

$$R_s(T) = R_{s1} \cdot (1 - K_2(T - T_1)) \tag{3.5}$$

$$R_p(T) = R_{p1} \cdot e^{(-K_3T)} \tag{3.6}$$

Avec :

$I_{ph}(T)$  : Photo-courant généré à la température  $T$  (en K),

$I_{s0}(T)$  : Courant de saturation inverse de la diode à la température  $T$  (en K),

$R_s(T)$  : Résistance série de la cellule PV à la température  $T$ ,

$R_p(T)$  : Résistance parallèle de la cellule PV à la température  $T$ ,

$I_{ph1}$  : Photo-courant généré à la température de la cellule de référence  $T_1$ ,

$I_{s0}^*$  : Courant de saturation inverse de la diode à la température ambiante  $T_1$

$R_{s1}$  : Résistance série de la cellule PV à la température ambiante  $T_1$

$R_{p1}$  : Résistance parallèle de la cellule PV à la température de la cellule  $T_1$

$G$  : Eclairement solaire (entre 0 et 1,  $1 \text{ kW} / \text{m}^2$ ),

$K_1$  : Coefficient de correction du Photo-courant généré,

$K_2$  : Coefficient de correction de la Résistance série,

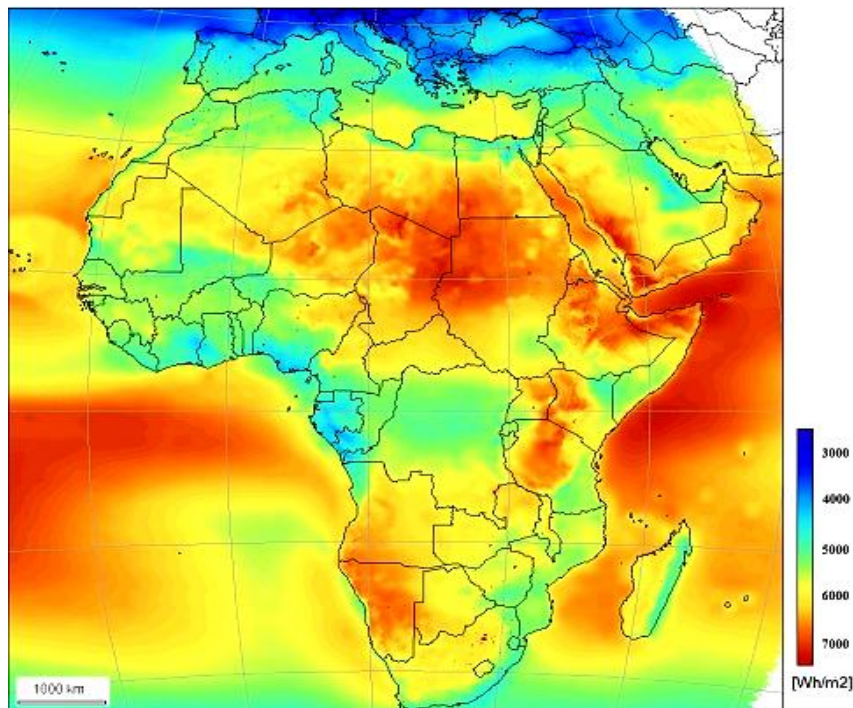
$K_3$  : Coefficient de température de la Résistance parallèle,

$E_g$  : Largeur de bande (en eV;  $1 \text{ eV} = 1.6021765 \times 10^{-19} \text{ J}$ ).

La connaissance de l'effet de la température ambiante sur les caractéristiques PV est utile pour affiner les paramètres du modèle PV équivalent dans les études de simulation où la température ambiante est également considérée [6].

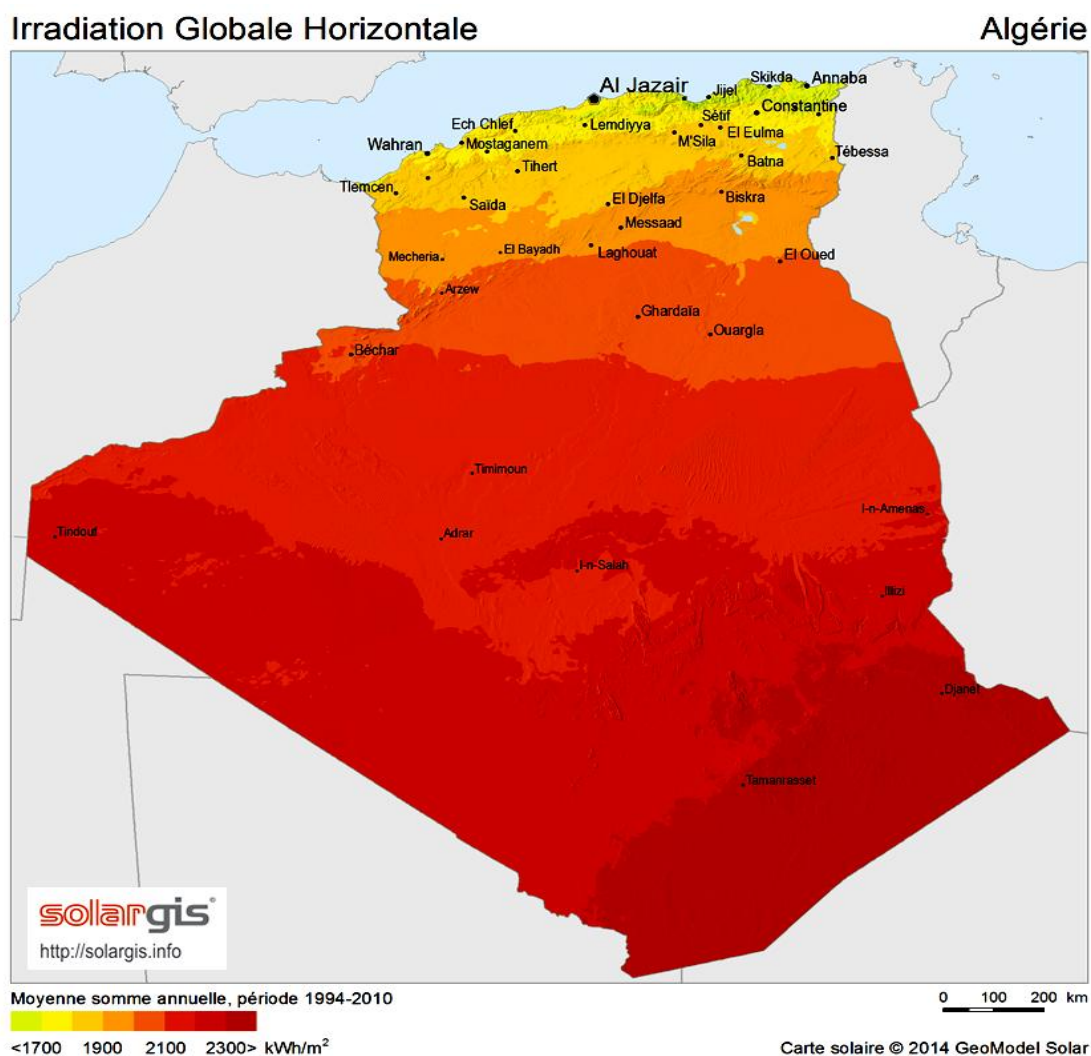
### 3.3.3 Ensoleillement PV

L'ensoleillement est une mesure de l'énergie du rayonnement solaire reçue par une surface bien définie durant un temps donné. Il est généralement exprimé en irradiation moyenne en watts par mètre carré ( $\text{W} / \text{m}^2$ ). L'éclairement est l'intégrale de rayonnement sur une période déterminée et elle est communément exprimée en  $\text{W} / \text{m}^2$ . La puissance solaire moyenne varie pour les emplacements géographiques différents (voir la carte d'irradiation Figure 3.11) [2].



**Figure 3.11.** Irradiation solaire moyenne dans les pays africains [2].

La Figure 3.12 présente la carte Atlas solaire algérienne, qui montre la moyenne d'irradiation solaire reçue sur le territoire algérien durant la période comprise entre 1994-2010 [26]. On remarque que notre pays a des grandes opportunités d'installer les générateurs PV dans les sites isolés de même que dans les installations PV raccordées au réseau électrique national pour diminuer le nombre des stations de production d'électricité à base du gaz naturel.



**Figure 3.12.** Irradiation solaire globale pour l'Algérie.

Il existe aussi autres facteurs qui ont une influence sur la puissance d'un module photovoltaïque, parmi eux on trouve la température du module [27]. En général, les conditions de test standard des modules PV (STC<sup>4</sup>) sont créées à  $1000 \text{ W} / \text{m}^2$  à la masse d'air de 1,5 et une température de fonctionnement de  $25 \text{ }^\circ\text{C}$  [28]. Toutefois, cette condition n'est

<sup>4</sup> STC : Abréviation en Anglais de *Standard Test Conditions*

pas remplie dans la plupart des cas, en particulier dans les zones de hautes températures. Dans la pratique, une température plus élevée affectera l'efficacité des modules PV, et se traduit par une réduction de la puissance de sortie entre 0,38 et 0,50% pour chaque augmentation de 1 °C [29, 30]. Ainsi, dans les pays chauds, où la température atteint 50 °C en été, l'efficacité du module PV est réduite de 12,5%. L'efficacité d'un panneau PV est également affectée par la vitesse et la direction du vent, l'angle d'inclinaison du panneau PV par rapport à la terre, la capacité de procéder un suivi de soleil et le phénomène d'ombrage [2].

### 3.4 Etage d'adaptation

La conception d'un étage d'adaptation permet aujourd'hui de relier aisément un générateur photovoltaïque (GPV) à une charge de type continue (DC) avec un rendement de conversion très élevé. En outre, les panneaux PV utilisés pour former un GPV ont une faible tension de sortie (25–50 V) [31, 32]. Alors, un convertisseur DC-DC est nécessaire pour augmenter cette tension basse à une tension continue entre 380–400V pour la compatibilité en respectant les exigences de raccordement au réseau. En fait, le concept de cet étage correspond à la modélisation des fonctions basiques idéalisées d'un convertisseur à découpage continu-continu (DC/DC). L'utilisation de ces convertisseurs permet le contrôle de la puissance électrique dans les circuits fonctionnant en courant continu avec une très grande souplesse qui dans notre cas va nous permettre de poursuivre le point de fonctionnement optimum. Les hacheurs sont des convertisseurs directs du type continu-continu, dont le rôle primordial est de transformer une puissance d'entrée  $P_i = V_i \cdot I_i$  en une puissance de sortie  $P_o = V_o \cdot I_o$ , avec un rendement de conversion  $\eta = P_o / P_i = V_o I_o / V_i I_i$  proche de 100 %. Dans ce travail un convertisseur survolteur (Boost<sup>5</sup>) est utilisé.

#### 3.4.1 Convertisseur élévateur (hacheur Boost)

Le convertisseur Boost est connu sous le nom d'élévateur de tension. Le schéma de la figure 3.13 représente son circuit électrique. Durant l'intervalle  $DT_s$ , le transistor  $S$  est fermé, le courant dans l'inductance  $L$  croît progressivement, jusqu'à la fin de l'intervalle. Ensuite, le transistor  $S$  s'ouvre et l'inductance  $L$  s'opposant à la diminution de courant  $I_L$ , génère une tension, qui s'applique sur la charge  $Z$  à travers la diode  $D_2$  [33, 34].

<sup>5</sup> Boost : Abréviation en anglais d'un hacheur élévateur ou survolteur

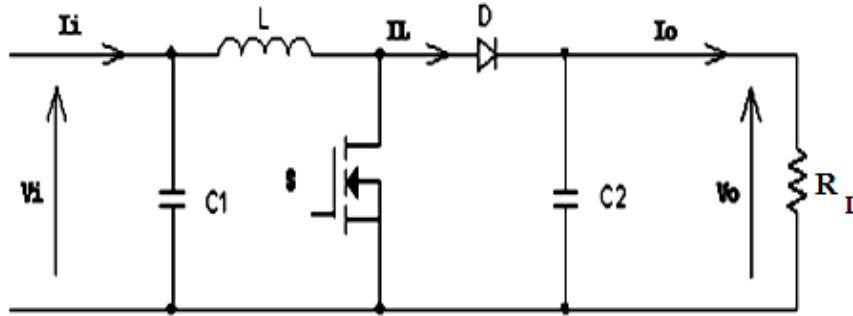


Figure 3.13. Circuit électrique du convertisseur Boost.

### 3.4.2 Modèle mathématique équivalent

L'application des lois de Kirchoff aux deux circuits équivalents (figure 3.14) des deux phases de fonctionnement (*S* fermé et *S* ouvert) donne :

*Durant le premier intervalle  $DT_s$  :*

$$\begin{cases} i_{c1} = c_1 \frac{dvi}{dt} = i_i - i_L \\ i_{c2} = c_2 \frac{dvo}{dt} = -i_o \\ v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_i - R_L i_L \end{cases} \quad (3.7)$$

*Durant le deuxième intervalle  $(1-D)T_s$  :*

$$\begin{cases} i_{c1} = c_1 \frac{dvi}{dt} = i_i - i_L \\ i_{c2} = c_2 \frac{dvo}{dt} = i_L - i_o \\ v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_i - v_o - R_L i_L \end{cases} \quad (3.8)$$

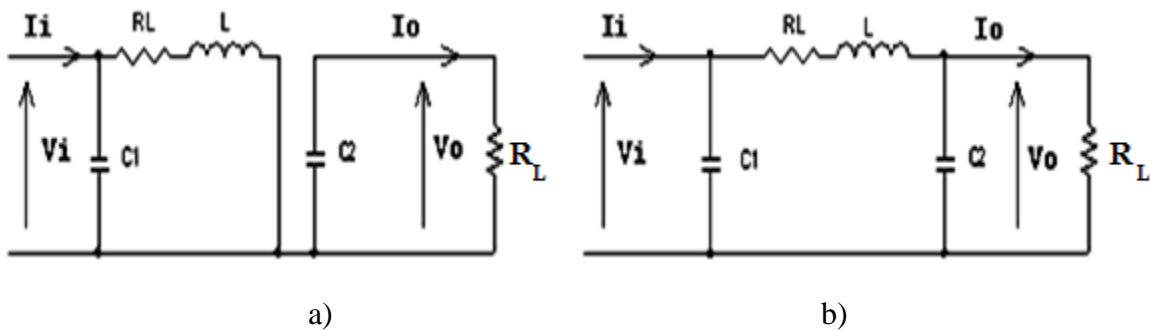


Figure 3.14 Circuits équivalents du convertisseur Boost, a) *S* fermé, b) *S* ouvert.

En arrangeant les termes des équations précédentes (3.7) et (3.8), on obtient la modélisation dynamique du convertisseur Boost.

$$\begin{cases} i_L = i_i - c_1 \frac{dv_i}{dt} \\ i_o = (1-D)i_L - c_2 \frac{dv_o}{dt} \\ v_i = (1-D)v_o + R_L i_L + L \frac{di_L}{dt} \end{cases} \quad (3.9)$$

### 3.5 Algorithmes de calcul du point de puissance maximum

La puissance électrique produite par un générateur photovoltaïque dépend fortement de l'ensoleillement et à un degré moindre de la température des cellules. Les panneaux photovoltaïques ne peuvent fournir une puissance maximale que pour une tension particulière et un courant bien déterminé. À cet effet, un dispositif de contrôle devra être intégré dans le circuit de commande de l'étage d'adaptation (convertisseur boost). Ce dernier doit être capable de faire fonctionner le panneau PV à sa puissance maximale [35].

Les GPV sont utilisés pour fournir de l'énergie à certaines applications électriques. Pour obtenir la puissance maximale du GPV, la technique MPPT (Maximum Power Point Tracking) est utilisée pour contrôler les variations des caractéristiques courant-tension (I-V) des cellules solaires [36].

Le principe de la MPPT est d'ajuster la tension (ou le courant) réelle de fonctionnement du GPV de façon à ce que la puissance réelle s'approche le plus possible, de la valeur optimale  $P_{max}$  [33].

Le problème est l'obtention du MPP et l'adaptation de la tension du GPV à celle de la charge. La MPPT est donc utilisée pour les objectifs suivants :

- Forcer le système à fonctionner au voisinage du MPP malgré les changements de l'environnement.
- Fournir un bon rendement de conversion.
- Maintenir la poursuite dans une large gamme de variation des conditions de climatiques (éclairage, température).
- Fournir une interface en sortie compatible avec le besoin de chargement de la charge.

En outre, le suivi du point MPP est essentiel pour la réussite de l'installation d'un système PV car il détermine la quantité maximale d'énergie qui peut être injectée dans le réseau ou bien utilisée directement dans les sites isolés par les convertisseurs photovoltaïques. Les algorithmes MPPT varient entre classique comme la technique perturbation et observation (P&O) jusqu'aux techniques intelligentes basées sur la logique floue et les réseaux neuronaux. Les algorithmes les plus utilisés dans la littérature sont présentés dans les paragraphes suivants.

### 3.5.1 MPPT classiques

Parmi toutes les techniques classiques du MPPT, la technique perturbation et observation (P&O) et la technique de la conductance incrémentale (InCond) [37-39] sont les algorithmes les plus simples et les plus utilisés. Ce type de commande impose toujours une oscillation autour du point de puissance maximum (MPP). En effet, cette oscillation est nécessaire pour connaître les variations de la puissance de sortie du GPV et ainsi réajuster le rapport cyclique  $D$  du convertisseur DC-DC en faisant en sorte que le point de fonctionnement du GPV oscille le plus près possible du PPM, même si les conditions de fonctionnement sont inchangées. Cela entraîne des pertes en régime établi. D'autre part, le type de commande MPPT nommé algorithme d'incrément de conductance (InCond) se base sur la dérivée de la conductance du GPV pour connaître la position relative du PPM et enfin pour appliquer une action de contrôle adéquate au suivi de ce MPP. Ces deux techniques sont présentées dans les sections suivantes.

#### 3.5.1.1 Algorithme de perturbation et observation (P&O)

C'est l'algorithme de poursuite du PPM le plus utilisé. Comme son nom l'indique, il est basé sur la perturbation du système à travers l'augmentation ou la diminution de  $V_{ref}$  ou en agissant directement sur le rapport cyclique du convertisseur DC-DC, puis par l'observation des effets de ces perturbations sur la puissance de sortie du panneau. Si la valeur de la puissance actuelle  $P(k)$  du panneau est supérieure à la valeur précédente  $P(k-1)$  alors on garde la même direction de perturbation précédente sinon on inverse la perturbation du cycle précédent. Avec cet algorithme, la tension de fonctionnement  $V$  est perturbée à chaque cycle du MPPT. Dès que le MPP sera atteint,  $V$  oscillera autour de la tension idéale de fonctionnement. Ceci cause une perte de puissance qui dépend de la largeur du pas d'une perturbation simple.

- *Si* la largeur du pas est grande, l'algorithme du MPPT répondra rapidement aux changements soudains des conditions de fonctionnement, mais les pertes seront accrues relativement aux conditions stables ou lentement changeantes.
- *Si* la largeur du pas est très petite, les pertes dans les conditions de stabilité ou lentement changeantes seront réduites, mais le système ne pourra plus suivre les changements rapides de la température ou de l'insolation.

La valeur pour la largeur idéale du pas  $\Delta D$  dépend du système; elle doit être déterminée expérimentalement.

Le diagramme de l'algorithme de cette méthode est représenté sur la figure 3.15. Cette méthode fournit un algorithme simple à la mise en œuvre [6].

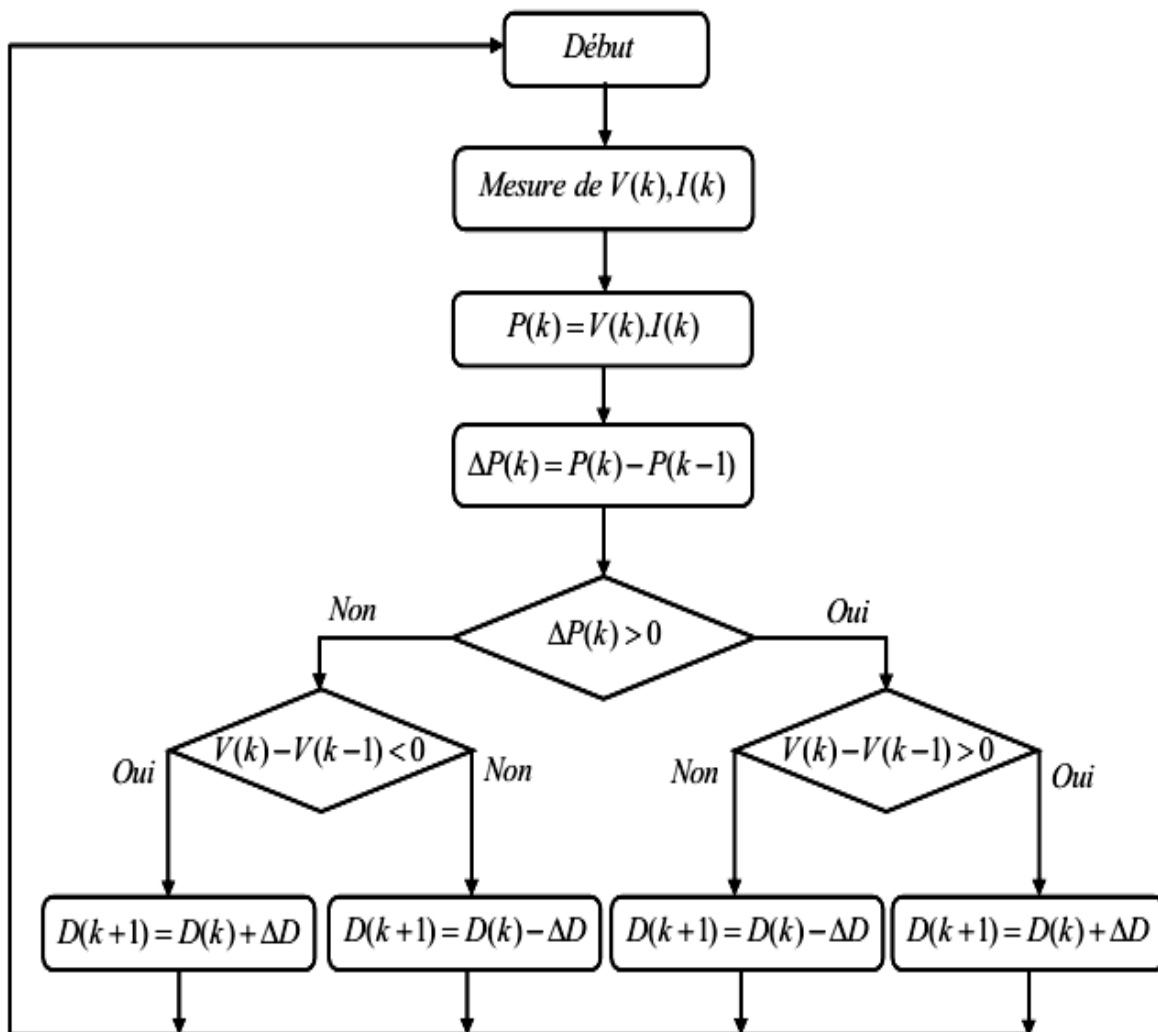


Figure 3.15. Organigramme de la méthode P&O.

On peut déduire les cas possibles d'après la figure 3.15 comme suit :

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

L'algorithme "P&O" a des limitations qui réduisent son efficacité. Quand l'intensité de la lumière solaire diminue, il est difficile au MPPT de discerner l'emplacement du MPP. Un autre inconvénient de l'algorithme "P&O" quand il atteint le point MPP, le point de fonctionnement oscille autour de ce dernier. En outre, il a été montré que l'algorithme "P&O" peut avoir un comportement erratique sous un changement rapide du niveau de l'ensoleillement.

### 3.5.1.2 Technique de l'incrémentation de la conductance (InCond)

La méthode InCond, d'abord introduite par Hussein et al., a été mise en œuvre pour résoudre ces problèmes. Elle détermine le mode de recherche par comparaison de la conductance instantanée  $I/V$  avec la conductance incrémentale  $dI/dV$  du dispositif photovoltaïque.

La technique InCond [39] a un avantage lorsque la pente de la courbe puissance-tension ( $dI/dV$ ) est nulle au MPP, comme représenté en figure 3.16 par l'équation 3.10. La pente est positive à gauche du MPP et négative à droite de la MPP comme indiqué par l'équation 3.11.

$$\frac{d(P)}{dv} = \frac{d(vi)}{di} = v \frac{di}{dv} + i = 0 \quad (3.10)$$

$$\frac{di}{dv} = -\frac{i}{v} \approx -\frac{I_{pv}}{V_{pv}} \quad (3.11)$$

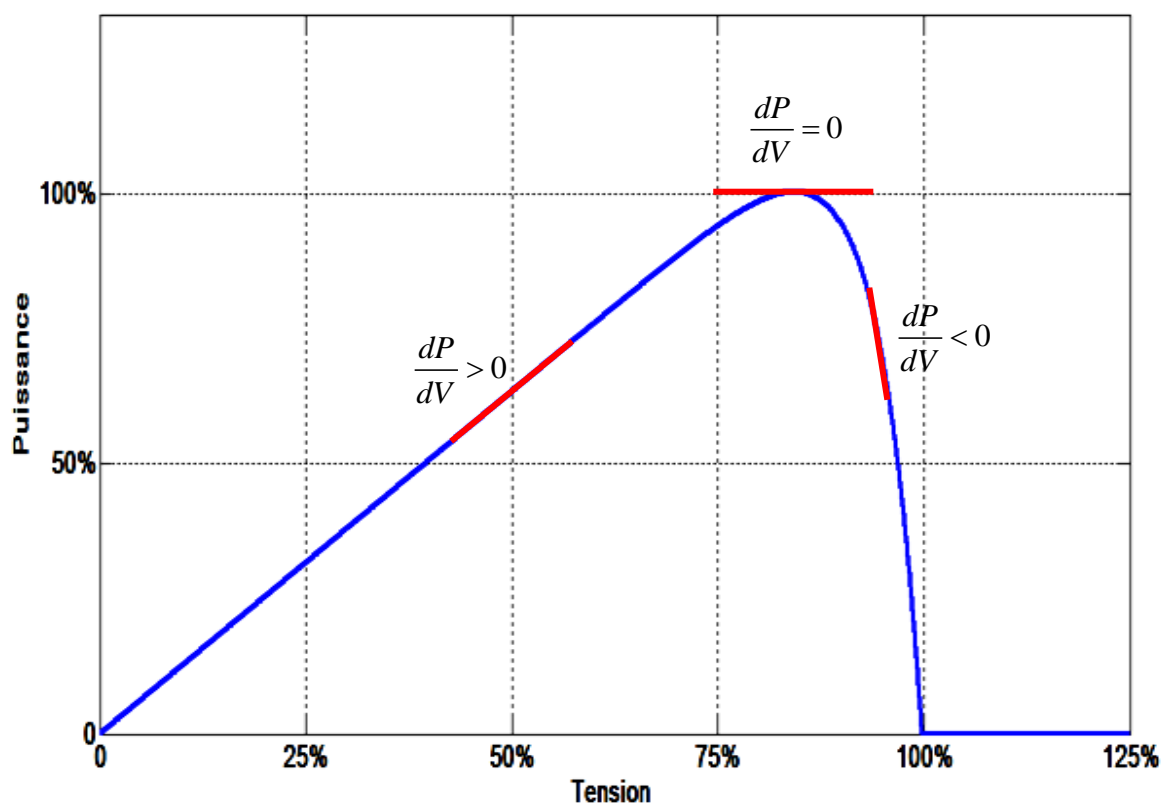
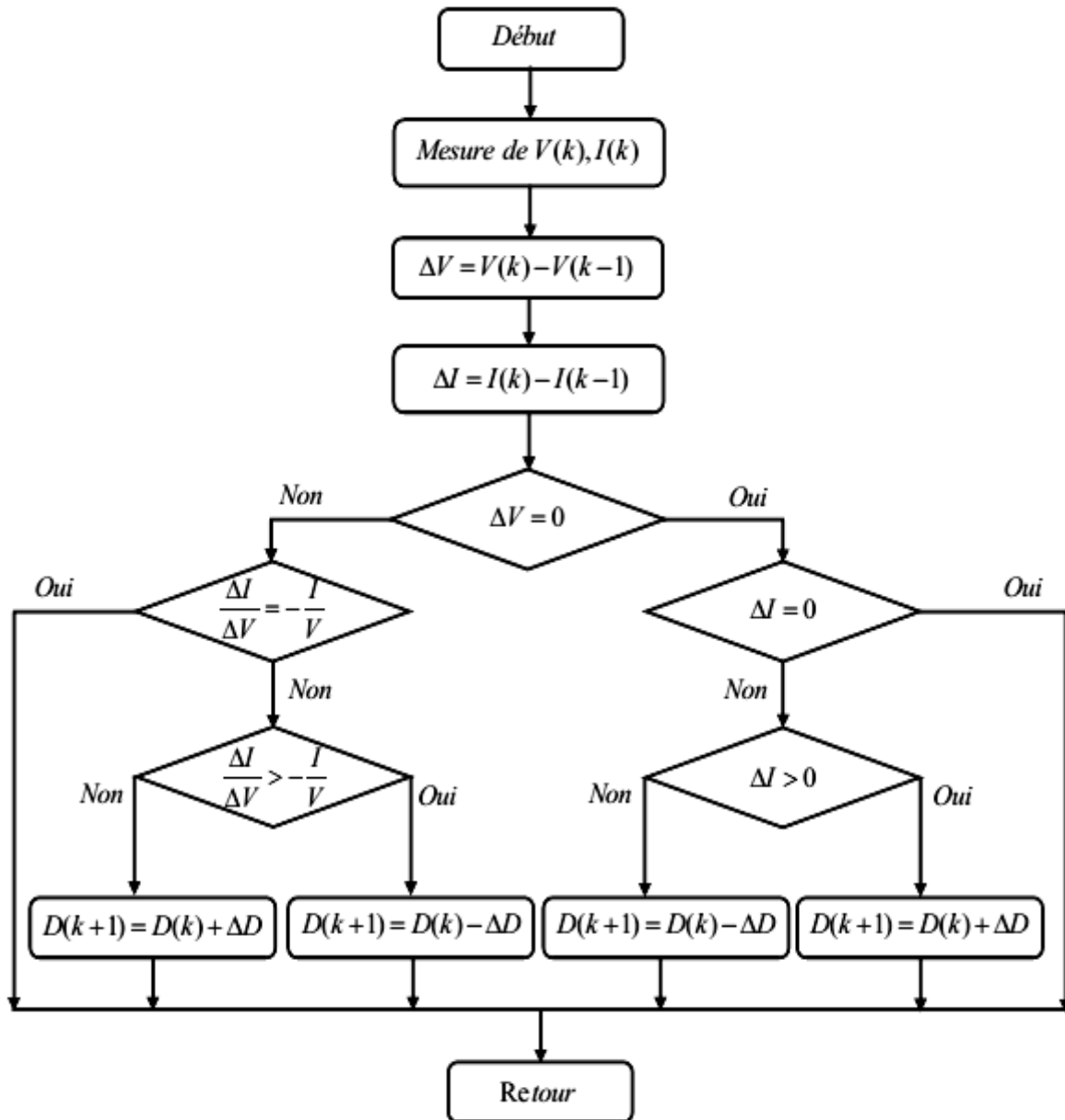


Figure 3.16. Différentes zones de fonctionnement.

Le diagramme de l'algorithme InCond est représenté sur la figure 3.17. Le MPP est déterminée en comparant la conductance instantanée ( $I/V$ ) à la conductance incrément ( $\Delta I/\Delta V$ ). Une fois le MPP déterminé, le système maintiendra ce point de fonctionnement sans aucune fluctuation jusqu'à ce que le changement de  $\Delta I/\Delta V$  se produise et le système commence à chercher un nouveau MPP. Par conséquent, la technique InCond résoud le problème de la technique P&O par l'obtention du MPP avec de faibles oscillations à l'état d'équilibre tout en étant capable de résister à des changements rapides d'irradiation. Toutefois cette technique est plus compliquée à mettre en œuvre que la technique de P&O [6].

Bien que la méthode IncCond prenne en compte les facteurs de l'environnement, la plupart des inconvénients liés, comme l'oscillation et l'invalidité des conditions d'ombrage partiel [9], limitent son application [40].



**Figure 3.17.** Diagramme de la technique InCond.

### 3.5.2 MPPT avancées

Dans cette section, nous proposons un système de commande MPPT à base de logique floue et un autre basé sur la commande des systèmes à structures variables (la commande par mode glissant), pour améliorer l'efficacité de conversion d'énergie PV. L'algorithme flou et le mode glissant sont appliqués à la commande du convertisseur DC-DC Boost pour la MPPT.

Les deux contrôleurs ont été intégrés afin de réduire non seulement le temps requis pour la poursuite du MPP mais également la fluctuation de la puissance.

