



Université des Frères Mentouri de Constantine1

Faculté des Sciences de la Technologie

Département d'Electrotechnique

N° de série : .....

N° d'ordre : .....

**Contribution à la production décentralisée et à l'amélioration de qualité de l'énergie électrique par l'étude et la commande avancée d'un système photovoltaïque connecté au réseau**

**THESE**

Présentée pour l'Obtention du diplôme de

**DOCTORAT LMD**

Spécialité : ELECTROTECHNIQUE

Option : Machines électriques

Par

**Naamane Debdouche**

Devant le Jury Compose de :

|                  |           |            |                         |
|------------------|-----------|------------|-------------------------|
| Rabia MEHASNI    | Président | Professeur | Université Constantine1 |
| Laid ZAROUR      | Directeur | Professeur | Université Constantine1 |
| Khalil NEBTI     | Examineur | MCA        | Université Constantine1 |
| Fares REBAH      | Examineur | MCA        | Université Constantine1 |
| Lyès NOUCER      | Examineur | MCA        | Université de Alger     |
| Abdelhak DJELLAD | Examineur | MCA        | Université de Annaba    |
| Ali CHEBEBHI     | Invité    | Professeur | Université de Msila     |

Soutenue publiquement

Le : 21/ 10 /2024

**Remerciements**

*Avant tous, Nous remercions en premier lieu notre dieu de nous donner la santé et la patience pour avoir terminé ce travail.*

*Je remercie très vivement Monsieur ZAROOUR Laid Professeur à l'Université des frères Mentouri Constantine I directeur de thèse ainsi que Monsieur CHEBABHI Ali Professeur à l'Université de Msila co-directeur de thèse pour avoir dirigé ce travail, pour la confiance et l'intérêt qu'ils ont témoigné tout au long de la réalisation de ce travail, pour leurs disponibilités et pour m'avoir fait bénéficier de leurs compétences scientifiques.*

*Je tiens à remercier Monsieur MEHASNI Rabia Professeur à l'Université des frères Mentouri Constantine I, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.*

*Mes vifs remerciements vont également à Monsieur NEBTI Khalil Maître de Conférences(A) à l'Université des frères Mentouri Constantine I, Monsieur REBAH Fares Maître de Conférences(A) à École Polytechnique Constantine, Monsieur Nouicer Ilyès Maître de Recherche (A) à Centre de Développement des Energies Renouvelables (CDER), et GJELLD ABDELHAK Maître de Conférences(A) à École Polytechnique Annaba pour l'intérêt qu'ils ont manifesté pour ce travail en participant au jury.*

*Je tiens également à remercier mes camarades doctorants : Brahim DEFFAF, Mehdi BOUKHARI.*

*Enfin, je voulais dire merci à ma famille pour leur soutien constant et leur encouragement tout au long de mon parcours universitaire. Je suis extrêmement reconnaissant pour leur amour et leur soutien.*

**Dédicaces**

*À mes parents, pour leur soutien inconditionnel et leur amour constant durant toutes les étapes de ma vie.*

*À mes frères et sœurs, pour leur inspiration et leur soutien.*

*Pour mon meilleur ami, qui a partagé les bons et les mauvais moments avec moi et m'a toujours apporté son soutien inconditionnel.*

*À mes professeurs, pour leur guidance et leur enseignement précieux.*

*À tous ceux qui ont participé directement ou indirectement à la réalisation de cette thèse.*

|   |                                     |
|---|-------------------------------------|
| <i>Remerciements</i> .....  | I                                   |
| Dédicaces .....   | II                                  |
| Table des matières .....  | <b>Error! Bookmark not defined.</b> |
| Liste des Figures .....   | VI                                  |
| Liste des Tableaux .....  | IX                                  |
| Liste des symboles et Acronymes.....  | X                                   |
| Liste des publications.....   | XII                                 |
| Résumé.....   | XIV                                 |
| Introduction Générale .....   | 1                                   |
| Chapitre 1 : Pollution Harmonique des Réseaux Electriques et Systèmes Photovoltaïque.....         | 6                                   |
| 1.1 Introduction .....  | 6                                   |
| 1.2 Qualité de l'énergie électrique .....   | 6                                   |
| 1.3 Problème des harmoniques.....   | 7                                   |
| 1.3.1 . L'origine des harmoniques .....   | 7                                   |
| 1.3.2 . Caractérisations des harmoniques .....  | 8                                   |
| 1.4 . Réduction de la pollution harmonique .....  | 11                                  |
| 1.4.1 <i>Filtres passifs</i> .....  | 12                                  |
| 1.4.2 <i>Filtres actifs</i> .....   | 13                                  |
| 1.5 Systèmes photovoltaïques .....  | 18                                  |
| 1.5.1 . <i>Configuration</i> des systèmes photovoltaïques .....                                   | 18                                  |
| 1.5.2 <i>Configuration d'un système PV connecté au réseau</i> .....                               | 19                                  |
| 1.5.3 <i>Architecture des systèmes solaires photovoltaïques</i> .....                             | 21                                  |
| 1.6 Algorithmes d'ajustement pour le point de puissance maximale (MPPT) .....                     | 23                                  |
| 1.6.1 Analyse des méthodes de contrôle pour le suivi du point de puissance maximale (MPPT). ..... | 24                                  |
| 1.7 . Conclusion.....   | 27                                  |
| Chapitre 2 : Étude et Modélisation d'un système PV-BT-FAP .....                                   | 21                                  |
| 2.1 Introduction .....  | 28                                  |
| 2.2 Configuration du système global étudié.....   | 29                                  |
| 2.3 . Modélisation du système photovoltaïque .....  | 29                                  |
| 2.3.1 Générateur photovoltaïque .....   | 29                                  |
| 2.3.2 Résultats de Simulation de module PV ( <i>BP SX 150S</i> ) .....                            | 33                                  |
| 2.3.3 Modèle du convertisseur élévateur .....   | 36                                  |
| 2.4 Modèles mathématiques de batteries énergie stockage système (BEES) .....                      | 38                                  |
| 2.4.1 Modélisation d'un convertisseur réversible en courant.....                                  | 40                                  |

|  |    |
|--|----|
| 2.5 . Modélisation du réseau électrique.....   | 41 |
| 2.6 Modélisation de la charge polluante.....   | 42 |
| 2.7 Modélisation du filtre actif parallèle .....   | 42 |
| 2.7.1 Modèle mathématique du filtre actif parallèle dans le repère triphasé.....         | 42 |
| 2.7.2 Modèle mathématique du FAP dans le repère stationnaire ( $\alpha$ - $\beta$ )..... | 43 |
| 2.7.3 Modèle mathématique du FAP dans le repère synchrone ( $d$ - $q$ ) .....            | 44 |
| 2.8 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux à structure tension.....                   | 44 |
| 2.9 Conclusion.....  | 48 |
| Chapitre 3 : Commande classique d'un système .....                                       | 55 |
| PV-BT-FAP .....  | 55 |
| 3.1 Introduction .....   | 49 |
| 3.2 Configuration du système global étudiée.....   | 49 |
| 3.3 Stratégie de commande du convertisseur DC-DC du système PV.....                      | 50 |
| 3.3.1 Détermination les paramètres des régulateurs .....                                 | 51 |
| 3.4 Conception de la stratégie du contrôle du FAP par PI-DPC-SVM .....                   | 53 |
| 3.4.1 Régulation des boucles des puissances active et réactive du FAP .....              | 54 |
| 3.4.2 Détermination les paramètres des correcteurs des puissances instantanées .....     | 55 |
| 3.4.3 Régulation de la tension continue par un correcteur PI.....                        | 57 |
| 3.4.4 Etude des paramètres de la PLL .....   | 58 |
| 3.5 Contrôle du convertisseur DC/DC bidirectionnel pour système de batterie .....        | 60 |
| 3.6 Résultats de simulation et interprétations.....                                      | 62 |
| 3.7 Conclusion.....  | 67 |
| Chapitre 4 : Commande par mode glissant deuxième ordre d'un système PV-BT-FAP .....      | 43 |
| 4.1 Introduction .....   | 68 |
| 4.2 Principe de la commande par mode glissant d'ordre supérieur .....                    | 68 |
| 4.2.1 Mode glissant d'ordre 2 .....  | 69 |
| 4.3 Amélioration des performances du système PV-BAT-FAP par l'algorithme STSMC).72       |    |
| 4.3.1 Commande du convertisseur DC-DC du système PV par l'algorithme ST .....            | 72 |
| 4.3.2 Contrôle du convertisseur bidirectionnel DC/DC du système de stockage. ....        | 75 |
| 4.3.3 Commande du FAP par DPC-SVM basée sur le régulateur ST .....                       | 76 |
| 4.4 Résultats de simulation.....   | 80 |
| 4.5 Conclusion.....  | 84 |
| Chapitre 5 : Commande par mode glissant Troisième ordre d'un système PV-BT-FAP.....      | 63 |
| 5.1 Introduction .....   | 86 |
| 5.2 Principe de contrôle du mode glissant du troisième ordre (MGTO).....                 | 86 |

|  |     |
|--|-----|
| 5.3 Conception du contrôleur MGTO. ....  | 87  |
| 5.3.1 Commande par MGTO coté convertisseur DC-DC .....                           | 88  |
| 5.3.2 Contrôle du convertisseur DC/DC pour le système de stockage d'énergie..... | 90  |
| 5.3.3 DPC-SVM Stratégie basé sur le régulateur MGTO .....                        | 91  |
| 5.4 Résultats de simulations et discussions.....                                 | 95  |
| 5.5 Conclusion.....  | 99  |
| Conclusion générale.....   | 101 |
| BIBLIOGRAPHIES.....  | 103 |
| ANNEXES.....   | 110 |

## Liste des Figures

|       |   |    |
|-------|---|----|
| 1. 1  | Composante fondamentale et harmoniques au sein d'un signal altéré [16].   | 7  |
| 1. 2  | Configuration d'inter harmoniques et d'infra harmoniques [17].  | 8  |
| 1. 3  | Diagramme de Fresnel des puissances [19].   | 10 |
| 1. 4  | Fonctionnement basic d'un filtre [20].  | 11 |
| 1. 5  | Classification des filtres.   | 12 |
| 1. 6  | Filtres passifs : (a) Filtre résonant, (b) Filtre amorti de 1er ordre, (c) Filtre amorti de 2 <sup>ème</sup> ordre, (d) Filtre amorti de 3 <sup>ème</sup> ordre.  | 12 |
| 1. 7  | Configuration d'un dispositif actif de filtrage actif en parallèle [17].  | 14 |
| 1. 8  | Topologie d'un filtre actif série.  | 15 |
| 1. 9  | Configuration d'un filtre actif UPQC [13].  | 15 |
| 1. 10 | Configuration d'un filtre actif parallèle avec autre passif parallèle. [20]   | 16 |
| 1. 11 | Topologie d'un filtre actif série avec filtre passif parallèle. [17,21]   | 16 |
| 1. 12 | Topologie d'un filtre actif série en série avec filtre passif parallèle. [14,21]  | 16 |
| 1. 13 | Système PV autonome.  | 18 |
| 1. 14 | Configuration du système PV connecte au réseau.   | 19 |
| 1. 15 | Schémas bloc des structures PV à un seul étage (a), double étage (b).   | 20 |
| 1. 16 | Schéma bloc des structures PV isolées.  | 21 |
| 1. 17 | Topologies des systèmes PV connectés au réseau : Topologie modulaire <b>(a)</b> , Topologie de chaîne <b>(b)</b> , Topologie multi-chaînes <b>(c)</b> , Topologie centralisée <b>(d)</b> , Topologie maître-esclave <b>(e)</b> , Topologie des concepts d'équipe <b>(f)</b> [14]. | 22 |
| 1. 18 | Schématisation du principe d'extraction de la puissance maximale.   | 24 |
|       |   |    |
| 2. 1  | Conception proposée de la configuration du système de Micro Réseau.   | 29 |
| 2. 2  | Modèle réel équivalent de la cellule photovoltaïque à une seule diode [49].   | 30 |
| 2. 3  | Différents zones de fonctionnement.   | 33 |
| 2. 4  | L'influence du l'ensoleillement sur les caractéristiques $I_{pv}$ - $V_{pv}$ et $P_{pv}$ - $V_{pv}$ .   | 34 |
| 2. 5  | L'influence de la température sur les caractéristiques $I_{pv}$ - $V_{pv}$ et $P_{pv}$ - $V_{pv}$ .   | 34 |
| 2. 6  | L'influence de $R_s$ et $R_{sh}$ et $\gamma$ sur la caractéristique $I_{pv}$ - $V_{pv}$ .   | 35 |
| 2. 7  | Modèle équivalent du générateur photovoltaïque.   | 35 |
| 2. 8  | Caractéristique d'assemblage des du Module photovoltaïque.  | 36 |
| 2. 9  | Circuit de principe d'un convertisseur DC-DC Boost.   | 37 |
| 2. 10 | Circuit équivalent d'une batterie Li-ion. [2]   | 39 |
| 2. 11 | Caractéristiques de courant de la décharge de la batterie Li-ion  | 40 |
| 2. 12 | Topologies du convertisseur bidirectionnel.   | 40 |
| 2. 13 | Réseau électrique triphasé.   | 41 |
| 2. 14 | Schéma de connexion au réseau d'une charge polluante déséquilibrée.   | 42 |
| 2. 15 | Schéma de principe de l'onduleur triphasé à deux niveaux.   | 44 |
| 2. 16 | Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur.  | 47 |
|       |   |    |
| 3. 1  | Configuration du FAP connecté avec source photovoltaïque et BEES.   | 50 |
| 3. 2  | Schéma bloc de commande du convertisseur DC-DC.   | 51 |
| 3. 3  | Boucle de régulation du $V_{pv}$ de GPV.  | 51 |
| 3. 4  | Boucle de régulation de courant $i_{Lpv}$ .   | 52 |
| 3. 5  | Organigramme de l'algorithme de perturbation et d'observation P&O [66].   | 53 |

|       |   |    |
|-------|---|----|
| 3. 6  | Schéma fonctionnel de PI-DPC-SVM proposée.....  | 54 |
| 3. 7  | Composants de tension et courant du réseau dans le repère $\alpha$ - $\beta$ et tournant d-q..... | 55 |
| 3. 8  | schéma bloc de régulation des boucles de $P_s$ et $Q_s$ par PI.....                               | 56 |
| 3. 9  | Schéma bloc de la boucle de régulation de $P_s$ . ....  | 56 |
| 3. 10 | Schéma fonctionnel de la régulation de la tension $V_{dc}$ .....                                  | 58 |
| 3. 11 | Schéma synoptique du PLL classique. ....  | 58 |
| 3. 12 | Schéma synoptique de contrôle du convertisseur DC/DC bidirectionnel. ....                         | 60 |
| 3. 13 | Schéma fonctionnel de la boucle de contrôle du courant d'inductance.....                          | 61 |
| 3. 14 | L'organigramme de la stratégie de gestion de l'énergie (GE) du système.....                       | 62 |
| 3. 15 | Profil d'irradiation solaire et profil de la demande de la charge. ....                           | 63 |
| 3. 16 | la tension et la puissance fournit par GPV, respectivement.....                                   | 63 |
| 3. 17 | Flux énergétique du système (FAP -PV-BAT). ....   | 64 |
| 3. 18 | Tension du bus continu. ....  | 65 |
| 3. 19 | Courants générés par batterie. ....   | 65 |
| 3. 20 | Puissance du réseau avec leur référence. ....   | 66 |
| 3. 21 | L'allure de la puissance réactive du réseau. ....   | 66 |
| 3. 22 | L'allure et le spectre harmonique du courant du réseau sans compensation. ....                    | 66 |
| 3. 23 | Première phase du courant et de la tension du réseau. ....  | 66 |
| 3. 24 | Courant et tension du réseau et valeur THD avec régulateur PI. ....                               | 67 |
|       |   |    |
| 4. 1  | Structure global du contrôleur ST. ....   | 70 |
| 4. 2  | Convergences de l'algorithme Super -Twisting.....   | 71 |
| 4. 3  | Structure de la commande PV-BAT-FAP par le contrôleur ST. ....                                    | 72 |
| 4. 4  | schéma bloc de la régulation du convertisseur DC-DC par l'algorithme ST.....                      | 73 |
| 4. 5  | Schéma fonctionnel du régulateur de la puissance du GPV par ST.....                               | 74 |
| 4. 6  | Schéma bloc de la commande par ST du courant d'inductance. ....                                   | 75 |
| 4. 7  | Schéma synoptique de la commande du système de stockage par STSMC .....                           | 75 |
| 4. 8  | Schéma bloc de la commande par ST du courant de batterie. ....                                    | 76 |
| 4. 9  | Schéma fonctionnel du découplage de puissance par ST.....   | 78 |
| 4. 10 | Principe de la commande DPC avec modulation vectorielle SVM. ....                                 | 78 |
| 4. 11 | Contrôle ST de la puissance active $P_s$ . ....   | 79 |
| 4. 12 | Contrôle ST de la puissance réactive $Q_s$ .....  | 79 |
| 4. 13 | Schéma de la commande de la tension du bus continu par le contrôleur ST. ....                     | 80 |
| 4. 14 | Courbe : (a) tension du GPV, (b) puissance du GPV.....  | 81 |
| 4. 15 | Tension du bus continu.....   | 81 |
| 4. 16 | Courbes de courant et de puissance de la batterie. ....   | 82 |
| 4. 17 | La puissance active du réseau. ....   | 83 |
| 4. 18 | La puissance réactive du réseau. ....   | 83 |
| 4. 19 | Variation du courant et de la tension dans le réseau.....   | 83 |
| 4. 20 | Courant du réseau et sa THD obtenus par du contrôleur ST. ....                                    | 84 |
|       |   |    |
| 5. 1  | Architecture du contrôleur MGTO. ....   | 87 |
| 5. 2  | Structure de la commande PV-BAT-FAP par le contrôleur MGTO.....                                   | 87 |
| 5. 3  | Schéma bloc de la régulation du convertisseur DC-DC par l'algorithme MGTO.....                    | 88 |
| 5. 4  | Schéma bloc de la commande par MGTO de la puissance du GPV. ....                                  | 89 |

---

|       |   |    |
|-------|---|----|
| 5. 5  | Schéma bloc de la commande par MGTO du courant. ....  | 90 |
| 5. 6  | Contrôle de système de stockage d'énergie par MGTO. ....                                      | 91 |
| 5. 7  | Schéma bloc de commande par MGTO du courant de batterie ( <i>ib</i> ). ....                   | 91 |
| 5. 8  | Bloc de la Stratégie DPC-SVM basé sur le régulateur MGTO. ....                                | 92 |
| 5. 9  | Contrôle MGTO de la puissance active $P_s$ .....  | 93 |
| 5. 10 | Contrôle MGTO de la puissance réactive $Q_s$ .....  | 94 |
| 5. 11 | Contrôle de la tension du bus continu par MGTO. ....  | 95 |
| 5. 12 | Résultats de simulation (a), Tension (b), et puissance générée par le générateur GPV<br>..... | 96 |
| 5. 13 | Résultats de simulation de la tension du bus continu. ....                                    | 97 |
| 5. 14 | Résultats de simulation courant de batterie. ....   | 97 |
| 5. 15 | La puissance réactive de réseau. ....   | 98 |
| 5. 16 | La puissance active de réseau.....  | 98 |
| 5. 17 | Résultats de simulation courant et tension de source. ....                                    | 99 |
| 5. 18 | Courant du réseau et valeur THD avec régulateur MGTO. ....                                    | 99 |

**Liste des Tableaux**

|   |    |
|---|----|
| 1. 1: Comparaison entre filtrage actif et passif. [25].....             | 17 |
| 1. 2 : Paramètres utilisés pour comparer les algorithmes MPPT. ....     | 26 |
| 1. 3 : Tableau comparatif entre les méthodes MPPT. ....                 | 27 |
| 2. 1: Valeurs de référence du module BP SX 150S PV.....                 | 32 |
| 2. 2 :Type des batteries. ....  | 38 |
| 2. 2 :Tensions fournies par un onduleur de tension à deux niveaux. .... | 48 |
| 4. 1: Paramètres des régulateurs ST.....                                | 80 |
| 5. 1:Paramètres des régulateurs MGTO.....                               | 95 |

**Liste des symboles et Acronymes**

|                          |  |
|--------------------------|--|
| $i_s$                    | Le courant de source (réseau).   |
| $v_{ldq}$                | La tension du au point de raccordement dans le repère synchrone              |
| $i_f$                    | Le courant de filter.  |
| $i_l$                    | Le courant de charge.  |
| $v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}$ | Tensions de source   |
| $S_a, S_b, S_c$          | Signaux de commande des interrupteurs  |
| $i_\alpha, i_\beta$      | Composantes des courants de source dans le repère stationnaire $\alpha\beta$ |
| $i_d, i_q$               | Composantes des courants dans le repère tournant dq                          |
| $d, q$                   | Repère tournant de Park.   |
| $\alpha\beta$            | Repère stationnaire.   |
| $S$                      | La puissance apparent.   |
| $P$                      | La puissance Active.   |
| $Q$                      | La puissance réactive.   |
| $D$                      | La puissance déformante.   |
| $FP$                     | Facteur de puissance.  |
| $FC$                     | Facteur de crête.  |
| $C_{dc}$                 | Condensateur de stockage d'énergie.  |
| $V_{dc}^*$               | La tension de référence du bus continu.                                      |
| $R_f, L_f$               | Resistance et inductance du filtre actif.                                    |
| $R_l$                    | Inductance de la charge.   |
| $L_l$                    | Résistance de la charge.   |
| $L_{ch}$                 | Résistance de la charge côté continu.  |
| $R_{ch}$                 | Inductance de la charge côté continu.  |
| $V_{pv}^*$               | La tension de référence du GPV.  |
| $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$ | Courant de source.   |
| $f_s$                    | Fréquence fondamentale du réseau.  |
| $\xi$                    | Coefficient d'amortissement.   |
| $\sigma(x)$              | La surface de glissement.  |
| $V(x)$                   | La fonction de Lyapunov.   |
| $u$                      | Vecteur des commandes.   |

|            |  |
|------------|--|
| $P_s, Q_s$ | Puissances instantanées réelle et imaginaire de source |
| $P_{sref}$ | Puissance active de référence.                         |
| $I_{sc}$   | Courant du court-circuit du panneau PV.                |
| $V_{oc}$   | Tension de circuit ouvert du panneau PV.               |
| $I_{mpp}$  | Courant optimum du panneau PV.                         |
| $V_{mpp}$  | Tension optimale du panneau PV.                        |
| $p_{PV}$   | Puissance du panneau PV.                               |

### **Liste des Acronymes**

|                |   |
|----------------|---|
| <i>SER</i>     | Sources d'énergie renouvelable.                                     |
| <i>PV</i>      | Photovoltaïque.   |
| <i>DPC</i>     | Direct power control.   |
| <i>DTC</i>     | Direct Torque Control.  |
| <i>FAP</i>     | Filtre Actif Parallèle.   |
| <i>BESS</i>    | Batteries énergie stockage système.                                 |
| <i>FAS</i>     | Filtre Actif Série.   |
| <i>FPB</i>     | Filtre Passe Bas.   |
| <i>FPP</i>     | Filtre Passif Parallèle.  |
| <i>UPQC</i>    | Unified Power Quality Conditione.                                   |
| <i>IGBT</i>    | Insulated-Gate Bipolar Transistor.                                  |
| <i>PI</i>      | Proportionnel Intégral.   |
| <i>PLL</i>     | Phase-Locked Loop ou boucle a verrouillage de phase.                |
| <i>MLI</i>     | Modulation de la largeur d'impulsion.                               |
| <i>SMC</i>     | Sliding Mode Control.   |
| <i>SVM</i>     | Space Vector Modulation.  |
| <i>PV</i>      | Photovoltaïque.   |
| <i>MPP</i>     | Point de puissance maximale (Maximum Power Point).                  |
| <i>MPPT</i>    | Suivi du point de puissance maximale (Maximum Power Point Tracker). |
| <i>P&amp;O</i> | Perturb and Observe.  |
| <i>ST</i>      | Super-twisting Super.   |
| <i>MGTO</i>    | Mode glissant troisième ordre.                                      |
| <i>AC</i>      | Alternating Current.  |
| <i>DC</i>      | Direct Current.   |

### **Liste des publications**

Les travaux de recherches consignés par la présente thèse ont été concrétisés par plusieurs publication et communication internationales dont :

#### **Publication Internationales :**

1. **Naamane, D.**, Laid, Z., & Fateh, M. (2023). Power quality improvement based on third-order sliding mode direct power control of microgrid-connected photovoltaic system with battery storage and nonlinear load. *Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering*, 47(4), 1473-1490.
2. **Debdouche, N.**, Zarour, L., Benbouhenni, H., Mehazzem, F., & Deffaf, B. (2023). Robust integral backstepping control microgrid connected photovoltaic System with battery energy storage through multi-functional voltage source inverter using direct power control SVM strategies. *Energy Reports*, 10, 565-580.
3. **Debdouche, N.**, Deffaf, B., Benbouhenni, H., Laid, Z., & Mosaad, M. I. (2023). Direct power control for three-level multifunctional voltage source inverter of PV systems using a simplified super-twisting algorithm. *Energies*, 16(10), 4103.
4. **Debdouche, N.**, Benbouhenni, H., Deffaf, B., Anwar, G., & Zarour, L. (2024). Predictive direct power control with phase-locked loop technique of three-level neutral point clamped inverter based shunt active power filter for power quality improvement. *International Journal of Circuit Theory and Applications*.
5. **Debdouche, N.**, Zarour, L., Chebabhi, A., Bessous, N., Benbouhenni, H., & Colak, I. (2023). Genetic algorithm-super-twisting technique for grid-connected PV system associate with filter. *Energy Reports*, 10, 4231-4252.
6. Milles, A., Merabet, E., Benbouhenni, H., **Debdouche, N.**, & Colak, I. (2024). Robust control technique for wind turbine system with interval type-2 fuzzy strategy on a dual star induction generator. *Energy Reports*, 11, 2715-2736.
7. Maroua, B., Laid, Z., Benbouhenni, H., Fateh, M., **Debdouche, N.**, & Colak, I. (2024). Robust type 2 fuzzy logic control microgrid-connected photovoltaic system with battery energy storage through multi-functional voltage source inverter using direct power control. *Energy Reports*, 11, 3117-3134.
8. **Naamane, D.**, Benbouhenni, H., Chebabhi, A., Laid, Z., Zellouma, D., & Colak, I. (2024). A new nonlinear control to improve the efficiency of the PV-SAPF system. *Energy Reports*, 11, 3096-3116.

9. Deffaf, B., **Debdouche, N.**, Benbouhenni, H., Hamoudi, F., & Bizon, N. (2023). A New Control for Improving the Power Quality Generated by a Three-Level T-Type Inverter. *Electronics* 2023, 12, 2117.
10. Deffaf, B., Farid, H., Benbouhenni, H., Medjmadj, S., & **Debdouche, N.** (2023). Synergetic control for three-level voltage source inverter-based shunt active power filter to improve power quality. *Energy Reports*, 10, 1013-1027.

**Conférences Internationales :**

1. **Debdouche, N.**, Chebabhi, A., Ouchen, S., & Zarour, L. (2022, May). Direct power control of three-level SAPF with space vector modulation for power quality improvement. In 2022 19th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD) (pp. 103-108). IEEE.
2. **Debdouche, N.**, Zarour, L., Chebabhi, A., Deffaf, B., & Ouchen, S. (2022, October). Super Twisting Sliding Mode Direct Power Control of SAPF with Space Vector Modulation for Power Quality improvement. In 2022 2nd International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE) (pp. 1-6). IEEE.
3. **Debdouche, N.**, Laid, Z., Ali, C., & Ouchen, S. (2022). DPC-SVM controlled strategy for a three-level shunt active power filter grid connected photovoltaic system optimized by super twisting sliding mode technique. In *Artificial Intelligence and Heuristics for Smart Energy Efficiency in Smart Cities: Case Study: Tipasa, Algeria* (pp. 245-255). Springer International Publishing.
4. Deffaf, B., Hamoudi, F., & **Debdouche, N.** (2022, May). Sliding Mode Control of a Shunt Active Filter-Comparative analysis with conventional PI control. In 2022 19th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD) (pp. 1422-1427). IEEE.
5. Deffaf, B., Hamoudi, F., **Debdouche, N.**, & Chebabhi, A. (2022, October). Comparative analysis between Backstepping, Sliding mode and PI control applied to Shunt Active Filter. In 2022 2nd International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE) (pp. 1-6). IEEE.

## Résumé

### Abstract

This thesis is a part of the research carried out of a three-phase multifunctional double stage with energy storage for power quality enhancement, associated with a shunt active power filter. The DC sides consist unidirectional DC/DC Boost type which ensures the extraction of the maximum power point tracking (MPPT) technique from the PV generator and the bidirectional DC/DC buck/boost converter control of the charge and the discharge of the battery storage system (BSS). AC side is composed of a two-level voltage Source inverter associated with a parallel active power filter connected to the grid and supplies a nonlinear load. The shunt active power filter is controlled by direct power control with space vector pulse width modulation (DPC-SVM). The proposed system control will overcome degradations caused by the integration of renewable energy sources (RES) in the grid. The main expected actions are: the elimination of harmonic currents created by non-linear loads, the compensation of the reactive power, and the PV power transmission into the electrical grid. In order to improve the performances of the PV-BAT-SAPF, nonlinear controllers based on the super twisting Sliding Mode (ST), and third-order sliding Mode (TOSMC) are associated with direct power control (DPC-SVM). Finally, to validate the proposed double function system, simulation tests are carried out for steady state and dynamic regimes under a nonlinear load and solar irradiation changes operating condition.

**Keywords: Photovoltaic system, Maximum Power Point Tracking (MPPT), shunt active filter, direct power control, Third-order sliding Mode, super twisting Sliding Mode.**

### Résumé

Cette thèse s'inscrit dans le contexte des recherches portant sur un double étage triphasé multifonctionnel avec stockage d'énergie, et associé avec un filtre actif parallèle. Dans le premier étage, on utilise un convertisseur unidirectionnel de type DC/DC Boost pour effectuer la capture du point de puissance maximale (MPPT) du générateur PV, tandis qu'un convertisseur bidirectionnel de type DC/DC Buck/boost gère la charge et la décharge du système de stockage de batterie (SSB). Du côté AC, un onduleur source de tension à deux niveaux est associé à un filtre de puissance active parallèle, qui est connecté au réseau et alimente une charge non linéaire. Le filtre de puissance active shunt est contrôlé par une technique de contrôle directe de puissance avec modulation vectorielle (DPC-SVM). L'objectif de ce système est de résoudre les problèmes résultant de l'intégration des sources d'énergie renouvelable (SER) dans le réseau. Les principales actions visées comprennent l'élimination

des courants harmoniques générés par les charges non linéaires, la compensation de la puissance réactive et l'injection de l'énergie photovoltaïque dans le réseau électrique. Pour améliorer les performances du PV-BT-SAPF, des contrôleurs non linéaires basés sur le mode de glissement deuxième ordre (ST) et le mode de glissement de troisième ordre (MGTO) sont associés à la technique de contrôle direct de puissance (DPC-SVM). Enfin, afin de valider le système à double fonction proposé, des tests de simulation sont effectués pour des régimes stationnaires et dynamiques, en tenant compte de charges non linéaires et de variations des conditions de fonctionnement sous l'irradiation solaire.

**Mots-clés :** Système photovoltaïque, Suivi du point de puissance maximal (MPPT), Filtre actif parallèle, Commande directe de puissance (DPC), Mode glissant deuxième ordre à base super-twisting (ST), Mode de glissement de troisième ordre (MGTO).

#### ملخص

هذه الأطروحة هي جزء من البحث الذي تم إجراؤه على مرحلة مزدوجة متعددة الوظائف ثلاثية الطور مع تخزين الطاقة لتحسين جودة الطاقة، المرتبطة بمرشح الطاقة النشط موازي. تتكون جانب التيار المستمر من محول DC/DC أحادي الاتجاه والذي يضمن استخلاص تقنيّة تتبع نقطة الطاقة القصوى (MPPT) من المولد الكهروضوئي ومحول DC/DC ثنائي الاتجاه للشحن وتفريغ نظام تخزين البطارية. يتكون جانب التيار المتردد من عاكس مصدر جهد ثنائي المستوى مرتبط بمرشح طاقة نشط موازي متصل بالشبكة ويوفر حملاً غير خطي. يتم التحكم في مرشح الطاقة النشط موازي عن طريق التحكم المباشر في الطاقة باستخدام تعديل عرض نبض متجه الفضاء (DPC-SVM). يتغلب نظام التحكم المقترح على التدهور الناتج عن دمج مصادر الطاقة المتجددة في الشبكة. الأهداف الرئيسية المتوقعة هي: إزالة التيارات التوافقية الناتجة عن الأحمال غير الخطية، وتعويض الطاقة التفاعلية، ونقل الطاقة الكهروضوئية إلى الشبكة الكهربائية. من أجل تحسين أداء PV-BAT-SAPF، ترتبط وحدات التحكم غير الخطية المستندة إلى وضع الانزلاق الفائق الالتواء (ST) ووضع الانزلاق من الدرجة الثالثة (TOSMC) بالتحكم المباشر في الطاقة (DPC-SVM). أخيراً، للتحقق من صحة نظام الوظيفة المزدوجة المقترح، تم إجراء اختبارات المحاكاة للحالة المستقرة والأنظمة الديناميكية تحت الحمل غير الخطي والإشعاع الشمسي متغير.

#### الكلمات المفتاحية

نظام الكهروضوئية، تتبع نقطة الطاقة القصوى، مرشح النشط موازي، التحكم المباشر في الطاقة، وضع الانزلاق من الدرجة الثانية مع قاعدة الالتواء الفائق، وضع الانزلاق من الدرجة الثالثة.

# **Introduction générale**

*introduction générale*

## **Introduction Générale**

La demande en énergie électrique a augmenté de manière significative, ce qui a fait de la production d'électricité un domaine de recherche primordial à l'échelle mondiale. Les méthodes traditionnelles de production d'électricité ne sont plus adéquates pour répondre à cette demande croissante. De plus, les générateurs conventionnels tels que les turbines au diesel, au charbon et au gaz atteignent leurs limites en raison de coûts élevés et de problèmes environnementaux, notamment la pollution [1]. Il est largement reconnu que l'utilisation de sources d'énergie traditionnelles entraîne une augmentation des émissions de gaz toxiques, comme le CO<sub>2</sub>, ayant un impact négatif sur l'environnement. Ces dernières années, l'augmentation significative de la température, associée à une sécheresse croissante causée par une pollution importante, a fait du changement climatique un problème urgent.

Pour remédier à cette situation, les gouvernements du monde entier se sont engagés à rechercher des solutions radicales pour réduire les émissions de gaz toxiques, comme en témoigne le Traité de Tokyo [2]. Les pays développés ont également lancé des projets de recherche sur les énergies propres et ont vivement encouragé les travaux de recherche dans ce domaine. Parmi les solutions envisagées, les chercheurs ont identifié les énergies renouvelables comme une réponse efficace au problème du changement climatique, qui représente désormais une menace pour l'environnement et la vie humaine.

Les sources d'énergie renouvelable (SER) sont variées, incluant l'énergie éolienne, solaire, marémotrice et des courants marins. Parmi celles-ci, l'énergie photovoltaïque (PV) se distingue comme l'une des SER les plus importantes en raison de sa disponibilité, de sa fiabilité opérationnelle élevée et de son efficacité.

La situation actuelle du secteur de l'énergie au niveau mondial nécessite une intégration en grande ampleur des sources d'énergie renouvelable (SER) dans les réseaux électriques classiques. En effet, cette transition a entraîné de nombreuses modifications en ce qui concerne le contrôle, la stabilité et la gestion du réseau [2]. De plus, le stockage de l'énergie électrique a pris une importance croissante ces dernières années en raison de sa nécessité cruciale. Il est essentiel de stocker l'énergie produite en excès par les SER pour la réutiliser lorsque la production ne suffit pas à couvrir la demande en électricité.

Les micro-réseaux sont des systèmes électriques à petite échelle qui fournissent une alimentation électrique fiable et de haute qualité à un nombre limité de consommateurs. Ils sont principalement composés de sources d'énergie renouvelable (SER), de convertisseurs électroniques de puissance, de systèmes de stockage d'énergie (SSE), de dispositifs de filtrage

et de charges non linéaires [2,3]. Pour stocker l'énergie générée par un système photovoltaïque connecté au micro-réseau, on utilise des convertisseurs DC-DC et à DC-AC, on trouve un convertisseur DC/DC unidirectionnel de type Boost, qui permet d'extraire le point de puissance maximale (MPPT) du générateur photovoltaïque, ainsi qu'un convertisseur bidirectionnel DC/DC Buck/Boost qui gère la charge et la décharge de la batterie de stockage du système (BSS). Du côté AC, on utilise un onduleur multifonctionnel (source de tension DC-AC) pour assurer la conversion de puissance et améliorer la qualité de l'énergie électrique. De ce fait, des stratégies de contrôle hautement efficaces sont mises en œuvre pour réguler le courant alternatif et les transformateurs DC, garantissant ainsi la production et le stockage d'une énergie de haute qualité. De plus, une attention particulière est portée à la protection de la batterie contre les risques potentiels associés au stockage et à la décharge de l'énergie, qu'ils soient externes (non liés au système) ou internes (liés au système).

L'énergie solaire représente de loin la ressource énergétique la plus abondante disponible sur notre planète. L'exploitation de l'énergie photovoltaïque a surpassé celle de l'énergie éolienne, atteignant une capacité de 760 GW à la fin de l'année 2020 [4]. Les générateurs photovoltaïques sont respectueux de la faune et extrêmement fiables. Un système photovoltaïque est essentiellement un générateur de courant continu caractérisé par une réponse non linéaire, ce qui rend le contrôle du point de puissance maximale (MPPT) nécessaire pour optimiser la production d'énergie. Au fil du temps, diverses techniques ont été développées pour ce faire, comprenant des méthodes classiques relativement simples, comme la technique de perturbation et d'observation ainsi que la technique de conductance incrémentale [5], ainsi que des approches plus avancées, plus performantes, mais aussi plus complexes, telles que MPPT-Floue, MPPT-Neural [6], entre autres.

Actuellement, l'utilisation d'interfaces électroniques de puissance est en constante expansion à tous les niveaux, que ce soit dans la production d'électricité, l'industrie ou la consommation domestique. Toutefois, les avantages en termes de confort et de flexibilité offerts par les convertisseurs électroniques de puissance ne sont pas exempts d'inconvénients, tels que la détérioration de la qualité de l'énergie, la dégradation du facteur de puissance, l'augmentation des pertes d'énergie, le vieillissement prématuré des isolateurs et des équipements, entre autres.

Lorsqu'il s'agit de la production d'électricité, l'utilisation de filtres est courante, car ces filtres jouent un rôle essentiel dans l'amélioration de la qualité de l'énergie en éliminant les signaux indésirables. Il existe de nombreux types de filtres qui reposent largement sur l'utilisation de condensateurs. Jusqu'à récemment, les filtres passifs étaient la solution adoptée

pour le filtrage des harmoniques et la correction du facteur de puissance. Cependant, cette approche nécessite une compréhension approfondie du réseau pour éviter d'éventuelles résonances.

Le filtrage actif représente une solution appropriée capable de répondre à la croissance de l'utilisation des convertisseurs électroniques de puissance. Il offre la flexibilité de s'adapter aux variations de charge sans nécessiter une connaissance approfondie du réseau auquel le filtre actif est connecté.

La performance des systèmes de filtrage, dépend fortement des stratégies de contrôle. Afin de contrôler le FAP et d'obtenir une régulation adéquate du flux d'énergie dans le réseau, le contrôle par tension (VOC), qui fournit une bonne réponse dynamique par une boucle de contrôle de courant interne, est largement utilisé [3]. Comme alternative à cette méthode de contrôle, d'autres stratégies de contrôle ont été proposées, telles que le contrôle prédictif et le contrôle directe de puissance (DPC) [7].

Ces dernières années, la technique DPC (Direct Power Control) est devenue de plus en plus populaire en raison de ses performances dynamiques rapides et de sa mise en œuvre relativement simple par rapport à d'autres méthodes [7]. De plus, la stratégie DPC a gagné en adoption récemment dans le domaine des énergies renouvelables en raison de sa dépendance vis-à-vis de l'estimation des capacités, ce qui permet son application aisée à des systèmes complexes.

Le DPC élimine la nécessité d'avoir des boucles de contrôle de courant internes et recourt à une table de commutation basée sur les erreurs instantanées entre les valeurs commandées et estimées des puissances actives/réactives, ainsi que des vecteurs de position de tension pour la sélection des états de commutation de l'onduleur. Pour une mise en œuvre réussie du DPC, il est essentiel d'obtenir des estimations précises et rapides des puissances actives et réactives de la ligne.

La stratégie DPC dépend de l'utilisation de deux comparateurs à hystérésis pour contrôler la puissance active et réactive. Cependant, l'utilisation de ces contrôleurs traditionnels peut entraîner divers problèmes et limitations, ce qui limite leur application dans le domaine du contrôle des machines électriques. Le DPC trouve ses racines dans le concept de contrôle direct du couple (DTC) initialement proposé en 1986 par Takahashi et Nogushi pour le contrôle des moteurs à induction [8]. Par la suite, en 1995, Manninen a étendu les principes du DTC à l'onduleur de ligne, qui peut avoir une structure similaire à celle du moteur à induction, mais avec des connexions au réseau et un filtre de ligne [9]. En 1998, Noguchi a présenté le DPC pour un onduleur PWM sans l'utilisation de capteurs de tension d'alimentation source, et cette

même idée a été développée en 2001 par Malinowski, en se basant sur une estimation de flux virtuel pour un système redresseur PWM triphasé [10].

Le principal désavantage du DPC avec une table de commutation réside dans la variation de la fréquence de commutation, ce qui entraîne la génération d'une large plage de spectre harmonique indésirable, rendant complexe la conception d'un filtre de ligne [11]. Ces inconvénients peuvent être efficacement surmontés en remplaçant la table de commutation classique par un algorithme de modulation vectorielle (SVM). L'intégration de la technique SVM avec le DPC classique donne naissance au contrôle de puissance directe à modulation vectorielle (DPC-SVM).

La méthode de contrôle linéaire de type PI est efficace pour les systèmes linéaires et fournit de bons résultats [10]. Cependant, pour les systèmes non linéaires, ces lois de contrôle classiques peuvent s'avérer insuffisantes, car elles manquent de robustesse, particulièrement lorsque les exigences de précision et d'autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. Dans de tels cas, il est nécessaire d'utiliser des lois de contrôle qui sont capables de résister aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non-linéarités [12].

Les techniques de commande non-linéaire constituent une bonne solution à ces problèmes liés à la commande linéaire. Il s'agira de la commande non linéaire par mode glissant, de la commande par Backstepping et la commande à base de la logique floue. Ces commandes ont fait preuve d'efficacité vis-à-vis d'un système donné (robustesse, stabilisation, poursuite de trajectoire, temps de réponse, rejet des perturbations, écoulement bidirectionnel de la puissance, facteur de puissance unitaire et taux d'harmoniques réduit dans le réseau électrique, linéarisation de la commande) [13].