### 3.5 2.1 Contrôleur MPPT flou

Utilisant la logique floue comme un algorithme de MPPT, il est devenu populaire avec le développement des microcontrôleurs et des processeurs de signaux numériques (DSPs) [1]. Le contrôleur flou a l'avantage de travailler avec des entrées imprécises et ne nécessite donc pas un modèle mathématique précis [41]. Puisque la valeur  $dP/dV$  est généralement nulle autour du point de puissance maximale, l'erreur  $E(k)$  et sa dérivée  $CE(k)$  peuvent être calculées comme indiqué dans les équations (3.12) et (3.13). Cette erreur et sa dérivée sont généralement utilisées comme entrées pour le contrôleur flou.

$$E(k) = \frac{P(k) - P(k-1)}{V(k) - V(k-1)} \quad (3.12)$$

$$CE(k) = E(k) - E(k-1) \quad (3.13)$$

Cet algorithme de commande comprend trois étapes, à savoir :

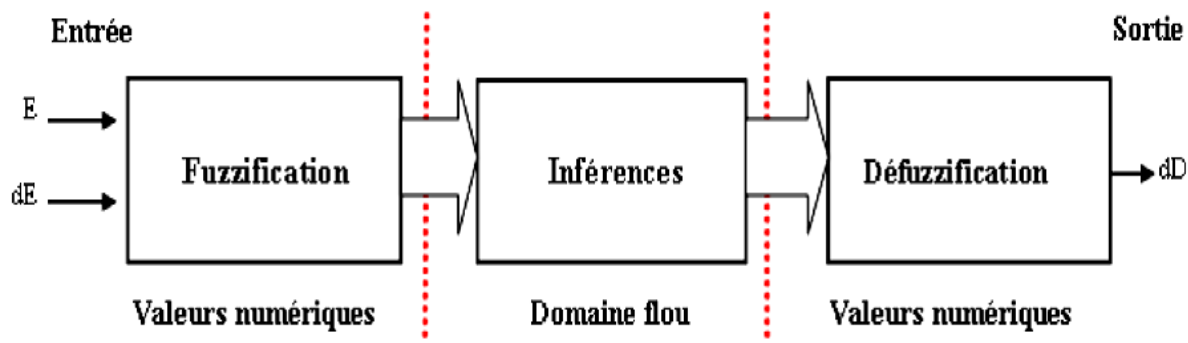
- Fuzzification
- Méthode d'inférence
- Défuzzification

#### a) Fuzzification

La fuzzification permet de passer des variables réelles à des variables floues. La tension et le courant réels du GPV peuvent être mesurés continuellement et la puissance peut être calculée. La commande est déterminée sur la base de la satisfaction de deux critères concernant deux variables d'entrée du contrôleur proposé. À savoir l'erreur ( $E$ ) et le changement de l'erreur ( $CE$ ), à un instant  $k$ .

L'entrée  $E(k)$  de la figure 3.18 montre si le point de fonctionnement de la charge est situé à gauche ou à droite du point de puissance maximale de la courbe P-V. Si cette valeur est positive, alors le point de fonctionnement se trouve à gauche du point MPP, sinon, le point de fonctionnement est à droite du point MPP. L'entrée  $CE(k)$  par contre indique la direction et nous permet d'estimer la vitesse de convergence vers le point MPP du point de fonctionnement.

Connaissant ces deux entrées, on peut décider quelle sera la variation du rapport cyclique qu'on doit imposer en agissant sur le hacheur dévolteur : pour augmenter la tension de point de fonctionnement  $D$  doit être diminuée et vice versa.



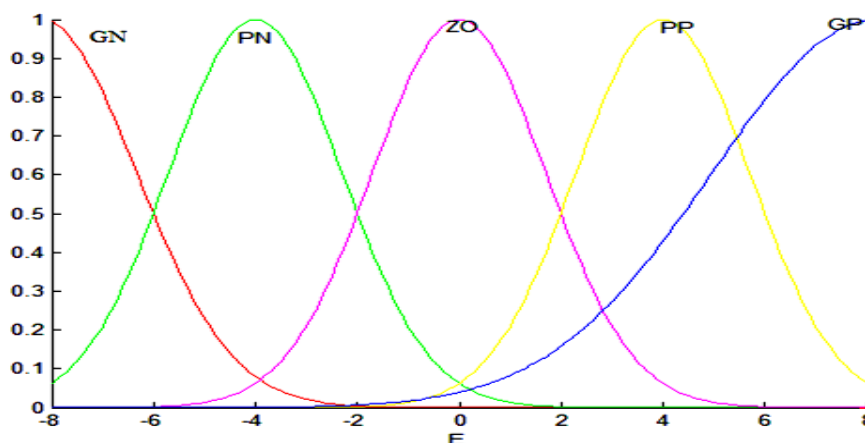
**Figure 3.18.** Structure de base du contrôleur MPPT flou.

Ces variables d'entrée sont exprimées en termes de variables ou étiquettes linguistiques telles que :

- **GN** : Grand négatif,
- **PN** : Petit négatif,
- **EZ** : Environ zéro,
- **GP** : Grand positif,
- **PP** : Petit positif.

En employant les sous-ensembles flous de base.

Les figures 3.19, 3.20 et 3.21 montrent les degrés (ou fonction) d'appartenance des cinq sous-ensembles flous de base pour les variables d'entrée et de sortie.



**Figure 3.19.** Fonctions d'appartenance de l'erreur  $E$ .

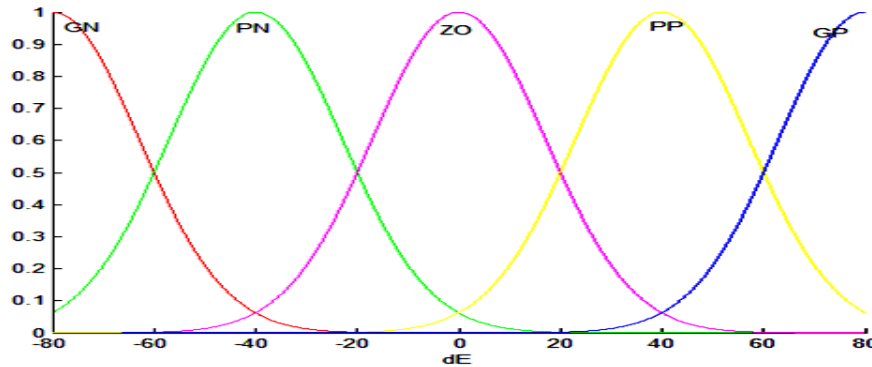


Figure 3.20. Fonctions d'appartenance du changement de l'erreur CE.

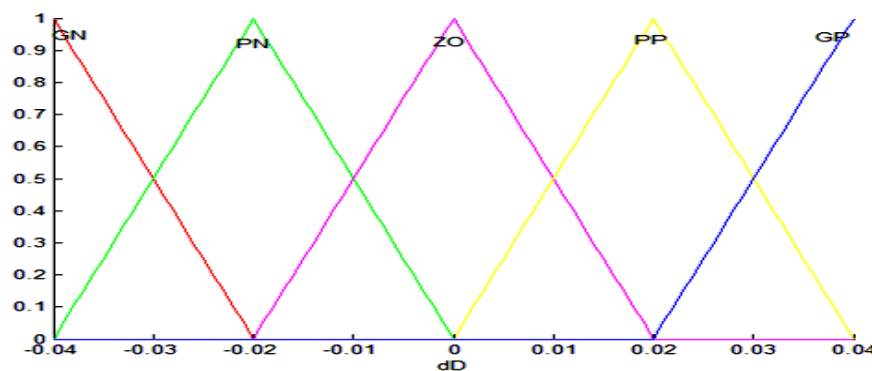


Figure 3.21. Fonctions d'appartenance de la sortie.

**b) Méthode d'inférence :**

Le tableau 3.3 résume les règles du contrôleur flou. Dans le cas de la commande floue, la règle de commande doit être conçue pour que la variable d'entrée  $E$  soit toujours nulle.

Tableau 3.3. Règles floues (matrice d'inférence).

|   |    | CE |    |    |    |    |
|---|----|----|----|----|----|----|
|   |    | GN | PN | EZ | PP | GP |
| E | GN | EZ | EZ | GP | GP | GP |
|   | PN | EZ | EZ | PP | PP | PP |
|   | EZ | PP | EZ | EZ | EZ | PN |
|   | PP | PN | PN | PN | EZ | EZ |
|   | GP | GN | GN | GN | EZ | EZ |

Le tableau 3.3 comprend 25 règles floues de commande. Ces règles sont employées pour la commande du convertisseur survolteur (Boost) telle que la puissance maximale du GPV soit atteinte.

Par exemple l'intersection de la colonne 3 et la ligne 5 du tableau 3.3 représente la règle de commande : **Si** E est **GP** **ET** CE est **EZ** **ALORS** dD est **GN**.

Ceci implique que : “*Si* le point de fonctionnement est éloigné du MPP du coté gauche *et* le changement de pente de la courbe P-V est presque nul, *alors* il y a une grande diminution du rapport cyclique *D*”.

Pour la commande floue, on utilise en général une des méthodes suivantes :

- Méthode d'inférence **MAX-MIN**.
- Méthode d'inférence **MAX-PROD**.
- Méthode d'inférence **SOMME-PROD**.

Dans notre cas, nous utilisons la méthode d'inférence de Mamdani qui est la combinaison floue MAX-MIN. Les opérateurs logiques sont interprétés dans le tableau 3.4 comme suit :

**Tableau 3.4.** Opérateurs logiques et leur interprétation.

| Opérateur logique | Interprétation |
|-------------------|----------------|
| ET                | Minimum        |
| OU                | Maximum        |

### c) *Défuzzification* :

On a vu que les méthodes d'inférence fournissent une fonction pour la variable d'appartenance résultante, il s'agit donc d'une information floue. Etant donné que le convertisseur DC-DC nécessite un signal de commande *D* précis à son entrée, il faut prévoir une transformation de cette information floue en une information déterministe, cette transformation est appelée défuzzification.

La méthode de défuzzification la plus utilisée est celle de la détermination du centre de gravité du dernier ensemble flou combiné. Pour une représentation de données échantillonnées, le centre de gravité  $dD$ , est calculé comme suit :

$$dD = \frac{\sum_{j=1}^n \mu(D_j) \cdot D_j}{\sum_{j=1}^n \mu(D_j)} \quad (3.14)$$

### 3.5.2.2 Commande MPPT par mode glissant

Les processus physiques sont le plus souvent non linéaires, mal définis et à paramètres variables. Donc une commande classique (PID par exemple) ne peut être satisfaisante pour ce type de système, car ces commandes classiques ne donnent de bons résultats que dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. La solution réside donc, dans l'application de nouvelles techniques de commande insensibles aux perturbations extrêmes et aux variations des paramètres du système à commander [42].

Ce type de commande présente plusieurs avantages tels que la robustesse, la précision importante, la stabilité, la simplicité et un faible temps de réponse. L'algorithme de commande par mode de glissement est attribué aux systèmes de contrôle à structure variable VSS (Variable Structure System dans la littérature anglo-saxonne). Il s'agit de définir d'abord une surface dite de glissement qui représente la dynamique désirée, puis synthétiser une loi de commande qui doit agir sur le système en deux phases. Dans la première, on force le système à rejoindre cette surface, et dans la seconde phase on doit assurer le maintien et le glissement le long de cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase [43].

La commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état vers la surface de glissement jusqu'au point d'équilibre. La conception de la commande par mode glissant se fait principalement selon trois étapes.

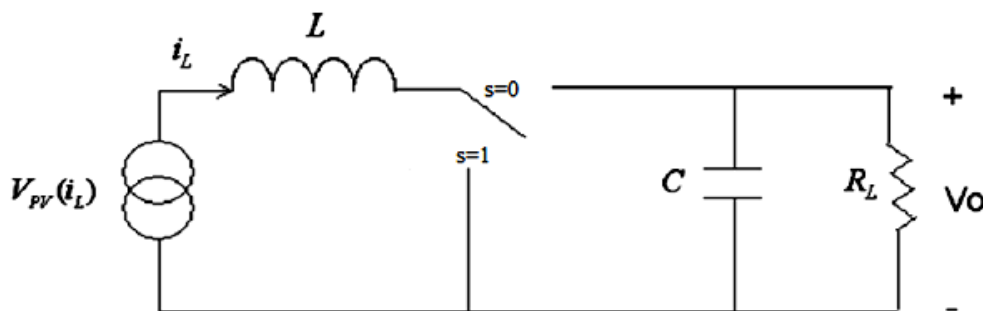
- Le choix de la surface
- L'établissement des conditions d'existence.
- La détermination de la loi de commande.

### a) Conception du contrôleur par mode glissant

Pour construire un contrôleur MPPT par mode glissant, il est nécessaire de modéliser le système à commander puis choisir une surface de telle façon que si cette surface est nulle le MPP est atteint. Ensuite la commande est calculée.

#### a.1) Modélisation du système MPPT

Pour créer un contrôleur par mode glissant pour la MPPT, on modélise le système de poursuite du MPP (GPV, convertisseur Boost, et la charge) de la figure 3.22 [35].



**Figure 3.22.** Circuit électrique du système MPPT.

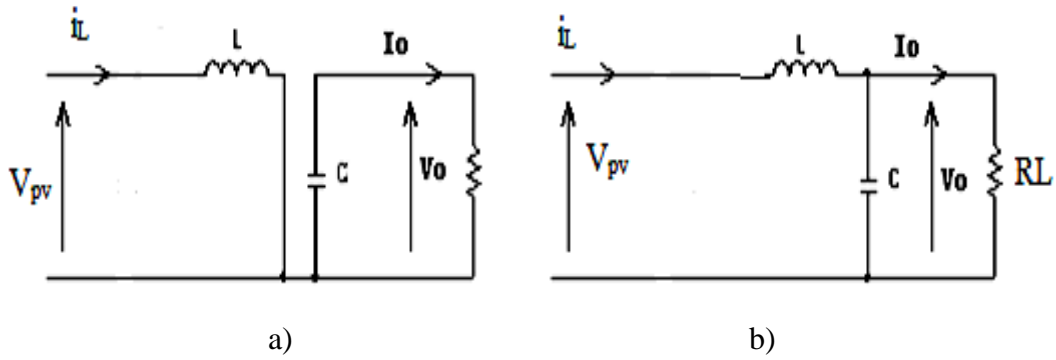
Les équations du GPV sont développées dans les sections précédentes. On considère  $R_s$  négligeable et  $R_{sh}$  très grande pour simplifier les calculs. Donc, l'équation (3.1), donnée dans ce chapitre, devient :

$$I = I_{ph} - I_s \left[ \exp \left\{ \frac{q(V - R_s I)}{AKT} \right\} - 1 \right] \quad (3.15)$$

D'après l'équation (3.15), on peut tirer la relation de la tension ( $V = V_{pv}$ ) en fonction du courant ( $I = I_{pv}$ ) comme suit [35]:

$$V_{pv} = \frac{k_b T A}{q} \ln \left( \frac{I_{ph} + I_d - I_{pv}}{I_d} \right) \quad (3.16)$$

Considérons un convertisseur de type Boost relié à un GPV et une charge résistive. Le système peut être décrit par deux ensembles d'équations d'état selon la position du commutateur, fermé ou ouvert (figure 3.23).



**Figure 3.23.** Circuits équivalents du convertisseur Boost, (A) :  $S$  fermé, (B) :  $S$  ouvert.

Si le commutateur est en position 0 ( $S = 0$ ), les équations différentielles peuvent être exprimé comme :

$$\dot{i}_{L_1} = \frac{V_{pv}(i_L)}{L} - \frac{V_o}{L} \quad (3.17)$$

$$\dot{V}_{o1} = \frac{i_L}{C} - \frac{V_o}{CR_L} \quad (3.18)$$

Si le commutateur est en position 1 ( $S = 1$ ), les équations différentielles peuvent être écrites comme :

$$\dot{i}_{L_2} = \frac{V_{pv}(i_L)}{L} \quad (3.19)$$

$$\dot{V}_{o_2} = -\frac{V_o}{CR_L} \quad (3.20)$$

On peut réécrire les équations (3.17) à (3.20) en une seule équation d'état pour représenter le système :

$$\dot{X} = (1-D)\dot{X}_1 + D\dot{X}_2 \quad (3.21)$$

Où les variables d'état  $\dot{X}_1$  et  $\dot{X}_2$  sont  $\dot{X}_1 = [i_{L_1} \ V_{o_1}]^T$ ,  $\dot{X}_2 = [i_{L_2} \ V_{o_2}]^T$  et  $D \in [0 \ 1]$  le rapport cyclique, Par conséquent l'équation dynamique du système peut être réécrite comme suit :

$$\dot{i}_L = \frac{V_{pv}(i_L)}{L} - \frac{V_o}{L} + \frac{V_o}{L} D \quad (3.22)$$

$$\dot{V}_o = \frac{i_L}{C} - \frac{V_o}{CR_L} - \frac{i_L}{C} D \quad (3.23)$$

Où  $C$  est la capacité,  $L$  l'inductance,  $R_L$  la charge,  $D \in [0, 1]$  le rapport cyclique du convertisseur Boost.  $V_o$  est la tension de sortie du convertisseur et  $i_L$  le courant de la bobine. La résistance équivalente du câblage est négligée dans ce cas, ainsi le courant  $i_L$  de la bobine  $L$  est égal au courant de GPV ( $I_{pv}$ ). Les équations (3.22) et (3.23) peuvent être écrites sous la forme d'un système invariant dans le temps.

$$\dot{X} = f(X) + g(X)D \quad (3.24)$$

### a.2) Choix de la surface

La puissance du GPV est calculée à partir de la tension et le courant du GPV  $P_{pv} = IV$ , la surface est choisie lorsque le MPP est atteint  $\partial P_{pv} / \partial I_{pv} = 0$ , on garantit que le système produit un rendement de puissance maximum constamment.

Noté :

$$R_{pv} = V_{pv} / I_{pv} \quad (3.25)$$

$R_{pv}$  est la charge équivalente à la sortie du GPV. La condition pour atteindre le MPP devient :

$$\frac{\partial P_{pv}}{\partial I_{pv}} = \frac{\partial I^2 R_{pv}}{\partial I_{pv}} = I_{pv} \left( 2R_{pv} + I_{pv} \frac{\partial R_{pv}}{\partial I_{pv}} \right) = 0 \quad (3.26)$$

Ce qui implique que :

$$2R_{pv} + I_{pv} \cdot \partial R_{pv} / \partial I_{pv} = 0 \quad (3.27)$$

Donc la surface  $\sigma$  est définie par :

$$\sigma = 2R_{pv} + i_L \cdot \frac{\partial R_{pv}}{\partial i_L} \quad (3.28)$$

D'après la figure 3.24 qui représente le signe de la surface et la valeur du rapport cyclique pour différentes zones de fonctionnement du GPV, le choix de la commande se fait comme suit :

$$D = \begin{cases} D + \Delta D & \text{pour } \sigma > 0 \\ D - \Delta D & \text{pour } \sigma < 0 \end{cases} \quad (3.29)$$

Si  $\sigma > 0$  donc  $\partial P_{pv} / \partial I_{pv} > 0$  qui signifie que le point de fonctionnement est à droite du MPP.

Si  $\sigma < 0$  donc  $\partial P_{pv} / \partial I_{pv} < 0$  qui signifie que le point de fonctionnement est à gauche du MPP.

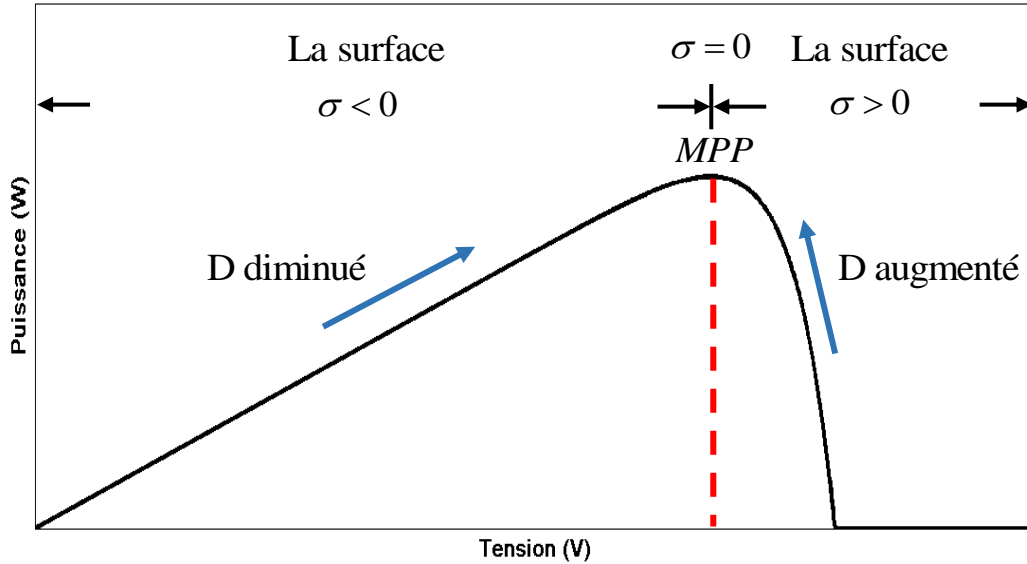


Figure 3.24. Signe de la surface pour différentes zones de fonctionnement.

**a.3) Conception de la commande**

La commande par mode glissant comprend deux termes, la commande équivalente et la commande discontinue. Le premier met le système dans la surface de glissement et la deuxième garantit qu’il reste dans cette surface.

**1) Commande équivalente**

La commande équivalente est calculée à partir de la dérivée de la surface  $\dot{\sigma} = 0$

$$\dot{\sigma} = \left[ \frac{\partial \sigma}{\partial x} \right]^T \dot{X} = \left[ \frac{\partial \sigma}{\partial x} \right]^T (f(X) + g(X)D_{equ}) = 0 \tag{3.30}$$

Donc la commande  $D_{equ}$  devient:

$$D_{equ} = - \frac{\left[ \frac{\partial \sigma}{\partial X} \right]^T f(X)}{\left[ \frac{\partial \sigma}{\partial X} \right]^T g(X)} = 1 - \frac{V_{pv}(i_L)}{V_o} \tag{3.31}$$

## 2) Commande discontinue

La commande discontinue peut être définie comme suit :

$$D_{disc} = k \sigma \quad (3.32)$$

Où  $k$  est une constante positive.

Puisque le rapport cyclique  $D$  doit être tel que  $0 \leq D_{equ} \leq 1$ , on propose le vrai signal de commande  $D$  :

$$D = \begin{cases} 1 & D_{equ} + k\sigma > 1 \\ D_{equ} + k\sigma, & 0 \leq D_{equ} + k\sigma \leq 1 \\ 0 & D_{equ} + k\sigma < 0 \end{cases} \quad (3.33)$$

### a.4) Condition de stabilité

Pour s'assurer que la commande proposée ne provoque pas l'instabilité du système, et comme notre système est non linéaire, sa stabilité est étudiée par la méthode de Lyapunov.

La fonction de Lyapunov  $VP$  est donnée par :

$$VP = \frac{1}{2} \sigma^2 \quad (3.34)$$

On dit qu'un système est stable si la dérivée de la fonction de Lyapunov est inférieure à zéro.

$$\dot{VP} < 0 \quad (3.35)$$

D'après les équations (3.34) et (3.35) :

$$\dot{VP} = \dot{\sigma} \sigma < 0 \quad (3.36)$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{\sigma} = \left[ \frac{\partial \sigma}{\partial X} \right]^T \dot{X} \quad (3.37)$$

D'après l'équation (3.28) on a :

$$\dot{\sigma} = \left[ \frac{\partial \sigma}{\partial X} \right]^T \dot{X} = \left( 3 \frac{\partial R_{pv}}{\partial i_L} + i_L \frac{\partial^2 R_{pv}}{\partial^2 i_L} \right) \left( -\frac{V_o}{L} (1-D) + \frac{V_{pv}(i_L)}{L} \right) \quad (3.38)$$

En remplaçant  $R_{pv}$  par l'équation (3.25), on trouve

$$\frac{\partial R_{pv}}{\partial i_L} = \frac{\partial}{\partial i_L} \left[ \frac{V_{pv}}{i_L} \right] = \frac{1}{i_L} \frac{\partial V_{pv}}{\partial i_L} - \frac{V_{pv}}{i_L^2} \quad (3.39)$$

$$\frac{\partial^2 R_{pv}}{\partial i_L^2} = \frac{1}{i_L} \left[ \frac{\partial^2 V_{pv}}{\partial i_L^2} \right] - \frac{2}{i_L^2} \frac{\partial V_{pv}}{\partial i_L} + \frac{2V_{pv}}{i_L^3} \quad (3.40)$$

D'après l'équation (3.16), la dérivée de la tension est donnée par :

$$\frac{\partial V_{pv}}{\partial I_{pv}} = -\frac{k_b TA}{q} \frac{1}{I_{ph} + I_d - I_{pv}} < 0 \quad (3.41)$$

$$\frac{\partial^2 V_{pv}}{\partial I_{pv}^2} = -\frac{k_b TA}{q} \frac{1}{(I_{ph} + I_d - I_{pv})^2} < 0 \quad (3.42)$$

En substituant les équations (3.39) et (3.40) dans (3.38), on trouve

$$\left[ \frac{\partial \sigma}{\partial X} \right]^T = 3 \frac{\partial R_{pv}}{\partial i_L} + i_L \frac{\partial^2 R_{pv}}{\partial i_L^2} = \frac{1}{i_L} \frac{\partial V_{pv}}{\partial i_L} - \frac{V_{pv}}{i_L^2} + \frac{\partial^2 V_{pv}}{\partial i_L^2} < 0 \quad (3.43)$$

Le résultat des équations (3.41), (3.42) et  $\frac{V_{pv}}{i_L^2} > 0$  implique que l'équation (3.43) est

toujours négative.  $\sigma = 0$  est obtenu lorsque  $\dot{\sigma} < 0$  pour tous les cas de la commande  $D$  suivants :

- $0 < D < 1$

$$\begin{aligned} \dot{X} &= -\frac{V_o}{L}(1-D) + \frac{V_{pv}(i_L)}{L} = -\frac{V_o}{L}(1-D_{equ} - k\sigma) + \frac{V_{pv}(i_L)}{L} \\ &= -\frac{V_o}{L} \left( 1 - \left( 1 - \frac{V_{pv}(i_L)}{V_o} \right) - k\sigma \right) + \frac{V_{pv}(i_L)}{L} = \frac{V_o}{L} k\sigma \end{aligned} \quad (3.44)$$

D'après les résultats de l'équation (3.43) et (3.44), la dérivée de la surface  $\dot{\sigma}$  est toujours de signe inverse de la surface  $\sigma$ . Donc  $\sigma \dot{\sigma} < 0$  est satisfaite pour  $0 < D < 1$ .

- $D = 1$

Pour  $D=1$ , l'équation (3.21) devient

$$\dot{X} = \dot{X}_2 = \frac{V_{pv}(i_L)}{L} > 0 \quad (3.45)$$

D'après l'équation (3.43) et (3.45), on a  $\dot{\sigma} < 0$ . Avec  $D=1$ , on a deux cas à tester pour prouver que  $\sigma \dot{\sigma} < 0$ .

1) Cas 1 :  $D_{equ}=1$

Si  $D_{equ}=1$ , d'après l'équation (3.31)  $V_{pv}(i_L)=0$  ce qui signifie que le système fonctionne au coin gauche de la figure 3.24, et  $\sigma < 0$  dans ce cas, donc  $D_{equ} + k\sigma < 1$ , ce que contredit l'acceptation de  $D=1$ .

2) Cas 2 :  $D_{equ}<1$  et  $D_{equ} + k\sigma \geq 1$

Si  $D_{equ}<1$  mais  $D_{equ} + k\sigma \geq 1$  donc  $\sigma > 0$  alors  $\dot{\sigma} < 0$ .

Donc  $\dot{\sigma} < 0$  pour  $D=1$ .

- $D=0$

L'équation (3.21) devient :

$$\dot{X} = \dot{X}_1 = -\frac{V_o}{L} + \frac{V_{pv}(i_L)}{L} < 0 \quad (3.46)$$

Dans ce cas,  $V_o > V_{pv}$ . À partir de l'équation (3.43) et (3.46) on a  $\dot{\sigma} > 0$ , on a donc deux cas à tester. Pour  $D=0$ .

1)  $D_{equ} = 0$

$D_{equ} = 0$ , implique que  $V_o = V_{pv}$ , donc GPV fonctionne dans la région  $\sigma > 0$  (figure 3.24) et il contredit la condition  $D = 0$ .

2)  $D_{equ} > 0$  et  $D_{equ} + k\sigma \leq 1$

Dans ce cas  $\sigma < 0$  et  $\dot{\sigma} < 0$  satisfèra, on conclut que  $\dot{\sigma} < 0$  pour  $D = 0$ .

### 3.6 Résultats de Simulation et comparaison

#### 3.6.1 Description du système PV

Le circuit de puissance de la figure 3.25 comprend un GPV, un hacheur boost et une charge résistive  $R=10\Omega$ . Le contrôleur MPPT a le rôle d'assurer le fonctionnement du système autour du MPP utilisant les algorithmes de suivi classiques (P&O et InCond) et les techniques avancées (flou et mode glissant).

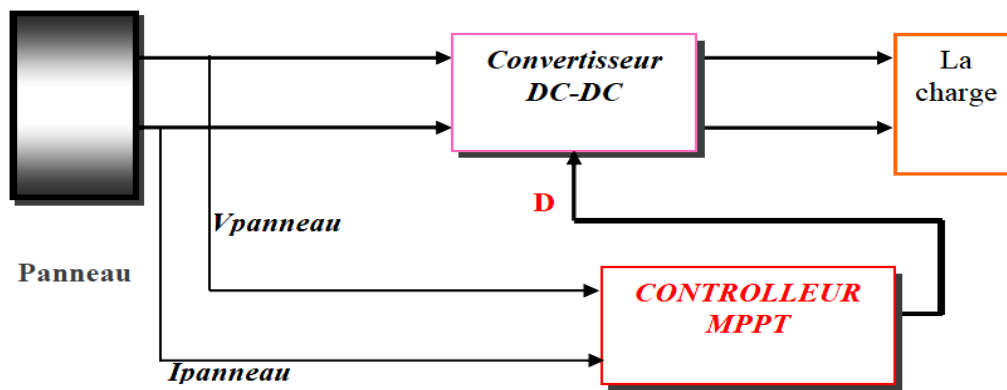


Figure 3.25. Schéma de simulation du système photovoltaïque.

### 3.6.2 Caractéristique du GPV

Le générateur PV est un module de type KC-60 qui délivre au maximum  $60\text{ W}$ . Les paramètres de ce GPV fournies par le constructeur à  $1000\text{ W/m}^2$  et  $25\text{ }^\circ\text{C}$  sont donnés dans le tableau 3.5 et les caractéristiques P-V et I-V sont données sur la figure 3.26.

Tableau 3.5. Présentation du module KC60.

| Caractéristique          | Valeur                    |
|--------------------------|---------------------------|
| Puissance optimale       | $P_{mpp} = 60\text{ W}$   |
| Courant de court-circuit | $I_{cc} = 3.73\text{ A}$  |
| Tension a circuit ouvert | $V_{co} = 21.5\text{ V}$  |
| Courant optimal          | $I_{mpp} = 3.55\text{ A}$ |
| Tension optimale         | $V_{mpp} = 16.9\text{ V}$ |

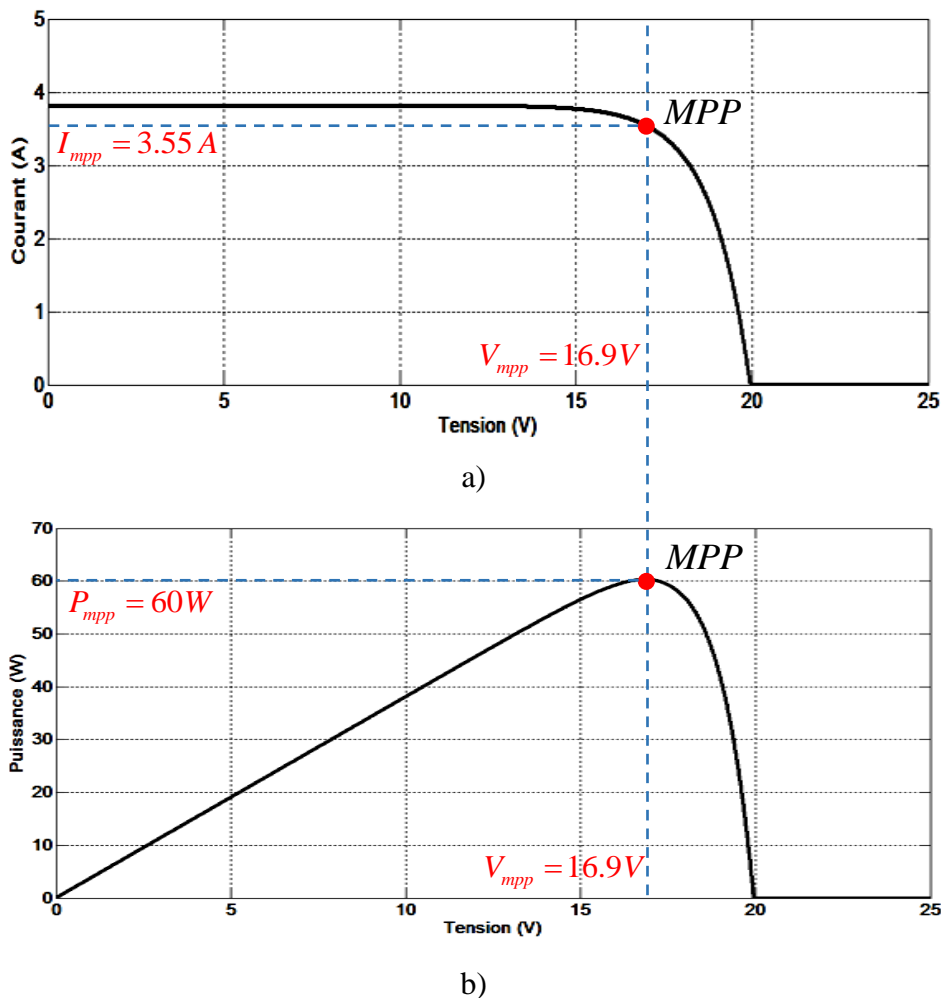
Il est difficile de donner une caractéristique de la source de courant ou de tension à un panneau photovoltaïque sur toute l'étendue de la caractéristique courant tension. Le panneau photovoltaïque est donc à considérer comme une source de puissance. On s'aperçoit alors de l'existence d'un point où la puissance se trouve être maximale. Il est sans aucun doute intéressant de se placer sur ce point pour tirer le maximum d'énergie. Certains régulateurs solaires réalisent donc une adaptation d'impédance. A chaque instant, on se trouve proche du MPP.