Ce mémoire est divisé en quatre chapitres organisés comme suit :

Dans le premier chapitre est consacré à la représentation les enjeux liés à la qualité de l'énergie ainsi que sur les solutions envisagées pour les résoudre, puis la seconde partie se concentrera sur les systèmes photovoltaïques, offrant une perspective globale sur les diverses configurations.

Dans le deuxième chapitre traite de la modélisation des différentes composantes du PV-BAT-FAP, puis aborde les diverses conceptions de commandes pour les sous-systèmes correspondants.

Le troisième chapitre se concentre sur l'intégration de la commande linéaire basée sur un PI avec les stratégies de contrôle direct de puissance qui font usage d'un modulateur vectoriel à la place d'une table de commutation.

## *Introduction générale*

---

Le quatrième chapitre se penche sur l'association de la commande par mode glissant deuxième ordre avec la stratégie de contrôle direct de puissance, tandis que le cinquième chapitre explore l'association de la commande par mode glissant troisième ordre avec cette même stratégie de contrôle direct de puissance. Une analyse comparative des diverses approches de commande d'un système Photovoltaïque-batteries stockage associa avec filtre actif parallèle à deux niveaux a été réalisée.

Enfin, nous terminerons ce travail par une conclusion générale, qui clôturera notre travail avec un certain nombre de perspectives.

**Chapitre I : Pollution Harmonique des Réseaux Electriques et  
Systèmes Photovoltaïque**

## **1.1 Introduction**

Ces dernières années, l'augmentation de la demande en électricité a posé des défis majeurs, tant en termes d'approvisionnement en énergie d'une part, que de gestion des problèmes liés à la dégradation de sa qualité d'autre part. Cette dégradation est principalement due à l'utilisation répandue d'équipements prend des modèles mathématiques non linéaires dans les systèmes électriques, tels que les transformateurs de puissance, les divers convertisseurs de l'électronique de puissance, les équipements et dispositifs inductifs, ainsi que les différents types des moteurs électriques, entre autres. Ces équipements génèrent des courants harmoniques perturbateurs dans les réseaux électrique, ce qui impacte à la fois son efficacité et sa qualité. Cette situation a entraîné une recherche des solutions à ces problèmes, en mettant particulièrement l'accent sur l'utilisation des énergies renouvelables pour les résoudre et pour compenser les pertes associées.

Parmi les types d'énergie les plus importants, l'énergie solaire est l'un des types d'énergie les plus significatifs. En raison de sa facilité d'utilisation, de ses besoins minimisés en maintenance et de sa tendance à la baisse des coûts, elle est perçue comme un substitut ou un complément adapté aux sources d'énergie conventionnelles.

Les différentes parties de ce chapitre se présentent comme suit :

La première section traite des points suivants : les problèmes de qualité de l'énergie, les différentes topologies des filtres avec une discussion de leurs avantages et inconvénients, ainsi qu'une description détaillée du filtre actif utilisé dans cette étude.

La deuxième section expose les différentes configurations des systèmes photovoltaïques associé aux réseaux électriques de distribution, puis la présentation également les diverses techniques de contrôle MPPT décrites dans la littérature.

## **1.2 Qualité de l'énergie électrique**

En génie électrique, le signal de tension triphasé se caractérise par son amplitude, sa fréquence et sa forme d'onde, étant sinusoïdal avec une égalité d'amplitude de tension et une symétrie de phase. Tout manquement à l'une de ces conditions peut entraîner des perturbations dans le réseau.

- Ces incidents peuvent se prolonger de manière continue ou persister pendant plusieurs minutes.
- Des interruptions et des coupures de courte durée, de l'ordre de quelques secondes, peuvent également se produire dans la tension.
- Des surtensions temporaires sont également susceptibles de se produire.

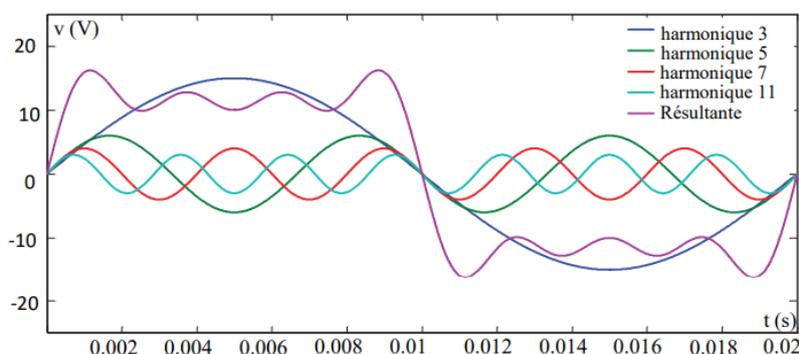
Les perturbations dues aux harmoniques et leur effet néfaste sur le réseau électrique représentent l'un des principaux défis auxquels sont confrontés la production et la distribution d'énergie électrique de haute qualité, en raison de l'augmentation de l'utilisation d'équipements électriques [14]. Les harmoniques à haute fréquence ont la capacité de perturber les réseaux de communication à proximité. Lorsqu'elles se propagent par le biais du transport au niveau de la source, elles peuvent causer des dommages importants à l'énergie, entraîner une pollution sonore et des vibrations.

### **1.3 Problème des harmoniques**

La problématique des harmoniques est devenue un phénomène répandu en raison de la croissance des charges de type non linéaires, pouvant causer des pannes d'appareils en raison de la distorsion des courants et des tensions. Ainsi, la nécessité de réduire ou d'éliminer ces harmoniques est primordiale.

#### **1.3.1 . L'origine des harmoniques**

Les harmoniques sont des composantes sinusoïdales présentes dans une onde intermittente, caractérisées par des fréquences qui sont des multiples entiers de la fréquence de l'onde principale. Leur superposition entraîne une distorsion de l'onde. À titre d'exemple, la [Figure 1.1](#) illustre une onde altérée résultant de l'addition du terme fondamental à 50 Hz avec des harmoniques impaires telles que 3, 5, 7 et 11. [15-16].



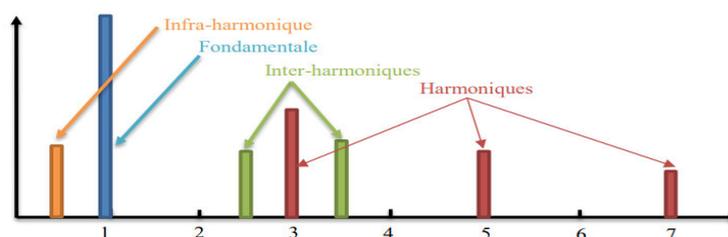
1. 1 Composante fondamentale et harmoniques au sein d'un signal altéré [16].

#### **1.3.1.1 Harmoniques et leurs types**

Les harmoniques sont des composantes de fréquence qui sont des multiples de la fréquence fondamentale d'un signal périodique [17]. Elles sont souvent causées par la distorsion du signal électrique due aux charges non linéaires. Voici quelques types d'harmoniques fréquemment observés :

- Harmoniques impaires : Elles ont des fréquences qui sont des multiples impairs de la fréquence fondamentale (3<sup>ème</sup>, 5<sup>ème</sup>, 7<sup>ème</sup> harmoniques, etc.).

- Harmoniques paires : Ces harmoniques ont des fréquences qui sont des multiples pairs de la fréquence fondamentale (2<sup>ème</sup>, 4<sup>ème</sup>, 6<sup>ème</sup> harmoniques, etc.).
- Harmoniques de rang élevé : Ce sont des harmoniques dont les multiples sont relativement élevés par rapport à la fréquence fondamentale.
- Harmoniques de rang faible : Elles sont caractérisées par des multiples relativement bas de la fréquence fondamentale.
- Les harmoniques peuvent causer des distorsions dans le système électrique, entraînant des pertes d'énergie, une surchauffe des équipements et une réduction de la fiabilité du réseau.
- Les composantes sinusoïdales inter-harmoniques : sont des fréquences qui ne sont pas des multiples de la fréquence principale, à savoir 130 Hz, 170 Hz et 220 Hz. [17]. La figure 1.2 illustre l'ordre des harmoniques intermédiaires et infra-harmoniques.



1.2 Configuration d'inter harmoniques et d'infra harmoniques [17].

### 1.3.2 . Caractérisations des harmoniques

#### 1.3.2.1 L'indice de distorsion harmonique totale (THD)

Le taux de distorsion harmonique totale (THD) est un indicateur essentiel pour évaluer l'impact des harmoniques dans les signaux périodiques. Il permet de mesurer la déformation d'un signal altéré par les harmoniques en le comparant à une onde sinusoïdale. Le calcul du THD implique la prise de la valeur efficace des harmoniques au-dessus de la fréquence fondamentale, puis en la divisant par la valeur efficace de l'harmonique fondamentale, le THD est défini pour les signaux de tension et de courant par les équations suivantes [18] :

$$THD_v (\%) = 100 \times \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2} / V_1 \quad (I.1)$$

$$THD_i (\%) = 100 \times \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2} / I_1 \quad (I.2)$$

#### 1.3.2.2 Facteur de distorsion

Facteur de distorsion représente le rapport entre la valeur de l'amplitude de l'harmonique fondamental par rapport à la valeur efficace de l'harmonique fondamental.

La relation est formulée de la manière suivante [19]:

$$F_d = \frac{I_1}{I_{eff}} \quad (I.3)$$

*Remarque :* Lorsque le courant est purement sinusoïdal il est égal à l'unité et diminue lorsque la distorsion se produit.

### 1.3.2.3 Facteur de Crête

La définition du coefficient de crête ( $F_c$ ) d'un signal est la suivante :

$$F_c = \frac{\text{valeur crete}}{\text{valeur efficace}} \quad (I.4)$$

Le facteur de crête est de 1,41 pour les ondes sinusoïdales, mais peut atteindre 5 dans le cas d'ondes fortement déformées.

### 1.3.2.4 Facteur de Puissance

Le facteur de puissance est défini comme le rapport de la puissance active ( $P$ ), mesurée en watts (W), à la puissance apparente ( $S$ ), mesurée en voltampères (VA) [19].

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (I.5)$$

Ou, La puissance apparente ( $S$ ) est définie comme la magnitude du produit de la tension efficace ( $V_{eff}$ ) et du courant efficace ( $I_{eff}$ ), mesurée en voltampères (VA).

$$\begin{cases} S = V_{eff} I_{eff} \\ S = V_{eff} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} \end{cases} \quad (I.6)$$

Les expressions suivantes peuvent être employées pour déterminer les composantes de puissance active ( $P$ ) et réactive ( $Q$ ) :

$$\begin{cases} P = 3V_{eff} I_{eff} \cos\varphi_1 \\ Q = 3V_{eff} I_{eff} \sin\varphi_1 \end{cases} \quad (I.7)$$

En présence d'harmoniques, une composante supplémentaire de puissance, appelée puissance déformée ( $D$ ), apparaît. Cette puissance peut être calculée à l'aide de la relation suivante [14] :

$$D = V_{eff} \sqrt{\sum_{n=2}^{\alpha} I_{Ln}^2} \quad (I.8)$$

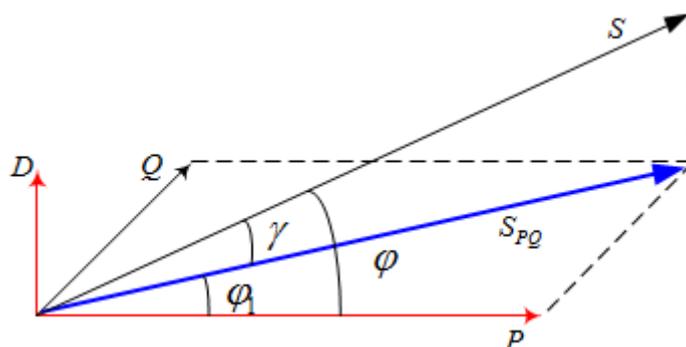
La puissance apparente ( $S$ ) est exprimée comme suit :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (\text{I.9})$$

Par conséquent, le facteur de puissance ( $F_P$ ) est défini par la fonction suivante :

$$F_P = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (\text{I.10})$$

D'après l'équation (I.8), les harmoniques et l'épuisement de puissance réactive ont pour effet de réduire le facteur de puissance [19]. La figure 1.3 illustre le diagramme de Fresnel des puissances.



1.3 Diagramme de Fresnel des puissances [19].

### 1.3.2.5 Origines de génération d'harmonique

Les harmoniques dans les réseaux peuvent être causées par plusieurs facteurs, notamment :

- *Les charges non linéaires* : tels que les variateurs de fréquence, les alimentations à découpage et les équipements de l'électronique de puissance peuvent introduire des harmoniques en raison de leur fonctionnement non linéaire.
- *Les machines électriques* : Les moteurs électriques, les transformateurs et autres équipements électriques peuvent également générer des harmoniques en raison de leur fonctionnement non linéaire, en particulier lorsqu'ils sont soumis à des charges variables.
- *Les Équipements de communication* : Les équipements de communication tels que les modems, les routeurs et les équipements de transmission de données peuvent produire des harmoniques en raison de leur modulation de fréquence et de leur conversion de signal.
- *Éclairage à décharge* : telles que les lampes fluorescentes, les lampes à vapeur de mercure et les lampes à vapeur de sodium peuvent introduire des harmoniques en raison de leur fonctionnement à haute fréquence.
- *Connexions défectueuses* : Les connexions électriques défectueuses, les câbles endommagés et les équipements mal installés peuvent également causer des harmoniques en altérant la forme d'onde du courant électrique.

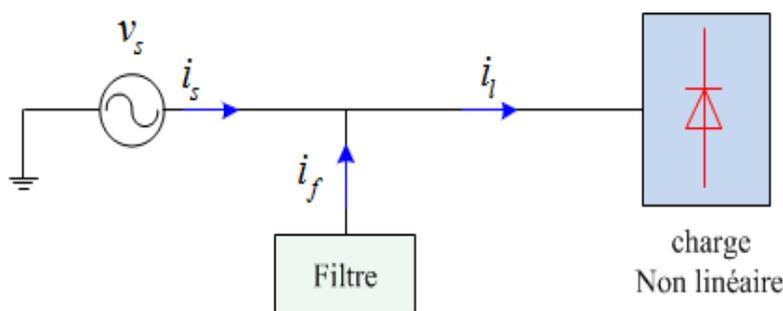
### 1.3.2.6 Conséquences néfastes de la pollution harmonique

Les effets néfastes de la pollution harmonique sont multiples et peuvent inclure :

- *Surchauffe des équipements électriques* : Les harmoniques augmentent les pertes dans les câbles, les transformateurs et les moteurs électriques, ce qui peut entraîner une surchauffe et une dégradation prématurée des équipements.
- *Diminution de l'efficacité énergétique* : Les pertes d'énergie dues aux harmoniques entraînent une diminution de l'efficacité énergétique des systèmes électriques, ce qui se traduit par une augmentation des coûts d'exploitation.
- *Déclenchement intempestif des dispositifs de protection* : Les harmoniques peuvent fausser les mesures de courant et de tension, ce qui peut entraîner des déclenchements intempestifs des dispositifs de protection tels que les disjoncteurs et les fusibles.
- *Interférences électromagnétiques* : Les harmoniques peuvent perturber les communications radio et les équipements électroniques sensibles en générant des interférences électromagnétiques.
- *Problèmes de qualité de l'énergie* : Les harmoniques peuvent affecter la qualité globale de l'énergie électrique en altérant la forme d'onde du courant et de la tension, ce qui peut entraîner des fluctuations indésirables dans les systèmes électriques.

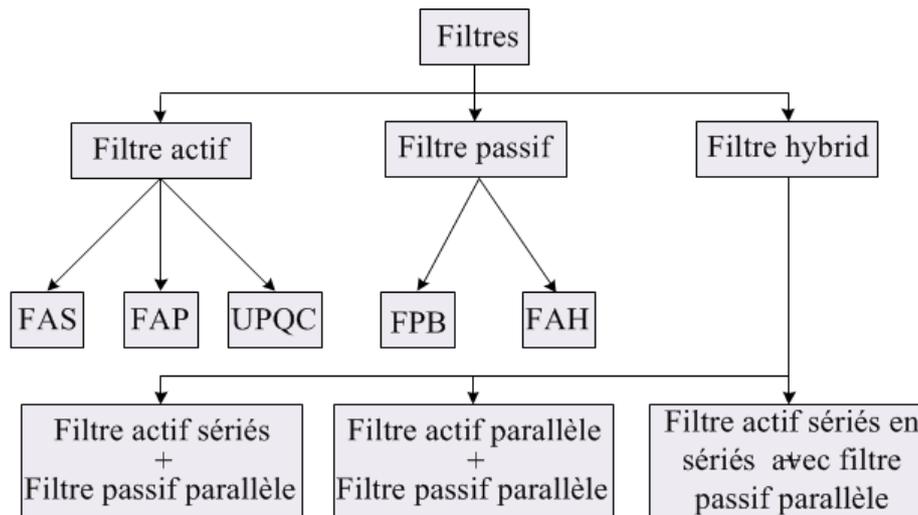
### 1.4 . Réduction de la pollution harmonique

L'utilisation de filtres pour réduire les harmoniques constitue une solution efficace pour améliorer la qualité de l'alimentation électrique, la [Figure 1.4](#). Illustre le principe fondamental de fonctionnement d'un filtre : en injectant un courant compensatoire, il est possible d'annuler les harmoniques présentes dans le courant de charge.



1.4 Fonctionnement basic d'un filtre [20].

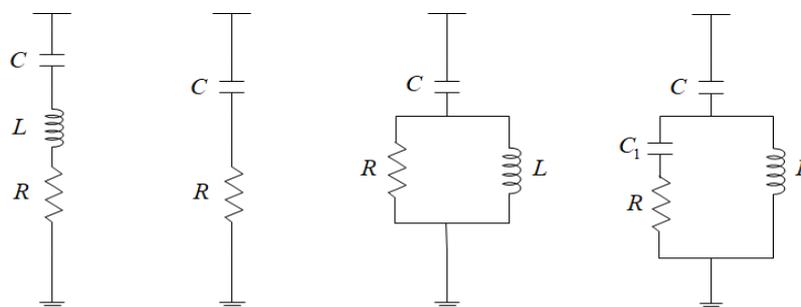
Les filtres actifs, passifs et hybrides sont les trois catégories principales de filtres décrites dans la littérature, comme illustré dans la [Figure 1.5](#), qui détaille également les sous-classifications propres à chaque type. [20].



1. 5 Classification des filtres.

### 1.4.1 Filtres passifs

Les filtres passifs sont des dispositifs utilisés pour filtrer des harmoniques spécifiques dans les systèmes électrique en utilisant des composants passifs tels que des condensateurs, des bobines et des résistances. Bien qu'ils soient efficaces dans cette tâche, les filtres passifs peuvent rencontrer des problèmes de résonance parallèle qui pourraient perturber le fonctionnement du système [13]. En plus de filtrer les harmoniques, les filtres passifs génèrent également de la puissance réactive [14]. Leur coût abordable en fait des solutions largement adoptées. Cependant, il est crucial de noter que l'efficacité des filtres passifs est étroitement liée à l'impédance du système. Il est essentiel de sélectionner le type de filtre passif approprié en fonction des besoins spécifiques du système pour garantir un fonctionnement optimal et une amélioration de la qualité de l'alimentation électrique. La Figure 1.6 présente divers types de filtres passifs pouvant être utilisés pour compenser les courants harmoniques.



1. 6 Filtres passifs : (a) Filtre résonant, (b) Filtre amorti de 1<sup>er</sup> ordre, (c) Filtre amorti de 2<sup>ème</sup> ordre, (d) Filtre amorti de 3<sup>ème</sup> ordre.

#### 1.4.1.1 Avantages des filtres passifs

Les filtres passifs présentent plusieurs avantages, notamment [17] :

- *Efficacité dans la réduction des harmoniques* : Les filtres passifs sont efficaces pour filtrer des harmoniques spécifiques dans un système électrique, ce qui contribue à améliorer la qualité de l'alimentation électrique.
- *Coût abordable* : Les composants utilisés dans les filtres passifs tels que des condensateurs, des bobines et des résistances sont généralement moins coûteux que d'autres solutions de filtrage, ce qui rend les filtres passifs économiquement attractifs.
- *Fiabilité* : Les filtres passifs sont des dispositifs simples et robustes, ce qui les rend fiables et faciles à entretenir.
- *Production de puissance réactive* : En plus de filtrer les harmoniques, les filtres passifs produisent de la puissance réactive, ce qui peut être utile pour compenser les déséquilibres de puissance réactive dans le système.
- *Large utilisation* : Les filtres passifs sont largement utilisés dans diverses applications électriques en raison de leur efficacité et de leur polyvalence.

#### **1.4.1.2 Inconvénients des filtres passifs**

Les filtres passifs présentent également certains inconvénients, notamment [14] :

- *Résonance parallèle* : Les filtres passifs peuvent entraîner des problèmes de résonance parallèle, ce qui peut perturber le fonctionnement du système et causer des problèmes de stabilité.
- *Génération de puissance réactive* : Bien que la production de puissance réactive puisse être bénéfique dans certains cas, elle peut également entraîner des pertes d'énergie et des coûts supplémentaires pour compenser cette puissance réactive.
- *Dépendance à l'impédance du système* : L'efficacité des filtres passifs dépend fortement de l'impédance du système, ce qui peut limiter leur capacité à filtrer efficacement les harmoniques dans certaines situations.
- *Limitation dans la plage de fréquence* : Les filtres passifs sont généralement conçus pour filtrer des harmoniques spécifiques dans une plage de fréquence donnée, ce qui peut limiter leur efficacité pour filtrer des harmoniques à des fréquences différentes.
- *Taille et encombrement* : Les filtres passifs peuvent être volumineux en fonction de la puissance et de la fréquence à filtrer, ce qui peut poser des problèmes d'encombrement dans certains systèmes.