### 3.6.3 Résultats de simulation pour différentes MPPTs

Le modèle du système a été testé avec deux profils d'irradiation solaire et de température ambiante. Ces profils sont artificiels avec des changements brusques et lents de l'irradiation et de la température pour plusieurs niveaux.

#### 3.6.3.1 Conditions standards

La première simulation a pour but de montrer la capacité du contrôleur MPPT à trouver et suivre le point de puissance maximale dans les conditions standards ( $E=1000W/m^2$ ,  $T=25^{\circ}C$ ) utilisant toutes les algorithmes MPPT étudiés précédemment comme montré sur les figures 3.27 et 3.28.



**Figure 3.26.** Caractéristique d'un module KC-60, a) I-V, b) P-V.

La figure 2.27 représente la puissance à la sortie du GPV qui croît rapidement jusqu'à un niveau de 60W où elle se stabilise, et présente des oscillations importantes autour de la

puissance maximale lorsqu'on utilise le contrôleur P&O. Par contre moins d'oscillations sont observées avec un contrôleur InCond. On note aussi que ce dernier est plus rapide que la technique P&O en vue d'atteindre le MPP.

D'après la figure 3.28, au bout de 2 secondes, la puissance croît rapidement à un niveau d'environ 60 W, où elle se stabilise. La MPPT parvient à ajuster le rapport cyclique  $D$  très rapidement telle qu'une puissance stable soit atteinte en utilisant les MPPT avancés basés sur la logique floue et le mode glissant. On remarque que la technique de mode glissant est plus rapide. A 60 W, la puissance de sortie ne change pas puisque le GPV fonctionne sous conditions constantes et n'oscille pas autour du MPP, ce qui limite les pertes de la puissance.

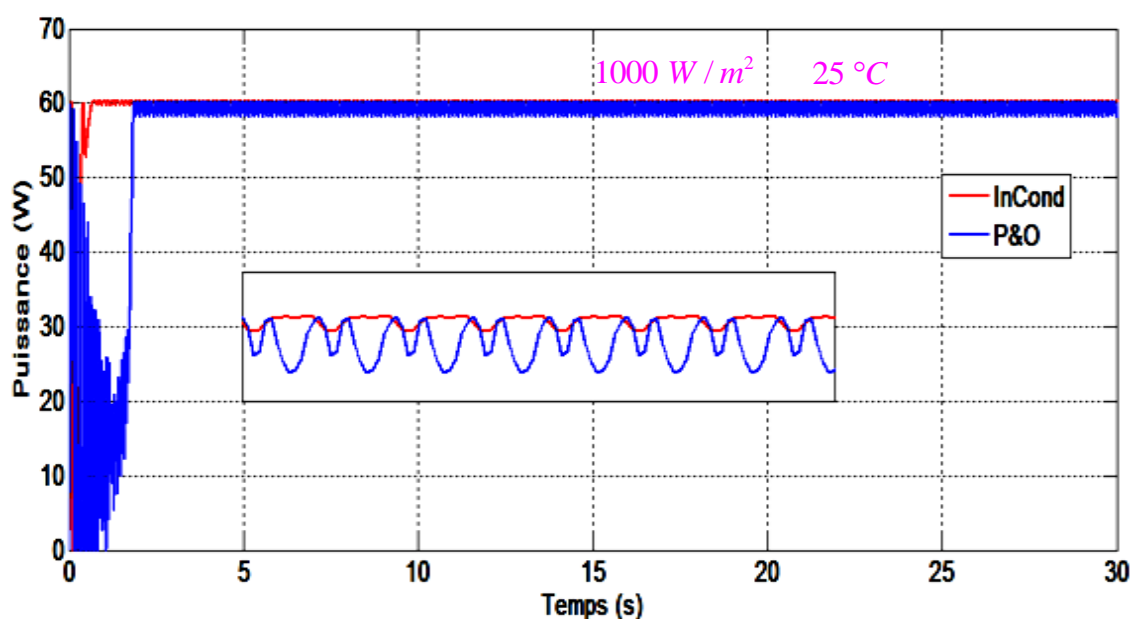


Figure 3.27. Poursuite de la puissance avec les techniques P&O et InCond.

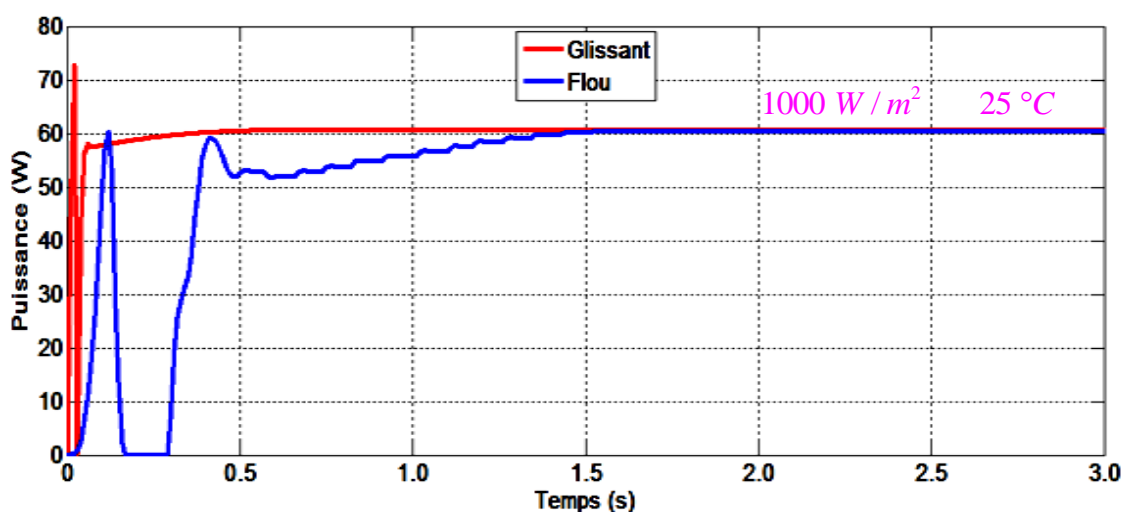


Figure 3.28. Suivi de la puissance utilisant des contrôleurs glissant et flou.

### 3.6.3.2 Profil variable d'éclairement

Sur les figures 3.29 et 3.30, le profil artificiel de l'éclairement solaire a plusieurs changements de niveau (entre  $1000 \text{ W/m}^2$  et  $500 \text{ W/m}^2$ ). La simulation avec ce profil est destinée à montrer la capacité du contrôleur MPPT à suivre le point de puissance maximale lors de changements des conditions météorologiques: l'irradiation solaire décroît progressivement de  $1000 \text{ W/m}^2$  à  $500 \text{ W/m}^2$  et ensuite croît rapidement jusqu'à  $900 \text{ W/m}^2$  comme illustré par les figures 3.29 et 3.30. Les caractéristiques dynamiques de la technique InCond sont meilleures que celles de la technique P&O avec un temps de réponse court et moins d'oscillations. Avec les techniques avancées, figure 3.30, le contrôleur glissant a des caractéristiques transitoires meilleures que le contrôleur flou en termes de temps de réponse et oscillations lors des variations de l'éclairement solaire ( $t = 10\text{s}$  et  $t = 20\text{s}$ ).

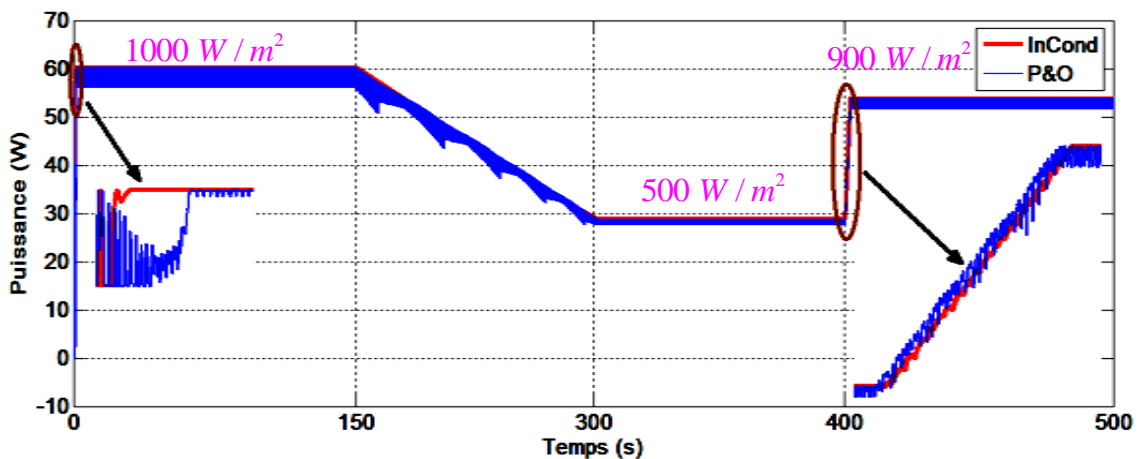
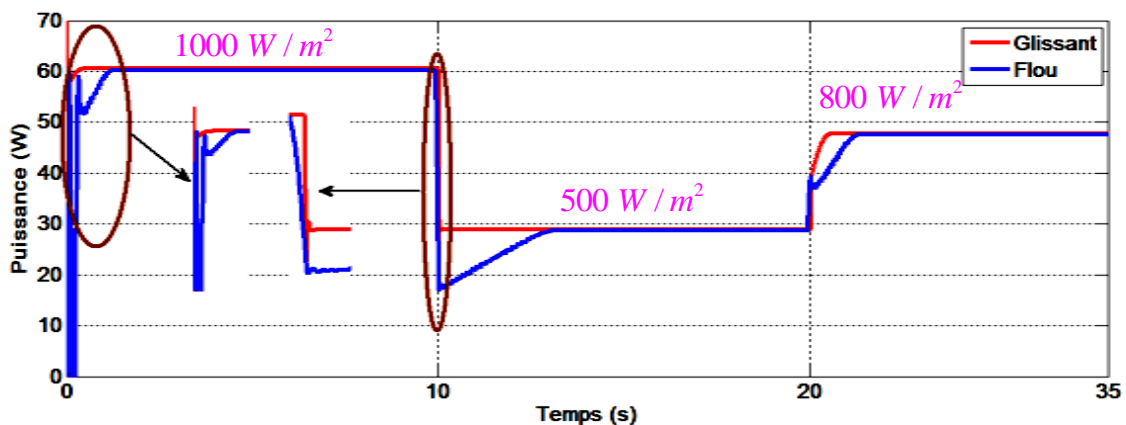


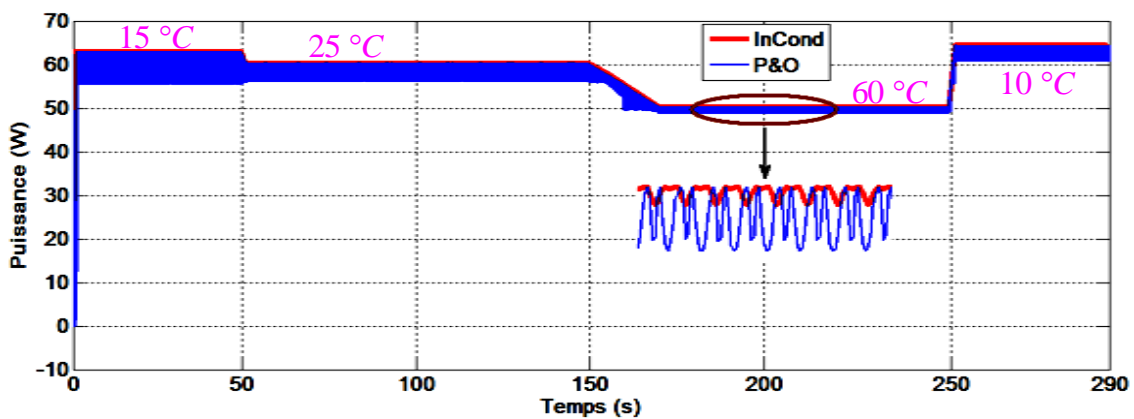
Figure 3.29. Poursuite de la puissance avec un profil d'éclairement variable utilisant les techniques P&O et InCond.



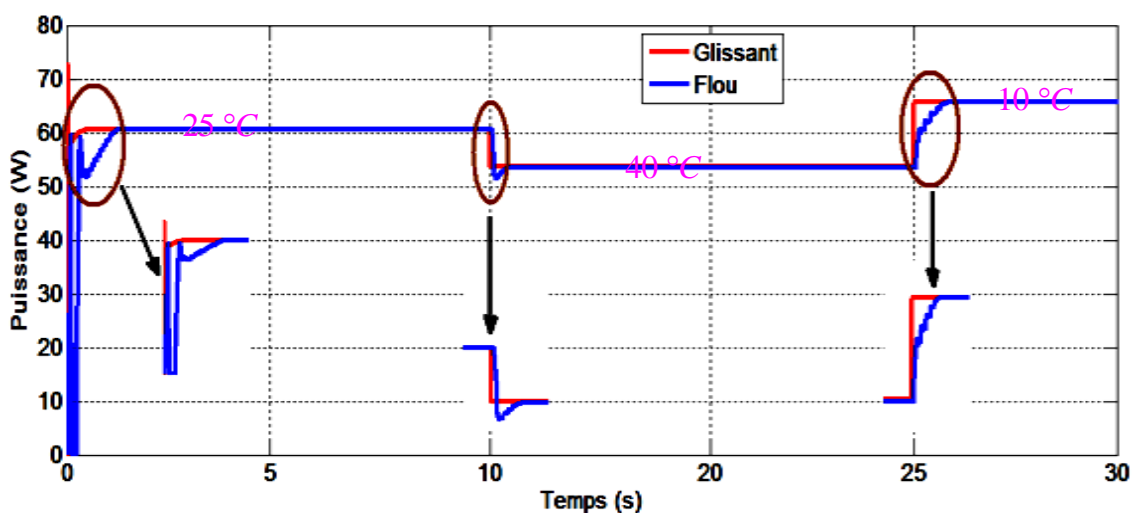
**Figure 3.30.** Poursuite de la puissance avec un profil variable d'irradiation utilisant des contrôleurs glissant et flou.

### 3.6.3.3 Profil variable de température

Dans ces simulations, on fixe l'irradiation à  $1000 \text{ W/m}^2$  et on crée des variations du niveau de l'éclairement et de la température, afin d'étudier la réponse du système à ces variations ainsi qu'aux perturbations dues aux variations de la température, pour les techniques MPPT classiques ou avancées. D'après les figures 3.31 et 3.32, on remarque que la puissance est inversement proportionnelle à la température. Ceci montre la supériorité de la technique InCond par rapport à la P&O (figure 3.31) et le contrôleur glissant est meilleur que le contrôleur flou même pour des variations brusques de la température (figure 3.31).



**Figure 3.31.** Poursuite de la puissance avec un profil variable de température (P&O, InCond).



**Figure 3.32.** Poursuite de la puissance avec un profil variable de température (flou, glissant).

### 3.6.3.4 Comparaison et interprétation

Les figures 3.27 à 3.31 représentent la puissance obtenue en utilisant les différentes techniques MPPT présentées dans ce chapitre. En ce qui concerne le temps de réponse, nous avons remarqué que la méthode de mode glissant est la plus rapide, suivie de la commande floue puis l'InCond et enfin la technique P&O. Concernant la stabilité, on remarque que les méthodes avancées ne présentent pas d'oscillations autour du MPP, par contre la méthode InCond présente des oscillations moindres que la méthode P&O. Néanmoins les méthodes classiques sont plus faciles à implémenter et moins coûteuses que les méthodes avancées qui nécessitent des microcontrôleurs ou DSP. Compte tenu de toutes ces performances nous avons trouvé un compromis par le choix de la technique InCond que nous présenterons au chapitre suivant.

### 3.7 Conclusion

Ce chapitre est consacré à l'introduction de quelques définitions et notions relatives aux systèmes photovoltaïques constitués de deux parties. La première regroupe le GPV, l'étage d'adaptation (hacheur boost) et la charge. La deuxième concerne la commande qui a pour rôle la poursuite du point de puissance maximale MPPT, à base de techniques classiques telles que la P&O, la conductance incrémentale (InCond) et les techniques avancées à base de la logique floue et le mode glissant. Puis, nous avons conduit des travaux de simulation en vue d'observer l'effet des paramètres de modélisation. Aussi, nous avons simulé les différents algorithmes de MPPT et comparé les résultats en régimes statique et dynamique afin de conclure sur la meilleure technique à utiliser pour la poursuite du point de puissance maximale en termes de performance et de coût.

### 3.8 Référence du chapitre 3

- [1] **Bendib B., Belmili H., Krim F.**, « *A survey of the most used MPPT methods: Conventional and advanced algorithms applied for photovoltaic systems* », Renewable and Sustainable Energy Reviews, Vol. 45, pp. 637-648, 2015.
- [2] **Berba F.H.B.**, « *Minimization of Output DC Current Component in Grid-Connected Inverters for Solar Power Applications* », thèse de doctorat, Newcastle University, UK, 2012.
- [3] **Sultani J.F.**, « *Modelling, design and implementation of D-Q control in single-phase grid-connected inverters for photovoltaic systems used in domestic dwelling* », thèse de doctorat, De Montfort University, Leicester, UK, 2013.

- [4] **Zue A.O.**, « *Conception et simulation de systèmes d'interfaçage de l'énergie photovoltaïque au réseau de distribution opérationnels 24H par jour* », Mémoire pour maîtrise en génie électrique, Université du Québec, Canada, 2007.
- [5] **Yafaoui, A.**, « *Novel Anti-Islanding Detection Method and Maximum Power Tracking Algorithm For Grid Connected Photovoltaic Systems with Interleaved DC/DC Converters* », thèse de doctorat, Ryerson University, Toronto, Ontario, Canada, 2013.
- [6] **Photong C.**, « *A Current Source Inverter with Series AC Capacitors for Transformerless Grid - Tied Photovoltaic Applications* », thèse de doctorat, University of Nottingham, UK, 2013.
- [7] **Jones D.C.**, « *Control Techniques for the Maximization of Power Converter Robustness and Efficiency in a Parallel Photovoltaic Architecture* », thèse de doctorat, University of Colorado, USA, 2013.
- [8] **Liebreich M., Greenwood C.**, « *Green Investing Towards a Clean Energy Infrastructure* », World Economic Forum USA Inc, January 2009.
- [9] **Martinot E., Sawin J.L.**, « *Renewables 2011 Global Status Report* », Renewable Energy Policy Network for the 21st Century REN21, 2011.
- [10] **Martinot E., Sawin J.L.**, « *Renewables Global Status Report; 2009 update* », Renewable Energy Policy Network for the 21st Century REN21, 2011.
- [11] **Lunine J.I.**, « *Earth: evolution of a habitable world* », Cambridge: University Press, 1999.
- [12] **Edenhofer O., et al.**, « *Renewable energy sources and climate change mitigation: special report of the Intergovernmental Panel on Climate Change* », New York: Cambridge University Press, 2012.
- [13] **M. United States. Office of Energy, et al.**, « *International energy outlook* », International energy outlook, 2010.
- [14] **Sul, S-K.**, « *Control of electric machine drive systems* ». Hoboken, NJ: Wiley, 2011.
- [15] **Solanki C.S.**, « *Renewable energy technologies: a practical guide for beginners* », New Delhi: Prentice -Hall of India, 2008.
- [16] **C. European Renewable Energy**, « *Renewable energy in Europe: building markets and capacity* », London: James & James, 2004.

- [17] **Goswami D.Y., et al.**, « *Principles of solar engineering* », Philadelphia, PA: Taylor & Francis, 2000.
- [18] **Lopez O., et al.**, « *Leakage current evaluation of a single phase transformerless PV inverter connected to the grid* », in Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE, pp. 907-912, 2007.
- [19] **Solanki C.S.**, « *Solar photovoltaic: fundamentals, technologies and applications* », New Delhi: PHI Learning, 2011.
- [20] **Marshall J.M., Dimova-Malinovska D.**, « *Photovoltaic and photoactive materials: properties, technology, and applications* », Dordrecht, Boston: Kluwer Academic, 2002.
- [21] **Würfel P., Würfel U.**, « *Physics of solar cells: from basic principles to advanced concepts* », Weinheim: Wiley -VCH, 2009.
- [22] **Jager A., Waldau**, « *PV status report 2011; research, solar cell production and market implementation of photovoltaics* », European Commission - Joint Research Centre; Renewable Energy Unit, Italy, July 2011.
- [23] **Afghoul H., Krim F., Chikouche D., Beddar A.**, « *Simulation of sliding mode controller to deliver maximum power from PV system using M-file* », Industrial Electronics (ISIE), 2013 IEEE International Symposium on, Taipei, Taiwan, pp.1-6, 2013.
- [24] **Afghoul H., Krim F., Chikouche D., Beddar A.**, « *Tracking the maximum power from a PV panels using of Neuro-fuzzy controller* », Industrial Electronics (ISIE), 2013 IEEE International Symposium on, Taipei, Taiwan, pp.28-31, 2013.
- [25] **Gow J.A., Manning C.D.**, « *Development of a photovoltaic array model for use in power-electronics simulation studies* », Electric Power Applications, IEE Proceedings, vol. 146, pp. 193-200, 1999.
- [26] [www.solargis.info](http://www.solargis.info)
- [27] **Suri M., Huld T.A., Dunlop E.D., Ossenbrink H.A.**, « *Potential of solar electricity generation in the European Union member states and candidate countries* », Solar Energy, vol. 81, pp. 1295-1305, 2007.

- [28] **Huld T., Suri M., Dunlop E.D.**, « *Comparison of potential solar electricity output from fixed-inclined and two-axis tracking photovoltaic modules in Europe* », Progress in Photovoltaics: Research and Applications, vol. 16, pp. 47-59, 2008.
- [29] **Tina G.M., Abate R.**, « *Experimental verification of thermal behaviour of photovoltaic modules* », in The 14th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON), pp. 579-584, 2008.
- [30] **Kleiss G., Raicu A., Bucher K.**, « *Temperature-dependent influence of a Si:H cell degradation on the energy delivered under realistic reporting conditions* », in the Twenty Third IEEE Photovoltaic Specialists Conference, pp. 896-900, 1993.
- [31] **Lindgren B.**, « *Topology For Decentralised Solar Inverters With a Low Voltage AC Bus* », (EPE'99) 8th European Conference on Power Electronics and Applications, Lausanne, Switzerland, pp. P.1-P.10, September 1999.
- [32] **Li S.**, « *A MPPT control strategy with variable weather parameter and no DC/DC converter for photovoltaic systems* », Solar Energy, Vol. 108, pp.117-125, 2014.
- [33] **Afghoul H., Krim F., Chikouche D.**, « *Increase the photovoltaic conversion efficiency using Neuro-fuzzy control applied to MPPT* », Renewable and Sustainable Energy Conference (IREC'13), Ouarzazate, Morocco, pp. 348 – 353, 2013.
- [34] **Afghoul H., Krim F., Chikouche D., Beddar A.**, « *A comparative study between sliding mode controller and P&O controller applied to MPPT* », Renewable and Sustainable Energy Conference (IREC'13), Ouarzazate, Morocco, pp. 112-117, 2013.
- [35] **Afghoul H., Krim F., Chikouche D., Beddar A.**, « *A novel implementation of MPPT sliding mode controller for PV generation systems* », EUROCON 2013 IEEE, Zagreb, Croatia, pp. 789 – 794, 2013.
- [36] **Afghoul H., Krim F., Chikouche D., Beddar A., Babes B.**, « *Real-time implementation of PV energy injection via single phase active power filter under variable conditions* », The First National Conference on Electronics and New Technologies (NCENT'2015), M'Sila, Algeria, 2015.
- [37] **K. Sundareswaran, V. Vignesh kumar, S. Palani**, « *Application of a combined particle swarm optimization and perturb and observe method for MPPT in PV systems under partial shading conditions* », Renewable Energy, Vol. 75, pp.308-317, 2015.

- [38] **Ahmed J., Salam Z.**, « *An improved perturb and observe (P&O) maximum power point tracking (MPPT) algorithm for higher efficiency* », *Applied Energy*, Vol. 150, pp.97-108, 2015.
- [39] **Radjai T., Rahmani L., Mekhilef S., Gaubert J.P.**, « *Implementation of a modified incremental conductance MPPT algorithm with direct control based on a fuzzy duty cycle change estimator using dSPACE* », *Solar Energy*, Vol. 110, pp.325-337, 2014.
- [40] **Ma J.**, « *Optimization Approaches for Parameter Estimation and Maximum Power Point Tracking (MPPT) of Photovoltaic Systems* », thèse de doctorat, University of Liverpool, UK, 2014.
- [41] **Khaehintung N., Kunakorn A., Sirisuk P.**, « *A Novel Fuzzy Logic Control Technique tuned by Particle Swarm Optimization for Maximum Power Point Tracking for a Photovoltaic System using a Current-mode Boost Converter with Bifurcation Control* », *International Journal of Control, Automation, and Systems*, Vol. 8, No.2, pp.289-300, 2010.
- [42] **Garraoui R., Ben Hamed M., Sbita L.**, « *A Robust Optimization Technique Based on First Order Sliding Mode Approach for Photovoltaic Power Systems* », *International Journal of Automation and Computing*, Vol. 12, No. 6, pp.620-629, 2015
- [43] **Chu C.C., Chen C.L.**, « *Robust maximum power point tracking method for photovoltaic cells: A sliding mode control approach* », *Solar Energy*, Vol. 83, pp.1370–1378, 2009.

---

# Chapitre 4

---

---

## *Chapitre 4 : Système de compensation alimenté par un générateur photovoltaïque*

---

*L'objet de ce chapitre est la présentation, l'étude, la simulation et la réalisation pratique du système global de compensation comprenant un GPV raccordé au bus continu d'un FAP triphasé. En premier lieu, nous avons introduit quelques normes et standards pour le raccordement d'un GPV au réseau électrique. Puis, nous avons étudié la partie puissance du système global (réseau électrique, charge polluante, FAP triphasé et GPV). Ensuite, nous évoquerons la commande DCC avec un régulateur PI d'ordre fractionnaire pour la commande du FAP et la technique InCond pour la poursuite du point de puissance maximum du GPV. Le choix de ces deux techniques parmi toutes celles qui ont été présentées précédemment est basé sur un compromis entre l'efficacité, la simplicité et le coût de la mise en œuvre. Nous avons simulé notre système en régimes permanent et transitoire pour des conditions externes sévères telles que les variations de la charge et du niveau de l'éclairage. Finalement, nous avons validé expérimentalement tous les résultats de simulation obtenus avant de conclure.*

### **Sommaire**

|  |     |
|--|-----|
| 4.1 Introduction .....   | 154 |
| 4.2 Normes et standards .....  | 155 |
| 4.3 Etude de la partie puissance du FAP alimenté par un GPV .....                | 155 |
| 4.4 Stratégies de commande et de maximisation.....                               | 166 |
| 4.5 Simulation de l'ensemble du système de compensation alimenté par un GPV..... | 167 |
| 4.6 Validation expérimentale du système global.....                              | 183 |
| 4.7 Conclusions.....   | 196 |
| 4.8 Références du chapitre 4 .....   | 197 |

## 4.1 Introduction

Au début du XXème siècle, l'électricité passe par les étapes suivantes, la production dans les centrales électriques de très haute puissance, le transport par des réseaux électriques haute tension et la distribution aux consommateurs par des réseaux de basse tension. Cette topologie est la plus fréquente car elle répond le mieux aux contraintes de cette époque. Cependant, depuis ces dernières années, ce système doit être modernisé pour s'adapter aux grands développements des sources d'énergie renouvelables tout en assurant une bonne qualité de l'énergie fournie aux consommateurs [1].

Ce chapitre s'intéresse au raccordement des générateurs PV au réseau électrique via un FAP triphasé pour réaliser les tâches suivantes : l'amélioration de la qualité de l'énergie dans un réseau électrique pollué par des harmoniques, la correction du facteur de puissance, la gestion de l'énergie PV entre la charge et le réseau selon les besoins énergétiques de la charge.

Ce chapitre commence par présenter les normes et standards qui régissent l'interconnexion de ces sources renouvelables au réseau de distribution, puis la partie puissance du système global, à base essentiellement du FAP triphasé et du générateur PV, a été détaillée. Le GPV est constitué d'un ensemble de quatre panneaux PV pour la première application, où les conditions atmosphériques sont incontrôlables. En vue de surmonter ce problème, un émulateur PV a été employé pour valider l'algorithme de commande MPPT pour un profil variable d'éclairement. Ensuite, on abordera les techniques de commande du système global. Nous commencerons par la technique DCC avec un régulateur d'ordre fractionnaire pour la commande du FAP afin de prouver sa robustesse et sa simplicité d'implémentation comme expliqué au chapitre 2.

Ensuite nous passerons à la technique InCond employée pour le suivi du point de puissance maximale pour ses avantages donnés au chapitre 3.

On terminera par les travaux de simulation afin de valider la conception du système de compensation alimenté par source PV dans des conditions où l'éclairement est variable.

Enfin, un banc d'essai a été mis au point pour valider expérimentalement les résultats de simulation que nous présenterons et après nous conclurons.

## 4.2 Normes et standards

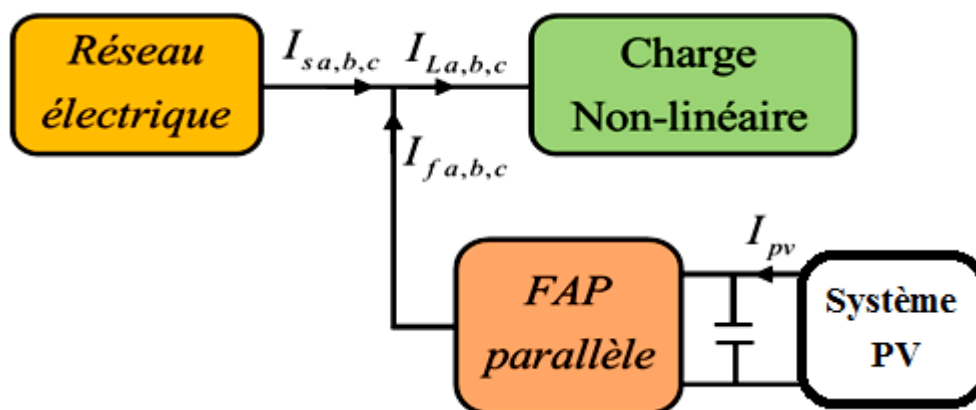
Pour raccorder un système PV à un réseau électrique de façon sûre et efficace, un certain nombre de normes et standards internationaux doivent être respectés. Parmi eux, on peut citer:

- **ANSI/IEEE Standard 929-2000** : Cette norme recommande des règles à respecter pour les réseaux électriques raccordés aux systèmes PV.
- **UL-1741**, ce standard est dédié aux convertisseurs statiques utilisés dans les applications PV et couvre leurs aspects de sécurité.
- **2002 National Electrical Code® (NEC®)** : Il couvre les aspects techniques qui ont une relation avec la sécurité d'un système PV pour être à la fois consommateur-producteur.

## 4.3 Etude de la partie puissance d'un FAP parallèle alimenté par un GPV

### 4.3.1 Présentation du système global

Au chapitre 2 nous avons donné une présentation générale des systèmes de compensation triphasé et monophasé avec leur commande en puissance et en courant intégrant des régulateurs proposés pour améliorer leurs caractéristiques statique et dynamique. En outre, le chapitre 3 a présenté le générateur photovoltaïque (GPV) avec plusieurs MPPT conventionnelles et avancées pour la maximisation de l'énergie à la sortie du GPV. Ce chapitre décrit le système global qui raccorde un GPV avec un FAP parallèle entre un réseau électrique de basse tension et une charge polluante [2]. La connexion du système au réseau électrique est représentée sur la figure 4.1 [3].



**Figure 4.1.** Diagramme d'un GPV raccordé à un FAP parallèle entre un réseau électrique et une charge non-linéaire.

### 4.3.2 Description des éléments du système global

Le système global de la figure 4.2 se compose principalement :

- du réseau électrique triphasé de basse tension,
- de la charge polluante,
- de l'onduleur de tension triphasé (ou FAP),
- le convertisseur DC-DC (maximisation de l'énergie PV),
- le générateur de puissance PV (panneaux PV réels ou émulateur PV).