#### **1.4.2 Filtres actifs**

Les filtres actifs de puissance sont des dispositifs électroniques utilisés pour filtrer les harmoniques et améliorer la qualité de l'alimentation électrique. Ils font appel à des onduleurs

de tension multifonctionnels (MFVSI) pour compenser de manière dynamique les perturbations harmoniques.

#### 1.4.2.1 . Catégorisation des Dispositifs actif de filtration de puissance

Nombre de phases peuvent être utilisés pour classer les FAP [18-19]. Il existe principalement deux catégories de convertisseurs :

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

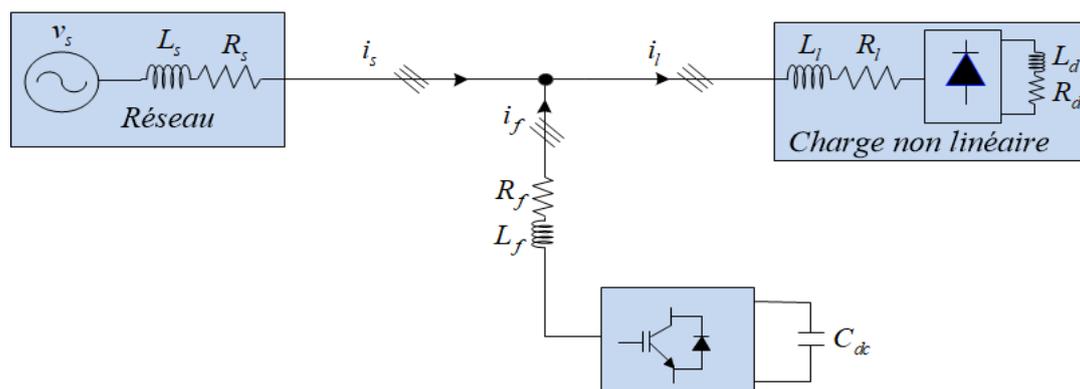
Les trois catégories de topologies FAP sont : Les filtres actifs en série (FAS), les filtres actifs shunt (FAP), les filtres actifs hybrides (FAH).

Finalemnt, il existe principalement deux catégories de disposition du FAP en fonction du nombre de phases :

- Un système composé de deux fils (monophasé)
- Un système composé de trois ou quatre fils triphasés.

##### a- Filtre actif parallèle (Shunt) :

Le dispositif actif de filtrage parallèle est composé d'un onduleur de tension associé à un filtre inductif en sortie, et il est connecté en parallèle au point de connexion commun (PCC). Ce dispositif génère un courant harmonique en phase et de même amplitude que le courant harmonique existant, permettant ainsi une compensation efficace avec tous types de charges. De plus, il contribue à améliorer le facteur de puissance, comme illustré dans le schéma synoptique de la Figure 1.7.

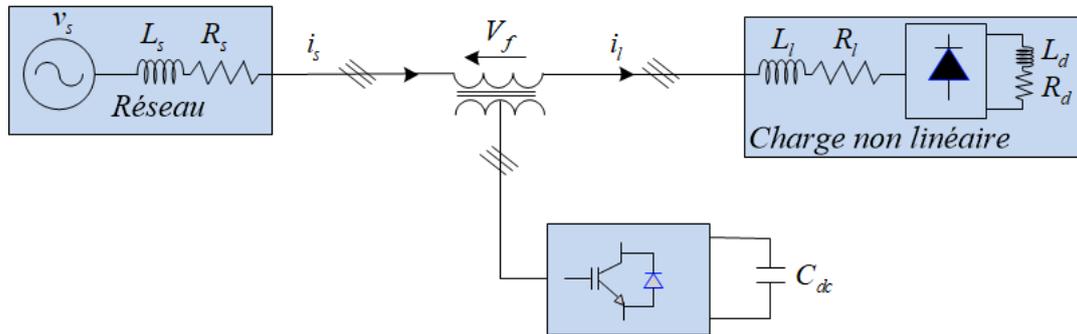


1. 7 Configuration d'un dispositif actif de filtrage actif en parallèle [17].

##### b- Filtre actif série :

Ces filtres, comme leur nom l'indique, sont connectés en série avec le câble à l'aide d'un transformateur. La tension de rééquilibrage est injectée dans la ligne par le biais de ce filtre en

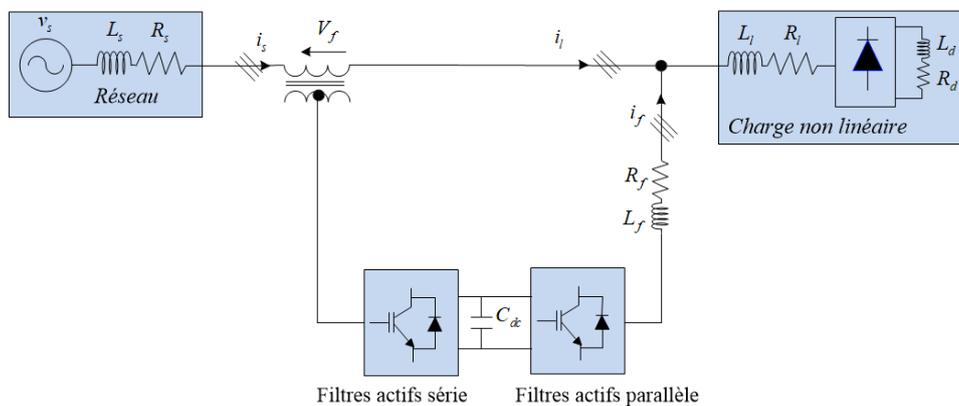
série, agissant ainsi comme une source de tension capable de corriger les variations de tension. Le schéma de ce type de filtre est illustré dans la Figure 1.8.



1. 8 Topologie d'un filtre actif série.

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

L'UPQC (Unified Power Quality Conditioner) est une combinaison de deux filtres actifs, l'un en parallèle et l'autre en série, ayant une capacité égale sur le bus permanent. Cette configuration réunit les avantages des filtres actifs en série (FAS) et en parallèle (FAP), permettant ainsi de compenser les harmoniques à la fois en courant et en tension. De ce fait, ce dispositif, illustré dans la Figure 1.9, est capable de résoudre la plupart des problèmes liés à la qualité de l'alimentation électrique généralement rencontrés dans un réseau électrique. [17].



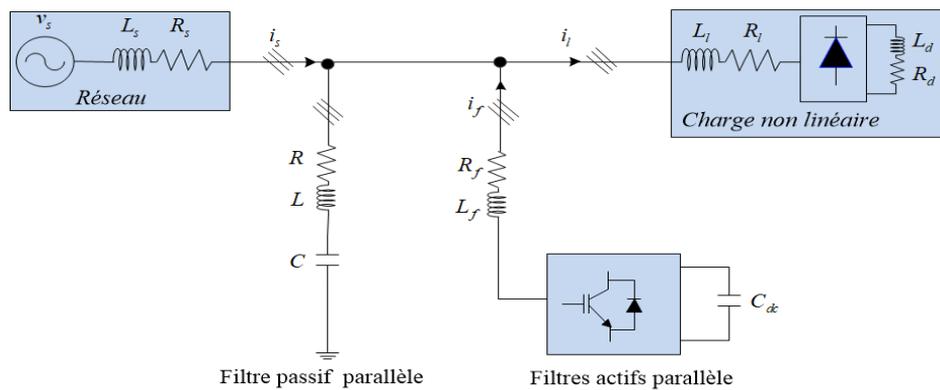
1. 9 Configuration d'un filtre actif UPQC [13].

### d- Filtres de puissance hybrides

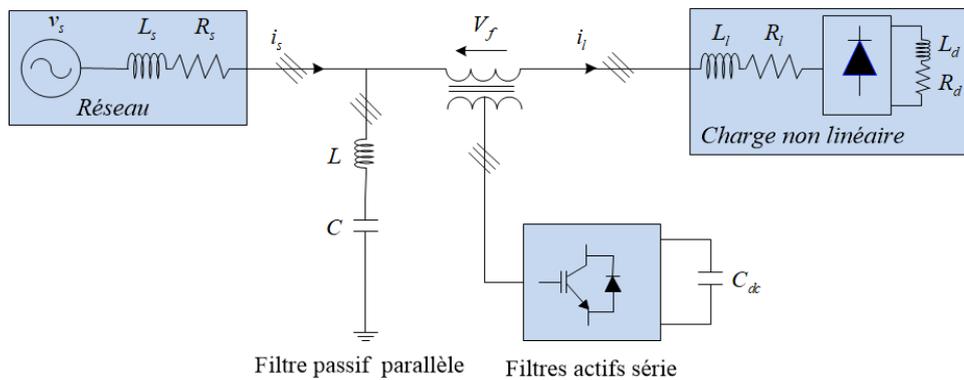
Ces dispositifs hybrides, qui intègrent à la fois des filtres passifs et actifs, offrent les avantages des deux types de filtres. En effet, différentes combinaisons sont envisageables, notamment [14] :

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

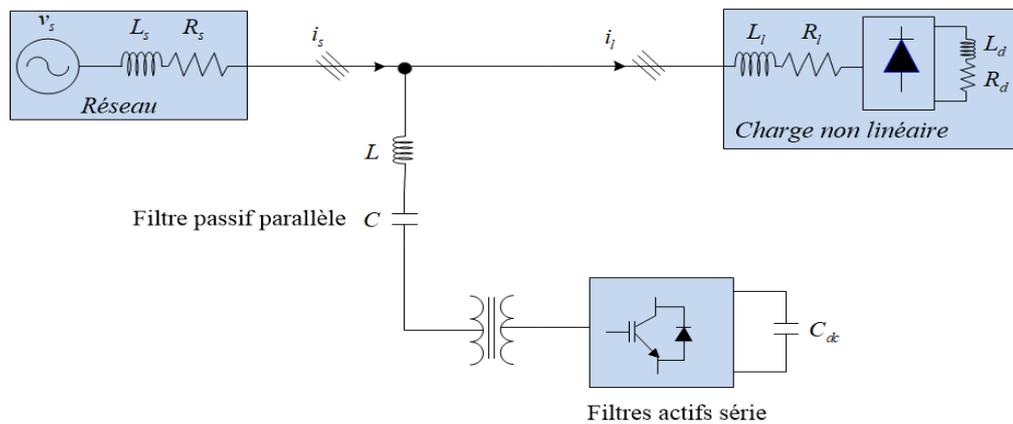
Chaque configuration de ce filtre est illustrée dans les figures 1.10-12 ci-dessous :



1. 10 Configuration d'un filtre actif parallèle avec autre passif parallèle. [20]



1. 11 Topologie d'un filtre actif série avec filtre passif parallèle. [17,21]



1. 12 Topologie d'un filtre actif série en série avec filtre passif parallèle. [14,21]

#### 1.4.2.2 Bénéfices des filtres actifs

- Tous les harmoniques indésirables peuvent être éliminés par un seul filtre ;
- L'absence d'état de résonance accroît la stabilité du système d'alimentation électrique.
- Le filtre offre une grande flexibilité et s'adapte facilement aux variations de la charge.

#### 1.4.2.3. Désavantages des filtres actifs

- L'implémentation dans l'industrie est limitée par les coûts élevés.

- Les pertes sont plus élevées.
- Il n'est pas toujours facile d'observer une amélioration de la forme de la tension.

### 1.4.2.3 Analyse comparative entre un filtre actif et un filtre passif.

Dans le [tableau 1.1](#) ci-dessous, une synthèse comparative entre le filtre actif et le filtre passif est présentée en fonction de divers critères :

| Critère de comparaison               | Filtre actif  | Filtre passif   |
|--------------------------------------|---|---|
| Impact sur les courants              | Affecte synchroniquement multiples fréquences en fonction de la largeur de bande. | un filtre est nécessaire pour chaque dispositif   |
| Interaction entre filtres voisins    | Risque nulle  | Possibilité de détérioration du filtre à des fréquences proches. (résonances)                     |
| Impact d'un changement de fréquence  | Risque nulle  | rigueur diminuée (le filtre est dimensionné en fonction de fréquence spécifique).                 |
| Surcharge                            | Risque nulle  | Possibilité de dommage si le courant harmonique à corriger excède sa capacité                     |
| Changement de l'impédance du réseau  | Conséquence nulle   | Risque d'amplification harmonique (déplacement de la fréquence d'antirésonance vers une fréquence |
| Vieillessement                       | Pas d'influence sur les performances  | Risque d'altération des performances (dérive de la fréquence d'accord)                            |
| Branchement                          | Pas d'étude préalable   | Etude au cas par cas  |
| Surveillance de fonctionnement       | Réalisée par le système de contrôle commandé                                      | Pas de surveillance   |
| Impact d'une augmentation de courant | risque nulle de surcharge. Mais cependant efficacité diminuée                     | Risque de surcharge et de détérioration   |
| Rajout d'équipement en aval          | Rien à être signalé (dans la limite de la puissance du filtre)                    | exige des changements sur le filtre, dans certains cas  |
| Encombrement                         | Faible  | Important   |
| Poids                                | Faible  | Elevé   |
| Coût                                 | Coût des composants plus élevé Pas de coût d'étude de dimensionnement             | Coût des composants réduit, nécessite une étude de dimensionnement obligatoire.                   |

Tableau 1.1. Comparaison entre filtrage actif et passif. [21]

## 1.5 Systèmes photovoltaïques

Ces dernières années, l'énergie solaire photovoltaïque a récemment connu une croissance rapide en tant que source d'énergie respectueuse de l'environnement, avec un impact environnemental extrêmement faible [17]. En fonctionnement, les systèmes photovoltaïques convertissent l'énergie solaire en électricité sans produire de pollution atmosphérique, de déchets ou de bruit, en faisant ainsi une source d'énergie propre et renouvelable [14].

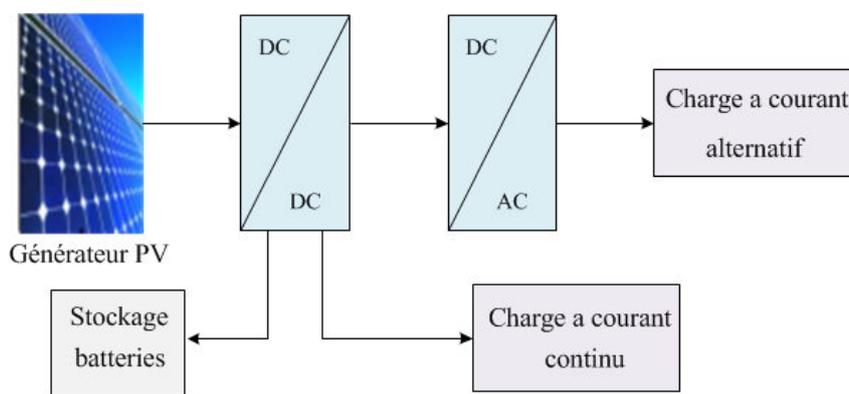
Cette section examinera les diverses catégories et configurations des systèmes photovoltaïques, tout en fournissant un bref aperçu des techniques de suivi du point de puissance maximale du GPV (MPPT).

### 1.5.1 . Configuration des systèmes photovoltaïques

Ces systèmes sont habituellement regroupés en deux catégories principales : les systèmes photovoltaïques autonomes (hors réseau) et les systèmes photovoltaïques connectés au réseau.

#### a- Les systèmes autonomes

Ces systèmes autonomes sont généralement déployés dans des zones rurales ou isolées, et sont souvent équipés des dispositifs de stockage tels que des batteries pour garantir un approvisionnement continu en cas de faible ensoleillement [14]. En effet, la production photovoltaïque seule peut parfois ne pas suffire à couvrir les besoins énergétiques. Ces installations sont particulièrement adaptées aux régions éloignées présentant des demandes énergétiques limitées [17]. Elles se composent généralement d'un générateur photovoltaïque, d'un ensemble de batteries pour le stockage, ainsi que de convertisseurs statiques DC-DC et/ou DC-AC.

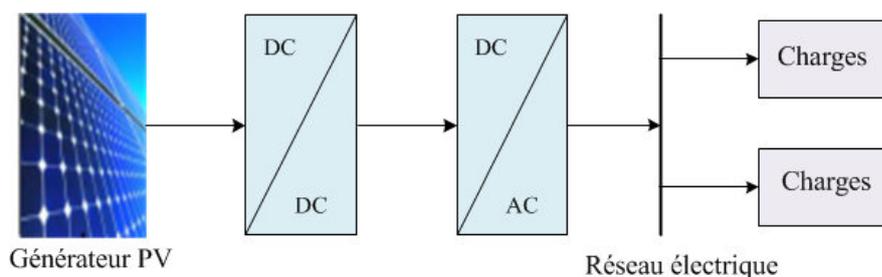


1. 13 Système PV autonome.

#### b- Les systèmes connectés au réseau

Les systèmes photovoltaïques connectés au réseau sont des installations qui produisent de l'électricité à partir de l'énergie solaire et sont reliées aux points de distribution électrique. Ils

utilisent un onduleur pour convertir l'alimentation DC du GPV de type AC, en assurant une synchronisation de tension et de fréquence avec le réseau. Ces systèmes peuvent être connectés au réseau électrique public ou à des infrastructures de gestion intelligente de l'habitat, souvent appelées "Smart Home". En général, ces installations ne nécessitent pas de dispositif de stockage d'énergie supplémentaire intégré [22].



1. 14 Configuration du système PV connecte au réseau.

### **1.5.2 Configuration d'un système PV connecté au réseau**

La configuration des systèmes d'énergie solaire a un impact direct sur la conception et la configuration du convertisseur. En règle générale, trois critères sont utilisés pour cette classification :

- Le nombre d'étages de puissance.
- Le mode d'isolation.
- La topologie de l'onduleur.

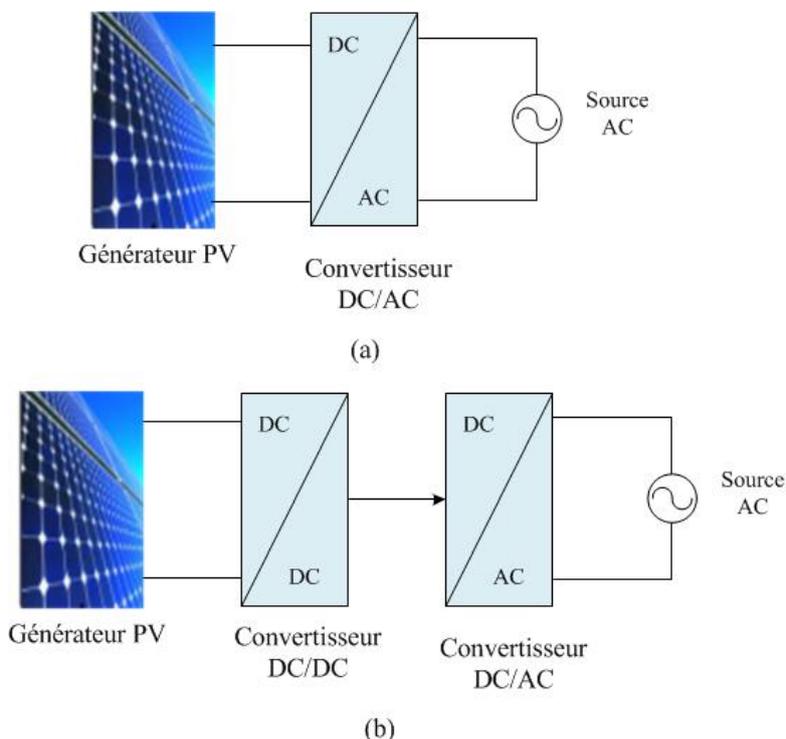
#### **1.5.2.1 Nombre D'étages de puissance**

Les onduleurs raccordent les systèmes photovoltaïques au réseau triphasé en convertissant la tension continue en une tension alternative conforme aux normes du réseau électrique, comme illustré dans la [Figure 1.20](#). Les systèmes photovoltaïques peuvent être intégrés au réseau électrique selon deux topologies principales.

La topologie la plus courante pour les systèmes PV utilise un seul convertisseur ([Figure 1.15-a](#)) [23]. Dans ce cas, l'onduleur doit remplir trois fonctions essentielles : convertir l'énergie continue des panneaux solaires en énergie alternative, maximiser la puissance extraite du générateur PV, ainsi respecter les normes de connexion pour garantir la sécurité du réseau électrique. Malgré sa simplicité en apparence, il peut être complexe d'optimiser simultanément ces trois fonctions de manière efficace.

Cependant, pour améliorer l'efficacité et garantir un fonctionnement optimal de l'onduleur, une certaine flexibilité est introduite. L'interface électronique de puissance est divisée en deux

niveaux distincts : le niveau continu c'est un hacheur et le niveau alternatif est un onduleur (voir Figure 1.15-b). Cette configuration est largement répandue. L'étage du convertisseur DC-DC implique un processus d'adaptation d'impédance, permettant une extraction continue de la puissance maximale [22], [23], [24].



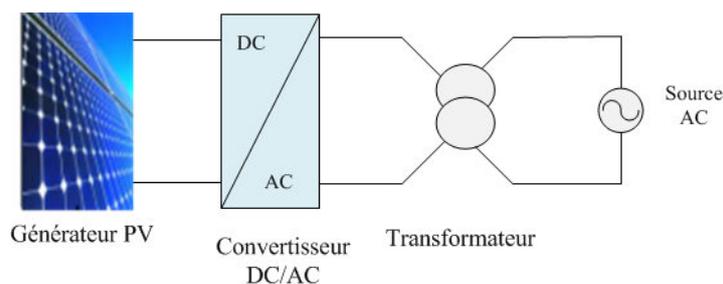
1. 15 Schémas bloc des structures PV à un seul étage (a), double étage (b).