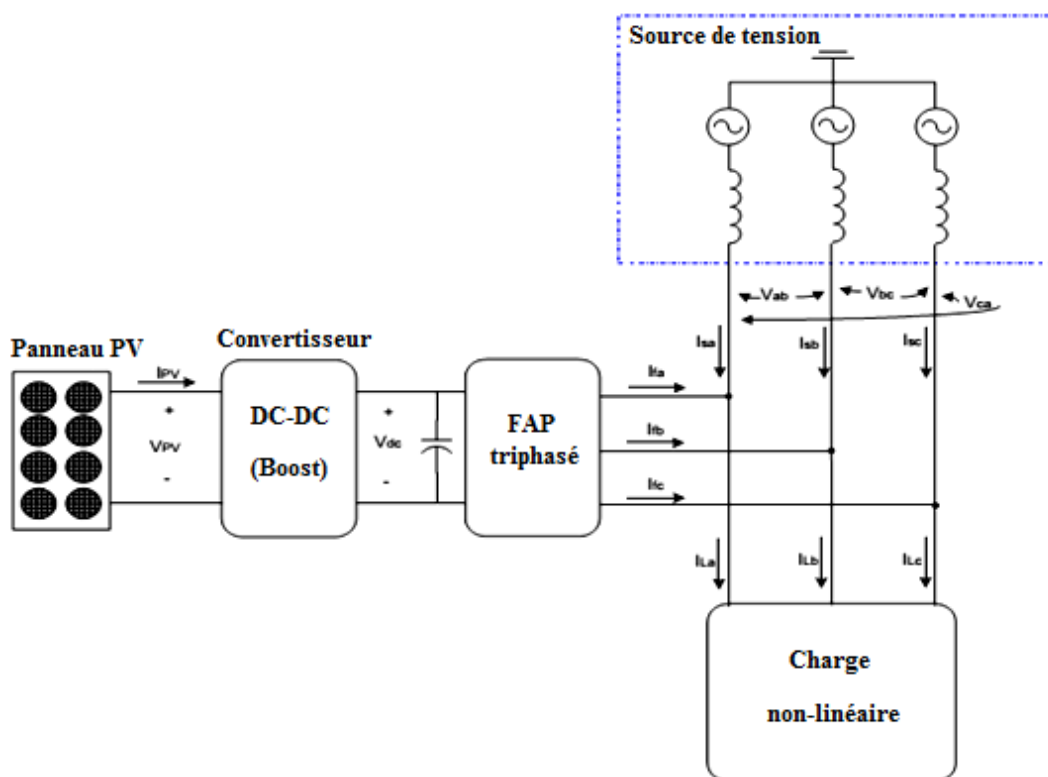
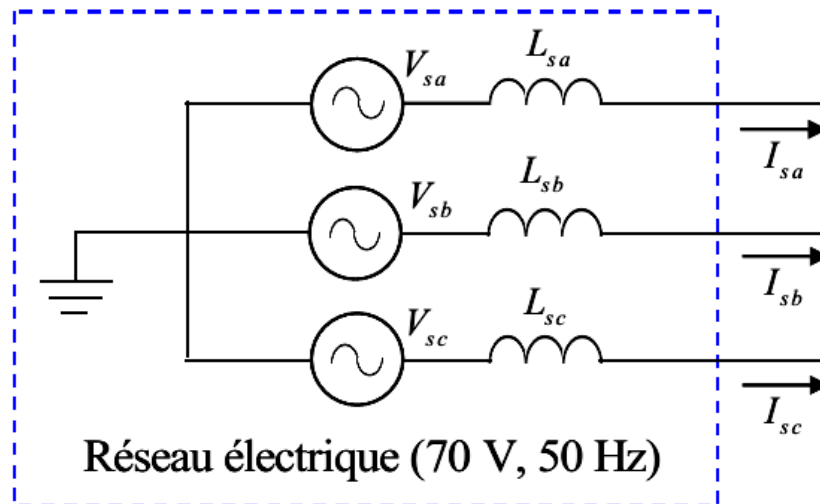


Figure 4.2. Diagramme détaillé du système global.

#### 4.3.2.1 Réseau électrique

La figure 4.3 présente un réseau électrique triphasé de  $70\text{ V}$  et  $50\text{ Hz}$ . La charge polluante et le FAP/GPV sont connectés directement au réseau dans les simulations mais durant la validation expérimentale un autotransformateur d'isolation est utilisé pour protéger le réseau de toute composante de courant continu.



**Figure 4.3.** Réseau électrique basse tension.

La sortie d'un onduleur sans transformateur peut contenir une composante de courant continue qui sera injectée dans le réseau. C'est pourquoi la réduction ou la suppression de cette composante est devenu un point important dans le développement des onduleurs interconnectés au réseau [4]. La figure 4.4 présente un autotransformateur utilisé pour raccorder le FAP et le GPV au réseau électrique afin d'assurer une injection de courants propres vers le réseau.



**Figure 4.4.** Photographie de l'autotransformateur.

4.3.2.2 Charge non-linéaire

La charge polluante de la figure 4.5 qui absorbe des courants non-sinusoïdaux et dégrade le facteur de puissance est un pont de diodes redresseur triphasé débitant sur une charge  $R-L$  [5, 6].

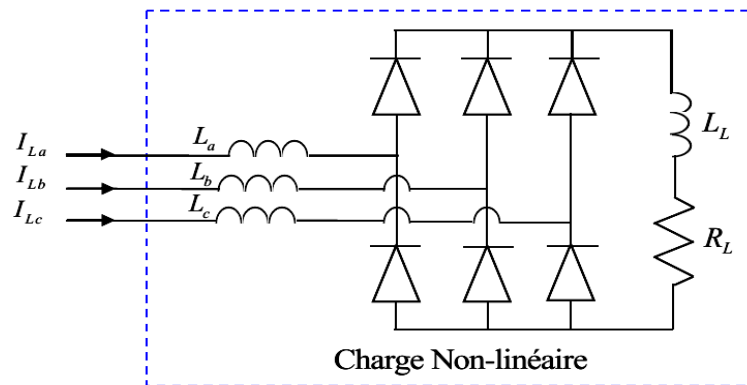
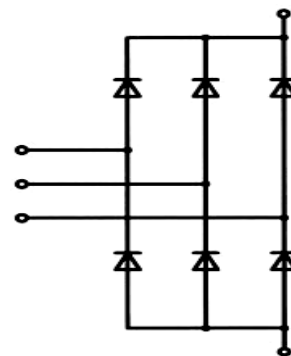
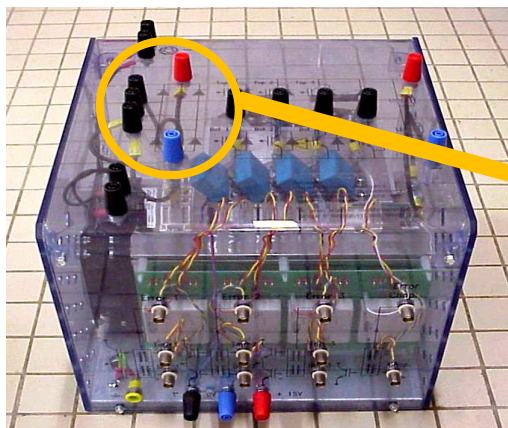


Figure 4.5. Charge non-linéaire.

Pratiquement, un convertisseur universel SEMIKRON est utilisé pour réaliser cette charge polluante.



a)



b)



c)

Figure 4.6. Photographies de la charge polluante a) pont de diode triphasé, b) charge résistive, c) inductance.

### 4.3.2.3 Onduleur de tension

L'étage onduleur/FAP est un convertisseur bidirectionnel de courant qui se compose de six IGBTs et des éléments de filtrage. Le filtre de sortie dans cette application est constitué de trois bobines de sortie de  $4\text{mH}$ . Une représentation schématique de l'étage de puissance avec le condensateur de stockage d'énergie est donnée en figure 4.7.

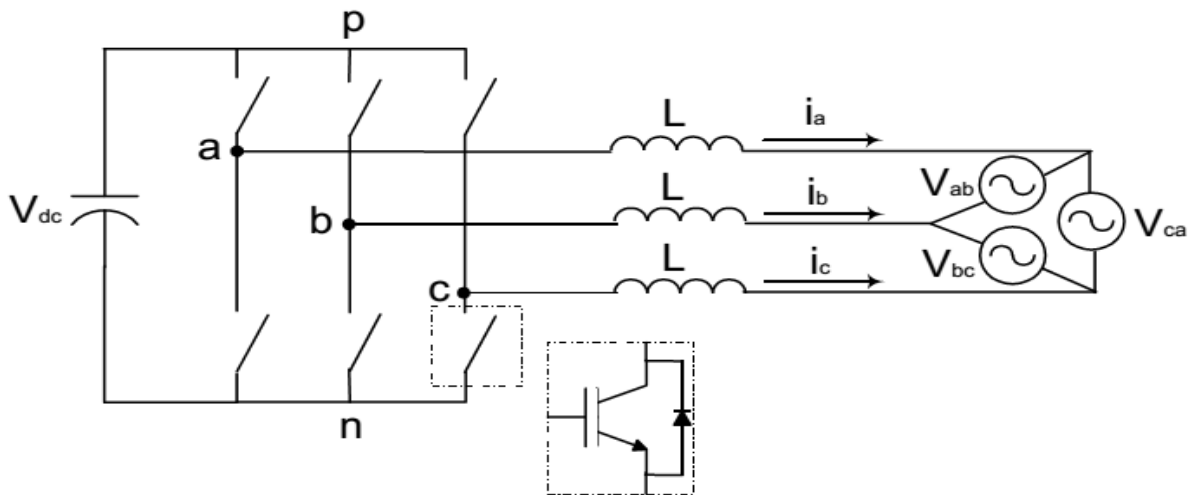


Figure 4.7. Modèle de l'onduleur de tension/FAP.

Dans la réalisation pratique, l'onduleur de tension de la figure 4.8 est chargé de transférer de l'énergie de bonne qualité du GPV vers le réseau afin de réaliser la tâche de filtrage actif de puissance.

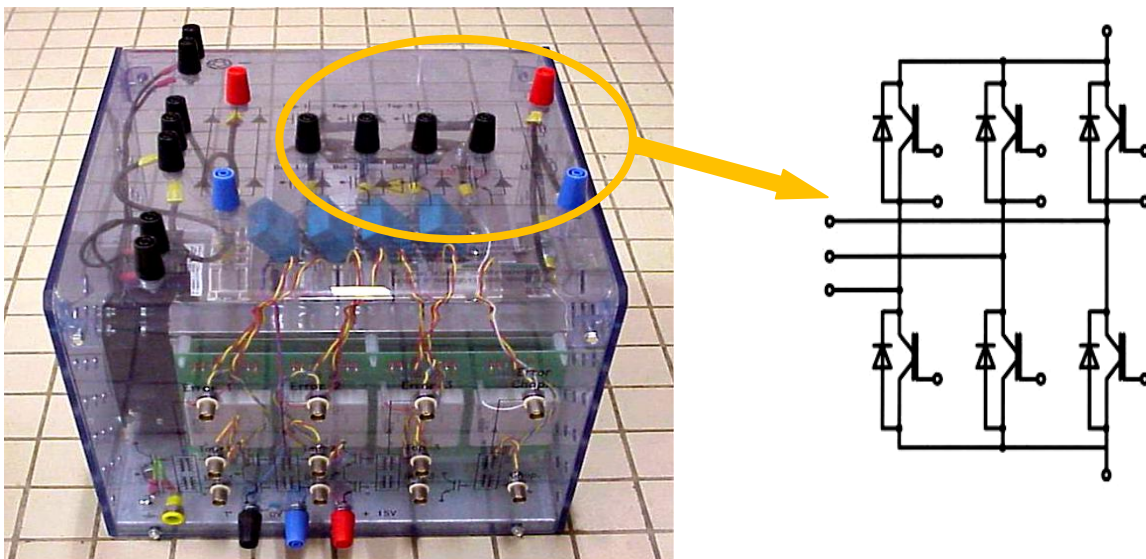


Figure 4.8. Photographie de l'onduleur de tension.

#### 4.3.2.4 Convertisseur Boost DC-DC

La conception du convertisseur DC-DC de la figure 4.9 a été détaillée dans le chapitre 3, avec ses paramètres et ses techniques de poursuite du point de puissance maximale. Pour la réalisation pratique, un seul IGBT et une seule diode sont nécessaires et qui sont disponibles dans le convertisseur universel de type SEMIKRON comme montré dans la figure 4.10 avec une bobine et condensateur [7-10].

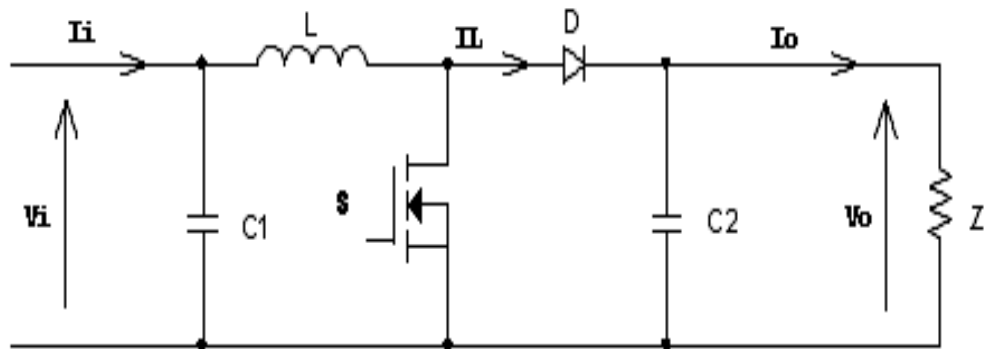


Figure 4.9. Convertisseur DC-DC de type boost.

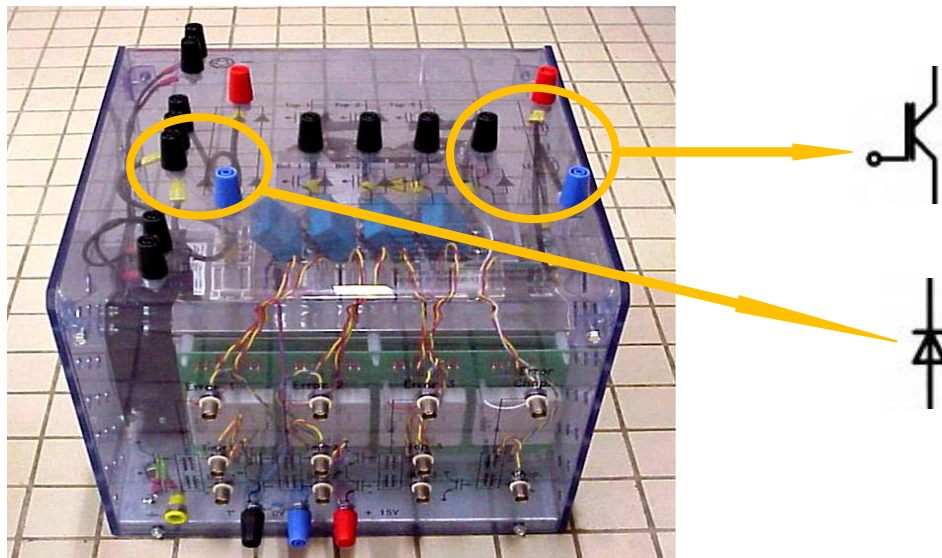


Figure 4.10. Photographie du convertisseur DC-DC de type boost.

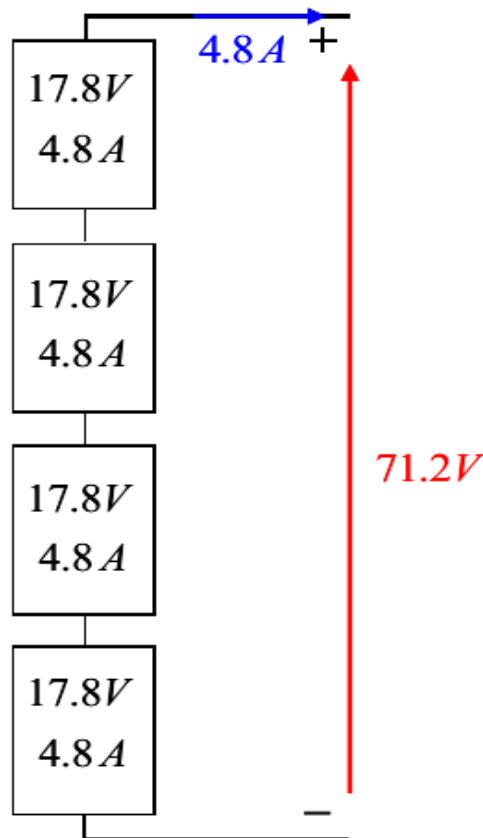
#### 4.3.2.5 Générateur photovoltaïque

Le GPV utilisé se compose de panneaux PV de type STP085S-12Bb [12] implanté dans le site de l'université Ferhat Abbas Sétif-1. Durant les tests expérimentaux, quatre panneaux de 85 W dans un premier temps, sont utilisés pour tester leur bon raccordement au réseau.

Dans un second temps, le GPV réel a été remplacé par un émulateur PV (EPV) pour pouvoir créer des profils d'éclairement et de température différents

**a) Panneaux PV réel**

Le GPV de 0.3 kW réel composé de quatre panneaux de type STP085S-12Bb connectés en série est représenté sur la figure 4.11.



**Figure 4.11.** Générateur PV.

Chacun des panneaux solaires STP085S-12Bb a une puissance maximale de 85 W, ce qui produit une tension nominale de 17.8 V et un courant nominal de 4.8A. Ces panneaux PV ont une tension du circuit ouvert de 22.2 V et un courant de court-circuit de 5.15 A. Les autres paramètres sont donnés dans le tableau 4.1. La photographie de ces panneaux PV est en figure 4.12 et les caractéristiques I-V et P-V sont représentées sur la figure 4.13 pour différents niveaux d'éclairement. Comme mentionné au chapitre 3, les caractéristiques I-V sont non linéaires. On remarque que la caractéristique se déplace vers le bas lorsque l'intensité solaire diminue, et la et vers la gauche lorsque la température augmente.

**Tableau 4.1.** Les paramètres électriques du panneau PV de type STP085S-12Bb dans les conditions STC.

| Paramètres                             | Valeurs       |
|--|---------------|
| Tension du circuit ouvert ( $V_{oc}$ ) | 22.2V         |
| Tension optimale ( $V_{mpp}$ )         | 17.8V         |
| Courant de court circuit ( $I_{sc}$ )  | 5.15A         |
| Courant optimal ( $I_{mpp}$ )          | 4.8A          |
| Puissance optimale $P_{max}$           | 85W           |
| Température de fonctionnement          | -40°C à +85°C |
| Tension maximale su système            | 715V (DC)     |

**Figure 4.12.** Photographie des panneaux PV de type STP085S-12Bb.

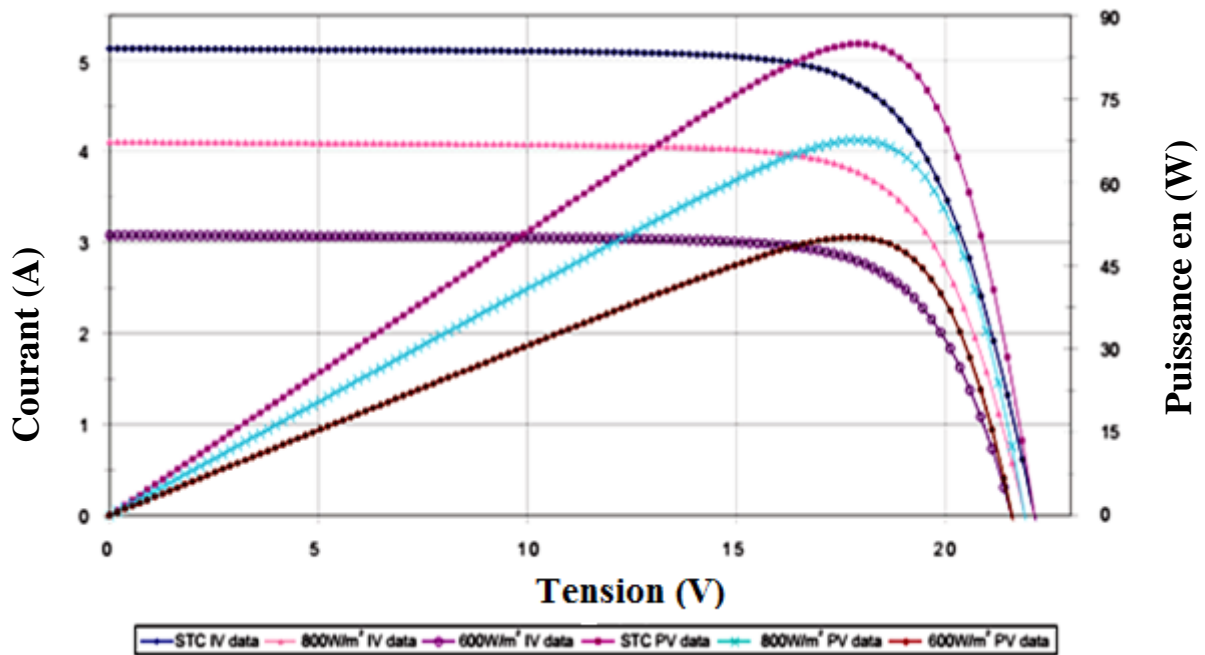


Figure 4.13. Caractéristiques I-V et P-V d'un panneau PV de type STP085S-12Bb [12].

L'effet de la température sur les valeurs du courant de court-circuit, la tension du circuit ouvert et la puissance maximale est montré en figure 4.14.

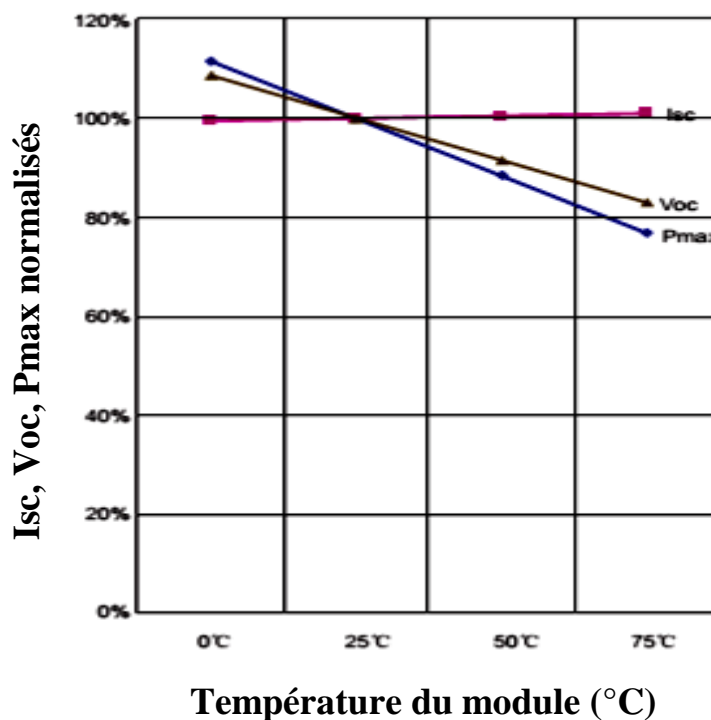


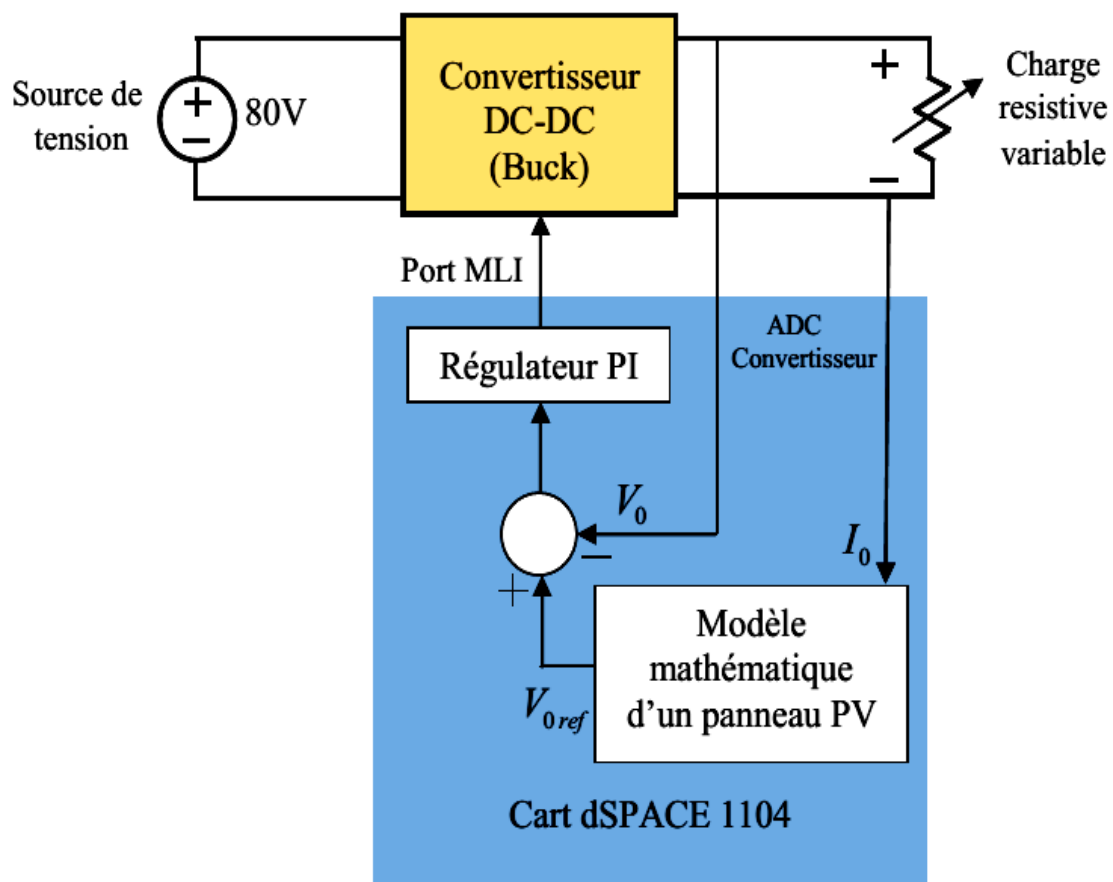
Figure 4.14. Effet de la température du panneau de type STP085S-12Bb sur  $I_{sc}$ ,  $V_{oc}$ ,

$$P_{max} \text{ [12].}$$

**b) Emulateur PV**

L'utilisation de panneaux réels dans les tests pratiques peut limiter notre étude en régimes dynamique et statique à cause des conditions climatiques incontrôlables. C'est pourquoi la mise en œuvre d'un émulateur PV (EPV) donnant les mêmes caractéristiques P-V et I-V d'un tel panneau avec la possibilité de changement de l'éclairement et de la température. La figure 4.15 présente le schéma de l'émulateur utilisé durant la validation expérimentale. Cet émulateur se compose d'une partie puissance et d'une partie commande.

Dans la partie puissance, un convertisseur abaisseur de tension (appelé aussi buck) et une source de tension continue ont été utilisés pour reproduire les caractéristiques P-V et I-V d'un GPV. Dans la partie commande, le modèle mathématique d'un panneau PV est construit dans l'environnement MATLAB/Simulink. L'EPV fonctionne comme un panneau PV réel et peut fournir tous les points de caractéristiques PV qui sont mis en œuvre dans le control desk de la carte de temps réel dSPACE 1104 pour contrôler le convertisseur abaisseur, comme indiqué sur la figure 4.15.



**Figure 4.15.** Schéma de l'émulateur.

#### 4.3.2.6 Instrument de mesure

Les paramètres utilisés pour contrôler le système global sont le courant délivré par le GPV ( $I_{pv}$ ), la tension aux bornes du GPV ( $V_{pv}$ ), la tension du bus continu ( $V_{dc}$ ), les courants injectés par le FAP  $I_{f,a,b,c}$  et les tensions du réseau électrique  $V_{s,a,b,c}$ . Tous ces paramètres sont mesurés par des capteurs de courant et de tension comme indiqué en figure 4.16. Les résultats expérimentaux obtenus sont capté par un oscilloscope de type .... Comme indiqué dans la figure 4.17.

Lorsque le système étudié est de trois phases, seulement deux des trois variables doivent être détectée afin de calculer les troisièmes valeurs.



**Figure 4.16.** Photographie des capteurs, a) capteur de courant, b) capteur de tension.



**Figure 4.17.** Photographie de l'oscilloscope (chauvin arnoux).

4.4 Stratégies de commande et de maximisation

Après l'étude de la partie puissance, nous allons présenter la partie commande, figure 4.18. La technique DCC avec un régulateur FO-PI du bus continu a été utilisée pour assurer la tâche du filtrage actif [12] et la technique InCond comme un algorithme de MPPT pour la poursuite du point maximum de la puissance du GPV [13].

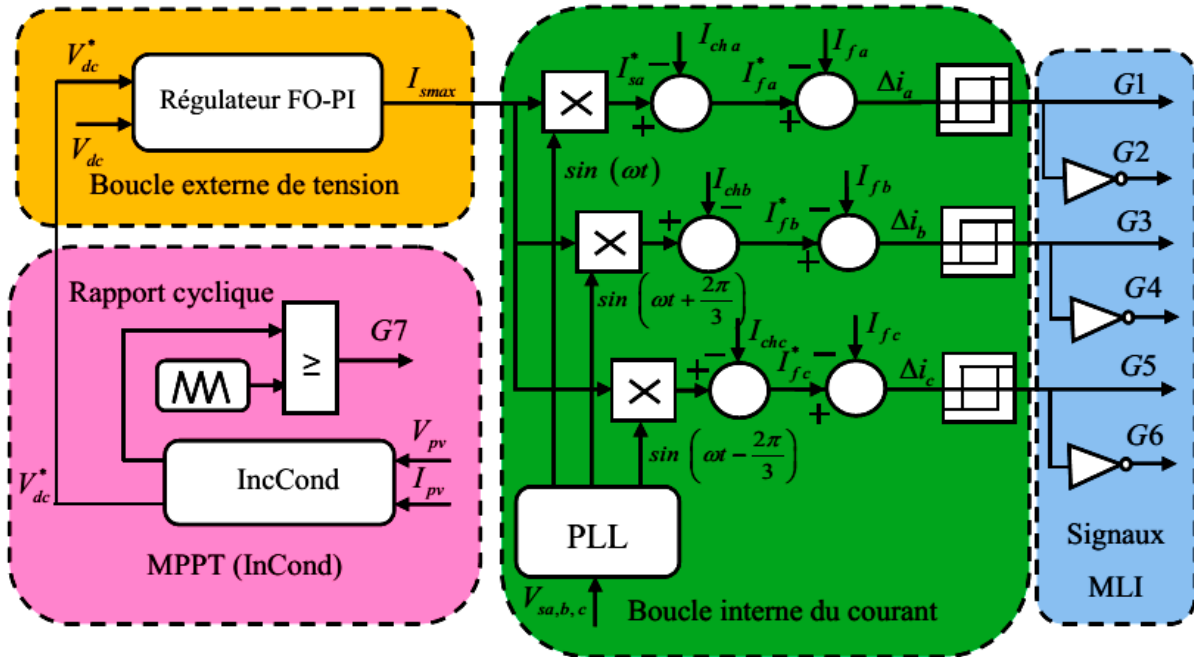


Figure 4.18. Algorithme de commande du système global.

4.4.1 Commande DCC

Afin d'améliorer la qualité de l'énergie du réseau électrique triphasé, nous avons choisi la commande DCC avec une complexité réduite comme montré dans la figure 4.18. Cette technique se compose de deux boucles [12]. La première est la boucle interne de courant et la deuxième c'est la boucle externe de tension où on a remplacé le régulateur PI conventionnel par un régulateur PI d'ordre fractionnaire pour améliorer les performances dynamiques de cette boucle comme mentionné au chapitre 2.

4.4.2 Technique InCond

Cette technique a pour rôle de générer les signaux de commande à l'étage d'adaptation (hacheur élévateur) afin d'atteindre le MPP [1]. Le deuxième rôle dans le cas du raccordement de la source renouvelable au réseau est de fournir aussi la tension de référence ( $V_{dc}^*$ ) qui varie légèrement avec le courant généré par le GPV qui dépend de l'éclaircement.

### 4.4.3 PLL

Afin de connecter une source d'énergie PV via un FAP au réseau électrique, il faut synchroniser la tension du générateur de production avec celle du réseau, c'est pourquoi les informations de phase et de fréquence de la tension du réseau sont nécessaires [14-16]. La PLL génère trois sinus unitaires pour la fabrication des courants de source de référence comme montré en figure 4.18.

### 4.5 Simulation de l'ensemble du système de compensation alimenté par un GPV

Cette partie concerne les résultats de simulation obtenus en régimes permanent et dynamique pour différentes conditions de charge et d'éclairement. Le système de compensation triphasé qui raccorde un GPV utilise la commande DCC avec un régulateur PI d'ordre fractionnaire et l'algorithme choisi pour la poursuite du point de puissance maximale est celui de InCond.

Les paramètres du système global simulé sont indiqués dans tableau 4.2.

**Tableau 4.2.** Paramètres de simulation d'un GPV raccordé à un FAP.

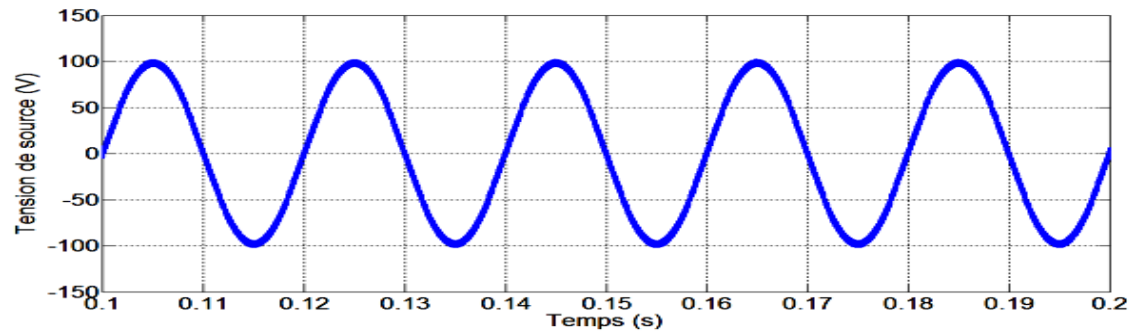
| $V_{s\ peak}$ | $f$   | $V_{dc}^*$ | $L_{ch}$ | $L_f$ | $C_{dc}$ | $R_1$       | $R_2$       | $N_s$ | $N_p$ |
|---------------|-------|------------|----------|-------|----------|-------------|-------------|-------|-------|
| 100 V         | 50 Hz | 200 V      | 0.1 mH   | 1 mH  | 1,1 mF   | 30 $\Omega$ | 30 $\Omega$ | 6     | 3     |

#### 4.5.1 Comportement d'un GPV raccordé à un FAP en régime permanent pour avec éclairement variable

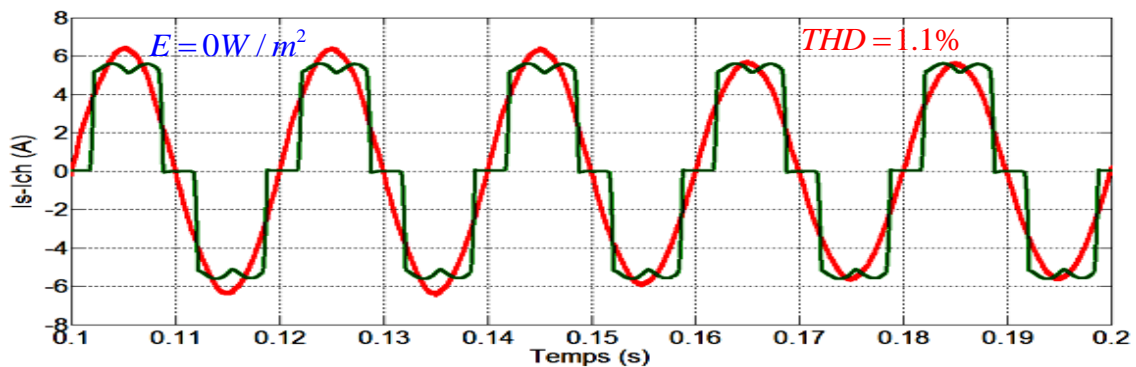
Dans un premier temps, le système global (GPV/FAP, réseau, charge polluante) a été simulé pour plusieurs niveaux d'éclairement en régime permanent la charge polluante restant identique.

##### 1) $E=0\ W/m^2$

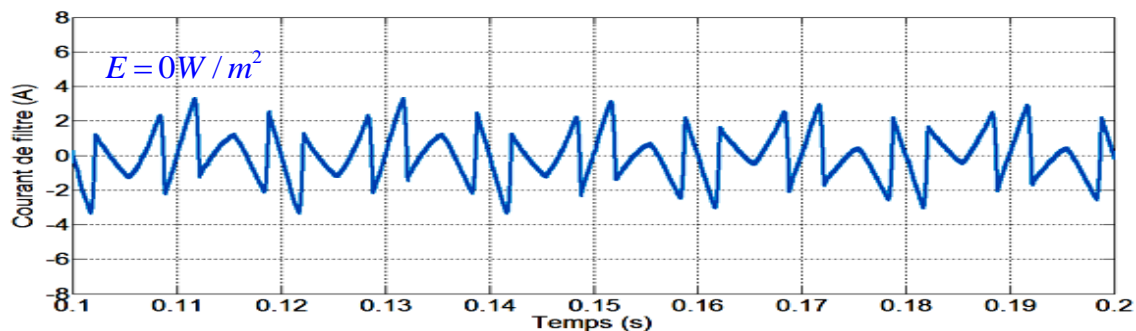
La figure 4. 19-a représente la tension de source. Aussi, les figures 4.19-b et 4.19-c représentent respectivement les courants de source et de charge et le courant de filtre. Le système global a été considéré comme un filtre actif de puissance en absence d'éclairement. Le courant de filtre  $I_f$  compense le courant de charge  $I_{ch}$  afin d'avoir un courant de source sinusoïdal  $I_s$  qui a la même amplitude que le courant  $I_{ch}$  avec un  $THD_i = 1.1\%$  respectant ainsi toujours la norme IEEE 519.



a)



b)

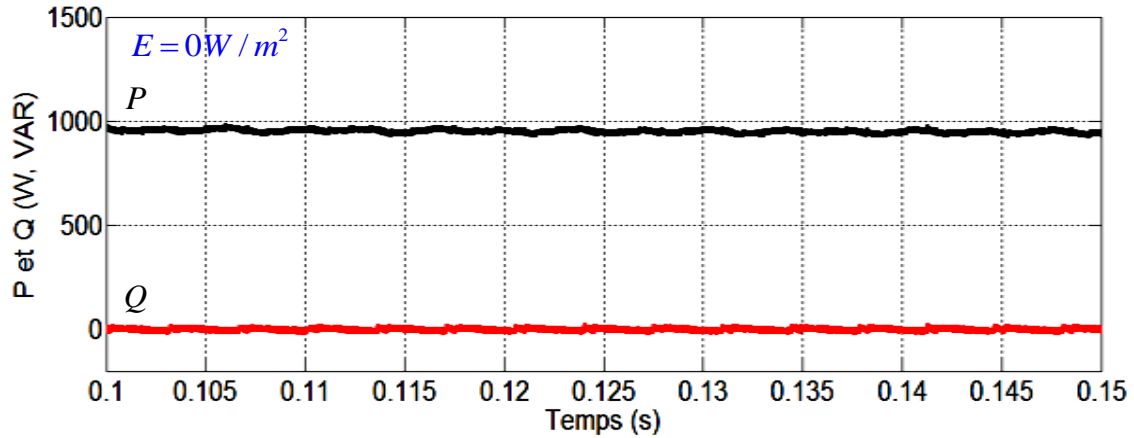


c)

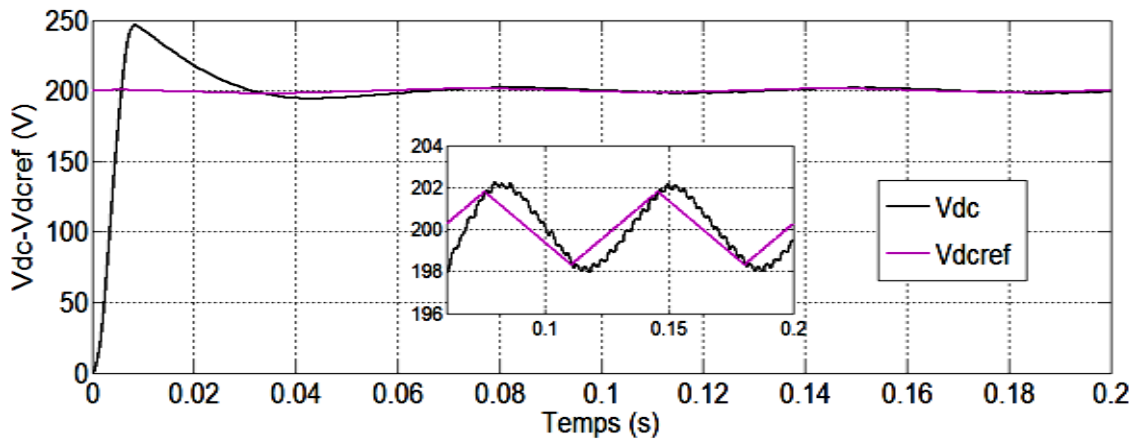
**Figure 4.19.** Simulation d'un système de compensation avec un GPV en régime permanent sans éclairement: a)  $V_s$ , b)  $I_s$  et  $I_{ch}$ , c)  $I_f$ .

Pour une charge donnée et un éclairement nul, on remarque que la puissance réactive  $Q$  sur la figure 4.20 oscille autour de zéro et la puissance active  $P$  reste constante.

La régulation du bus continu du FAP est un grand défi dans le cas du raccordement d'une source d'énergie renouvelable. Grâce à la technique de commande fiable on peut remarquer d'après la figure 4.21 que la tension aux bornes du condensateur oscille autour de sa référence après un court transitoire. L'efficacité du régulateur FO-PI est claire d'après cette figure.



**Figure 4.20.** Simulation d'un système de compensation avec GPV en régime permanent sans éclairage: a)  $P$  , b)  $Q$  .

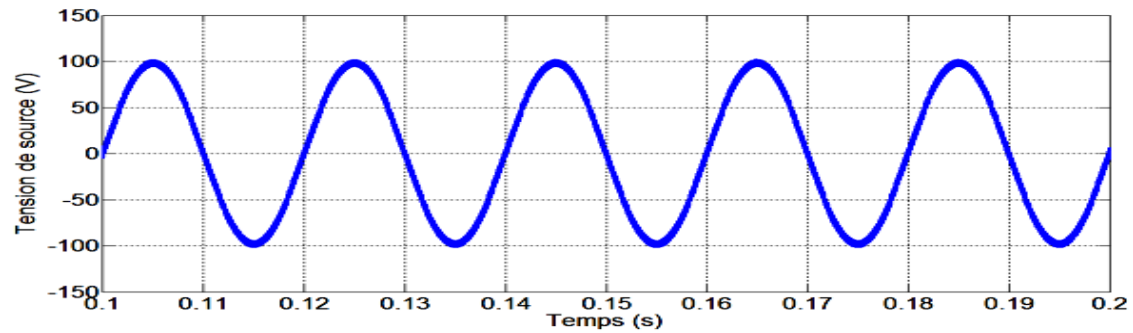


**Figure 4.21.** Simulation d'un système de compensation avec GPV en régime permanent sans éclairage: a)  $V_{dc}$  , b)  $V_{dc}^*$  .

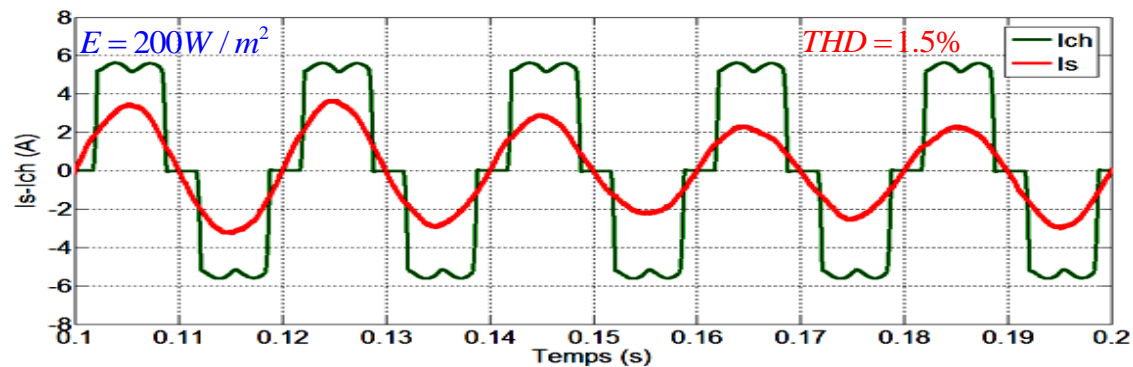
Maintenant, nous allons présenter les résultats de simulation du système global avec différents niveaux d'éclairage.

## 2) $E=200 \text{ W/m}^2$

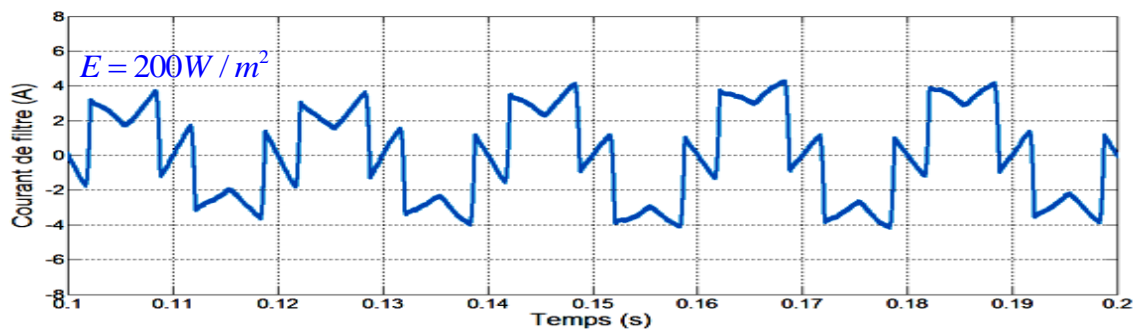
Comme la figure 4.19, la figure 4. 22 présente les mêmes grandeurs du système global mais avec un éclairage  $E = 200 \text{ W/m}^2$ . Alors, le GPV va injecter un courant PV continu ( $I_{pv}$ ) qui est ajouté au courant de filtre généré par l'onduleur de tension, par conséquent ainsi un nouveau courant de filtre  $I_f$  est généré comme montré en figure 4.22-c. Par conséquent, la charge va absorber le courant PV et fait diminuer le courant de source. Autrement dit, la charge consomme toute l'énergie PV et éventuellement le reste de l'énergie provient du réseau électrique.



a)



b)

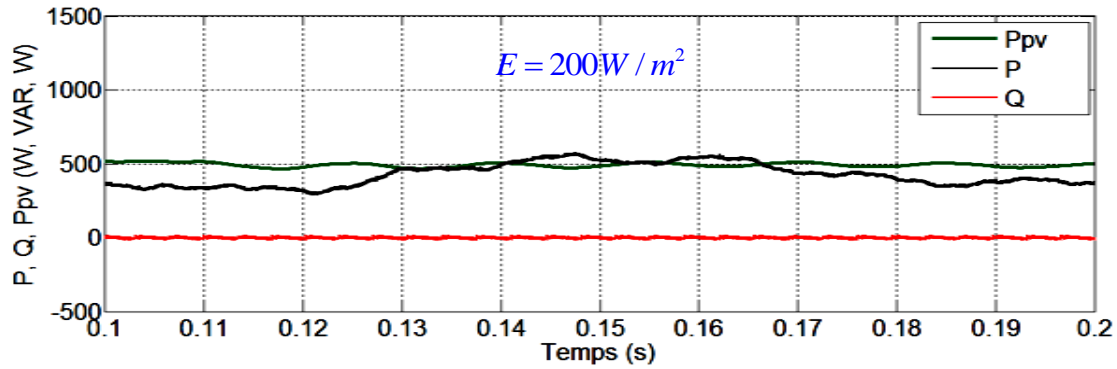


c)

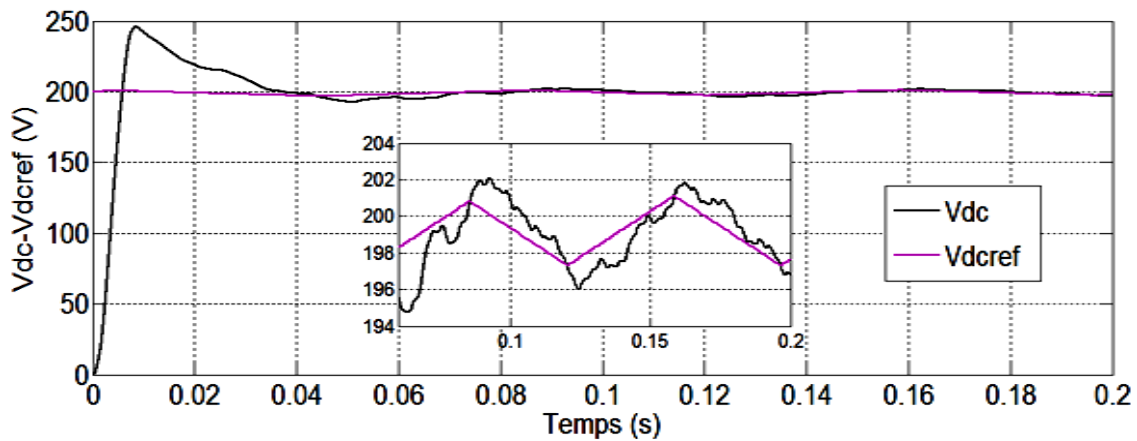
**Figure 4. 22.** Simulation d'un système de compensation avec un GPV, en régime permanent pour un éclairement égal à  $200W/m^2$  de : a)  $V_s$ , b)  $I_s$  et  $I_{ch}$ , c)  $I_f$ .

Dans la figure 4.20, la puissance PV est nulle ( $E = 0W/m^2$ ), mais d'après la figure 4.23, on remarque que la puissance active  $P$  délivrée par le réseau est diminuée de moitié en injectant une puissance PV ( $P_{pv}$ ) égale à  $500W$ . La bonne qualité de l'énergie est assurée toujours en gardant la puissance réactive  $Q$  autour de zéro.

La figure 4.24 présente la tension du condensateur  $V_{dc}$  et sa référence  $V_{dc}^*$ . Le suivi de la référence est vérifié d'après cette figure, néanmoins de légères oscillations sont observées à cause de l'énergie PV transférée par ce bus continu.



**Figure 4.23.** Simulation d'un système de compensation avec un GPV en régime permanent pour un éclairement égal à  $200W/m^2$  de :  $P$  ,  $Q$  ,  $P_{pv}$ .

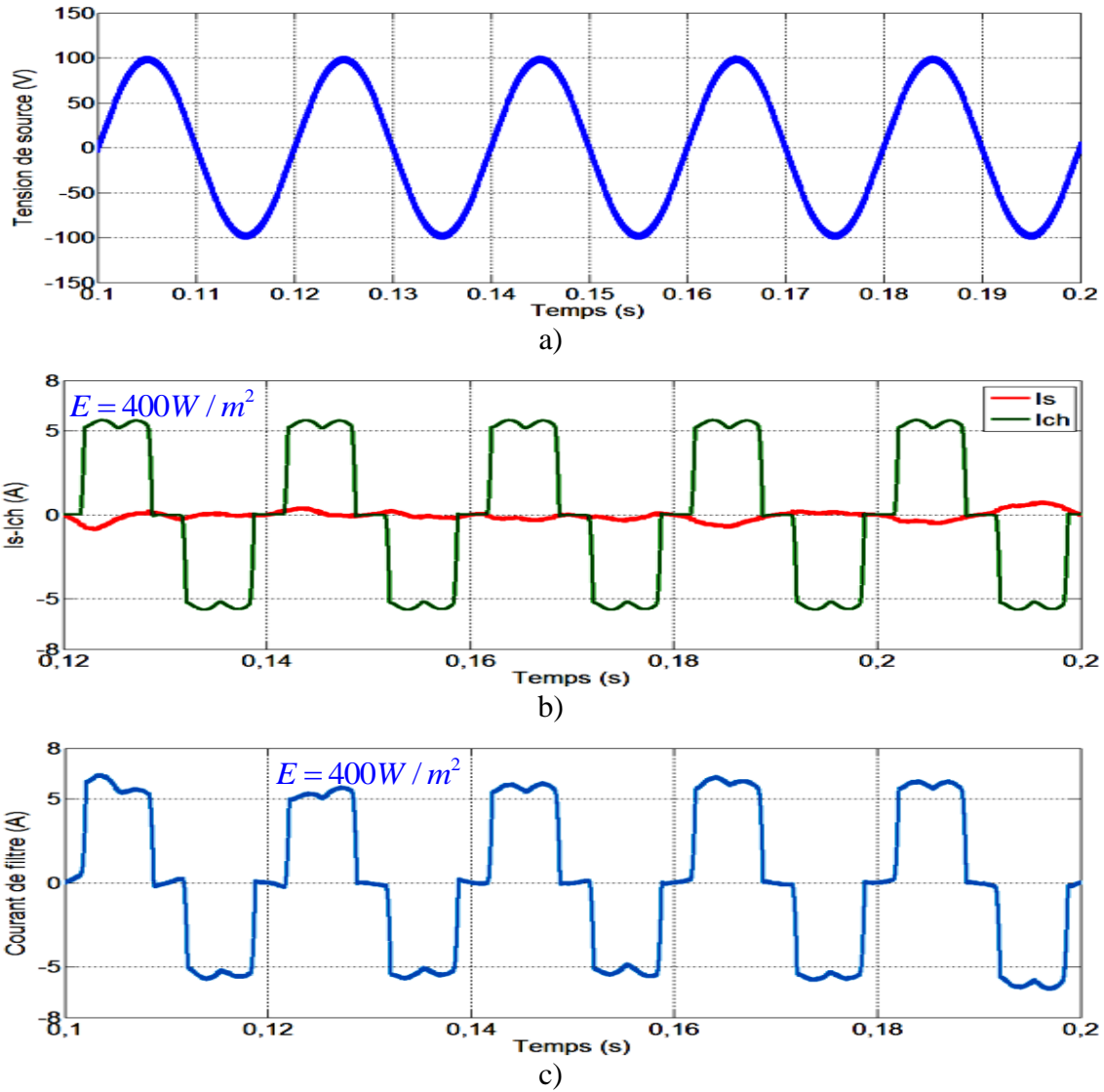


**Figure 4.24.** Simulation d'un système de compensation avec GPV en régime permanent pour un éclairement égal à  $200W/m^2$  de la tension du condensateur  $V_{dc}$  et sa référence.

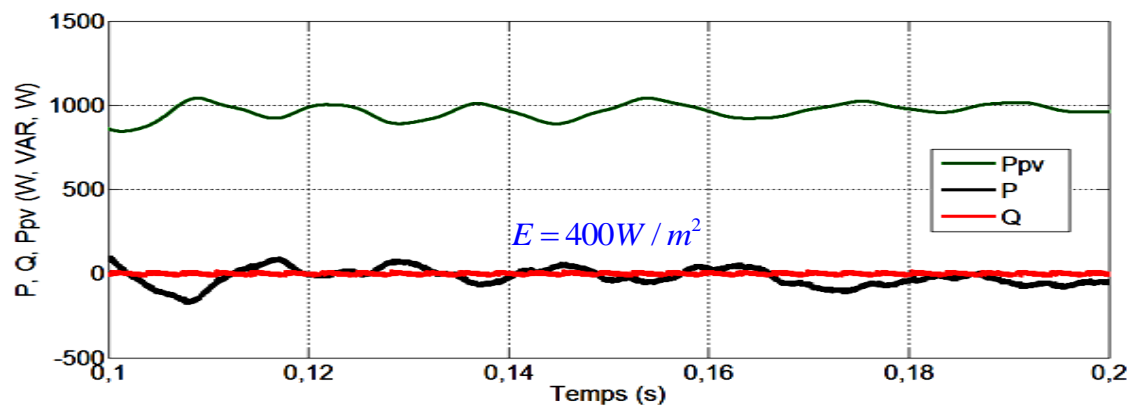
3)  $E=400 W/m^2$

Une autre augmentation du niveau de l'éclairement ( $E = 400W/m^2$ ) a été effectuée lors de cette simulation. D'après la figure 4.25, on remarque que ce niveau d'éclairement génère un courant à partir du FAP/GPV égal au courant consommé par la charge ( $I_{ch} = I_f$ ). Alors le courant de source est nul ( $I_s = 0$ ). Car dans ce cas, le GPV satisfait les besoins de la charge polluante.

La figure 4.26 montre clairement qu'à un éclairement  $E = 400W/m^2$  le GPV génère une puissance égale presque à  $1000 W$ . Alors, la puissance  $P$  délivrée par le réseau est presque nulle en assurant toujours une bonne qualité d'énergie par la compensation de la puissance réactive ( $Q = 0$ ).

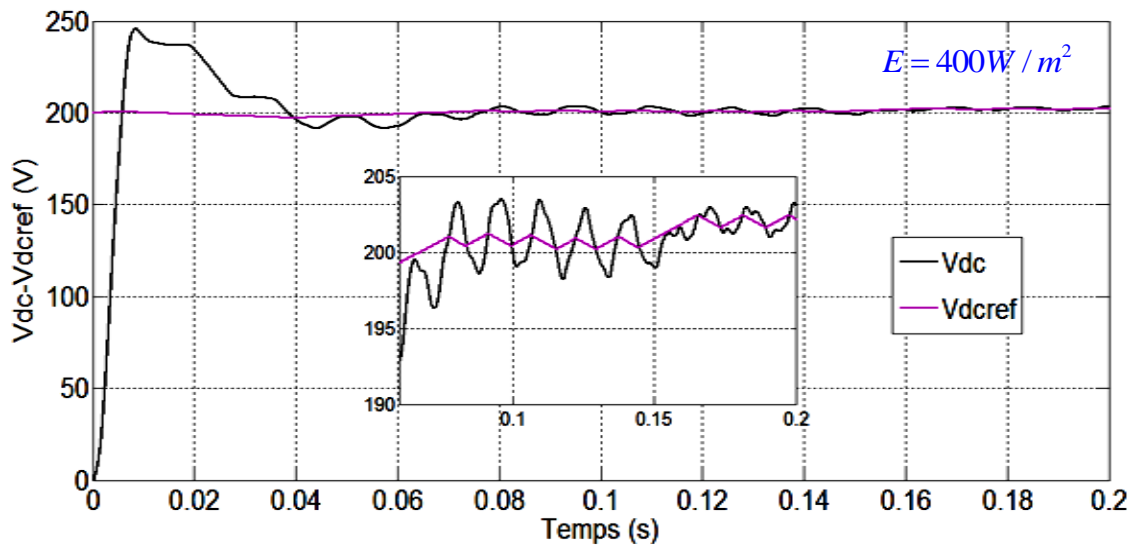


**Figure 4.25.** Simulation d'un système de compensation avec un GPV en régime permanent pour un éclairement égal à  $400W / m^2$  : a)  $V_s$ , b)  $I_s$  et  $I_{ch}$ , c)  $I_f$ .



**Figure 4.26.** Simulation d'un système de compensation avec GPV en régime permanent pour un éclairement égal à  $400W / m^2$  de :  $P$ ,  $Q$ ,  $P_{pv}$ .

La tension  $V_{dc}$  suit sa référence  $V_{dc}^*$  parfaitement lorsque l'éclairement vaut  $400W/m^2$  comme montré sur la figure 4.27.



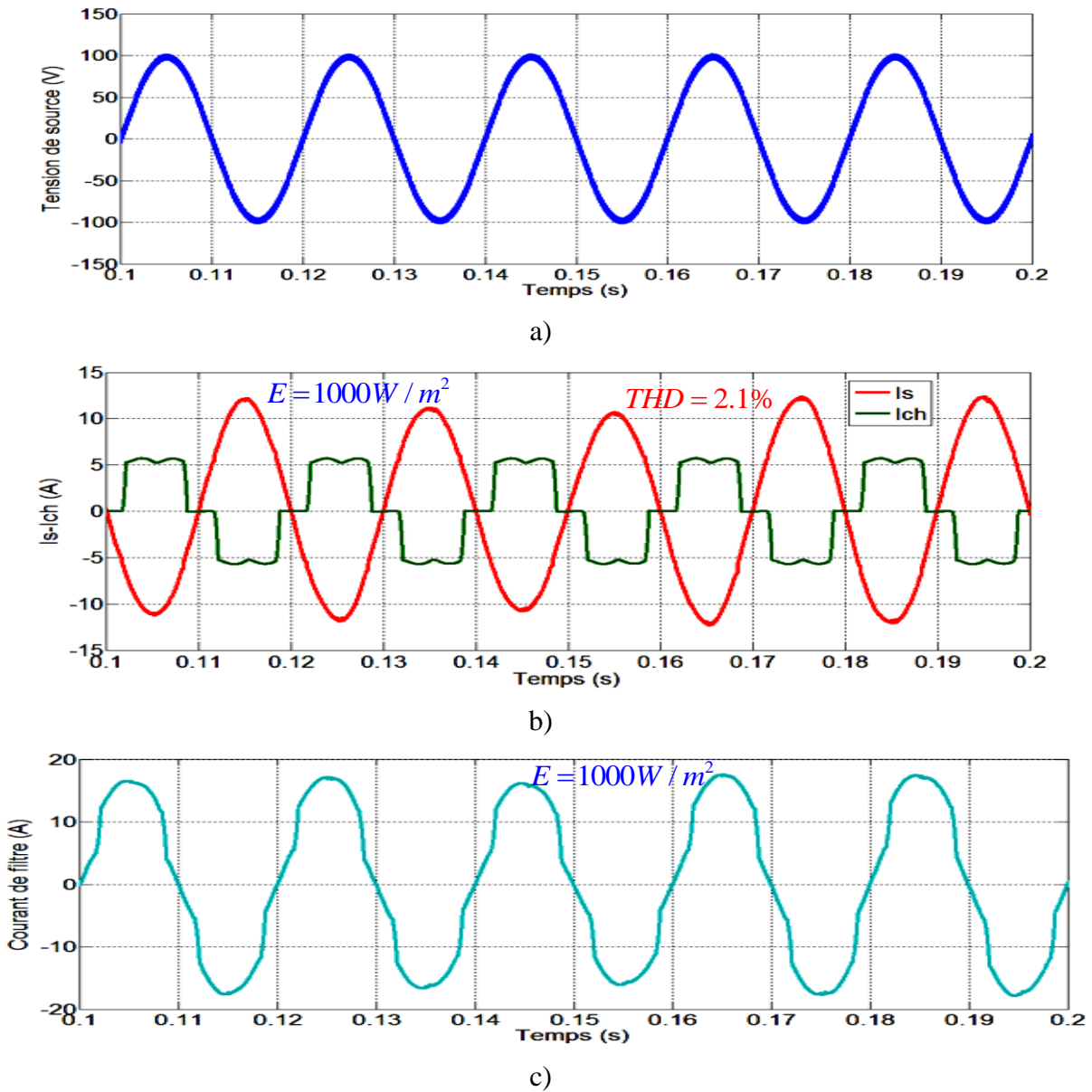
**Figure 4.27.** Simulation d'un système de compensation avec un GPV en régime permanent pour un éclairement égal à  $400W/m^2$  de la tension du condensateur  $V_{dc}$  et sa référence.

#### 4) $E=1000 W/m^2$

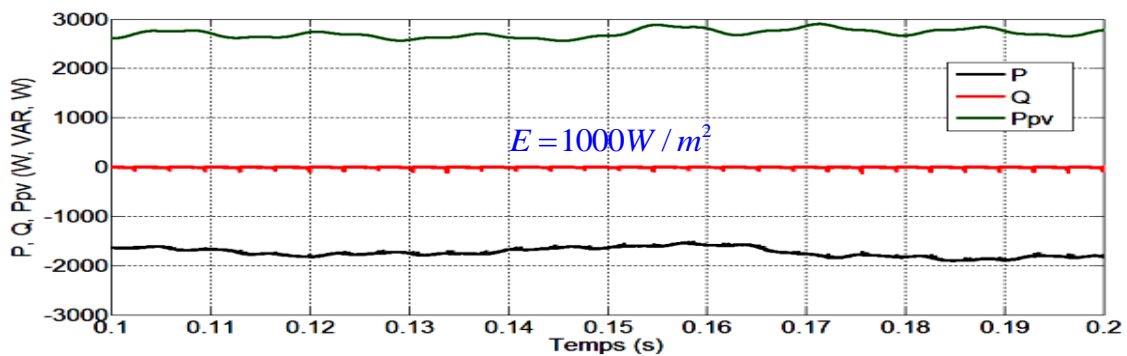
La dernière simulation en régime permanent correspond à un niveau maximal d'éclairement ( $E=1000W/m^2$ ). D'après la figure 4.28, on remarque que le courant de source est en opposition de phase avec le courant de charge et la tension du réseau. Cela veut dire qu'une partie du courant  $I_f$  généré par le FAP/GPV est absorbé par la charge et le reste sera injecté vers le réseau électrique ( $I_f = I_s + I_{ch}$ ). La qualité du courant  $I_s$  va diminuer légèrement correspondant à un THD égal à 2.1%.

La figure 4.29 montre l'efficacité du système global en assurant une bonne qualité de l'énergie avec une puissance réactive nulle ( $Q=0$ ) et une injection parfaite de l'énergie PV vers le réseau électrique après satisfaction des besoins énergétiques de la charge polluante.

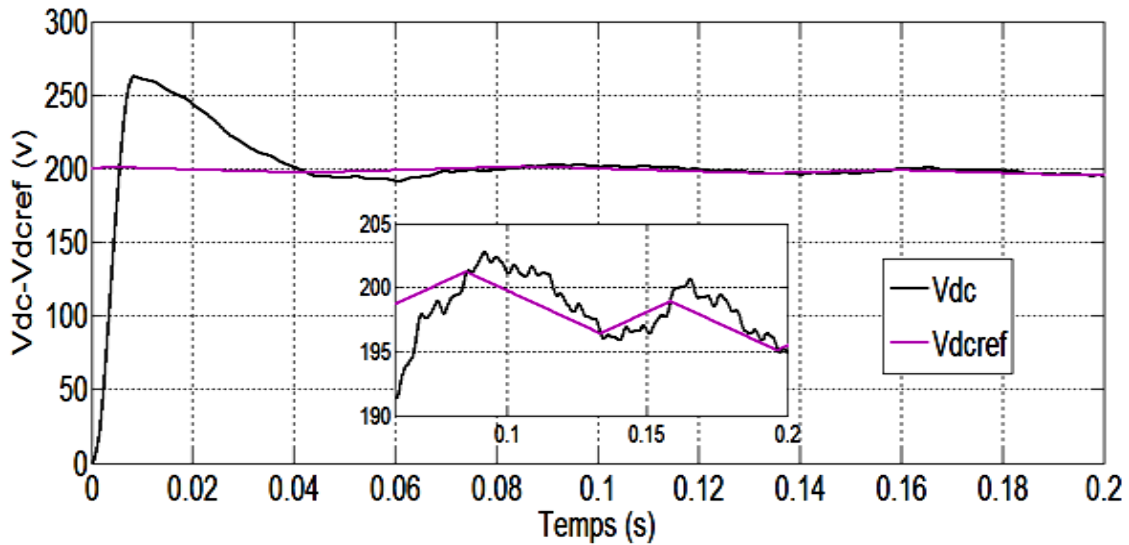
Le bus continu responsable du transfert de l'énergie PV continuera à garder sa stabilité pour l'injection maximale de la puissance du GPV pour un éclairement égal à  $1000W/m^2$  comme illustré dans la figure 4.30.



**Figure 4.28.** Simulation d'un système de compensation avec un GPV en régime permanent pour un éclairement égal à  $1000W / m^2$  : a)  $V_s$ , b)  $I_s$  et  $I_{ch}$ , c)  $I_f$ .



**Figure 4.29.** Simulation d'un système de compensation avec un GPV, en régime permanent pour un éclairement égal à  $1000W / m^2$  de :  $P$ ,  $Q$ ,  $P_{pv}$ .



**Figure 4.30.** Simulation d'un système de compensation un GPV, en régime permanent pour un éclairement égal à  $1000W/m^2$  de la tension du condensateur  $V_{dc}$  et sa référence.