### **1.5.2.2 Dispositifs d'isolation**

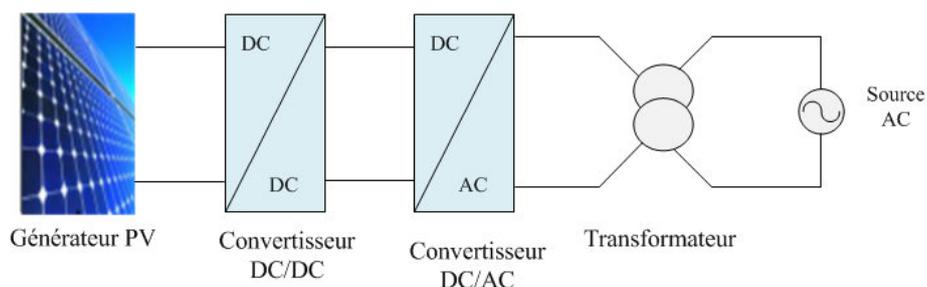
Dans tous les contextes industriels, l'utilisation d'un transformateur devient négligeable. Les principaux avantages de cette approche incluent :

- Une amélioration de la synchronisation des tensions entre le système photovoltaïque et le réseau électrique, car la relation du transformateur peut être ajustée sur une plage plus large que celle d'un hacheur.
- L'isolation électrique fournit une solution efficace et essentielle pour résoudre les problèmes liés aux courants de fuite causés par la capacité parasite du panneau photovoltaïque à la terre.

Le transformateur peut être configuré pour fonctionner à une fréquence réduite, bien que sa taille importante soit son principal inconvénient. Pour atténuer ce problème, l'utilisation d'un transformateur de haute fréquence peut être envisagée, mais cela nécessiterait l'ajout de convertisseurs de puissance électroniques supplémentaires. [22], [25], [26].



(a) Système utilisant un transformateur à basse fréquence.



(b) Système utilisant un transformateur à haute fréquence.

1. 16 Schéma bloc des structures PV isolées.

### 1.5.3 Architecture des systèmes solaires photovoltaïques

Les diverses configurations de connexion des modules photovoltaïques à l'onduleur donnent lieu à une variété de topologies de systèmes photovoltaïques. La [Figure 1.17](#) illustre certaines des topologies les plus couramment utilisées.

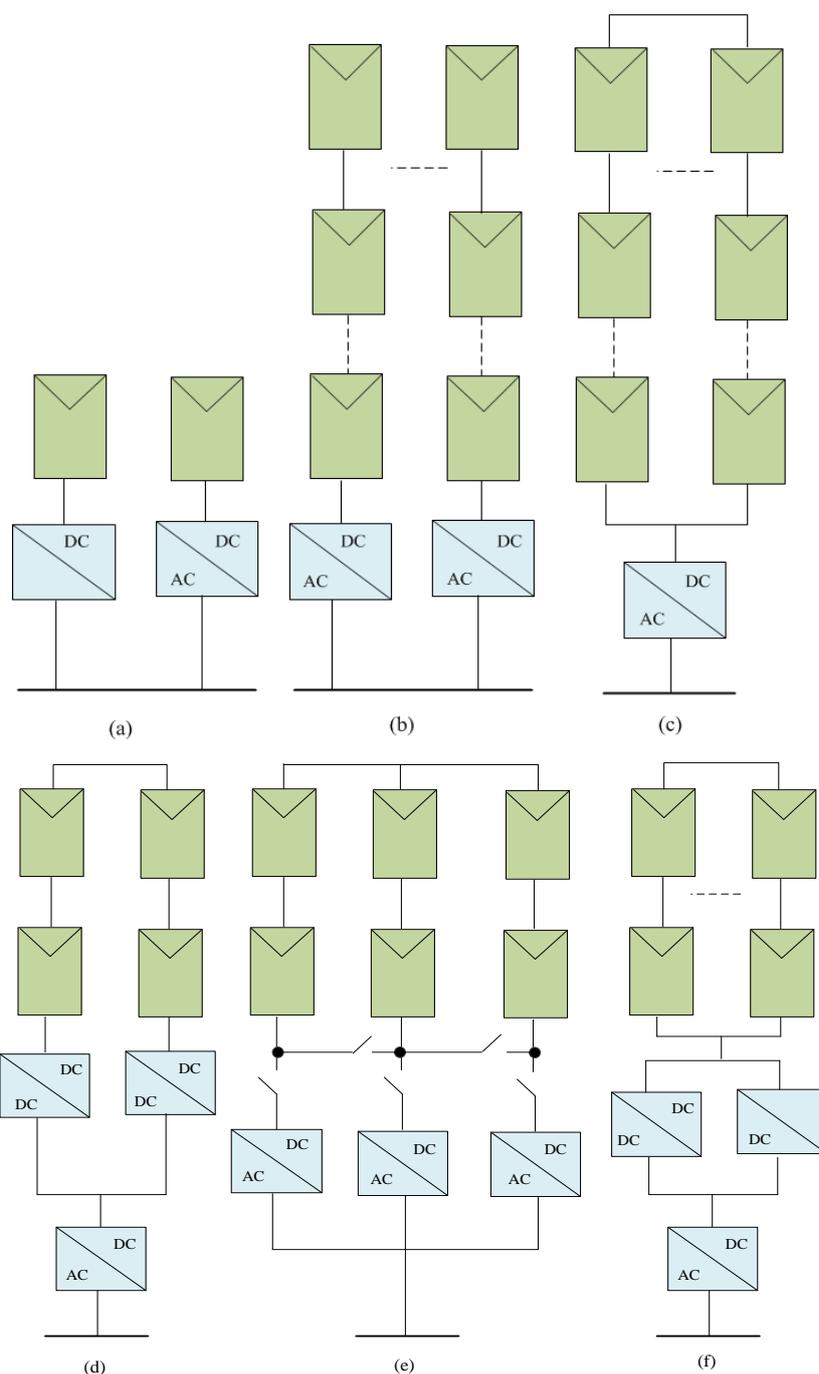
#### a- Topologie modulaire

L'algorithme de topologie modulaire représente la dernière avancée dans ce domaine. Chaque module intègre un onduleur, appelé "module AC". Cette approche présente plusieurs avantages, notamment une réduction des pertes liées à l'ombrage partiel, une surveillance améliorée des défaillances des modules et une conception de réseau plus adaptable. Cependant, il convient de noter que cette configuration est relativement coûteuse et convient principalement aux applications à faible consommation, généralement jusqu'à 500 watts. De plus, le positionnement des modules photovoltaïques en extérieur réduit la durée de vie de l'onduleur et accroît sa contrainte thermique. [\[27-28\]](#).

#### b- Architecturé de chaîne :

La configuration en chaînes améliore la fiabilité du système, chaque chaîne étant reliée à son propre onduleur. De plus, chaque chaîne peut fonctionner à sa puissance maximale indépendamment des autres, minimisant ainsi les pertes dues à l'ombrage partiel. Cette topologie offre une plus grande flexibilité dans la conception des systèmes photovoltaïques, car de nouvelles chaînes peuvent être facilement ajoutées pour augmenter la puissance globale.

Cependant, cette approche entraîne une augmentation des coûts en raison du besoin d'un plus grand nombre d'onduleurs [29-30].



1. 17 Topologies des systèmes PV connectés au réseau : Topologie modulaire (a), Topologie de chaîne (b), Topologie multi-chaînes (c), Topologie centralisée (d), Topologie maître-esclave (e), Topologie des concepts d'équipe (f) [14].

**c- Architecturé centralisée**

Cependant, elle présente l'inconvénient majeur qu'une défaillance de l'onduleur peut provoquer des perturbations significatives dans tout le système. De plus, l'utilisation d'un seul

onduleur pour le suivi de la puissance maximale peut entraîner des pertes de puissance importantes en cas de désalignement des modules ou d'ombrage partiel [28-29].

#### ***d- Architecture à multi-chaînes***

Cette disposition hybride tire parti des avantages des systèmes en chaînes et en configuration centrale. Chaque chaîne est associée à un convertisseur DC-DC dédié, ce qui permet d'optimiser le point de puissance et d'augmenter la tension. Ces convertisseurs sont ensuite reliés à un bus DC, qui à son tour est connecté à un unique onduleur central. Bien que cette configuration offre une surveillance individuelle du point de puissance maximal et maintienne un coût abordable grâce à l'onduleur central, elle présente une fiabilité moindre par rapport à la configuration en chaînes. De plus, les limitations imposées par les convertisseurs DC/DC entraînent une augmentation des pertes globales du système. [30], [31].

#### ***e- Topologie maître-esclave***

La disposition décrite est élaborée pour accroître la fiabilité de la configuration centralisée. Dans ce schéma, plusieurs onduleurs fonctionnent en parallèle avec le module photovoltaïque, et le nombre d'onduleurs actifs est ajusté pour permettre aux autres de prendre le relais en cas de défaillance. Cela améliore considérablement la robustesse du système. De plus, les onduleurs peuvent être programmés pour s'adapter au niveau d'irradiation solaire, autorisant ainsi la mise en veille de certains d'entre eux lors de faibles niveaux d'ensoleillement. Cette approche contribue à prolonger la durée de vie des onduleurs et à optimiser le fonctionnement global. Cependant, cette configuration engendre des coûts supérieurs à ceux de la topologie centralisée, et les pertes de puissance liées au désalignement des modules et à l'ombrage partiel persistent. [32].

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

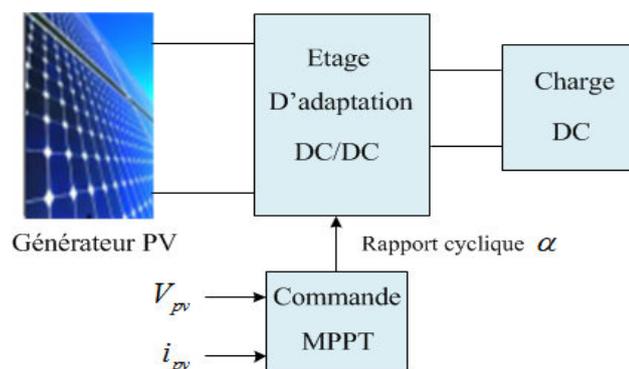
Cette configuration est couramment utilisée dans les grands systèmes photovoltaïques. Elle combine le principe de maître-esclave avec la technologie de chaînage. À faible luminosité, un unique onduleur est connecté à l'ensemble du réseau photovoltaïque. À mesure que la luminosité augmente, le réseau est segmenté en sous-unités de chaînes plus petites, jusqu'à ce que chaque onduleur de chaîne atteigne presque sa pleine capacité. Chaque chaîne fonctionne alors de manière autonome, avec son propre système de suivi du point de puissance maximale (MPPT) [17].

### **1.6 Algorithmes d'ajustement pour le point de puissance maximale (MPPT)**

Les variations de tension et de courant observées dans un système photovoltaïque sont étroitement liées à l'intensité lumineuse et à la température, dues aux caractéristiques non

linéaires de ses courbes  $I-V$  et aux fluctuations des conditions environnementales. Afin d'optimiser la production d'énergie, les systèmes PV requièrent des techniques de commande efficaces. Le suivi du point de puissance maximale (MPPT) est essentiel pour cette adaptation, et de nombreuses méthodes ont été documentées à cet effet dans la littérature. Parmi les approches classiques figurent la méthode de conductance incrémentielle (IC) [33], l'algorithme Hill Climbing et la méthode Perturb and Observe [34], [35], chacune ayant ses propres avantages et limites.

Les courbes  $I-V$  d'un générateur photovoltaïque révèlent la présence d'un point de puissance maximale, généralement situé dans des plages d'opération spécifiques. Il est recommandé de fonctionner à proximité de la région de la courbe  $I-V$  connue sous le nom de "coude" (ou "knee" en anglais). Habituellement, un convertisseur DC-DC est placé en aval du générateur photovoltaïque pour adapter les impédances. Le régulateur de point de puissance maximale (MPPT) ajuste le rapport cyclique du convertisseur pour maintenir le système au point de puissance maximale. Une représentation schématique de ce processus de conversion est présentée dans la [Figure 1.18](#).



1. 18 Schématisation du principe d'extraction de la puissance maximale.

### **1.6.1 Analyse des méthodes de contrôle pour le suivi du point de puissance maximale (MPPT).**

Un large éventail de recherches s'est penché sur les différentes méthodes de commande du suivi du point de puissance maximale (MPPT) décrites dans la littérature. Ces méthodes sont sélectionnées en fonction des exigences spécifiques de chaque application. Parmi les méthodes les plus utilisées figurent Perturb and Observe [34], Conductance Incrémentale (IC) [33], et Hill Climbing (HC) [35], en raison de leur simplicité. Ces approches sont largement adoptées dans divers domaines, y compris la connexion au réseau et la charge des batteries. Elles reposent sur le principe consistant à perturber le système en ajustant la tension ou le rapport cyclique, puis en observant son comportement.

Par ailleurs, des méthodes indirectes plus simples, souvent appelées méthodes passives, sont disponibles. Celles-ci incluent des approches basées sur le courant de court-circuit [36], la tension en circuit ouvert et le contrôle de corrélation d'ondulation (RCC) [37], qui sont généralement utilisées dans des applications à faible coût telles que l'éclairage public. Cependant, leur utilisation peut poser des problèmes en cas de variations imprévisibles de l'éclairement solaire. Cela a conduit à l'exploration d'algorithmes MPPT plus avancés offrant une meilleure précision et réactivité.

Plusieurs méthodes de suivi du point de puissance maximale (MPPT) font appel à l'intelligence artificielle, notamment la logique floue (FLC) [38], les réseaux de neurones (ANN) [39], ainsi que des approches inspirées de la théorie de contrôle, telles que le mode glissant, entre autres [40]. Lorsque l'éclairement solaire varie de manière aléatoire et rapide, ces techniques présentent des rendements rapides et exceptionnels comparés aux approches classiques de suivi du MPP, ce qui les distingue particulièrement.

De plus, pendant des périodes d'ombrage partiel, lorsque la caractéristique I-V présente plusieurs paliers, on a recours à des méthodes supplémentaires qualifiées de "globales". Ces méthodes reposent sur des algorithmes génétiques (AG) [41] et leurs dérivés, tels que les essaims de particules (PSO) [42], les colonies de fourmis (ANT) [43], et les colonies d'abeilles (ABC) [44]. Ces méthodes sont particulièrement utiles dans ces situations, car elles conduisent à un optimal global.

Il existe des avantages et des inconvénients aux méthodes d'intelligence artificielle et conventionnelles. L'usage des méthodes traditionnelles est facile à mettre en œuvre, mais leur réponse est lente lorsque les températures changent rapidement et lorsque l'éclairement varie, ce qui peut entraîner une perte du MPP. D'autre part, via les règles de décision appropriées, les méthodes d'intelligence artificielle offrent une réponse rapide et précise aux fluctuations immédiates de la température et de l'intensité lumineuse. Ces dernières ont un inconvénient majeur : elles sont plus compliquées à mettre en œuvre et nécessitent un processeur très rapide et beaucoup de travail de calcul [45].

La définition de la meilleure méthode à utiliser lors de la réalisation d'un système photovoltaïque peut être difficile en raison du grand nombre de méthodes disponibles. De nombreux facteurs entrent en jeu, notamment la complexité, le nombre de capteurs requis, le choix entre une mise en œuvre numérique ou analogique, la rapidité de convergence, la capacité de suivi, ainsi que le coût. Le [tableau 1.2](#) synthétise les caractéristiques cruciales des algorithmes MPPT, offrant ainsi la possibilité de comparer diverses approches. Par ailleurs, le

tableau I.3 établit une comparaison entre les diverses stratégies de commande MPPT en se basant sur les critères exposés dans le [tableau 1.2](#).

| Paramètre                             | Signification   |
|---------------------------------------|---|
| Exigence du système a énergie solaire | Le suivi (MPPT) peut être appliqué à tous les systèmes photovoltaïques (PV), que l'on connaisse ou non leur confirmation et les introns de leurs paramètres.  |
| MPPT réelle                           | L'analyse de codes visant à optimiser le point de puissance maximale (MPPT) peut opère au point de puissance maximale ou à proximité de celui-ci.<br>Si ce point n'est pas exactement réalisé en raison de conditions changeantes ou de la complexité du système, la puissance de sortie sera légèrement en dessous de celle prédite en théorie |
| Types de circuits                     | Analogique ou numérique   |
| Réglage périodique                    | Existe-t-il une variation autour du point de puissance maximale (MPP) ou non ?  |
| Vitesse de convergence                | Il s'agit de la durée requise pour atteindre le point de puissance maximale (MPP).  |
| Complexité d'implémentation           | Cet aspect décrit la méthode en général   |
| Capteurs                              | Cette situation est influencée par le nombre de variables prises en compte  |

**Tableau 1. 2:** Paramètres utilisés pour comparer les algorithmes MPPT.

| MPPT                                 | Dépendance au système | Vrai MPPT | Types de circuits   | Réglage périodique | Vitesse de convergence | Complexité d'implémentation | Capteurs      |
|--------------------------------------|-----------------------|-----------|---------------------|--------------------|------------------------|-----------------------------|---------------|
| P&O <sup>[35]</sup>                  | Non                   | Oui       | Digital/ Analogique | Non                | Varie                  | Faible                      | <i>V et I</i> |
| INC <sup>[33]</sup>                  | Non                   | Oui       | Digital             | Non                | Varie                  | Moyen                       | <i>V et I</i> |
| HC <sup>[36]</sup>                   | Non                   | Oui       | Digital/ Analogique | Non                | Varie                  | Faible                      | <i>V et I</i> |
| Fraction de $V_{oc}$ <sup>[36]</sup> | Oui                   | Non       | Digital/ Analogique | Oui                | Moyen                  | Moyen                       | <i>V</i>      |

|                           |     |     |                     |     |       |        |               |
|---------------------------|-----|-----|---------------------|-----|-------|--------|---------------|
| Fraction de $I_{cc}$ [36] | Non | Non | Digital/ Analogique | Oui | Moyen | Moyen  | <i>I</i>      |
| PSO [42]                  | Oui | Oui | Digital             | Non | Élevé | Elevée | <i>V et I</i> |
| FLC [38]                  | Non | Oui | Digital             | Oui | Élevé | Elevée | <i>V et I</i> |
| RN [39]                   | Oui | Oui | Digita              | Oui | Élevé | Elevée | <i>V et I</i> |
| SMC [40]                  | Non | Oui | Digital             | Non | Élevé | Moyen  | <i>V et I</i> |

Tableau 1. 3. Tableau comparatif entre les méthodes MPPT.

### 1.7 . Conclusion

Dans cette section, nous avons exploré les défis liés à la qualité de l'énergie électrique et aux systèmes photovoltaïques. Nous avons examiné les origines des harmoniques, leurs impacts sur le réseau électrique, ainsi que les solutions classiques et innovantes pour y remédier, avec un accent particulier sur l'utilisation de filtres actifs.

Par la suite, nous avons analysé les différentes catégories et configurations des systèmes photovoltaïques, ainsi que les techniques visant à optimiser la puissance générée par ces systèmes.

## **2. : Étude et Modélisation d'un système**

### **PV-BT-FAP**

## 2.1 Introduction

Ces dernières années, l'intégration des différents types des systèmes photovoltaïques aux réseaux électriques de distribution est devenue cruciale pour alimenter les charges de type non linéaires. Cependant, ces systèmes n'ont pas réussi à réduire la pollution énergétique, et pourraient même l'aggraver [46]. Pour trouver une solution à ce problème, les filtres passifs ont été utilisés comme solution de filtrage efficace. Toutefois, sont liés à la grande taille des composants des filtres et aux coûts élevés engendrés par l'ajout d'un filtre actif supplémentaire, pour remédier à ces limitations, il est proposé que les systèmes photovoltaïques connectés au réseau jouent eux-mêmes le rôle d'un filtre de puissance active parallèle (Shunt Active Power Filter), appelé PV-SAPF. Pour cela se fait en injectant un courant de compensation approprié dans le réseau, ce qui améliore la fiabilité et l'efficacité de la conversion de puissance, tout en réduisant la distorsion harmonique du courant. [47].

Ce chapitre portera sur l'analyse et à la modélisation de différentes parties du Micro-Réseau que nous avons proposé. Ces étages incluent un système photovoltaïque associé à un système de stockage à base des batteries au lithium. Ces deux systèmes sont connectés au point de raccordement avec le réseau électrique via un filtre actif parallèle (onduleur de source de tension + filtre passif).

En premier lieu, nous commençons par la modélisation approfondie du générateur photovoltaïque en nous basant principalement sur le modèle à cinq paramètres [2]. Ensuite, nous examinons l'influence des différents paramètres métrologiques et physique sur les caractéristiques du GPV. Enfin, nous développons le modèle dynamique du convertisseur DC-DC de type Boost, en prenant en compte le dimensionnement des divers éléments le constituant [48].

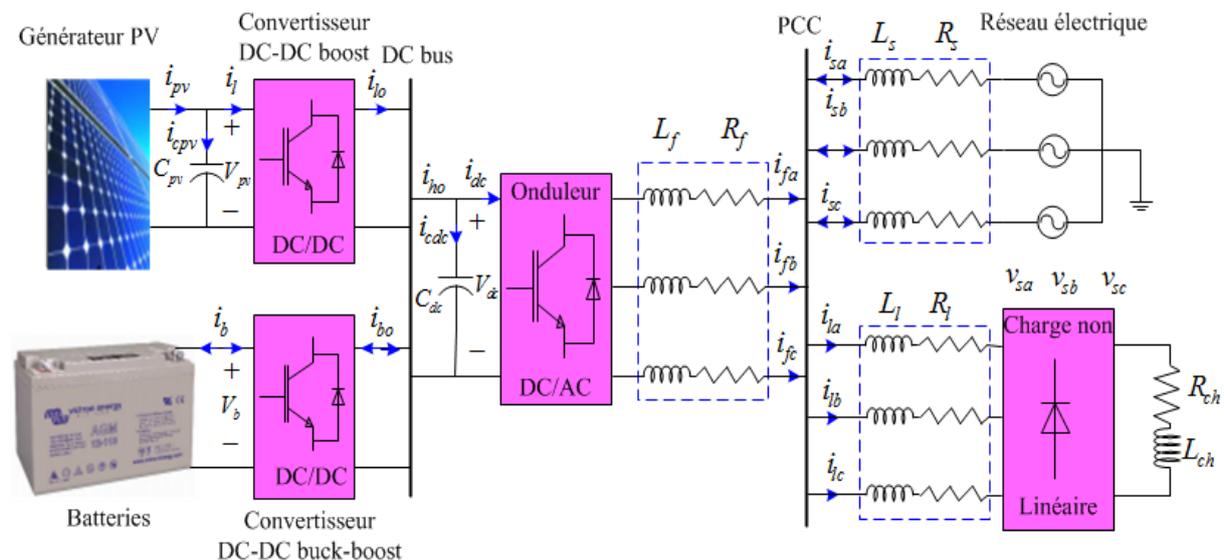
Dans un deuxième temps, nous avons également modélisé le SAPF, ce dernier comprenant un onduleur de source de tension multifonctionnel à deux niveaux (sa structure, son principe de fonctionnement et le contrôle par la technique de la Modulation Vectorielle d'Espace (SVM).