#### 4.5.2 Régime dynamique

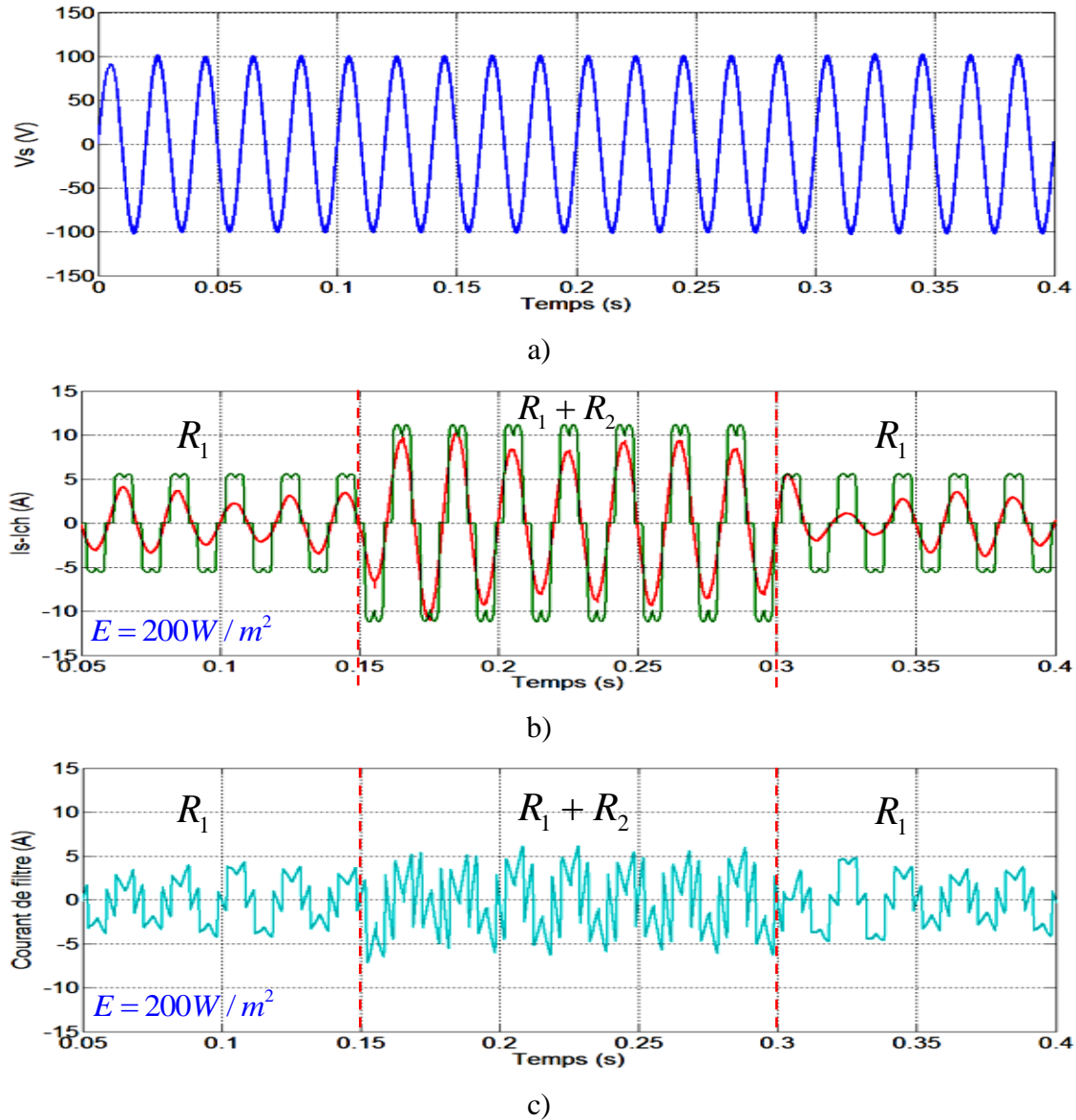
Nous allons à présent nous intéresser aux simulations du système global (FAP/GPV, réseau et charge polluante) avec des variations de la charge et de l'éclairement.

##### 1) Variation de la charge ( $E=200$ )

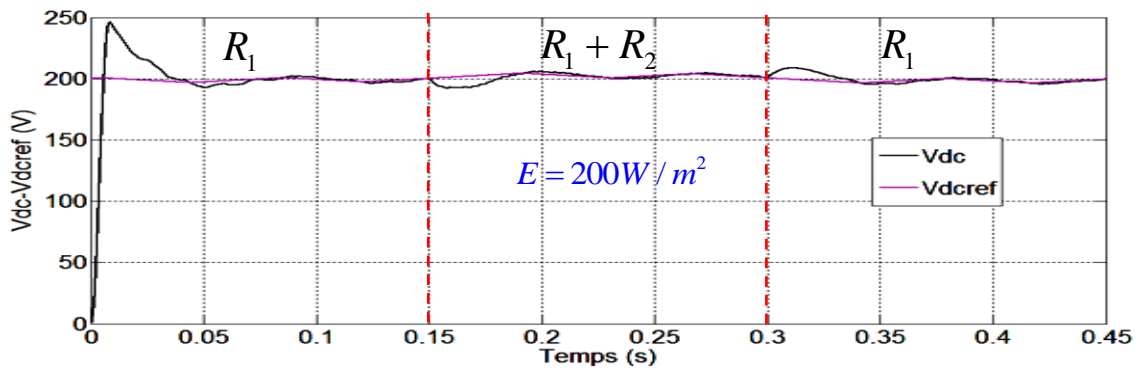
La figure 4.31 représente la tension et les courants du système global avec un éclairement donné ( $E = 200W/m^2$ ) et une variation de la charge aux instants  $t=0.15s$  et  $t=0.3s$ . Il est à noter qu'aucun phénomène indésirable n'a été enregistré durant les variations de la charge.

La figure 4.32 prouve que la tension  $V_{dc}$  suit sa référence  $V_{dc}^*$  parfaitement malgré une variation sévère de la charge polluante avec un temps de réponse très court grâce au régulateur PI d'ordre fractionnaire.

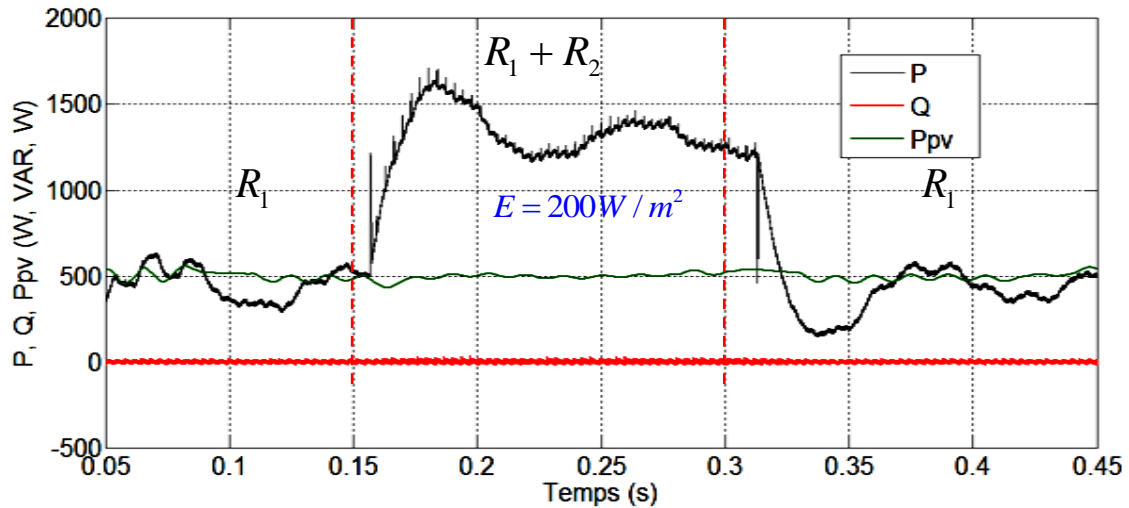
Avec une injection d'une puissance PV ( $P_{pv}$ ) égale à  $500W$ , la puissance réactive  $Q$  demeure autour de zéro et la puissance active  $P$  augmente à l'instant du branchement de la deuxième charge ( $t = 0.15$ ) et diminue à l'instant du retour à l'état initial comme montré dans la figure 4.33.



**Figure 4.31.** Simulation d'un système de compensation un GPV pour un éclairement égal à  $200W/m^2$  et deux variations de la charge : a)  $V_s$ , b)  $I_s$  et  $I_{ch}$ , c)  $I_f$ .



**Figure 4.32.** Simulation d'un système de compensation un GPV pour un éclairement égal à  $200W/m^2$  et deux variations de la charge, la tension du condensateur  $V_{dc}$  et sa référence.

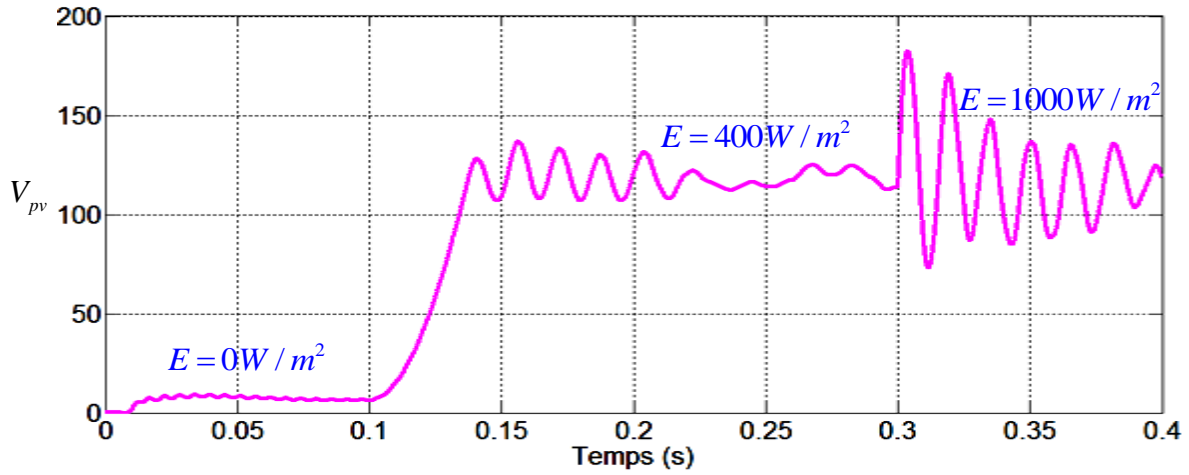


**Figure 4.33.** Simulation d'un système de compensation un GPV pour un éclairement égal à  $200\text{ W}/\text{m}^2$  et deux variations de la charge : a)  $P$ , b)  $Q$ , c)  $P_{pv}$ .

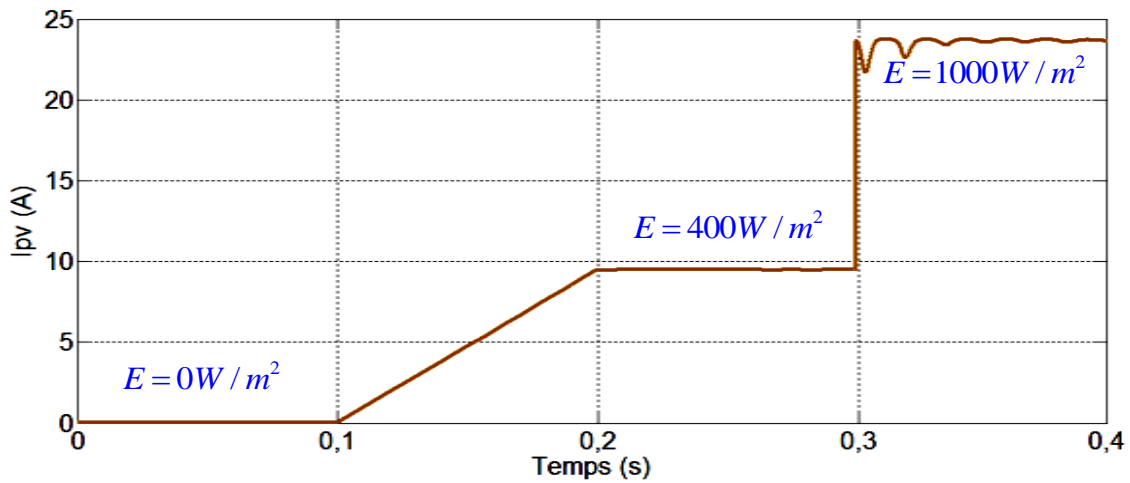
## 2) Variation de l'éclairement

La charge étant maintenue constante on utilise un certain profil d'irradiation afin d'observer le comportement de notre système en réponse à des perturbations externes sur le GPV. La figure 4.34 montre la tension (a), le courant (b) et la puissance (c) du GPV. Dans un premier temps, un éclairement nul a été employé entre  $t=0\text{ s}$  et  $t=0.1\text{ s}$ . Ensuite l'éclairement croit progressivement jusqu'à  $400\text{ W}/\text{m}^2$  à l'instant  $t=0.2\text{ s}$  puis il garde cette valeur jusqu'à l'instant  $t=0.3\text{ s}$ . Enfin, il augmente brusquement jusqu'à  $1000\text{ W}/\text{m}^2$ . On remarque que l'influence du changement de l'éclairement est observable sur les courbes de courant et de puissance du générateur. En revanche la tension semble peu sensible à ces variations car celle-ci dépend de la température.

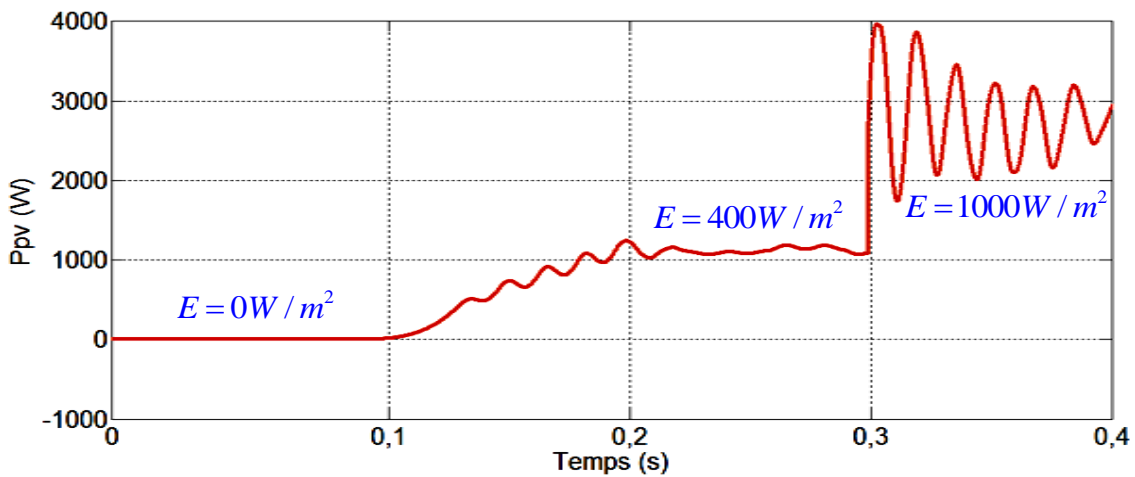
La figure 4.35 illustre la tension et les courants du système global pour plusieurs niveaux d'éclairement. Avant l'instant  $t=0.15\text{ s}$ , le système global se comporte comme un simple FAP car le courant  $I_{pv}$  est nul. A partir de l'instant  $t=0.15\text{ s}$  jusqu'à  $t=0.3\text{ s}$ , le courant de source est presque nul donc la puissance délivrée par le GPV est égale à la puissance consommée par la charge polluante. Après l'instant  $t=0.3\text{ s}$ , le GPV délivre sa puissance maximale ( $E=1000\text{ W}/\text{m}^2$ ) donc une partie de cette puissance sera consommée par la charge, l'autre partie sera injectée dans le réseau.



a)

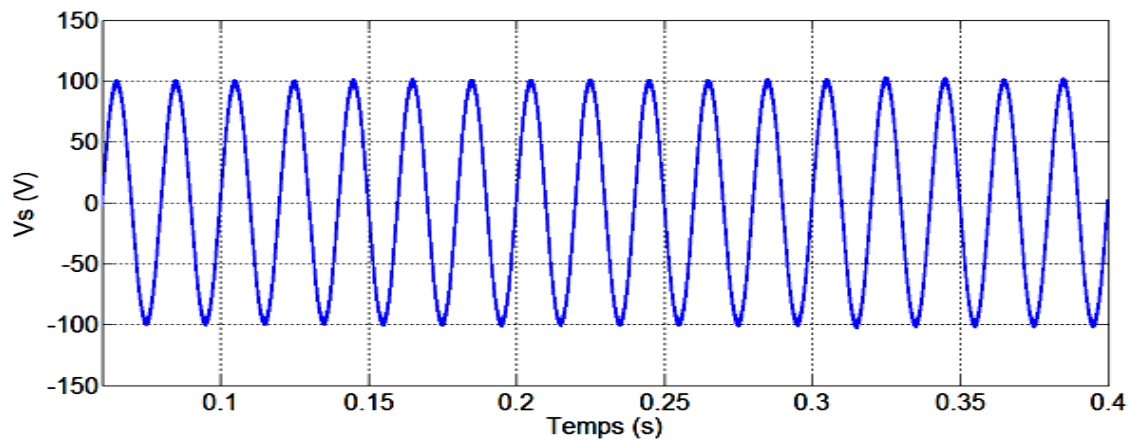


b)

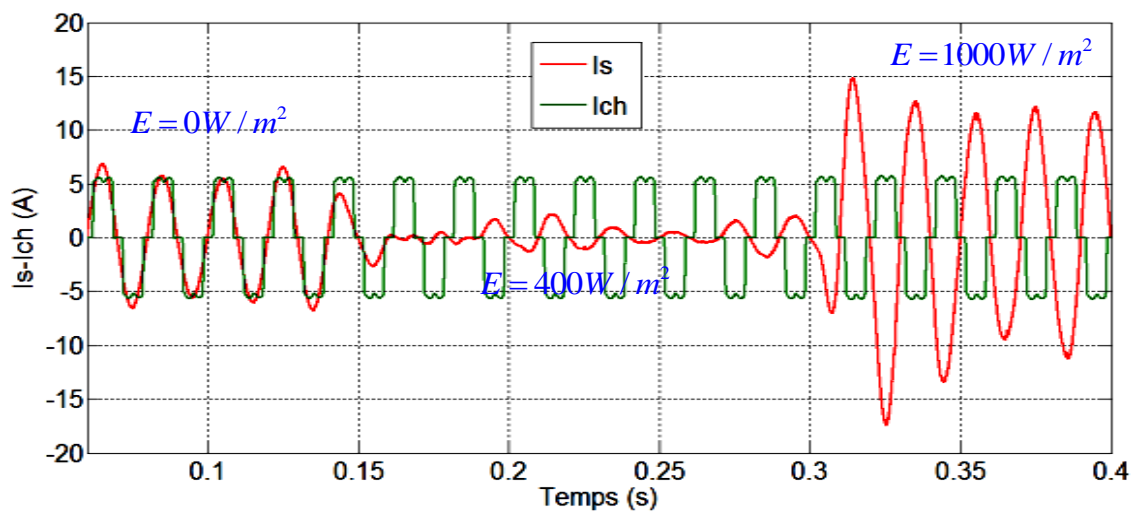


c)

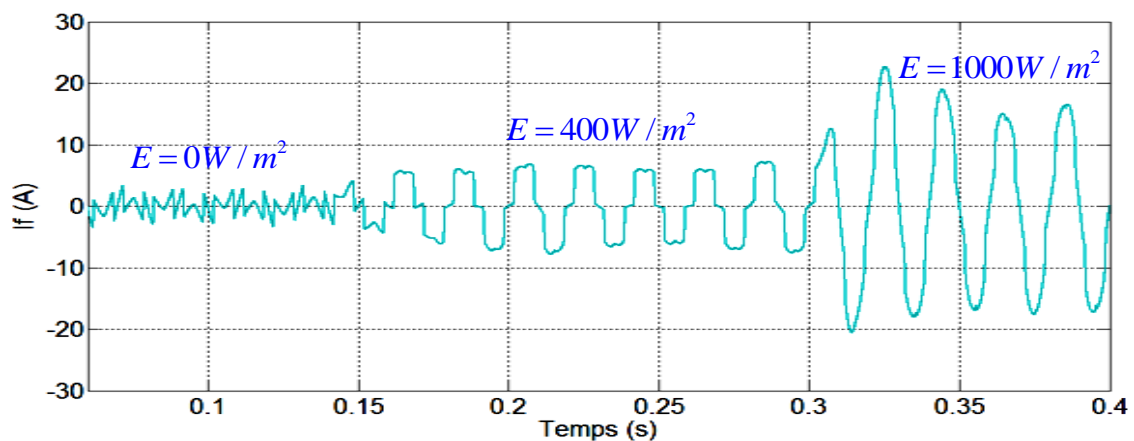
**Figure 4.34.** Simulation d'un système de compensation un GPV pour un éclairement variable et une charge constante: a)  $V_{pv}$ , b)  $I_{pv}$ , c)  $P_{pv}$ .



a)



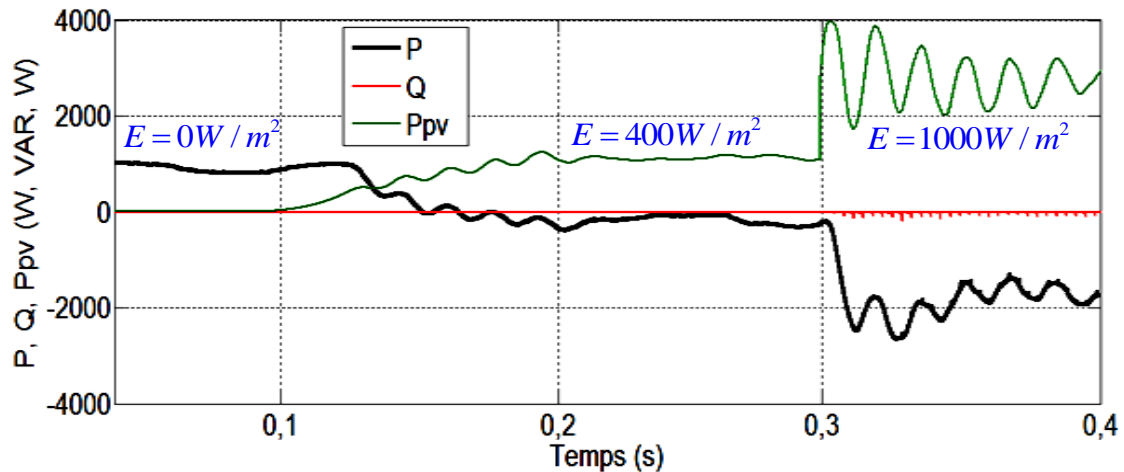
b)



c)

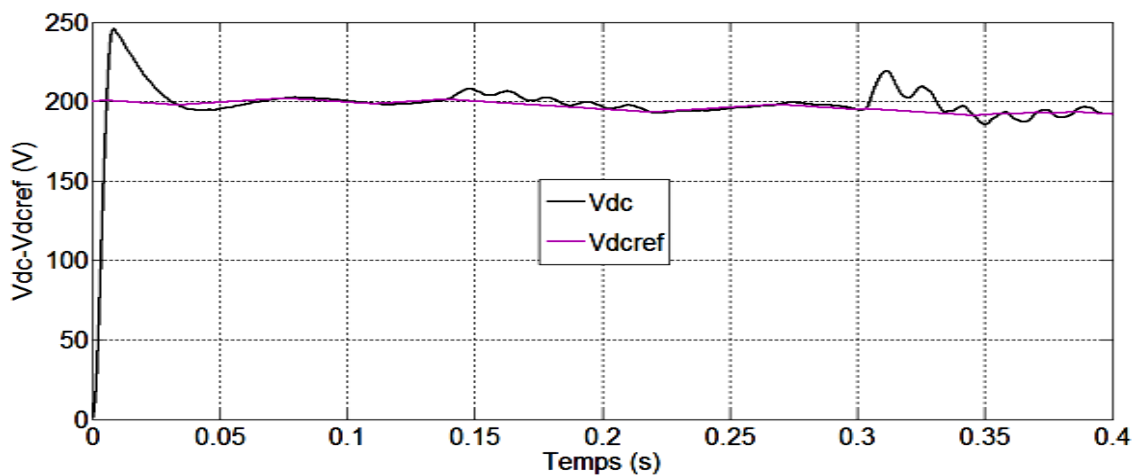
**Figure 4.35.** Simulation d'un système de compensation GPV pour un éclairement variable et une charge constante : a)  $V_s$ , b)  $I_s$  et  $I_{ch}$ , c)  $I_f$ .

La figure 4.36 représente les puissances active  $P$ , réactive  $Q$  et PV  $P_{pv}$ . D'après cette figure, on peut dire que lorsque l'éclairement est nul la puissance  $P$  sera consommée par la charge et lorsque la puissance PV satisfait la demande énergétique de la charge, la puissance active sera nulle. Dans le dernier cas lorsque le GPV génère sa puissance maximale, une grande partie va être injectée dans le réseau. Dans tous les cas la bonne qualité de l'énergie est assurée par la compensation de la puissance réactive ( $Q=0$ ).



**Figure 4.36.** Simulation d'un système de compensation un GPV pour un éclairement variable et une charge constante : a)  $P$ , b)  $Q$ , c)  $P_{pv}$ .

La tension  $V_{dc}$  suit toujours sa référence  $V_{dc}^*$  quel que soit le niveau de l'éclairement comme indiqué dans la figure 4.37.



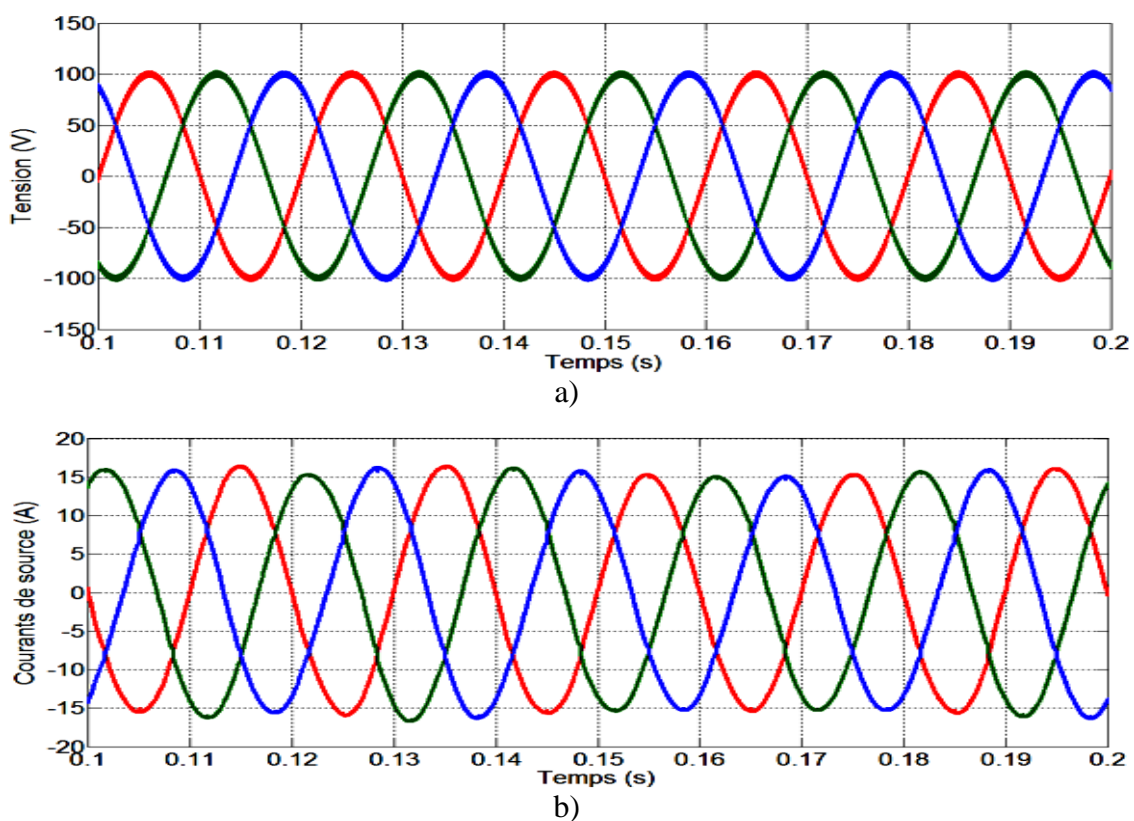
**Figure 4.37.** Simulation d'un système de compensation un GPV pour un éclairement variable et une charge constante, de la tension du condensateur  $V_{dc}$  et sa référence.

### 4.5.3 Sans charge polluante

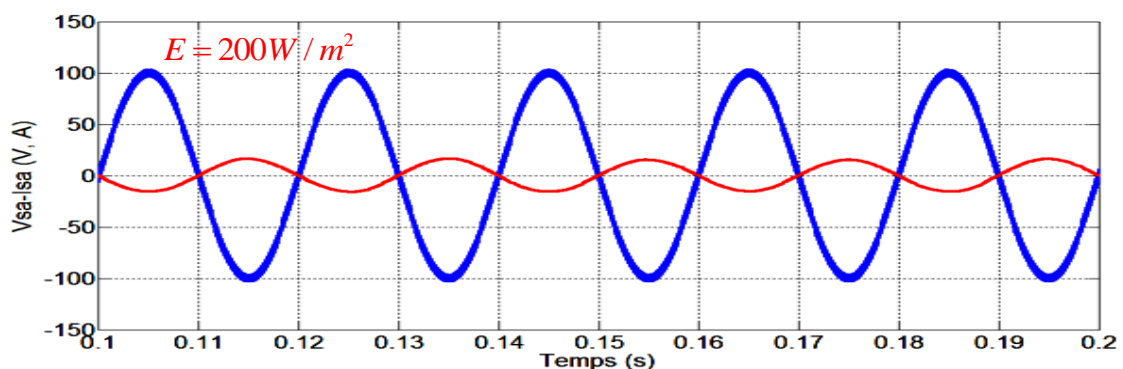
Après les tests de variation de l'éclairement et de la charge, un autre test a été simulé à vide.

#### 1) Eclairage constant

La figure 4.38 présente les tensions et courants du réseau pour une valeur donnée de l'éclairement. On remarque que les courants ont des formes d'onde sinusoïdales mais sont en opposition de phase avec les tensions. Cela est clair dans la figure 4.39 où seule la phase (a) est représentée.



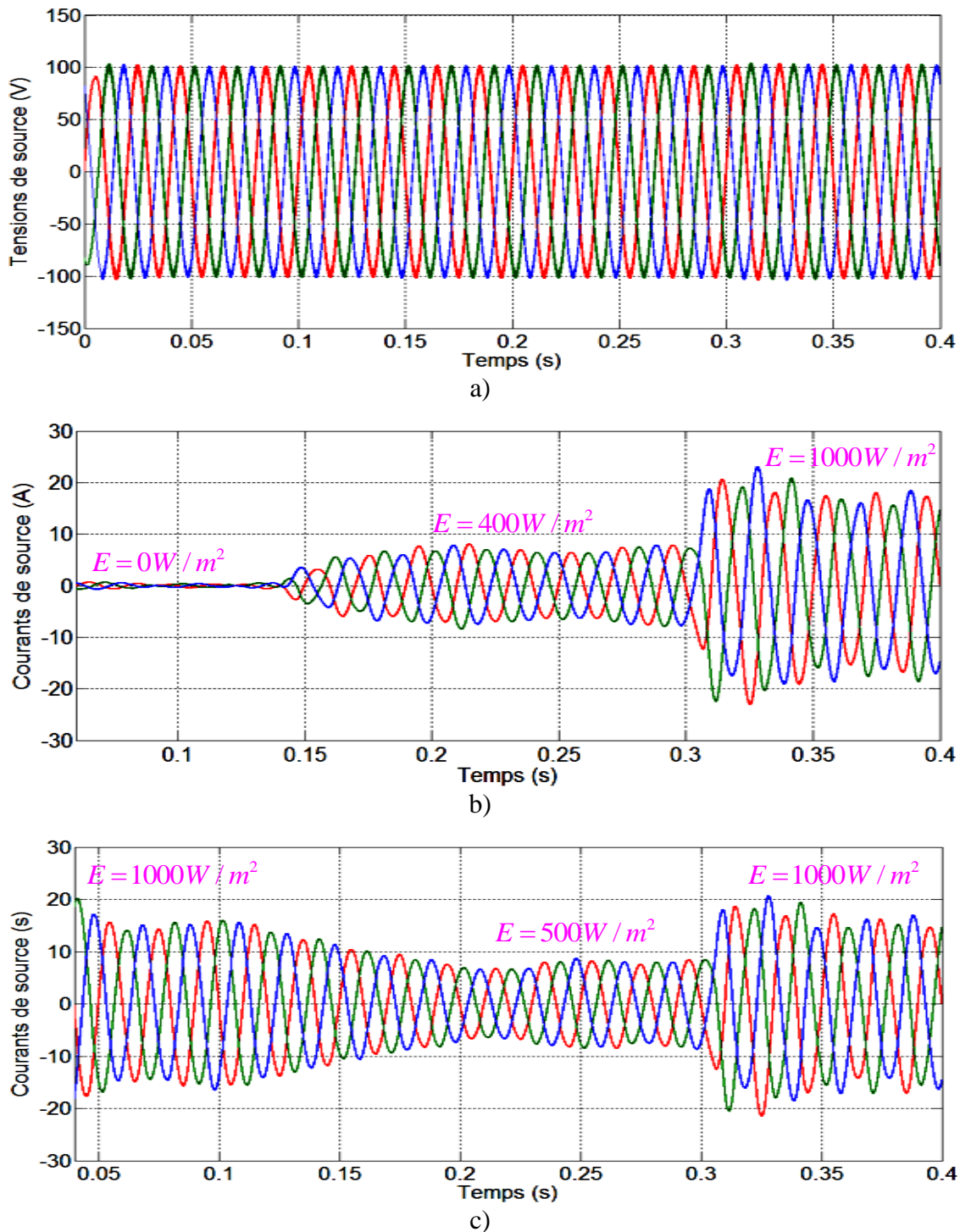
**Figure 4.38.** Simulation du système global à vide, a)  $V_{sa,b,c}$ , b)  $I_{sa,b,c}$ .



**Figure 4.39.** Simulation du système global à vide pour la phase (a).

## 2) Eclairage variable

La figure 4.3 présente les tensions et courants du réseau pour un certain profil d'éclairage. On remarque que l'amplitude du courant injecté vers le réseau est proportionnelle à l'éclairage, figure 4.3-b et figure 4.3-c.



**Figure 4.40.** Simulation du système global à vide, a)  $V_{sa,b,c}$ , b)  $I_{sa,b,c}$  pour le premier profil d'éclairage, c)  $I_{sa,b,c}$  pour le deuxième profil d'éclairage.

#### 4.6 Validation expérimentale de la simulation du système global

Cette partie concerne les résultats expérimentaux de la commande DCC avec un régulateur PI d'ordre fractionnaire pour un FAP triphasé et la technique InCond pour le suivi du point maximum de la puissance PV. Ces deux techniques de commande sont implantées dans une plateforme de type dSPACE pour contrôler le système global (FAP/GPV, réseau, charge polluante) au sein du laboratoire des énergies renouvelables de l'université de Ferhat Abbas Sétif-1.

Les différentes parties constituant le banc d'essai expérimental ont été décrites précédemment dans ce chapitre. Aussi le chapitre 2 contient toutes les informations concernant le FAP. Ainsi, le système global se compose principalement d'un filtre actif parallèle triphasé à structure tension (onduleur de tension triphasé, des inductances de lissage et du condensateur du bus continu), d'une charge polluante (pont de diode triphasé + charge RL) raccordée à un réseau électrique triphasé équilibré et un GPV représenté par des panneaux PV réel ou bien un émulateur PV.

La commande du FAP est basée sur une carte dSPACE (DS1104) insérée dans un PC-Pentium permettant l'implantation de la technique DCC. La partie soft de l'émulateur avec la technique InCond ont été implantés dans une seconde carte dSPACE (DS1104) insérée dans un deuxième PC-Pentium comme indiqué dans la figure 4.41 afin de garantir la rapidité des deux cartes fonctionnant en temps réel. Dans le cas de l'implémentation des deux commandes avec le modèle de l'émulateur sur une seule carte, un blocage total du système de commande a été rencontré à cause de la grande quantité de calculs à effectuer.

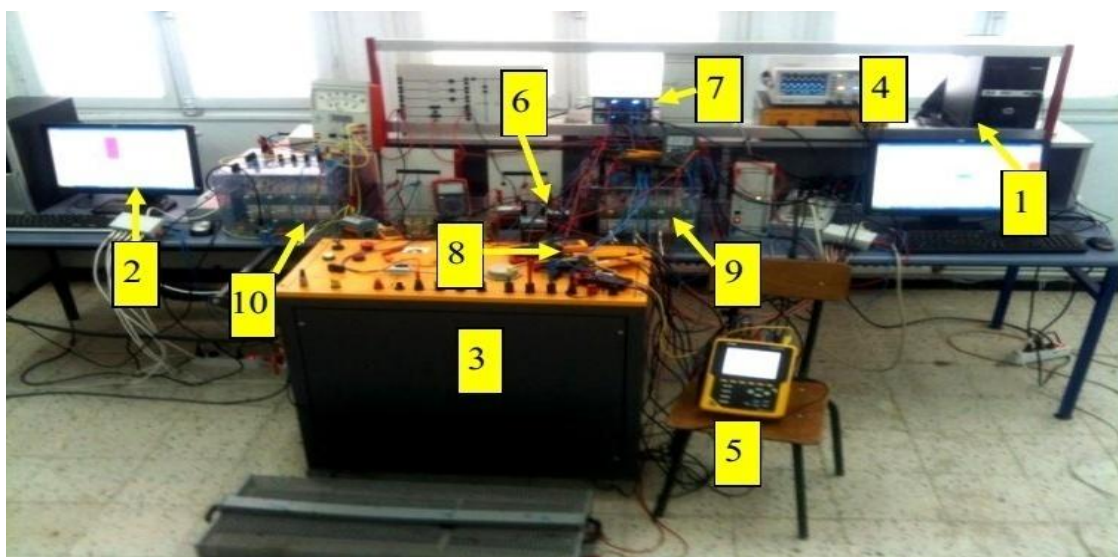


Figure 4.41. Photographie du système global.

**Tableau 4. 3.** Les éléments indiqués dans la figure 2.39.

| N°  | Elément                       | N°   | Elément               |
|-----|-------------------------------|------|-----------------------|
| (1) | PC <sub>1</sub> + dSPACE 1104 | (6)  | Bobine de filtrage    |
| (2) | PC <sub>2</sub> + dSPACE 1104 | (7)  | Capteurs de tension   |
| (3) | Transformateur                | (8)  | Capteurs de courant   |
| (4) | Oscilloscope                  | (9)  | Onduleur Semikron (1) |
| (5) | Analyseur des puissances      | (10) | Onduleur Semikron (2) |

Les paramètres des éléments utilisés durant les tests pratiques de la figure 4.41 sont indiqués dans le tableau 4.4.

**Tableau 4.4.** Paramètres du circuit électrique et les données de la commande du système global.

|   |              |
|---|--------------|
| Tension efficace du réseau $V_s$                      | 70 V         |
| Fréquence du réseau $f$                               | 50 HZ        |
| Résistance de la charge $R_1$                         | 20 $\Omega$  |
| Résistance de la charge $R_2$                         | 20 $\Omega$  |
| Self de l'inductance du hacheur                       | 4 mH         |
| Self de l'inductance de l'émulateur                   | 4 mH         |
| Self de l'inductance de filtrage $L_{ch}$             | 4 mH         |
| Self de l'inductance de couplage $L_f$                | 4 mH         |
| Capacité du bus continu $C_{dc}$                      | 1100 $\mu F$ |
| Fréquence d'échantillonnage $f_s$                     | 30 kHz       |
| Référence de la tension continue de sortie $V_{dc}^*$ | 200 V        |
| Largeur de la bande d'hystérésis $\Delta I$           | 0.3 A        |

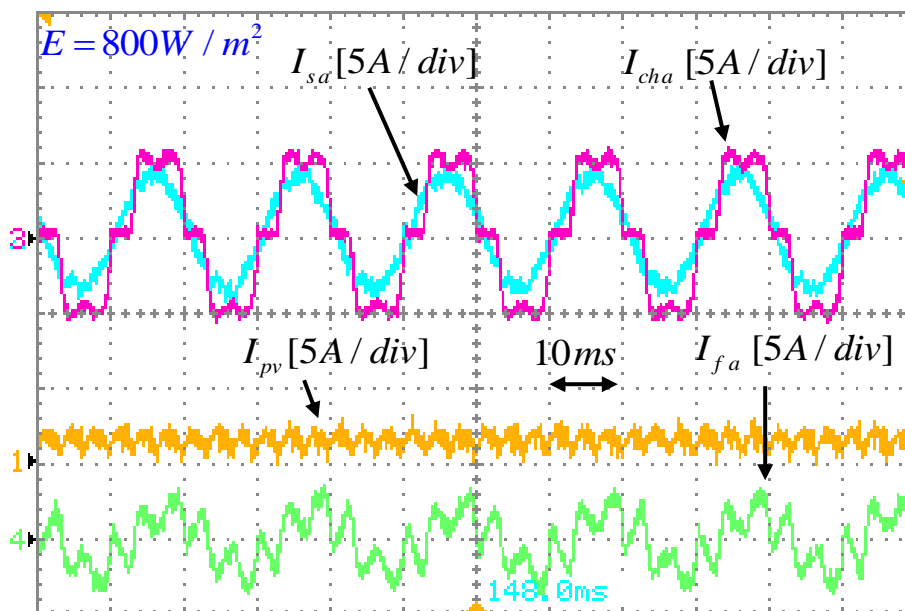
#### 4.6.1 Panneaux PV réels

Afin de montrer l'intérêt de la plateforme expérimentale du laboratoire des énergies renouvelables où nous avons testé le système de compensation triphasé avec la commande DCC intégrant un régulateur PI d'ordre fractionnaire dans la boucle externe de la tension, la technique InCond pour la maximisation de la puissance, nous exposons dans cette section les

différents résultats expérimentaux obtenus utilisant quatre panneaux PV réel de type STP085S-12Bb. Ces résultats sont montrés en régime permanent et transitoire (en débranchant le GPV, et insérant une charge supplémentaire). Les paramètres du circuit et de contrôle sont indiqués dans le tableau 4.4.

#### a) Régime permanent

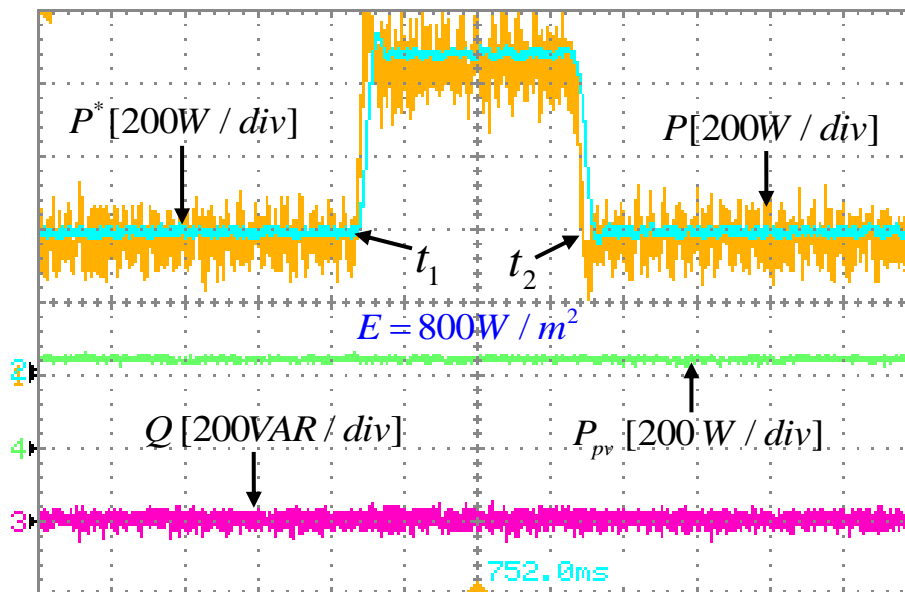
Après l'introduction du FAP/GPV en parallèle avec le système (réseau triphasé et charge non linéaire) et sous une tension simple de réseau  $V_s = 70 V$ , la commande DCC est élaborée à l'aide d'un régulateur FO-PI. La figure 4.42 présente le résultat expérimental en régime permanent du système global sous un éclairage de  $800W/m^2$  enregistré d'un jour d'été à midi. D'après cette figure, on remarque qu'après l'injection d'un courant PV ( $I_{pv}$ ), le courant de source ( $I_{sa}$ ) devient inférieur au courant consommé par la charge polluante ( $I_{cha}$ ). Donc, l'efficacité de la gestion de l'énergie PV en régime permanent a été vérifiée par la bonne qualité de l'énergie et mise en évidence par l'allure sinusoïdale du courant de source. Pour que la demande énergétique de cette charge soit indépendante du réseau électrique, il faut davantage d'éclairage avec plus de panneaux PV.



**Figure 4.42.** Résultats expérimentaux en régime permanent du courant du système avec un éclairage de  $800W/m^2$  avec des panneaux PV réels, 1) courant PV, 2) courant de source, 3) courant de charge, 4) courant de FAP/GPV.

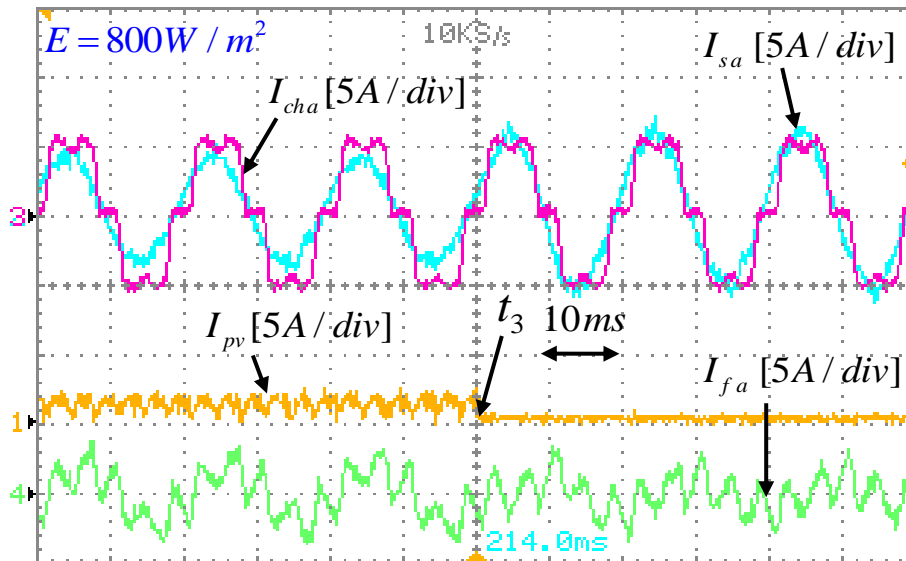
### b) Régime dynamique

Pour réaliser un contrôle plus performant à base de la technique de commande DCC tout en conservant ses avantages en régime permanent et en éliminant ses inconvénients en régime dynamique, le régulateur PI d'ordre fractionnaire a été intégré dans la boucle externe de ce contrôle pour prouver ses bonnes performances. C'est pour cela, l'essai de l'effet de la charge est effectué en modifiant la charge non-linéaire constituée d'un pont de diodes avec une charge RL en un pont de diodes avec une charge RLR à l'instant  $t_1$ , et en revenant ensuite à la charge initiale à l'instant  $t_2$  comme montré dans la figure 4.43. Sur cette figure, il est clair qu'après l'injection d'une puissance PV de  $P_{pv} \approx 220W$  aux instants des variations sévères de la charge, la puissance active suit parfaitement sa référence  $P^*$  sans oscillations et la qualité de l'énergie est assurée car la puissance réactive  $Q$  oscille toujours autour de zéro.



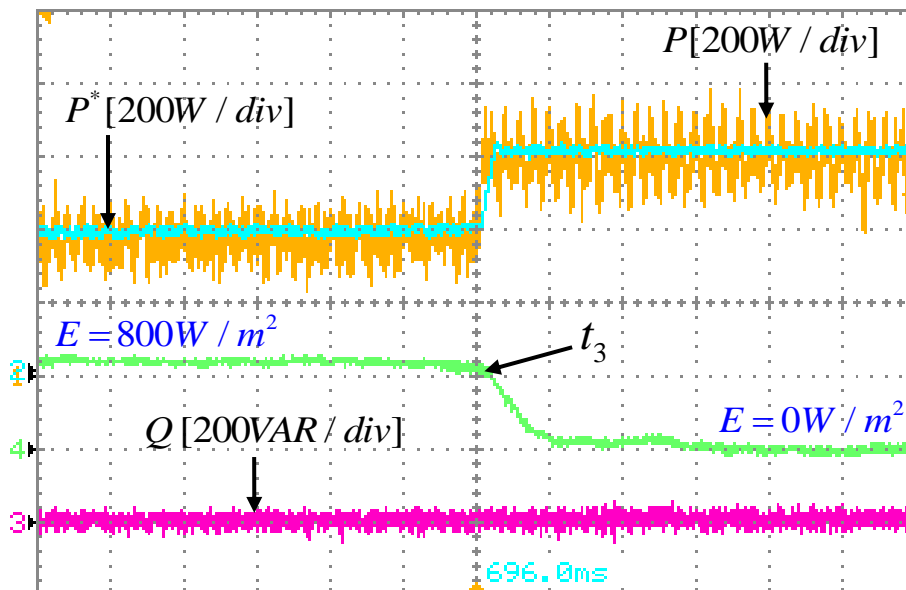
**Figure 4.43.** Résultats expérimentaux des puissances du système avec une charge variable avec un éclairement de  $800W/m^2$  utilisant des panneaux PV réels, 1) puissance active, 2) puissance active de référence, 3) puissance réactive, 4) puissance PV.

Avant l'instant  $t_3$ , le GPV est mis en marche et injecte un courant PV ainsi le courant de source a une valeur inférieure à celle du courant de charge, mais après l'instant  $t_3$  lorsqu'on débranche le GPV, on remarque que l'amplitude du courant de source a augmenté contrairement au courant de filtre qui a diminué comme illustré dans la figure 4.44. Alors dans ce cas la charge polluante absorbe le courant seulement du réseau.



**Figure 4.44.** Résultats expérimentaux du courant du système avec débranchement des panneaux PV, 1) courant PV, 2) courant de source, 3) courant de charge, 4) courant de FAP/GPV.

La figure 4.45 représente la puissance active et sa référence ( $P$  et  $P^*$ ), la puissance réactive  $Q$  et la puissance PV  $P_{pv}$ . Cette figure explique la figure 4.44 de point de vue puissance. A l'instant  $t_3$ , le GPV est débranché, donc la charge polluante consomme sa puissance à partir du réseau et alors la puissance active a augmenté du même ordre de grandeur que la diminution de la puissance PV. La qualité de l'énergie est assurée parce que la puissance réactive oscille autour de zéro.



**Figure 4.45.** Résultats expérimentaux des puissances du système sans panneaux PV, 1) puissance active, 2) puissance active de référence, 3) puissance réactive, 4) puissance PV.

### 4.6.2 Emulateur PV

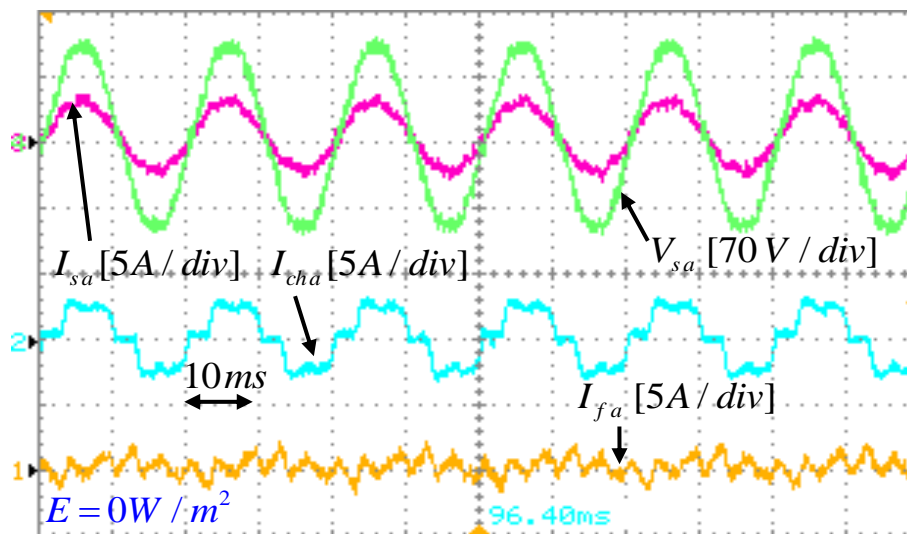
Dans cette partie, les résultats expérimentaux du système de compensation triphasé qui raccorde un GPV ont été obtenus utilisant cette fois un émulateur PV afin de tester le système global pour plusieurs niveaux d'éclairement.

#### a) Régime permanent

On commence nos tests pratiques par le régime permanent pour plusieurs niveaux d'éclairement.

##### a.1) $E=0$

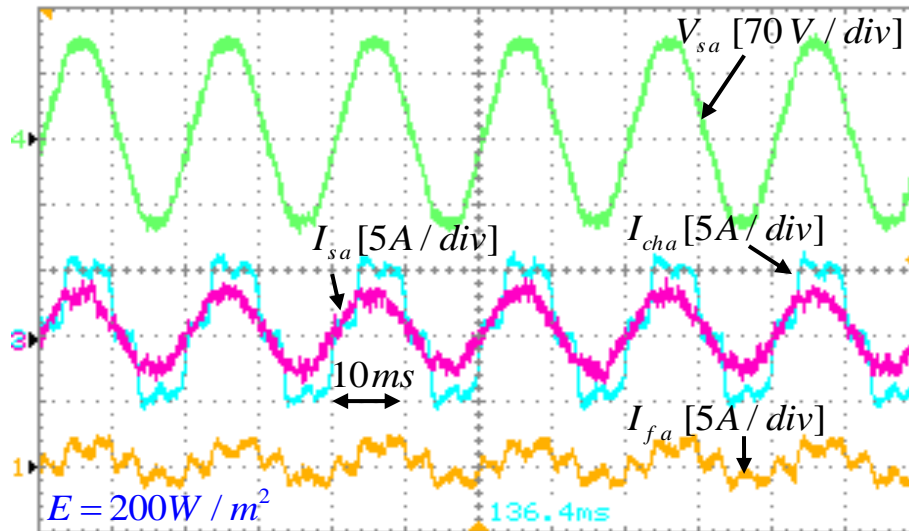
Pour un éclairement nul, le système global se comporte comme un FAP triphasé pur comme montré dans la figure 4.46. Le courant de source  $I_{sa}$  et le courant de charge  $I_{cha}$  ont les mêmes amplitudes avec une allure sinusoïdale de  $I_{sa}$  après l'injection du courant de filtre  $I_{fa}$ . Le courant et la tension de source sont en phase, assurant un facteur de puissance unitaire.



**Figure 4.46.** Résultats expérimentaux en régime permanent des courants du système avec éclairement nul utilisant un EPV, 1) courant PV, 2) courant de source, 3) courant de charge, 4) courant de FAP/GPV.

##### a.2) $E=200 \text{ W/m}^2$

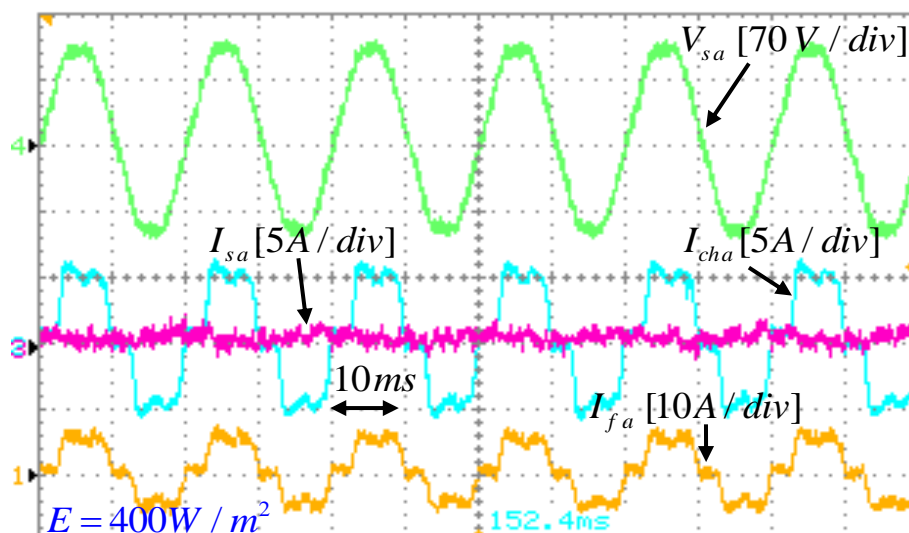
Pour un éclairement égal à  $200 \text{ W/m}^2$ . Le courant de charge  $I_{cha}$  est égal à la somme des courants de source  $I_{sa}$  et de filtre  $I_{fa}$  qui contient le courant PV ( $I_{pv}$ ). L'amplitude de  $I_{sa}$  est inférieure à celle de  $I_{cha}$  et en phase avec la tension de source  $V_{sa}$  comme illustré la figure 4.47.



**Figure 4.47.** Résultats expérimentaux en régime permanent des courants du système avec éclairement de  $200\text{ W/m}^2$  utilisant un EPV, 1) courant PV, 2) courant de source, 3) courant de charge, 4) courant de FAP/GPV.

### a.3) $E=400\text{ W/m}^2$

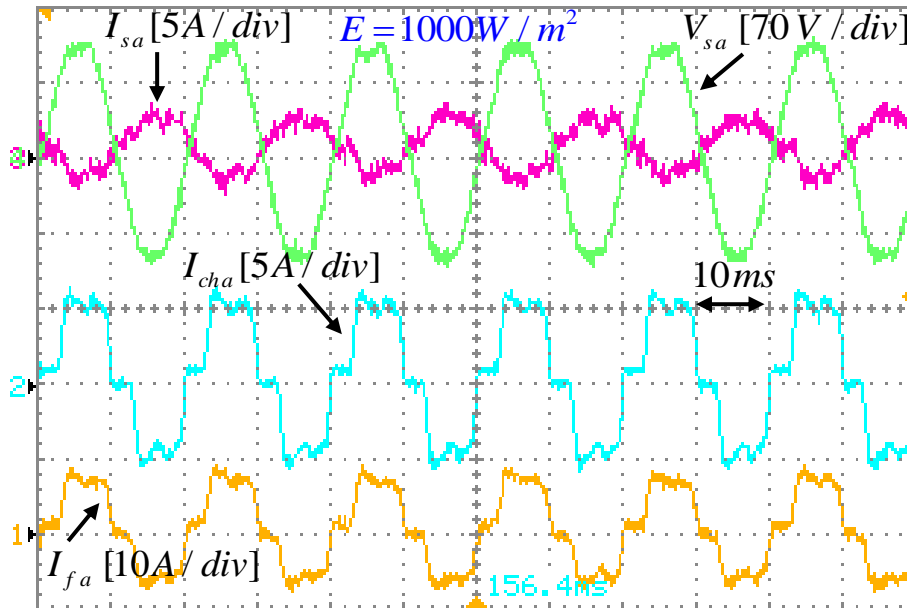
Dans le test de la figure 4.48, on augmente l'éclairement à  $400\text{ W/m}^2$ . Le courant de charge  $I_{cha}$  est égal au courant  $I_{fa}$  délivré par le FAP/GPV. Par conséquent, le courant de source  $I_{sa}$  sera nul. On peut dire qu'avec cet éclairement l'EPV satisfait la demande énergétique de la charge polluante.



**Figure 4.48.** Résultats expérimentaux en régime permanent des courants du système avec éclairement de  $400\text{ W/m}^2$  utilisant un EPV, 1) courant PV, 2) courant de source, 3) courant de charge, 4) courant de FAP/GPV.

**a.4)  $E=1000 \text{ W/m}^2$** 

Avec un éclairage égal à  $1000 \text{ W/m}^2$  comme indiqué dans la figure 4.49 l'EPV génère un courant qui a une amplitude double par rapport au besoin énergétique de la charge. Par conséquent, une partie de ce courant sera absorbé par la charge et le reste va vers le réseau électrique. Alors, le courant et la tension de source ( $I_{sa}$  et  $V_{sa}$ ) sont en opposition de phase ce qui justifié l'injection vers le réseau électrique.



**Figure 4.49.** Résultats expérimentaux en régime permanent des courants du système avec éclairage de  $1000 \text{ W/m}^2$  utilisant un EPV, 1) courant PV, 2) courant de source, 3) courant de charge, 4) courant de FAP/GPV.

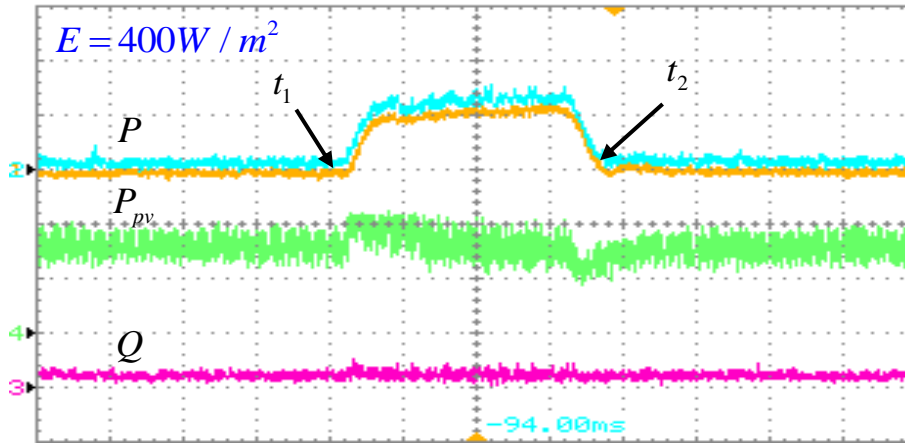
**b) Régime dynamique**

Afin de d'étudier l'efficacité de la commande proposée (FO-DCC) en régime dynamique en vue d'assurer les tâches de gestion de l'énergie PV, l'amélioration de puissance dans l'installation globale et la correction du facteur de puissance, en introduisant des perturbations extérieurs, plusieurs tests expérimentaux ont été effectués. Le premier est la variation de la charge et le deuxième la variation des niveaux de l'éclairage.

**b.1) Charge variable**

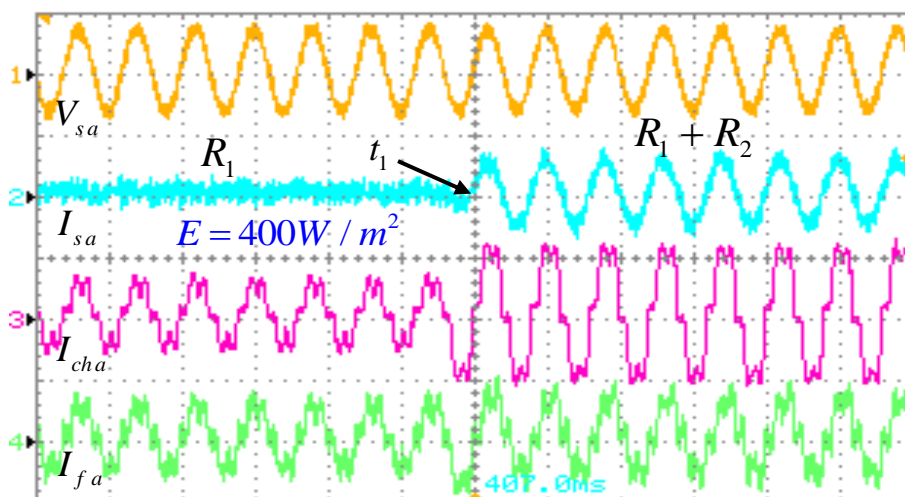
Pour un éclairage constant égal à  $400 \text{ W/m}^2$ , la puissance active  $P$  délivrée par le réseau est nulle car la puissance délivrée par l'EPV satisfait la demande énergétique de la charge. A l'instant  $t_1$ , une charge additionnelle a été introduite, donc cette nouvelle puissance

a été consommée à partir du réseau (toujours avec  $E = 400W / m^2$ ). En revenant à la charge initiale à l'instant  $t_2$ , la puissance active délivrée par la source revient à sa valeur nulle avec aucune oscillation enregistrée aux moments des variations de la charge.



**Figure 4.50.** Résultats expérimentaux des puissances du système avec éclaircissement de  $400W / m^2$  et deux variations de la charge, 1) puissance active, 2) puissance active de référence, 3) puissance réactive, 4) puissance PV.

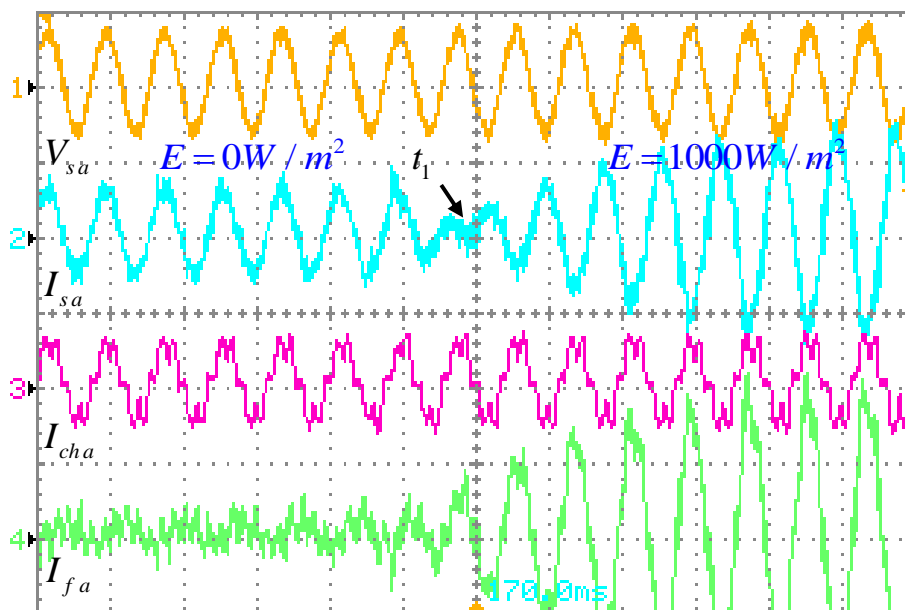
Pour un éclaircissement constant égal à  $400W / m^2$  avant l'instant  $t_1$ , le courant de source est nul et le courant de charge égal au courant du filtre. Après l'instant  $t_1$  la charge non-linéaire a été modifiée, il en résulte donc une augmentation du courant de charge. Dans ce cas, la charge consomme le reste du courant à partir du réseau comme montré dans la figure 4.51.



**Figure 4.51.** Résultats expérimentaux des courants du système avec une variation de la charge, 1) tension de la source, 2) courant de source, 3) courant de charge, 4) courant de FAP/GPV.