Ensuite, nous avons élaboré les divers modèles mathématiques du réseau électrique de distribution dans les référentiels suivants :  $(abc)$ ,  $(\alpha-\beta)$  et  $(d-q)$ . Par la suite, nous avons étudié le filtre passif et la charge non linéaire, comprenant un pont de redressement non commandé avec une charge inductif. Enfin, nous avons abordé le système de stockage, composé d'une batterie de type lithium associée à un convertisseur bidirectionnel de type DC-DC.

## 2.2 Configuration du système global étudié

Le micro-réseau proposé constituant un système photovoltaïque et un système de stockage basé sur des batteries au lithium, tous deux connectés au point de raccordement avec un réseau de distribution. L'objectif est de fournir de l'énergie à une charge de type non linéaire.

Le système photovoltaïque est constitué d'un générateur photovoltaïque connecté à un convertisseur DC/DC de type Boost, ce dernier contrôlé par un régulateur MPPT, pour assurer un suivi efficace du point de puissance maximale. Le système de stockage se compose d'un ensemble de batteries associé à un convertisseur dc-dc bidirectionnel supervisant les opérations de charge/décharge de la batterie, la liaison entre ces deux systèmes d'énergie et le réseau de distribution repose sur un onduleur de source de tension multifonctionnel (MFVS), lequel est connecté au point de couplage commun (PCC) par le biais d'un filtre inductif. Ces deux systèmes fournissent de l'énergie à une charge non linéaire composée d'un redresseur triphasé non contrôlé associé à une charge inductive (R-L), les détails du système sont illustrés à la figure 2.1.



2. 1 Conception proposée de la configuration du système de Micro Réseau.

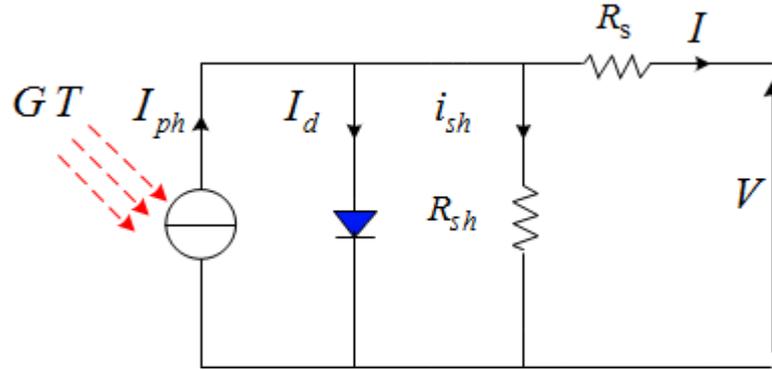
## 2.3 . Modélisation du système photovoltaïque

### 2.3.1 Générateur photovoltaïque

#### a. Modèle de cellule solaire photovoltaïque

Une cellule photovoltaïque est l'un des principaux composants de semi-conducteur qui génère de l'énergie électrique lorsqu'il est exposé au rayonnement solaire, cet effet est connu sous le nom d'effet photovoltaïque [49].

Le schéma électrique équivalent d'une cellule photovoltaïque est représenté par une source de courant ( $i_{ph}$ ) en parallèle avec une diode, une résistance parallèle ( $r_{sh}$ ) et une résistance série ( $r_s$ ), (voir la [figure 2.2](#)) [49]. Il est important de noter que la résistance parallèle symbolise les fuites entre le dessus et le dessous de la cellule, ainsi que les courants parasites à l'intérieur du matériau dus aux irrégularités ou aux impuretés. La résistance série, elle représente la connexion entre la cellule et ses fils conducteurs, incluant la résistance intrinsèque du semi-conducteur lui-même.



## 2. 2 Modèle réel équivalent de la cellule photovoltaïque à une seule diode [49].

D'après la [Figure II.2](#) et la loi de Kirchhoff, le courant fournit par la cellule photovoltaïque peut être exprimé de l'expression suivante [50] :

$$\begin{aligned} i_{cell} &= i_{ph,cell} - i_J - i_{sh,cell} \\ &= i_{ph,cell} - i_{0,cell} \left( \exp \left( \frac{q(V_J + r_{s,cell} i_{c,cell})}{\gamma_{cell} k T_{cell}} \right) - 1 \right) - \frac{V_J + r_{s,cell} i_{cell}}{r_{sh,cell}} \end{aligned} \quad (II.1)$$

Où

$i_{cell}$ ,  $i_{ph,cell}$ ,  $i_{0,cell}$ , sont respectivement, le courant fournit par la cellule photovoltaïque, le photo-courant de la cellule photovoltaïque, le courant inverse de saturation au niveau de la jonction (A) respectivement. ( $V_J$ ) la tension de la jonction en (V),  $T_{cell}$ , la température ambiante de la cellule ( $^{\circ}K$ ),  $\gamma_{cell}$  le coefficient d'idéalité de la jonction PN, ( $K=3.087 \times 10^{-23} J/K$ ) la constante de Boltzmann, ( $q=1.602 \times 10^{-19} C$ ), la charge de l'électron, ( $r_{s,cell}$ ), et ( $r_{sh,cell}$ ) sont respectivement la résistance série et parallèle de la cellule.

### b. Module photovoltaïque

L'association de plusieurs cellules est nécessaire pour former un module afin d'obtenir une puissance plus élevée. Lorsque les cellules sont connectées en série, cela entraîne une augmentation de la tension, tandis que les connecter en parallèle entraîne une augmentation du courant. Par conséquent, une combinaison série/parallèle est utilisée pour générer davantage

de puissance [17], [51]. Le système d'équations (II.2) résume les expressions mathématiques pour l'association série et parallèle des cellules :

$$\begin{cases} I_{pv} = n_p i_{cell}, I_{ph} = n_p i_{ph,cell}, I_o = n_p i_{o,cell}, V_{pv} = n_s V_{cell} \\ R_s = \frac{n_s}{n_p} r_{s,cell}, \gamma = n_s \gamma_{cell}, R_{sh} = \frac{n_s}{n_p} r_{sh,cell} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Où

$(n_s)$ ,  $e t (n_p)$ , représentent respectivement le nombre de cellules connectées en série et en parallèle.

En substituant le système d'équation (II.2) dans l'équation (II.1), on obtient :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_o \cdot \left[ \exp\left(\frac{q}{K\gamma T} (V_{pv} + R_s I_{pv})\right) - 1 \right] - \frac{(V_{pv} + R_s I_{pv})}{R_{sh}} \quad (\text{II.3})$$

À température de référence, le modèle (II.3) est caractérisé par cinq :  $I_{ph}$ ,  $I_o$ ,  $R_s$ ,  $R_{sh}$ , et  $\gamma$ .

### c. Évaluation des différents paramètres du module photovoltaïque

En utilisant les notations ( $V_{oc}$ ) pour la tension en circuit ouvert, ( $V_p$ ) et ( $I_p$ ) pour la tension et le courant au point de puissance maximale, et ( $I_{sc}$ ) pour le courant de court-circuit.

En substituant les coordonnées de ces trois points dans l'équation (II.3), on obtient :

$$I_{L,ref} - I_{o,ref} \left( \exp\left(\frac{q}{\gamma_{ref} K T_{ref}} V_{oc,ref}\right) - 1 \right) - \frac{V_{oc,ref}}{R_{sh,ref}} \quad (\text{II.4})$$

$$I_{p,ref} = I_{ph,ref} - I_{o,ref} \cdot \left( \exp\left(\left(\frac{q}{K\gamma_{ref} T_{ref}}\right) (V_{p,ref} + R_{s,ref} I_{p,ref})\right) - 1 \right) - \left( \frac{V_{p,ref} + R_{s,ref} I_{p,ref}}{R_{sh,ref}} \right) \quad (\text{II.5})$$

$$I_{sc,ref} = I_{L,ref} - I_{o,ref} \left( \exp\left(\frac{q}{\gamma_{ref} k T_{ref}} R_{s,ref} I_{sc,ref}\right) - 1 \right) - \left( \frac{R_{s,ref} I_{sc,ref}}{R_{sh,ref}} \right) \quad (\text{II.6})$$

La dérivée de la puissance par rapport de la tension au point de puissance maximale ( $V_{mp,ref}$ ,  $I_{mp,ref}$ ) est :

$$I_{sc,ref} = I_{L,ref} - I_{o,ref} \left( \exp\left(\frac{q}{\gamma_{ref} k T_{ref}} R_{s,ref} I_{sc,ref}\right) - 1 \right) - \left( \frac{R_{s,ref} I_{sc,ref}}{R_{sh,ref}} \right) \quad (\text{II.7})$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial P_{pv}}{\partial V_{pv}} = I_{pv} + V_{pv} \frac{\partial I_{pv}}{\partial V_{pv}} = 0 \\ \Rightarrow \frac{\partial I_{pv}}{\partial V_{pv}} = -\frac{I_{pv}}{V_{pv}} \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

En revanche, la dérivée de (II.3) amène

$$\frac{\partial I_{pv}}{\partial V_{pv}} = -I_{0,ref} \left( \frac{q}{\gamma_{ref} k T_{ref}} \right) \left( \frac{1 + R_{s,ref} \frac{\partial I_{pv}}{\partial V_{pv}}}{1 + \frac{1}{R_{sh,ref}}} \right) \exp \left( \frac{q}{K \gamma_{ref} T_{ref}} \right) (V_{pv} + R_{s,ref} I_{pv}) \quad (II.9)$$

En utilisant (II.8) et la dérivée (II.9), on obtient :

$$\frac{I_{p,ref}}{V_{pv,ref}} = -I_{0,ref} \left( \frac{q}{\gamma_{ref} k T_{ref}} \right) \left( \frac{1 - R_{s,ref} \frac{I_{p,ref}}{V_{pv,ref}}}{1 + \frac{1}{R_{sh,ref}}} \right) \exp \left( \frac{q}{K \gamma_{ref} T_{ref}} \right) (V_{p,ref} + R_{s,ref} I_{p,ref}) \quad (II.10)$$

Pour la cinquième équation, la pente de la caractéristique  $I_{pv} - V_{pv}$  au point de court-circuit est défini comme suite :

$$\left. \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} \right|_{\substack{V_{pv}=0 \\ I_{pv}=I_{sc,ref}}} = -\frac{1}{R_{sho}} \quad (II.11)$$

En conclusion, nous avons obtenu cinq équations non linéaires, notées (II.4), (II.5), (II.6), (II.10) et (II.11). La résolution de ces équations, nous avons utilisé la méthode de Gauss-Seidel [52]. Les valeurs nominales obtenues pour le module **BP SX 150S PV** sous les conditions de référence sont fournies dans le [Tableau 2.1](#)

| Paramètres | $I_{L,ref}$ (A) | $I_{0,ref}$ (A)        | $\gamma$ | $R_{s,ref}$ ( $\Omega$ ) | $R_{sh,ref}$ ( $\Omega$ ) |
|------------|-----------------|------------------------|----------|--------------------------|---------------------------|
| Valeur     | 4.75            | $6.231 \times 10^{-7}$ | 106.93   | 0.4542                   | 960.93                    |

Tableau 2.1. Valeurs de référence du module BP SX 150S PV.

#### d. Effet thermique

Malgré la température de la jonction soit explicitement incluse dans l'équation (II.3), son principal impact se reflète sur les courants ( $I_0$ ) et ( $I_{ph}$ ). Les expressions suivantes décrivent la dépendance de ( $I_0$ ) et ( $I_{ph}$ ) en fonction de la température [53,54]:

$$\begin{cases} I_{ph} = \frac{G}{G_{ref}} (I_{ph,ref} + \mu_{isc} (T - T_{ref})) \\ I_0 = I_{0,ref} \left( \frac{T}{T_{ref}} \right)^3 \exp \left( \frac{q E_G}{k \gamma} \left( \frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T} \right) \right) \end{cases} \quad (II.12)$$

Dans le contexte de l'équation, ( $E_g$ ) désigne la largeur de la bande d'énergie interdite du matériau semi-conducteur,  $G$  ( $w/m^2$ ) représente l'irradiation solaire,  $T$  ( $^{\circ}K$ ) est la température

opérationnelle de la cellule, ( $\mu_{Isc}$ ) est le coefficient de température du courant de court-circuit, et ( $ref$ ) représente les conditions de test standard.

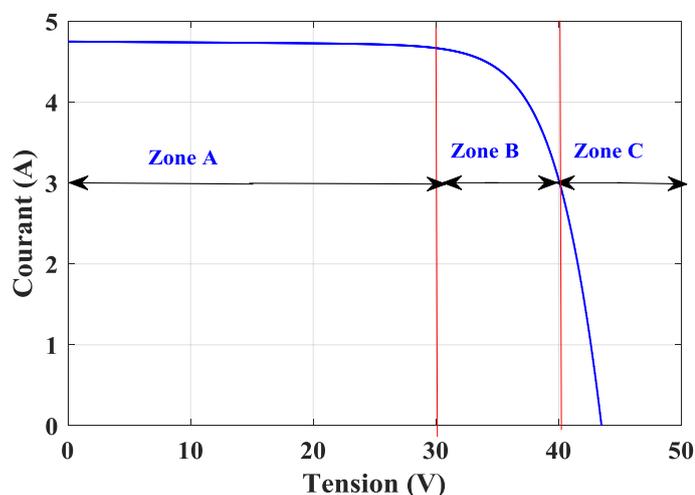
### 2.3.2 Résultats de Simulation de module PV (BP SX 150S)

Le module solaire utilisé dans cette étude est le BP SX 150S, et toutes les données ainsi que les paramètres utilisés dans la simulation sont répertoriés dans l'Annexe A. Les résultats de simulation présentés dans la Figure 3.3 permettent de tirer les conclusions suivantes :

- Le module photovoltaïque ne peut pas être considéré comme une source conventionnelle de courant ou de tension.
- Le PV n'impose ni son courant ni sa tension de fonctionnement ; au contraire, seule la charge qui détermine le point de fonctionnement.

Nous pouvons identifier trois zones principales dans la caractéristique  $I_{pv}-V_{pv}$  :

- **Zone (A)** : Dans cette zone, le module photovoltaïque agit comme un générateur de courant, le courant reste presque constant quelle que soit le changement de la tension.
- **Zone (C)** : Le générateur peut être assimilé à un générateur de tension car la tension reste presque constante quel que soit le changement du courant.
- **Zone (B)** : Représentant la zone préférée pour le fonctionnement, c'est là que le point de puissance est maximal.



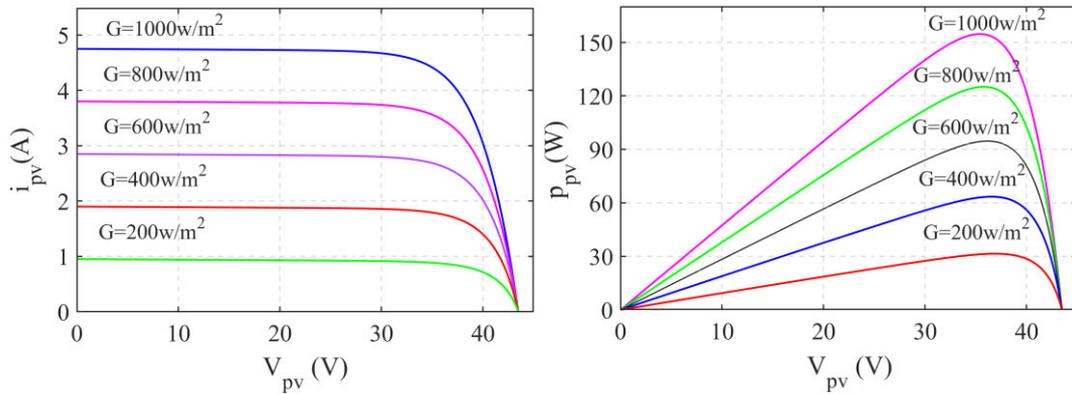
2. 3 Différents zones de fonctionnement.

#### a- Influence de l'éclairement à une température constante

Les caractéristiques  $I_{pv}-V_{pv}$  et  $P_{pv}-V_{pv}$  du module sont illustrées dans la figure 2.4 pour différents niveaux d'ensoleillement, avec une température constante ( $T=25^{\circ}\text{C}$ ).

Nous remarquons que la caractéristique de puissance présente une fonction non linéaire. Ainsi la puissance du module photovoltaïque diminue avec la diminution du niveau

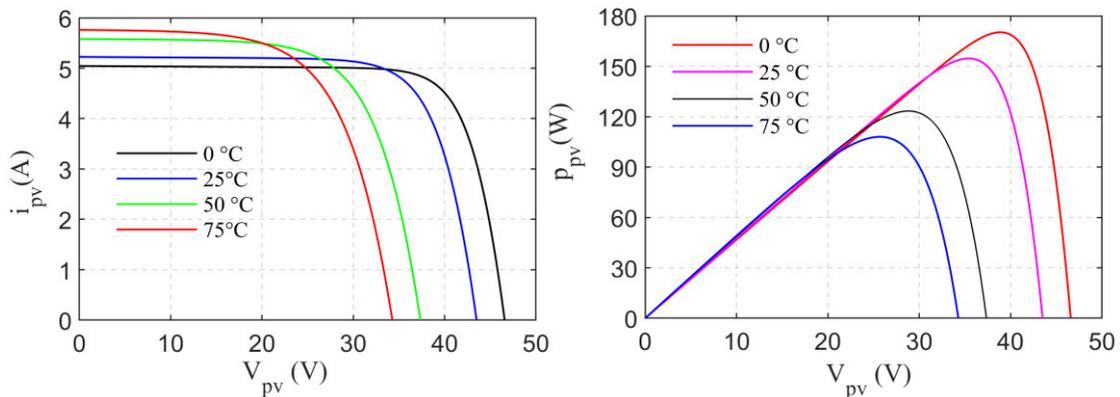
d'irradiation. Cette tendance est particulièrement marquée dans la zone horizontale de la caractéristique  $I_{pv}-V_{pv}$ , où le module agit comme un générateur de courant. En revanche, l'effet est relativement minime dans la zone verticale. Il est évident que plus le rayonnement n'est élevé, plus le module PV produit d'énergie.



2. 4 L'influence de l'ensoleillement sur les caractéristiques  $I_{pv}-V_{pv}$  et  $P_{pv}-V_{pv}$ .

**b- Influence de la température à un éclairement constant**

La température joue un rôle crucial dans le comportement des modules. Comme illustré dans la [figure 2.5](#), une augmentation de la température entraîne une diminution significative de la tension de circuit ouvert, ainsi qu'une diminution de la puissance maximale. Cependant, l'effet de la température sur le courant de court-circuit est pratiquement négligeable, bien que ce dernier augmente avec l'intensification de l'ensoleillement.

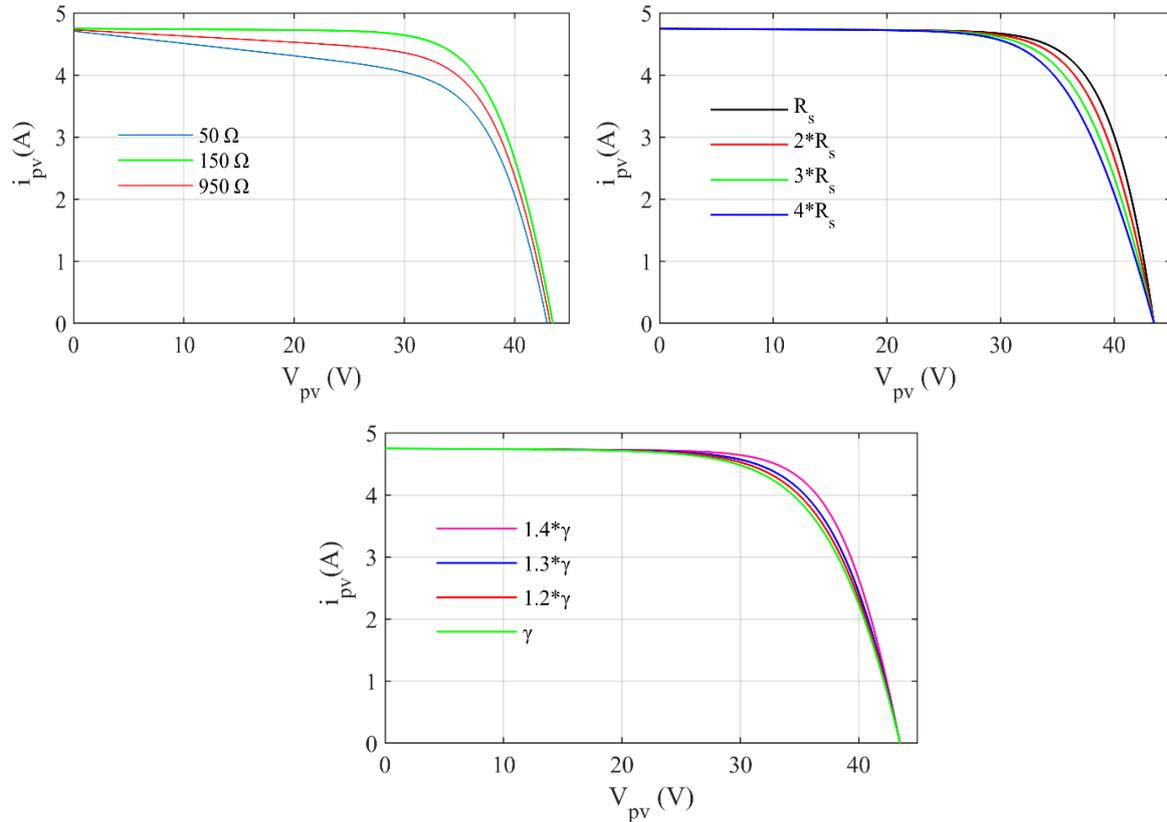


2. 5 L'influence de la température sur les caractéristiques  $I_{pv}-V_{pv}$  et  $P_{pv}-V_{pv}$ .