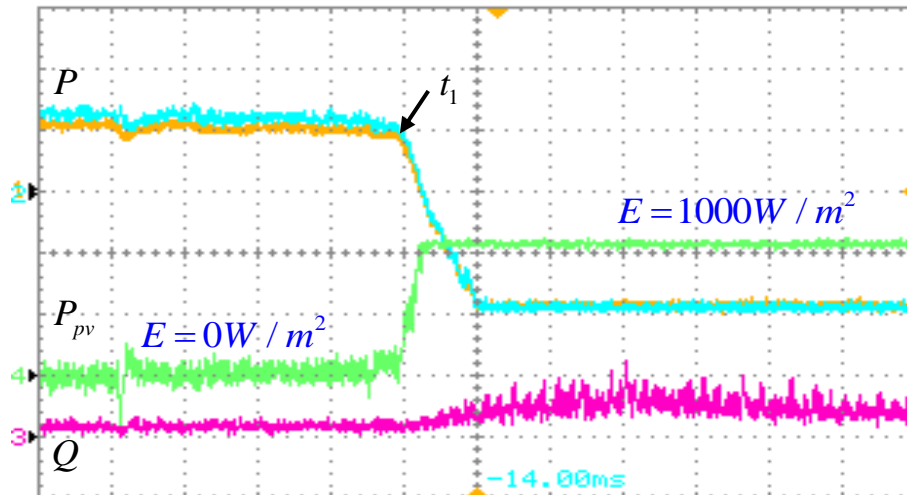
### b.2) Eclairage variable

Après avoir observé l'effet de la variation de la charge au niveau des courants et puissances du système, des variations au niveau de l'éclairage ont été introduites dans les tests. Le premier test est la variation brusque de l'éclairage de zéro à  $1000W/m^2$  à l'instant  $t_1$ . Avant cet instant, le système se comporte comme un simple FAP, le courant de source a une amplitude égale à celle du courant de charge et il est en phase avec la tension du réseau comme indiqué dans la figure 4.52. Le changement brusque de l'éclairage entraîne une injection du courant vers le réseau après avoir satisfaire la demande de la charge. Et cela est clairement visible parce que le courant  $I_s$  et la tension  $V_s$  sont en opposition de phase.



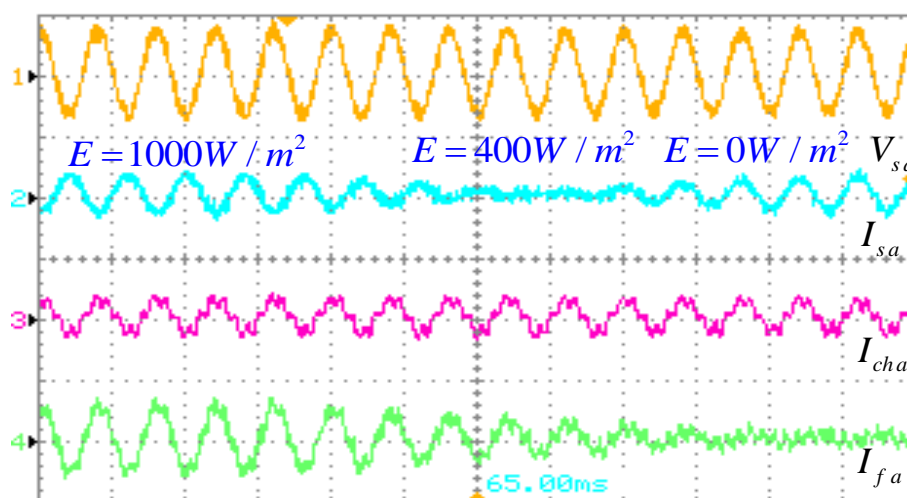
**Figure 4.52.** Résultats expérimentaux des courants du système avec une variation de l'éclairage de  $0W/m^2$  à  $1000W/m^2$ , 1) tension de la source, 2) courant de source, 3) courant de charge, 4) courant de FAP/GPV.

D'un autre côté, la figure 4.53 représente les puissances du système. Avant l'instant  $t_1$ , la puissance PV est nulle et le système se comporte comme un FAP avec une compensation de la puissance réactive ( $Q=0$ ). Au moment où la puissance PV augmente, la puissance active délivrée à partir du réseau diminue jusqu'à des valeurs négatives c'est à dire l'injection de la puissance PV excédentaire vers le réseau électrique. On remarque aussi que la puissance réactive n'oscille pas autour de zéro et cela est justifié par la variation forte et brusque de la puissance PV commençant par  $0W$  jusqu'à  $3kW$  mais après un certain temps le système se stabilise et la puissance réactive devient nulle.



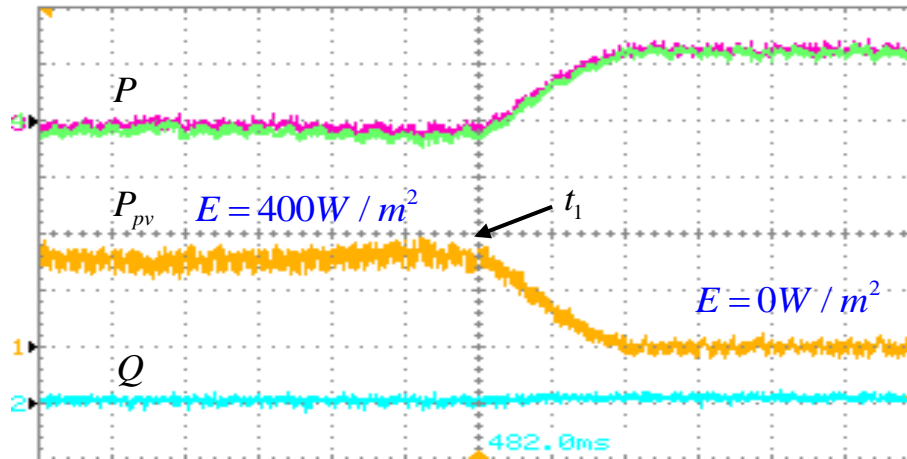
**Figure 4.53.** Résultats expérimentaux des puissances du système avec une variation de l'éclairement de  $0W/m^2$  à  $1000W/m^2$ , 1) tension de la source, 2) courant de source, 3) courant de charge, 4) courant de FAP/GPV.

Un autre test de variation de l'éclairement a été fait, figure 4.54. On impose trois valeurs d'éclairement (grand, moyen et nul). Pour un éclairement maximal, le courant de source est en opposition de phase avec la tension du réseau ce qui correspond à l'injection du courant PV vers la source. Ensuite pour un éclairement moyen, le courant de source est nul donc le courant du FAP/EPV satisfait la demande énergétique de la charge. Finalement pour un éclairement nul, le courant et la tension de source sont en phase et l'amplitude du courant de charge est la même que l'amplitude du courant de source alors le système se comporte comme un FAP.



**Figure 4.54.** Résultats expérimentaux des courants du système avec différentes variations de l'éclairement ( $1000W/m^2$ ,  $400W/m^2$  et  $0W/m^2$ ), 1) tension de la source, 2) courant de source, 3) courant de charge, 4) courant de FAP/GPV.

Pour une variation lente du niveau de l'éclairement ( $400\text{W}/\text{m}^2$  à  $0\text{W}/\text{m}^2$ ), la puissance active est nulle avant l'instant  $t_1$  et augmente lentement jusqu'à une valeur où la puissance PV sera nulle. On assure une bonne qualité de l'énergie ( $Q=0$ ) dans ce test, figure 4.55.



**Figure 4.55.** Résultats expérimentaux des puissances du système avec une variation de l'éclairement de  $400\text{W}/\text{m}^2$  jusqu'à  $0\text{W}/\text{m}^2$ , 1) tension de la source, 2) courant de source, 3) courant de charge, 4) courant de FAP/GPV.

#### 4.6.3 Système global à vide

Pour les tests expérimentaux, nous allons créer un changement au niveau du circuit de puissance du système global par le débranchement de la charge polluante. Ainsi le système global sera composé du réseau électrique, d'un onduleur de tension et d'un émulateur PV.

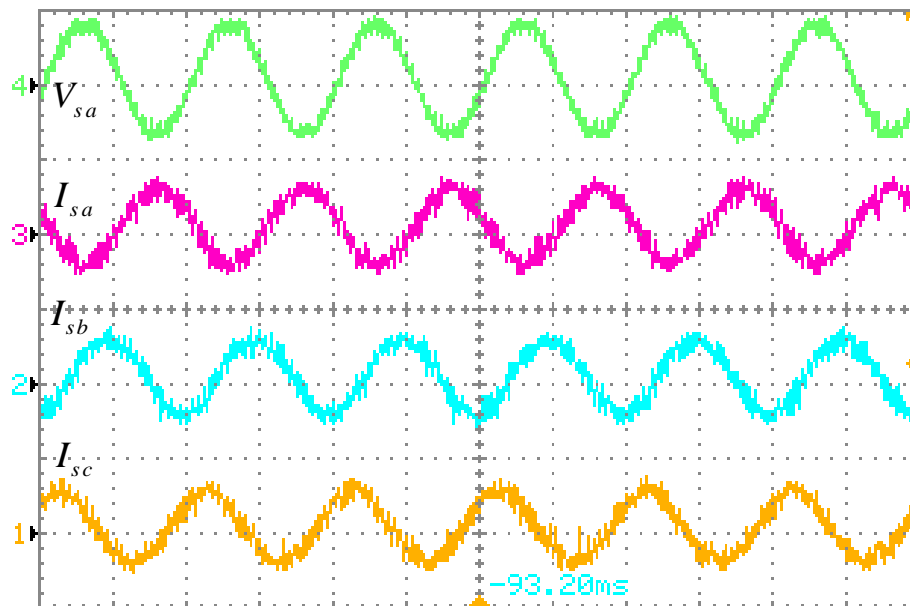
##### a) Régime permanent

En régime permanent avec un éclairement moyen, la figure 4.56 présente les trois courants du réseau et la tension de la phase (a). On remarque que le courant  $I_{sa}$  et la tension  $V_{sa}$  sont en opposition de phase et cela est justifié par l'injection de puissance vers le réseau.

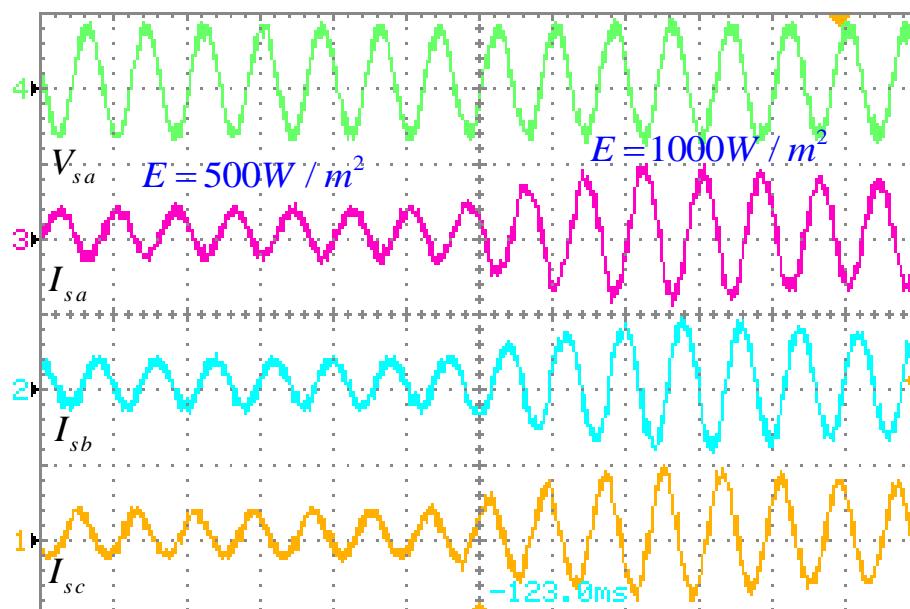
##### b) Régime dynamique

En régime dynamique avec une variation brusque de l'éclairement, on remarque qu'à l'instant  $t_1$  une augmentation du niveau des courants est observée sans aucun effet indésirable comme montré sur la figure 4.57.

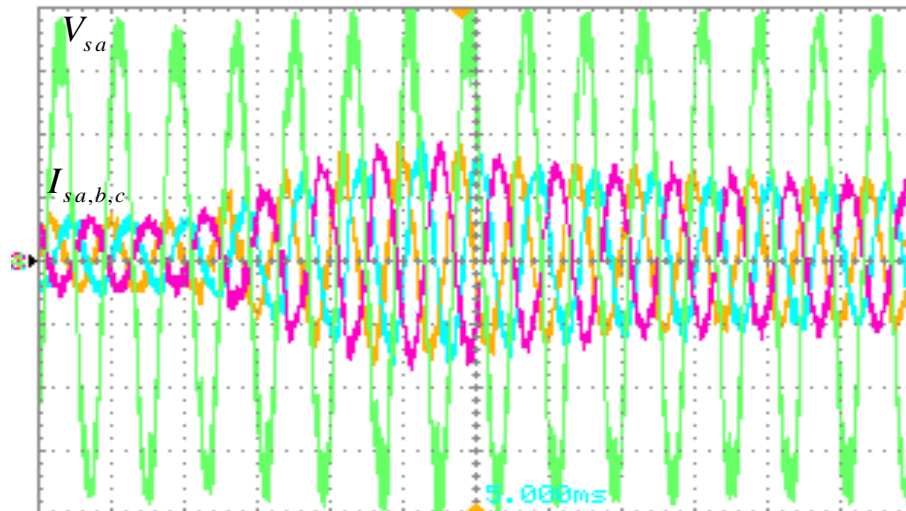
D'après la figure 4.58 où l'éclairement est variable, les trois courants suivent la forme de l'éclairement avec une opposition de phase entre le courant et la tension de même phase.



**Figure 4.56.** Résultats expérimentaux des courants du système à vide avec un éclairement de  $400\text{W}/\text{m}^2$ , 1) tension de la source, 2) courant de la phase (a), 3) courant de la phase (b), 4) courant de la phase (c).



**Figure 4.57.** Résultats expérimentaux des courants du système à vide avec une variation de l'éclairement de  $400\text{W}/\text{m}^2$  jusqu'à  $1000\text{W}/\text{m}^2$ , 1) tension de la source, 2) courant de la phase (a), 3) courant de la phase (b), 4) courant de la phase (c).



**Figure 4.58.** Résultats expérimentaux des courants du système à vide avec un profil d'éclairement, 1) tension de la source, 2) courant de la phase (a), 3) courant de la phase (b), 4) courant de la phase (c).

#### 4.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un système de compensation triphasé qui raccorde un générateur photovoltaïque au bus continu. En premier lieu, nous avons présenté quelques normes et réglementation relatives au raccordement d'un GPV à un réseau électrique de manière sûre et fiable.

Ensuite, nous avons détaillé le circuit de puissance du système global. Puis, nous avons décrit la technique DCC avec un régulateur PI d'ordre fractionnaire permettant d'obtenir de meilleures performances du FAP en régimes permanent et dynamique.

Aussi, nous avons choisi la technique InCond pour suivre le point de puissance maximum qui nous a permis de concilier entre le coût et l'efficacité. Dans un premier temps, nous avons simulé le fonctionnement du système global avec ces techniques de commande pour des variations de la charge et de l'éclairement. Dans un second temps, nous avons procédé à la validation expérimentale à l'aide d'un banc expérimental basé sur le système dSPACE 1104.

Les résultats obtenus ont montré les bonnes performances de la commande en régimes permanent et transitoire. La gestion de l'énergie est parfaite entre le réseau électrique, la charge, le FAP et le GPV. Il est à noter que ces résultats peuvent être améliorés en utilisant des techniques de commande plus avancées implémentées sur un matériel plus rapide et plus performant.

#### 4.8 Références bibliographiques

- [1] **Kanchev H.**, « *Gestion des flux énergétiques dans un système hybride de sources d'énergie renouvelable : Optimisation de la planification opérationnelle et ajustement d'un micro réseau électrique urbain* », thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lille, France, 2014.
- [2] **Malek H.**, « *Control of grid-connected photovoltaic systems using fractional order operators* », thèse de doctorat, UTAH state University, USA, 2014.
- [3] **Goh H.S.**, « *The Effect of Grid Operating Conditions on the Harmonic Performance of Grid-Connected PV Inverters* », thèse de doctorat, Newcastle University, UK, 2011.
- [4] **Berba F.H.B.**, « *Minimization of Output DC Current Component in Grid-Connected Inverters for Solar Power Applications* », thèse de doctorat, Newcastle University, UK, 2012.
- [5] **Kouara H.**, « *Contribution au contrôle d'un filtre actif parallèle triphasé à quatre fils dans un milieu perturbé* », thèse de doctorat en Sciences, Université de Batna, Algérie, Janvier 2015.
- [6] **Karanki S.B., Geddada N., Mishra M.K., Kumar B.K.**, « *A Modified Three-Phase Four-Wire UPQC Topology With Reduced DC-Link Voltage Rating* », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, No. 9, pp. 3555-3566, 2013.
- [7] **Bendib B., Belmili H., Krim F.** « *A survey of the most used MPPT methods: Conventional and advanced algorithms applied for photovoltaic systems* », Renewable and Sustainable Energy Reviews, Vol. 45, pp. 637-648, 2015.
- [8] **Jones D.C.**, « *Control Techniques for the Maximization of Power Converter Robustness and Efficiency in a Parallel Photovoltaic Architecture* », thèse de doctorat, University of Colorado, USA, 2013.
- [9] **Afghoul H., Krim F., Chikouche D., Beddar A.**, « *Tracking the maximum power from a PV panels using of Neuro-fuzzy controller* », Industrial Electronics (ISIE), 2013 IEEE International Symposium on, Taipei, Taiwan, pp.28-31, 2013.
- [10] **Djarallah M.**, « *Contribution à l'étude des systèmes photovoltaïques résidentielles couplés au réseau électrique* », thèse de doctorat, Université de Batna, Algérie, 2008.
- [11] Fiche technique d'un module STP085S-12Bb.
- [12] **Belhaouchet N.**, « *Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées* »

- Application: Amélioration de la Qualité de l'Energie* », thèse de doctorat en Sciences, Université de Ferhat Abbes Sétif-1, Algérie, Juillet 2011.
- [13] **Yafaoui A.**, « *Novel Anti-Islanding Detection Method And Maximum Power Tracking Algorithm For Grid Connected Photovoltaic Systems With Interleaved DC/DC Converters* », thèse de doctorat, Toronto, Ontario, Canada, 2012.
- [14] **Leonard G. Leslie, Jr.**, « *Design and analysis of a grid connected photovoltaic generation system with active filtering function* », Master of Science, Virginia Polytechnic Institute and State University, USA, 2003.
- [15] **Chau Le T.M.**, « *Couplage onduleurs photovoltaïques et réseau, aspects contrôle / commande et rejet de perturbations* », thèse de doctorat, Université de Grenoble, France, 2012.
- [16] **Vighetti S.**, « *Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau : Choix et dimensionnement des étages de conversion. Engineering Sciences* », thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2010.

---

# **Conclusion générale**

---

---

## *Conclusion générale*

---

Dans cette thèse, nous avons présenté notre contribution à l'étude d'un système photovoltaïque (PV) raccordé au réseau électrique via un filtre actif de puissance (FAP) parallèle. L'intérêt de ce système est la production d'électricité (PV) en minimisant la pollution de l'environnement par l'addition d'une source d'énergie renouvelable à un filtre actif de puissance afin d'assurer une bonne qualité de l'énergie dans cette installation.

Après une étude détaillée de la problématique des harmoniques dans les réseaux électriques, leurs effets, leurs origines et les réglementations pour limiter ce phénomène plusieurs types des filtres passifs, actifs et hybrides ont été étudiés afin de choisir le filtre actif parallèle triphasé et monophasé comme dispositif de dépollution des harmoniques et de compensation de la puissance réactive.

Deux techniques de commande ont été utilisées pour contrôler le système de compensation, la commande directe en courant (DCC) dans le cas du monophasé en raison de sa simplicité, sa robustesse et son coût d'installation réduit.

Par ailleurs, la commande directe en puissance (DPC) dédiée au FAP triphasé ne contient pas de boucles internes de modulation et ne nécessite pas un grand nombre de capteurs de courant et de tension. Dans les deux techniques de commande, la régulation de la tension du bus continu  $V_{dc}$  prend une importance majeure.

Dans la littérature, les régulateurs PI et IP conventionnels ont été employés pour suivre la tension de référence  $V_{dc}^*$ , ainsi notre contribution consiste à mettre en œuvre des régulateurs PI et IP d'ordre fractionnaire (FO-PI/FO-IP).

D'après les résultats de simulation obtenus, une amélioration du régime dynamique a été observée avec un temps de réponse court et moins d'oscillations autour de la tension de référence  $V_{dc}^*$  aux instants de variation de la charge. Néanmoins, la qualité de l'énergie est affectée par ces régulateurs fractionnaires. Le THD des courants de source pour les régulateurs conventionnels est meilleur que celui pour les régulateurs fractionnaires.

Tous ces résultats de simulation ont été validés expérimentalement et confirment la supériorité des régulateurs fractionnaires en régime dynamique et celle des régulateurs conventionnels en régime permanent.

L'idée d'un régulateur (SFC) qui présente à la fois les deux avantages nous a conduit à une autre contribution par la proposition d'un régulateur avec une nouvelle structure qui combine un régulateur PI fractionnaire et un régulateur PI conventionnel, et sélectionne le régulateur adéquat selon les conditions de fonctionnement à l'aide d'un commutateur classique. Les résultats de simulation du régulateur SFC montrent que ce régulateur garantit de bonnes performances statique et dynamique.

La troisième contribution se situe au niveau du commutateur classique, en remplaçant ce dernier par un commutateur flou afin d'assurer un choix intelligent du bon régulateur. Ainsi les résultats de simulation de ce dernier (FSC) montrent sa supériorité comparativement aux autres régulateurs discutés précédemment (PI, IP, FO-PI, FO-IP, SFC). Tous les résultats de simulation ont été validés expérimentalement à l'aide d'un banc à base du système dSPACE 1104.

Par la suite, des approches de suivi du point de puissance maximale (MPPT) classique et avancée ont été élaborées et validées par la simulation. Deux autres techniques MPPT avancées ont été développées à base de la logique floue et le mode glissant. Les résultats de simulation de ces deux techniques avancées montrent leur supériorité. L'inconvénient majeur du mode glissant est le phénomène de réticence (chattering) et pour la logique floue c'est le coût d'implantation. Alors, le choix de la technique MPPT repose sur plusieurs facteurs tels que la rapidité, la stabilité, le coût d'implantation, la simplicité et la robustesse.

Après une étude approfondie du système de compensation avec sa commande et le système PV avec sa technique MPPT, un système de gestion de l'énergie entre le réseau électrique, la charge polluante, le FAP et le GPV a été étudiée.

Par ailleurs notre choix s'est porté sur la technique DCC en raison de sa simplicité avec un régulateur PI d'ordre fractionnaire pour améliorer la dynamique du FAP afin de garantir un bon contrôle du système. Les résultats de simulation montrent l'efficacité de la gestion de l'énergie dans des conditions variables d'éclairage et de variations de la charge avec de bonnes performances statique et dynamique. Tous les résultats de simulation obtenus ont été validés expérimentalement à l'aide d'un banc d'essai à base de dSPACE.

## *Perspectives*

On peut envisager :

1. L'investigation de l'apport des différents régulateurs proposés sur les GPV raccordés au réseau via des FAP.
2. Le développement des nouvelles structures de régulation afin d'améliorer la régulation du bus continu.
3. L'implantation des sources d'énergie renouvelables tels que l'éolien dans le bus continu des FAP.
4. Le test de nouvelles topologies des convertisseurs de puissance (ex : onduleur Z-source).

## Liste des publications & communications du doctorant

Les travaux de recherche consignés par la présente thèse de doctorat ont été concrétisés par plusieurs publications dans des revues internationales et communications dans des conférences internationales et/ou nationales en génie électrique:

### Liste des publications :

- [1] **H. Afghoul**, F. Krim, D. Chikouche, A. Beddar, “Design and real time implementation of fuzzy switched controller for single phase active power filter”, **ISA Transactions**, vol. 58, pp. 614-621, 2015, <http://dx.doi.org/10.1016/j.isatra.2015.07.008i>. (IF:2.984) (Online).
- [2] **H. Afghoul**, F. Krim, D. Chikouche, A. Beddar, “Robust switched fractional controller for performance improvement of single phase active power filter under unbalanced conditions”, **Frontiers in Energy**, vol 10, No. 2, pp. 203-212, 2016. DOI [10.1007/s11708-015-0381-7](https://doi.org/10.1007/s11708-015-0381-7) (Online).
- [3] **H. Afghoul**, D. Chikouche, F. Krim, B. Babes, A. Beddar, “Implementation of fractional IP controller to enhance the power quality of electrical grid”, **Electric Power Components and Systems**, vol. 44, No. 9, 2016, pp. 1018-1028. DOI: [10.1080/15325008.2016.1147509](https://doi.org/10.1080/15325008.2016.1147509). (IF:0.664) (Online).

### Liste des Conférences indexées dans *IEEE xplore* :

- [1] **H. Afghoul**, F. Krim, D. Chikouche, A. Beddar, “Simulation of sliding mode controller to deliver maximum power from PV system using M-file”, Industrial Electronics (ISIE), 2013 IEEE International Symposium on, 28-31 May 2013, Taipei, Taiwan, pp. 1 – 6, DOI : [10.1109/ISIE.2013.6563636](https://doi.org/10.1109/ISIE.2013.6563636).
- [2] **H. Afghoul**, F. Krim, D. Chikouche, A. Beddar, “Tracking the maximum power from a PV panels using of Neuro-fuzzy controller”, Industrial Electronics (ISIE), 2013 IEEE International Symposium on, 28-31 May 2013, Taipei, Taiwan, pp. 1 – 6, DOI : [10.1109/ISIE.2013.6563734](https://doi.org/10.1109/ISIE.2013.6563734).
- [3] **H. Afghoul**, F. Krim, D. Chikouche, “Increase the photovoltaic conversion efficiency using Neuro-fuzzy control applied to MPPT”, Renewable and Sustainable Energy Conference (IREC’13), March 7-9, 2013, Ouarzazate, Morocco, pp. 348 – 353, DOI: [10.1109/IRSEC.2013.6529700](https://doi.org/10.1109/IRSEC.2013.6529700).
- [4] **H. Afghoul**, D. Chikouche, F. Krim, A. Beddar, “A comparative study between sliding mode controller and P&O controller applied to MPPT”, Renewable and Sustainable

Energy Conference (IREC'13), March 7-9, 2013, Ouarzazate, Morocco, pp. 112-117.  
DOI: [10.1109/IRSEC.2013.6529701](https://doi.org/10.1109/IRSEC.2013.6529701).

- [5] **H. Afghoul**, D. Chikouche, F. Krim, A. Beddar, “A novel implementation of MPPT sliding mode controller for PV generation systems”, EUROCON, 2013 IEEE, 1-4 July 2013, Zagreb, Croatia, pp. 789 – 794, DOI : [10.1109/EUROCON.2013.6625073](https://doi.org/10.1109/EUROCON.2013.6625073).
- [6] **H. Afghoul**, F. Krim, D. Chikouche, A. Beddar, “Implementation of Direct Power Control for shunt active power filter”, Systems and Control (ICSC), 2013 3rd International Conference on, 29-31 Oct. 2013, Algiers, pp. 697 – 701, DOI : [10.1109/ICoSC.2013.6750935](https://doi.org/10.1109/ICoSC.2013.6750935).
- [7] **H. Afghoul**, F. Krim, D. Chikouche, A. Beddar, “Fractional direct power control for active filter”, Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO), 2013 IEEE 7th International, 3-4 June 2013, Langkawi, Malaysia, pp. 228 – 233, DOI : [10.1109/PEOCO.2013.6564548](https://doi.org/10.1109/PEOCO.2013.6564548).
- [8] **H. Afghoul**, F. Krim, D. Chikouche, A. Beddar, “Fractional order direct current control algorithm for three-phase grid-connected PV system”, Control, Engineering & Information Technology (CEIT), 2015 3rd International Conference on, 25-27 May 2015, Tlemcen, Algeria, pp. 1-6, DOI : [10.1109/CEIT.2015.7233004](https://doi.org/10.1109/CEIT.2015.7233004).

### Liste des Conférences internationales:

- [1] **H. Afghoul**, D. Chikouche, F. Krim, A. Beddar “Maximizing the Power of a Photovoltaic System Based on Sliding Mode Control Applied to MPPT”, International Conference on Electromechanical Engineering (ICEE'2012) Skikda, Algeria, 20-22 November 2012.
- [2] **H. Afghoul**, F. Krim, D. Chikouche, A. Beddar “Real-time implementation of three-phase grid-connected PV system”, 2<sup>ème</sup> conférence Internationale sur l'automatique et la mécatronique, Oran, Algérie, 10-11 November 2015.
- [3] **H. Afghoul**, F. Krim, D. Chikouche, A. Beddar, “Implementation of PV emulator via single phase active power filter under variable conditions”, International Electrical and Computer Engineering Conference (IECEC2015), in Sétif, Algeria, May 23-25, 2015.
- [4] **H. Afghoul**, F. Krim, D. Chikouche, A. Beddar, A. Mansouri, “Implementation of PV emulator supplied single phase active power filter under variable conditions”, 3. European Conference on Renewable Energy Systems, ECRES 2015, Kemer/Antalya – Turkey, 7-10 October 2015.

## Liste des Conférences nationales:

- [1] **H. Afghoul**, D. Chikouche, F. Krim, A.Beddar, B. Babes, “Real-time implementation of PV energy injection via single phase active power filter under variable conditions”, The First National Conference on Electronics and New Technologies (NCENT'2015), May 19-20, M'Sila, Algeria.

# Résumé et mots clés

## Résumé :

L'objectif de ce travail est le développement d'un système de compensation intelligent à base de techniques avancées permettant à la fois un filtrage actif et un contrôle des puissances active et réactive du réseau interconnecté à une installation photovoltaïque, suivant les conditions climatiques et d'ensoleillement, et les besoins énergétiques des charges. Pour contrôler ce système, la commande directe en puissance (DPC) et la commande directe en courant (DCC) sont utilisées pour gérer la puissance dans la chaîne complète. Ces deux techniques se divisent en une boucle interne et une boucle externe où nous avons mis des nouveaux régulateurs plus performants pour améliorer les régimes statique et dynamique du système. Dans ce cadre, cette thèse rapporte plusieurs structures des régulateurs conventionnels et proposés (PI, IP, FO-PI, FO-IP, SFC, FSC). Ces régulateurs améliorent les performances statique et dynamique du filtre actif de puissance. En outre, plusieurs techniques classiques et avancées de poursuite du point de puissance maximum ont été testées. Ainsi l'utilisation de la technique FO-DCC pour contrôler le filtre actif de puissance (FAP) et la technique InCond pour la maximisation de l'énergie PV délivrée à partir du générateur PV pourrait être le bon choix qui assure le coût réduit, la facilité d'implantation, l'efficacité et la fiabilité du système global. De plus, le FAP, le GPV et le système global ont été testés en simulation afin de valider les résultats obtenus expérimentalement pour des conditions externes sévères.

**Mots clés :** Filtre actif de puissance (FAP), Commande directe de puissance (DPC), Commande directe de courant (DCC), Calcul fractionnaire, Générateur photovoltaïque (GPV), Suivi du point de puissance maximal (MPPT).

## Abstract:

The main objective of this work is the development of an intelligent compensation system based on advanced techniques allowing both active filtering and control of active and reactive power in PV grid-connected system, according to the climatic conditions and loads requirements of energy. To control the global system, direct power control (DPC) and direct current control (DCC) are used to manage the power in the entire system. Both techniques are divided into an inner loop and an outer loop where powerful regulators have been integrated to improve the steady state and dynamic states of the system. In this context, this thesis reports several structures of conventional and proposed controllers such as: IP, IP, IP-FO, FO-IP, SFC, and FSC. These controllers improve the steady state and dynamic performance of the active power filter. Moreover, several conventional and advanced techniques of tracking the maximum power point were tested. So, using the FO-DCC technique to control the active power filter and InCond technique as MPPT could be the best choice that provides reduced cost, easiness in implantation, efficiency and reliability of the global system. In addition, FAP, GPV and the global system were tested in simulation then the obtained results are validated experimentally for severe external conditions.

**Keywords :** Active power filter, Direct power control (DPC), Direct current control (DCC), Fractional calculus, Photovoltaic generator, Maximum power point tracking (MPPT).

## ملخص :

الهدف من هذا العمل هو تطوير نظام للتعويض الذكي اعتمادا على تقنيات متقدمة تسمح بتصفية فعالة و تحكم دقيق في الطاقة الفعالة والرجعية لشبكة كهربائية موصولة بمولد كهروضوئي، وفقا للظروف المناخية و أشعة الشمس و احتياجات الأحمال من الطاقة. للسيطرة على هذا النظام يتم استخدام التحكم المباشر في الطاقة ، و التحكم المباشر في التيار الكهربائي لإدارة الطاقة في السلسلة بأكملها. وتنقسم كل من هذه التقنيات من حلقة داخلية وحلقة خارجية وهذه الأخيرة استخدمنا فيها متحكمين فعالين لتحسين النمطين الساكن و الديناميكي للنظام. هذه المتحكمات تحسن أداء مرشح الطاقة و أيضا هناك عدة تقنيات تضمن طاقة أعظمية قد جربت في هذا البحث. لذلك استخدمنا التقنية FO-DCC في التحكم للمرشح الفعال للطاقة و تقنية InCond لتتبع النقطة الاعظمية للطاقة. يمكن أن يكون أفضل خيار الذي يوفر تكلفة منخفضة، سهولة في التنفيذ والكفاءة والفاعلية للنظام العام و بالإضافة إلى ذلك لقد قمنا بتجريب النظام الكلي مع تقنيات التحكم بالمحاكاة ثم تأكيد هذه النتائج عمليا من أجل ظروف خارجية مضطربة

## كلمات مفتاحية :

مرشح فعال للطاقة ، التحكم المباشر في الطاقة الكهربائية ، التحكم المباشر في التيار الكهربائي، الحساب الكسري ، مولد الطاقة الكهروضوئية ، متابعة النقطة الاعظمية للطاقة.