**c- Influence de la  $R_s$ ,  $R_{sh}$ , et  $\gamma$  sur la caractéristique  $I_{pv}-V_{pv}$**

Selon les résultats des [figures 2.6.a-b](#), la résistance série est attribuée en tant que résistance interne du générateur photovoltaïque lorsque celui-ci fonctionne comme une source de tension. En contraste, la résistance parallèle est assignée comme résistance interne du générateur photovoltaïque lorsqu'il agit comme une source de courant.

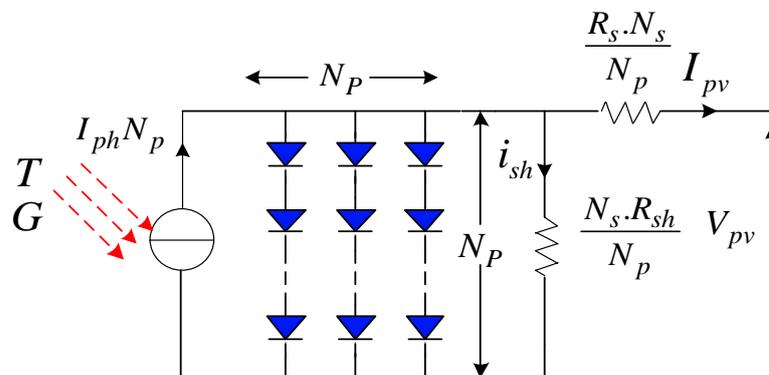
L'augmentation du facteur d'idéalité de la diode a un impact positif sur le point de puissance maximal, entraînant une augmentation de la puissance maximale, comme illustré dans la [figure 2.6.c](#)



2. 6 L'influence de  $R_s$  et  $R_{sh}$  et  $\gamma$  sur la caractéristique  $I_{pv}$ -  $V_{pv}$ .

**d- Générateur photovoltaïque**

Il est impératif de regrouper les modules en série, en parallèle, ou de manière mixte afin de créer un générateur photovoltaïque capable de fournir une tension et une puissance appropriées, allant jusqu'à quelques kilowatts. La [Figure 2.7](#) illustre le circuit électrique équivalent d'un générateur PV composé de ( $N_s$ ) modules en série et ( $N_p$ ) modules en parallèle.



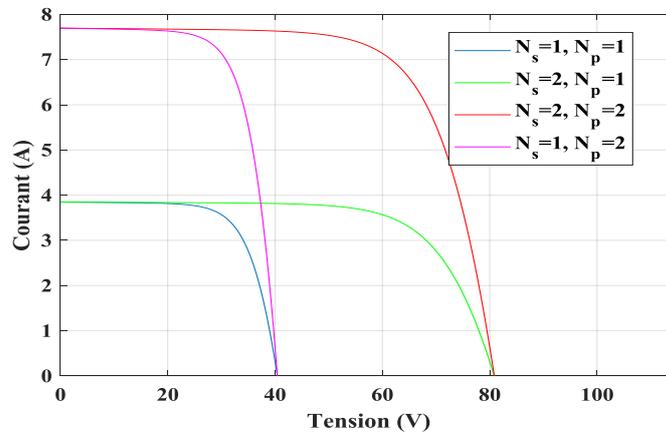
2. 7 Modèle équivalent du générateur photovoltaïque.

Pour décrire l'expression de la caractéristique  $I_{pv}$ - $V_{pv}$  du générateur photovoltaïque, il est nécessaire de mettre à l'échelle les paramètres comme suit :

$$I_{ph} = N_p i_{ph}, I_{pv} = N_p i_{pv}, I_o = N_p i_o, \gamma = N_s \gamma, V_{pv} = n_s v_{pv}, R_s = \frac{N_s}{N_p} r_s, R_{sh} = \frac{N_s}{N_p} R_{sh} \quad (II.13)$$

L'équation du courant de sortie du générateur photovoltaïque est la suivante [54,55]:

$$I_{pv} = N_p i_{ph} - N_p i_o \left( \exp \left( \frac{q \left( \frac{V_{pv}}{N_s} + \frac{I_{pv} R_s}{N_p} \right)}{N_s K T \gamma} \right) - 1 \right) - \frac{\frac{N_p}{N_s} V_{pv} + I_{pv} R_s}{R_{sh}} \quad (II.14)$$



## 2. 8 Caractéristique d'assemblage des du Module photovoltaïque.

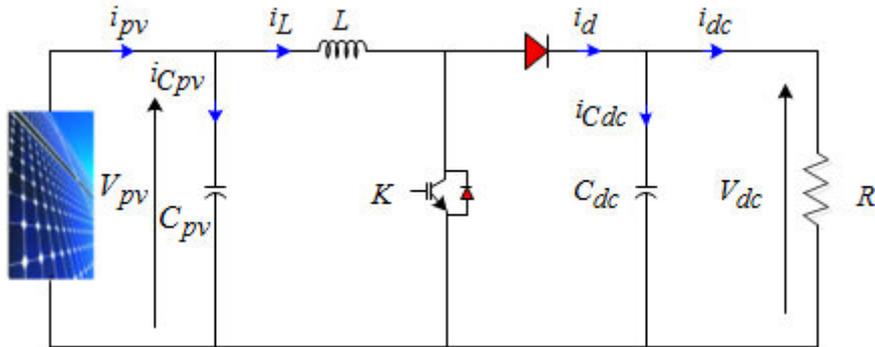
### 2.3.3 Modèle du convertisseur élévateur

#### a- Conception du convertisseur DC-DC élévateur

Comme le montre la [figure 2.9](#), le convertisseur DC-DC de type Boost augmente la tension du générateur photovoltaïque à un niveau approprié correspondant à la puissance photovoltaïque maximale. Généralement, un condensateur est connecté entre le générateur photovoltaïque et le circuit boost, contribuant à réduire les harmoniques à haute fréquence. Le circuit boost comprend principalement une inductance ( $L_{pv}$ ), un interrupteur ( $S$ ), et une diode de roue libre ( $D_L$ ). La commande de l'interrupteur est réalisée par la stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI) avec une fréquence de commutation fixe ( $f_s$ ).

- ◆ Pendant la *séquence de conduction* [ $0 \text{ DT}$ ], lorsque l'interrupteur ( $S=1$ ) est fermé et la diode est bloquée ( $D=0$ ), le courant à travers l'inductance ( $L_{pv}$ ) augmente de manière linéaire, entraînant une augmentation de l'énergie stockée dans la bobine proportionnelle à l'augmentation du courant qui la traverse. Au cours de cette séquence, l'énergie est transférée du condensateur ( $C_{dc}$ ) à la charge (R).

- ◆ Durant la séquence de roue libre, lorsque l'interrupteur est ouvert ( $S=0$ ), la diode devient conductrice ( $D=1$ ). Au cours de cette séquence, l'énergie stockée dans l'inductance est transférée vers le condensateur ( $C_{dc}$ ) et vers la charge ( $R$ ).



2. 9 Circuit de principe d'un convertisseur DC-DC Boost.

**Remarque :** Les convertisseurs de puissance destinés aux applications photovoltaïques sont dimensionnés pour fonctionner exclusivement en mode de conduction continue. Ainsi, la valeur minimale de l'inductance est déterminée pour assurer le fonctionnement dans ce mode [56].

Les équations différentielles décrivent la dynamique de la tension d'entrée et du courant dans l'inductance, elles sont formulées comme suit [57]:

$$\begin{cases} C_{pv} \frac{dV_{pv}}{dt} = i_{pv} - i_L \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L_{pv}} V_{pv} - (1-D) \frac{1}{L_{pv}} V_{dc} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Où,

( $V_{pv}$ ) et ( $i_{pv}$ ) représentent la tension et le courant fournis par le GPV, tandis que ( $i_L$ ) désigne le courant d'inductance du convertisseur DC-DC, ( $V_{dc}$ ) correspond à la tension du bus continu, ( $D$ ) est le rapport cyclique, et ( $C_{pv}$ ) et ( $L_{pv}$ ) sont les paramètres électriques du convertisseur Boost.

### **b- Dimensionnement :**

Les expressions permettant de dimensionner l'inductance ( $L_{pv}$ ) et le condensateur ( $C_{pv}$ ) du convertisseur DC-DC sont les suivantes :

$$\begin{cases} L_{pv} = \frac{V_{mp} \times D_{min}}{\Delta i_L} f_s \\ C_{pv} = \frac{I_{mp} \times D_{min}}{f_s \times \Delta V_{dc}} \\ D_{min} = \frac{V_{dc} - V_{mp}}{V_{dc}} \\ \Delta i_L = I_{mp} \times 0.05 \text{ et } \Delta V_{dc} = 5\% V_{dc} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

$V_{mp}, I_{mp}$  : représentent respectivement la tension et le courant au point MPP du GPV

$D_{min}$  : rapport cyclique minimale du convertisseur Boost

$\Delta i_L$  : l'ondulation du courant de l'inductance

$\Delta V_{dc}$ : l'ondulation de la tension de sortie  $V_{dc}$ .

$f_s$  : la fréquence du hachage

## 2.4 Modèles mathématiques de batteries énergie stockage système (BEES)

Les batteries électrochimiques se présentent comme la solution la plus appropriée pour équilibrer l'énergie des Micro-Réseau. Par ailleurs, elles sont employées pour pallier la discontinuité de la production renouvelable et la réponse dynamique lente des piles à combustible. Actuellement, divers types de batteries sont disponibles, parmi lesquels les types les plus courants sont répertoriés dans le [Tableau 2.2](#)

| Type                    | Lead-Acid | Nickel-cadmium | Nickel-Metal | Lithium-ion |
|-------------------------|-----------|----------------|--------------|-------------|
| Energy density (Wh/Kg)  | 30-50     | 45-80          | 60-120       | 110-160     |
| Masse volumique (Wh/Kg) | 180       | 150            | 250-1000     | 1800        |
| Nominal voltag (V)      | 2         | 125            | 1.25         | 3.6         |

Tableau 2. 2: Type des batteries [2]

Malgré leur coût élevé, les batteries Li-ion fournissent des performances supérieures en raison de leur densité énergétique élevée. De plus, leur tension de sortie et leur taux d'autodécharge s'adaptent aux micro-réseaux. Ceci est démontré par le modèle de Berger [2], [58], illustré sur la [figure 2.10](#).

Le modèle dynamique de la batterie est établi comme suit : [2]

$$\begin{aligned}
 V_{dis} &= E_0 - K \frac{Q}{Q-it} (i_t) - R_{int} i + A e^{-Bxt} - K \frac{Q}{Q-it} i^* \\
 &= E_0 - \underbrace{R_{int} i}_{V_{ohm}} - \underbrace{K \frac{Q}{Q-it} (i_t + i^*)}_{V_{pot}} + V_{exp}
 \end{aligned} \tag{II.17}$$

$$\begin{aligned}
 V_{ch} &= E_0 - K \frac{Q}{Q-it} (i_t) - R_{int} i + A e^{-Bxt} - K \frac{Q}{it-0.1Q} i^* \\
 &= E_0 - \underbrace{R_{int} i}_{V_{ohm}} - \underbrace{K \frac{Q}{Q-it} \left( \frac{Q}{Q-it} i_t + K \frac{Q}{it-0.1Q} i^* \right)}_{V_{pot}} + V_{exp}
 \end{aligned} \tag{II.18}$$

Où

$V_b$  Tension de sortie de la batterie (V)

$V_{dis}$  Tension de décharge (V)

$V_{ch}$  Tension de charge (V)

$E_0$  : Tension de charge (V)

$Q$  : Capacité maximum de la batterie (Ah),

$K$  : Polarisation constant  $V/(Ah)$ ,

$R_{int}$  : Résistance interne

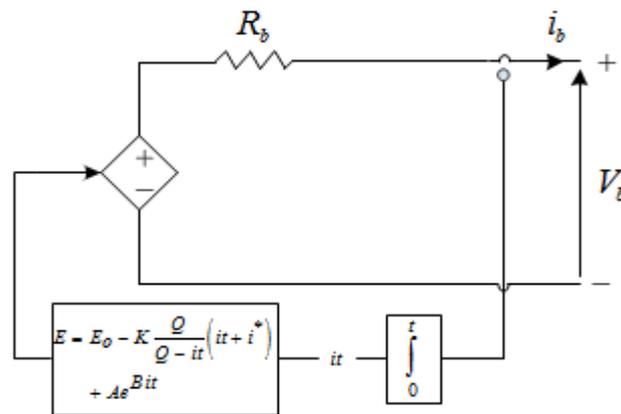
$i_b$  : Courant de la batterie (A).

$i_{b,t}$  : Courant actuel (A).

$i_b^*$  : Courant filtré (A).

$A$  : Amplitude de la zone exponentielle (V),

$B$  : Zone exponentielle constante de temps inverse ( $Ah^{-1}$ )

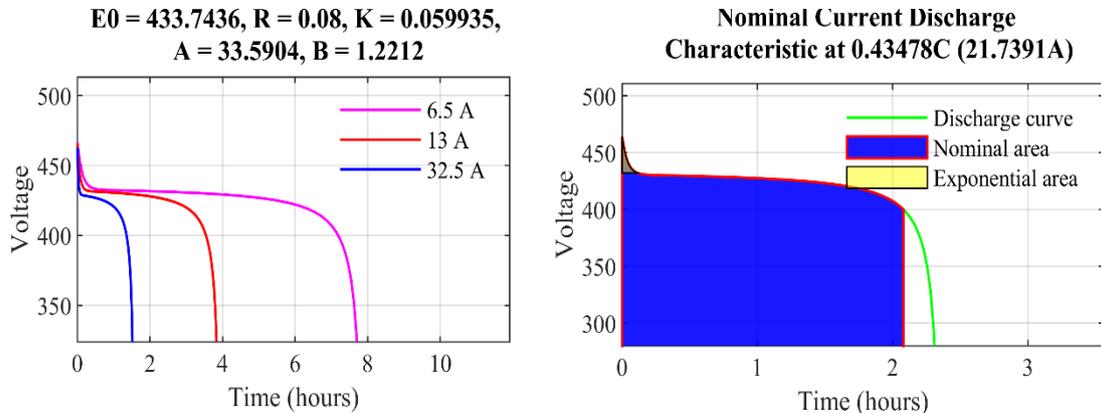


2. 10 Circuit équivalent d'une batterie Li-ion. [2]

Les paramètres du modèle de la batterie sont obtenus à partir des courbes de décharge de tension et de courant fournies par le fabricant. Pour construire ces courbes de décharge, il est essentiel d'identifier trois points :

- La tension de charge complète,
- La tension exponentielle
- La tension nominale de la batterie.

Les équations de charge et de décharge correspondantes sont présentées ci-dessous [2].



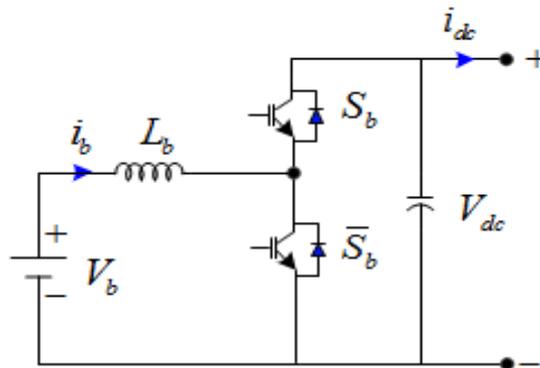
### 2. 11 Caractéristiques de courant de la décharge de la batterie Li-ion .

L'état de charge (*SOC*) de la batterie peut être estimé en fonction du courant de sa puissance et sa capacité en tant que

$$SOC = SOC_0 - \frac{1}{Q} \int idt \quad (II.19)$$

### 2.4.1 Modélisation d'un convertisseur réversible en courant

Un convertisseur élévateur bidirectionnel (BBC) est utilisé pour gérer le processus de charge et de décharge. La structure du BBC est représentée dans la [Figure 2.12](#)



2. 12 Topologies du convertisseur bidirectionnel.

Le convertisseur dc –dc Buck/Boost bidirectionnel fonctionne comme un convertisseur abaisseur pendant la charge et comme un convertisseur Boost lors de la fourniture de l'énergie vers la charge. Les équations suivantes définissent le modèle dynamique du système BEES. [2]. [59].

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{V_b - i_b R_b - D_b \cdot V_{dc}}{L_b} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} (V_b - i_b D_b - i_{dc}) \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

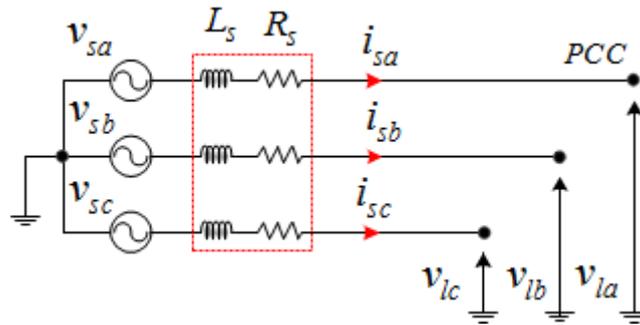
- **Dimensionnement :**

Les expressions permettant calculer de l'inductance ( $L_b$ ) et le condensateur ( $C_b$ ) sont données par :

$$\begin{cases} L_b = \frac{V_b \times D_{\min}}{\Delta i_{L_b}} f_s \\ C_b = \frac{I_b \times D_{\min}}{f_s \times \Delta V_{dc}} \\ \Delta i_{L_b} = I_{mp} \times 0.05 \\ D_{\min} = \frac{V_{dc} - V_b}{V_{dc}} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

## 2.5 . Modélisation du réseau électrique

Le réseau électrique de distribution peut être représenté comme un système de forces électromotrices triphasées équilibrées en série avec des impédances de ligne. Ces impédances peuvent être assimilées à une source de tension sinusoïdale en série avec une impédance de court-circuit. Cette représentation est illustrée dans la [Figure 2.13](#), [60], [61].



2. 13 Réseau électrique triphasé.

Les tensions et les courants du réseau électrique sont définis par :

$$v_{sa} = \sqrt{2}v \sin(\omega t), \quad v_{sb} = \sqrt{2}v \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \quad v_{sc} = \sqrt{2}v \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.22})$$

$$i_{sa} = \sqrt{2} i \sin(\omega t) \quad i_{sb} = \sqrt{2} i \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad i_{sc} = \sqrt{2} i \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.23})$$

Avec  $\omega=2\pi f$ : pulsation du réseau et  $v$ : la valeur efficace du réseau.

## 2.6 Modélisation de la charge polluante

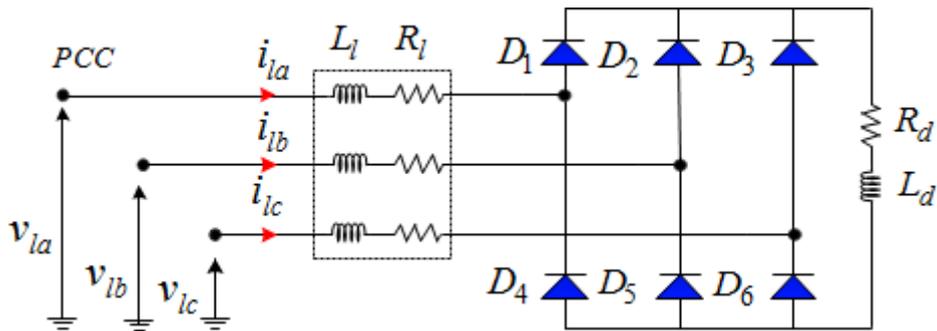
La charge polluante est caractérisée par un pont redresseur triphasé à diodes, comme illustré dans la [figure 2.14](#), fournissant une charge inductive ( $R$ - $L$ ). La valeur de l'inductance ( $L_s$ ) est définie entre 1% et 10% de la valeur nominale de l'inductance et est exprimée par [17] :

$$L_l = \frac{v_s}{\omega i_{la}} \quad (\text{II.24})$$

Avec

$$i_{la} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_d \quad (\text{II.25})$$

Le terme ( $i_{la}$ ) représente la valeur efficace de la composante fondamentale du courant de charge ( $i_l$ ),  $\omega$  est la pulsation du réseau.



2. 14 Schéma de connexion au réseau d'une charge polluante déséquilibrée.

## 2.7 Modélisation du filtre actif parallèle

L'onduleur de tension ou de courant est le pilier du filtre actif et peut également être contrôlé en termes de tension ou de courant. Ainsi, il peut agir comme une source de tension ou de courant pour le circuit externe. [62], [63], [64].

### 2.7.1 Modèle mathématique du filtre actif parallèle dans le repère triphasé

La [Figure 2.1](#) présente le filtre actif à structure tension, dans lequel l'onduleur de tension est connecté au point de raccordement avec le réseau via un filtre de découplage ( $R_f$ ,  $L_f$ ). La capacité de bus continu ( $C_{dc}$ ) agit comme une source de tension continue. La tension ( $V_{dc}$ ) aux bornes du condensateur doit rester positive et constante, régulée par la commande. Les variations doivent être minimales, ne dépassant pas la limite de tension des semi-conducteurs formant les interrupteurs, afin de maintenir les performances du filtre actif.

Les équations définissant les courants du filtre actif parallèle (SAPF) dans le repère triphasé sont représentées par le système d'équations suivant [14]:

$$\begin{cases} \frac{di_{f_i}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{f_i} + \frac{1}{L_f} v_{f_i} - \frac{1}{L_f} v_{l_i} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} i_{dc} - S_i i_{f_i} \end{cases} \quad i = a, b, c \quad (\text{II.26})$$

On désigne par ( $S_i$ ) la fonction de commutation relative à l'état de l'interrupteur de l'onduleur.

Celle-ci prend :

$$\begin{cases} S_i = 1 & \text{Interrupteur est fermée} \\ S_i = 0 & \text{Interrupteur est ouvert} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

### 2.7.2 Modèle mathématique du FAP dans le repère stationnaire ( $\alpha$ - $\beta$ )

Par la transformée de Concordia directe, le modèle du FAP dans le repère stationnaire ( $\alpha$ - $\beta$ ) est défini par [62]:

$$[x_i]^T = [C_{32}] [x_j]^T \quad i = \alpha, \beta, j = 1, 2, 3 \quad (\text{II.28})$$

Avec :

$$C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

La transformation de Concordia inverse est

$$[x_j] = [C_{23}] [x_i]^T, \quad i = \alpha, \beta, j = a, b, c \quad (\text{II.30})$$

Si on applique Pour les courants et les tensions du filtre, on peut écrire :

$$[i_{f\alpha} \quad i_{f\beta}]^T = [C_{32}] [i_{f1} \quad i_{f2} \quad i_{f3}]^T \quad (\text{II.31})$$

$$[v_{f\alpha} \quad v_{f\beta}]^T = [C_{32}] [v_{f1} \quad v_{f2} \quad v_{f3}]^T \quad (\text{II.32})$$

Ou :

$$[v_{l\alpha} \quad v_{l\beta}]^T = [C_{32}] [S_\alpha \quad S_\beta]^T V_{dc} \quad (\text{II.33})$$

Avec :

$$S_\alpha = \frac{1}{\sqrt{6}} (2S_1 - S_2 - S_3) \text{ et } S_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_2 - S_3) \quad (\text{II.34})$$

$$\begin{bmatrix} v_{l\alpha} & v_{l\beta} \end{bmatrix}^T = [C_{32}] \begin{bmatrix} v_{l1} & v_{l2} & v_{l3} \end{bmatrix}^T \quad (\text{II.35})$$

En substituant l'équation. (II.2), (II.3) et (II.4) dans l'équation. (II.1), on obtient le modèle du FAP dans le repère stationnaire :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f\alpha\beta} \end{bmatrix} = -\frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} i_{f\alpha\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_{f\alpha\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_{l\alpha\beta} \end{bmatrix} \\ C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = [S_\alpha \quad S_\beta] \begin{bmatrix} i_{f\alpha} & i_{f\beta} \end{bmatrix}^T \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

### 2.7.3 Modèle mathématique du FAP dans le repère synchrone (d-q)

En utilisant le modèle du FAP dans le repère stationnaire et en appliquant la transformée de Park telle que définie par l'équation (II.37), nous obtenons le modèle amélioré du FAP dans le repère synchrone virtuel (d-q).

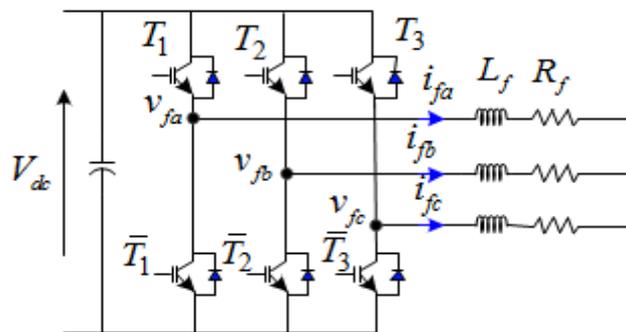
$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fdq} \end{bmatrix} = -\frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} i_{fdq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_{fdq} \end{bmatrix} \mp \omega \begin{bmatrix} i_{fdq} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_{ldq} \end{bmatrix} \\ C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = [S_d \quad S_q] \begin{bmatrix} i_{fd} & i_{fq} \end{bmatrix}^T \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

## 2.8 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux à structure tension

La Figure 2.15 présente un onduleur triphasé à deux niveaux composé de trois bras, chacun équipé de deux interrupteurs bidirectionnels en courant, conçus avec des semi-conducteurs commandables et des diodes montées en antiparallèle. Le choix des semi-conducteurs dépend de divers critères tels que la puissance, la fréquence, la charge, et le type de commande. Pour les puissances faibles et moyennes, on opte généralement pour des transistors BJT, MOSFET et IGBT [14, 17, 64]



2. 15 Schéma de principe de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

L'onduleur de tension à deux niveaux délivre en sortie deux niveaux de tensions ( $-V_{dc}/2$ ) et ( $V_{dc}/2$ ).

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur dépendent de l'état des signaux de commandes ( $S_1, S_2, S_3$ ) comme défini ci-dessous :

$$S_i = \begin{cases} 1 & T_i \text{ fermé et } \bar{T}_i \text{ ouvert} \\ 0 & T_i \text{ ouvert et } \bar{T}_i \text{ fermé} \end{cases} \quad i = (a, b, c) \quad (\text{II.39})$$

A partir de la [figure 2.15](#), on peut déduire les tensions de l'onduleur en fonction des états des interrupteurs, les potentielles des nœuds  $a, b$ , et  $c$  de l'onduleur par rapport au point milieu imaginaire  $o$  sont données par les équations suivantes :

Les tensions composées,  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$ , et  $V_{ca}$  sont obtenues à partir de ces relations

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = 2V_{dc}(S_1 - S_2) \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} = 2V_{dc}(S_2 - S_3) \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} = 2V_{dc}(S_3 - S_1) \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Telles que  $V_{ao}, V_{bo}, V_{co}$  sont les tensions d'entrées de l'onduleur ou tensions continues. Elles sont référencées par rapport à un point milieu «  $o$  » d'un diviseur fictif d'entrée. On peut écrire les relations de Charles, comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{n0} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{n0} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{n0} \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

Et en fonction des tensions simples de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} V_{ab} - V_{ca} = V_{an} - (V_{bn} + V_{cn}) + V_{an} \\ V_{bc} - V_{ab} = V_{bn} - (V_{cn} + V_{an}) + V_{bn} \\ V_{ca} - V_{bc} = V_{cn} - (V_{an} + V_{bn}) + V_{cn} \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

Dans un système de trois tensions équilibrées, la somme des tensions est nulle, alors :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = V_{f1} + V_{f2} + V_{f3} = 0 \quad (\text{II.44})$$

Le potentiel de point  $n$  de l'onduleur par rapport au point milieu imaginaire ( $o$ ) est donné par l'équation :

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{II.45})$$

Les potentielles des nœuds  $a$ ,  $b$ , et  $c$  de l'onduleur par rapport au point  $n$  sont données par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{an} = -(V_{bn} + V_{cn}) = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -(V_{cn} + V_{an}) = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -(V_{an} + V_{bn}) = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice  $[T]$  assurant le passage continu-alternatif.

$$[V_{AC}] = [T] [V_{DC}] \quad (\text{II.47})$$

Tel que :

$$[V_{AC}] = [V_{an} \quad V_{bn} \quad V_{cn}]^T \quad (\text{II.48})$$

$$[V_{DC}] = [V_{ao} \quad V_{bo} \quad V_{co}]^T \quad (\text{II.49})$$

Les trois tensions simples de sortie de l'onduleur sont données par l'équation suivante :

$$[v_i] = [V_{AC}] = [V_{an} \quad V_{bn} \quad V_{cn}]^T \quad (\text{II.50})$$

Donc, pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme des grandeurs booléennes.

Commutation supposée idéale :  $S_i = \{1 \text{ ou } 0\}$ ,  $S_i = \{i=1, 2, 3\}$

La matrice de transfert est la suivante :

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.51})$$

Les trois tensions simples de sortie de l'onduleur en fonction des signaux de commande ( $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$ ) sont données par l'équation suivante :

$$\begin{cases} v_{f1} = \frac{V_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ v_{f2} = \frac{V_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ v_{f3} = \frac{V_{dc}}{3} (2S_c - S_b - S_a) \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

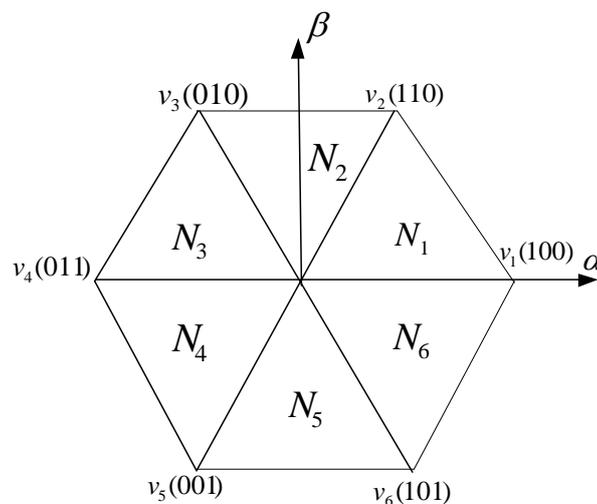
Dans le plan  $\alpha$ - $\beta$ , on aura:

$$\begin{bmatrix} v_{f\alpha} \\ v_{f\beta} \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.53})$$

avec :

$$C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.54})$$

On définit comme séquence de niveaux de phase chaque combinaison des variables correspondant à un élément de l'ensemble  $(S_a, S_b, S_c)$ . Étant donné que, pour l'onduleur à deux niveaux, ces variables sont de nature binaire, il existe au total huit séquences de niveaux de phase différentes. La [figure 2.16](#) illustre la correspondance entre chaque séquence de niveaux de phase et le vecteur tension. On observe la présence de deux séquences de niveaux de phase distinctes,  $(0, 0, 0)$  et  $(1, 1, 1)$ , qui génèrent la même vecteur tension nulle.



## 2. 16 Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur.

Le [tableau 2.3](#) donne les valeurs de tension fournit à la sortie de l'onduleur de puissance ainsi que, celles des composantes en quadratures  $v_{f\alpha}$  et  $v_{f\beta}$ .

|       |   |   |   |   |   |  |   |   |   |
|-------|---|---|---|---|---|--|---|---|---|
| $N^o$ | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 |  | 5 | 6 | 7 |
| $S_a$ | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |  | 0 | 1 | 1 |
| $S_b$ | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |  | 0 | 0 | 1 |

|                        |                     |                             |                              |                               |                             |  |                               |                              |                    |
|------------------------|---------------------|-----------------------------|------------------------------|-------------------------------|-----------------------------|--|-------------------------------|------------------------------|--------------------|
| $S_c$                  | 0                   | 0                           | 0                            | 0                             | 1                           |  | 1                             | 1                            | 1                  |
| $V_{aN}$               | $-\frac{v_{dc}}{2}$ | $\frac{v_{dc}}{2}$          | $\frac{v_{dc}}{2}$           | $-\frac{v_{dc}}{2}$           | $-\frac{v_{dc}}{2}$         |  | $-\frac{v_{dc}}{2}$           | $\frac{v_{dc}}{2}$           | $\frac{v_{dc}}{2}$ |
| $V_{bN}$               | $-\frac{v_{dc}}{2}$ | $-\frac{v_{dc}}{2}$         | $\frac{v_{dc}}{2}$           | $\frac{v_{dc}}{2}$            | $\frac{v_{dc}}{2}$          |  | $-\frac{v_{dc}}{2}$           | $-\frac{v_{dc}}{2}$          | $\frac{v_{dc}}{2}$ |
| $V_{cN}$               | $-\frac{v_{dc}}{2}$ | $-\frac{v_{dc}}{2}$         | $-\frac{v_{dc}}{2}$          | $-\frac{v_{dc}}{2}$           | $\frac{v_{dc}}{2}$          |  | $\frac{v_{dc}}{2}$            | $\frac{v_{dc}}{2}$           | $\frac{v_{dc}}{2}$ |
| $V_{fa}$               | 0                   | $\frac{2}{3}v_{dc}$         | $\frac{1}{3}v_{dc}$          | $-\frac{1}{3}v_{dc}$          | $-\frac{2}{3}v_{dc}$        |  | $-\frac{1}{3}v_{dc}$          | $\frac{1}{3}v_{dc}$          | 0                  |
| $V_{fb}$               | 0                   | $-\frac{1}{3}v_{dc}$        | $\frac{1}{3}v_{dc}$          | $\frac{2}{3}v_{dc}$           | $\frac{1}{3}v_{dc}$         |  | $-\frac{1}{3}v_{dc}$          | $-\frac{2}{3}v_{dc}$         | 0                  |
| $V_{fc}$               | 0                   | $-\frac{1}{3}v_{dc}$        | $-\frac{2}{3}v_{dc}$         | $-\frac{1}{3}v_{dc}$          | $\frac{2}{3}v_{dc}$         |  | $\frac{2}{3}v_{dc}$           | $\frac{1}{3}v_{dc}$          | 0                  |
| $V_{f\alpha} / v_{dc}$ | 0                   | $\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$ | $\frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}}$ | $-\frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}}$ | $\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$ |  | $-\frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}}$ | $\frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}}$ | 0                  |
| $V_{f\beta} / v_{dc}$  | 0                   | 0                           | $\frac{\sqrt{2}}{2}$         | $\frac{\sqrt{2}}{2}$          | 0                           |  | $-\frac{\sqrt{2}}{2}$         | $-\frac{\sqrt{2}}{2}$        | 0                  |
| $v_i$                  | $v_0$               | $v_1$                       | $v_2$                        | $v_3$                         | $v_4$                       |  | $v_5$                         | $v_6$                        | $v_7$              |

Tableau 2.3. Tensions fournies par un onduleur de tension à deux niveaux. [64]

## 2.9 Conclusion

Dans cette section, nous présentons un modèle de système de conversion d'énergie renouvelable (utilisant une source photovoltaïque) avec un système de stockage, tous interconnectés au réseau de distribution électrique, pour fournir de l'énergie à une charge non linéaire. Ce système comprend un générateur photovoltaïque connecté à un filtre de puissance active de type parallèle (SAPF) afin d'injecter la puissance du générateur photovoltaïque tout en améliorant les performances et la qualité de l'énergie électrique au point de raccordement (PCC).

Dans le chapitre suivant, nous étudierons une régulation basée sur un régulateur classique de type PI, ainsi que l'application du principe du DPC en utilisant un modulateur vectoriel au lieu de la table de commutation (DPC-SVM). Ces approches visent à atteindre divers objectifs, tels que l'amélioration du facteur de puissance, l'élimination des courants harmoniques, la compensation de la puissance réactive, et l'injection simultanée de la puissance du système photovoltaïque dans la charge non linéaire, le réseau électrique et/ou vers le système de stockage.

### **3. : Commande classique d'un système**

**PV-BT-FAP**

### **3.1 Introduction**

L'objectif dans ce chapitre est d'assurer un contrôle efficace des divers sous-systèmes de PV+FAP+BEES en utilisant un régulateur conventionnel de type PI. Nous cherchons à superviser de manière cohérente les diverses sources du système, telles que le générateur PV, la charge/décharge de la batterie, le réseau de distribution et la charge non linéaire. De plus, nous nous engageons à maintenir la tension de sortie de l'onduleur conforme à celle du réseau, même en présence de fluctuations au niveau du système photovoltaïque et/ou de la charge. Pour la tension du bus continu doit être maintenue constante à sa valeur souhaitée, tandis qu'il est crucial d'acheminer de manière simultanée l'énergie du système PV vers le système de stockage et/ou le réseau avec un facteur de puissance unitaire.

Au niveau du convertisseur AC, nous avons opté la stratégie DPC avec un régulateur PI et un modulateur vectoriel afin de remplacer la table de commutation (PI-DPC-SVM). Cette approche permet d'établir des normes avancées pour garantir un contrôle précis de la qualité instantanée de l'énergie du réseau. Pour une analyse approfondie, le système proposé a été soumis à des tests avec diverses charges et fluctuations du rayonnement solaire.

### **3.2 Configuration du système global étudié**

La [Figure 3.1](#) présente le schéma de configuration global qui met en évidence l'association du filtre actif parallèle avec le générateur photovoltaïque à l'aide d'un convertisseur élévateur de type DC-DC. En outre, le filtre actif est également relié à une batterie au lithium via un convertisseur DC-DC bidirectionnel. Il est essentiel de mettre en place une structure de contrôle pour garantir le bon fonctionnement de cette configuration.

Les données et paramètres utilisés dans cette étude de simulation sont les suivants

Pour le générateur photovoltaïque :

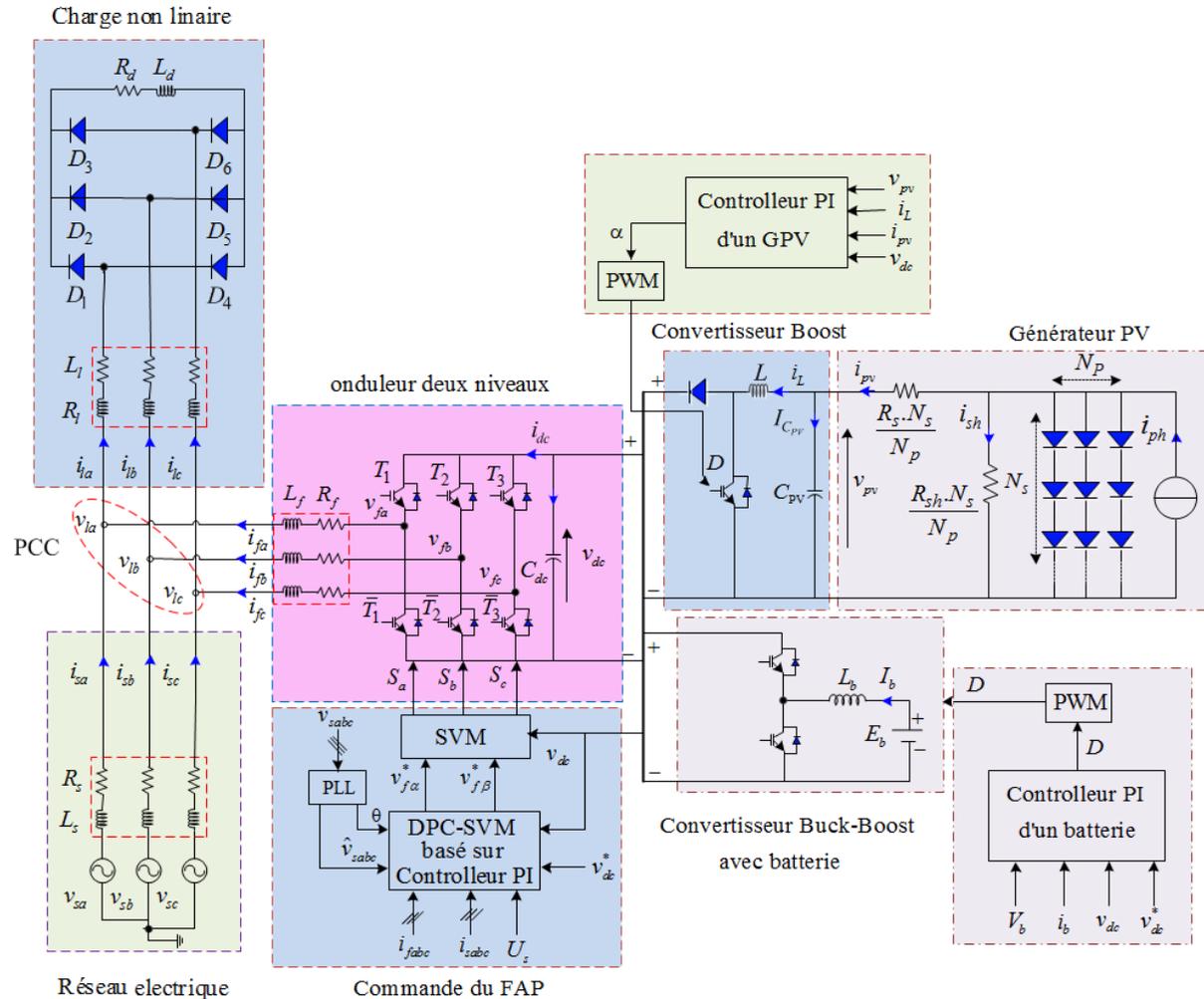
- Puissance nominale :  $P_{pv} = 24$  kW
- Nombre des panneaux en série :  $N_s = 20$
- Nombre de chaînes en parallèle :  $N_p = 8$
- Tension en circuit ouvert :  $V_{oc} = 43,5$  V
- Courant de court-circuit :  $I_{sc} = 4,75$  A

Les caractéristiques de la batterie sont les suivantes :

- Capacité nominale :  $C_{Bat} = 50$  Ah
- Tension nominale de la batterie :  $V_{bat} = 400$  V
- Puissance nominale de la batterie :  $P_{bat} = 9$  kW

Les paramètres du réseau sont les suivants :

- Tension du réseau :  $V_s=220V$
- Fréquence du réseau :  $f=50Hz$



3. 1 Configuration du FAP connecté avec source photovoltaïque et BEES.

### 3.3 Stratégie de commande du convertisseur DC-DC du système PV

Les principaux objectifs à atteindre sont les suivants :

a- *Partie MPPT :*

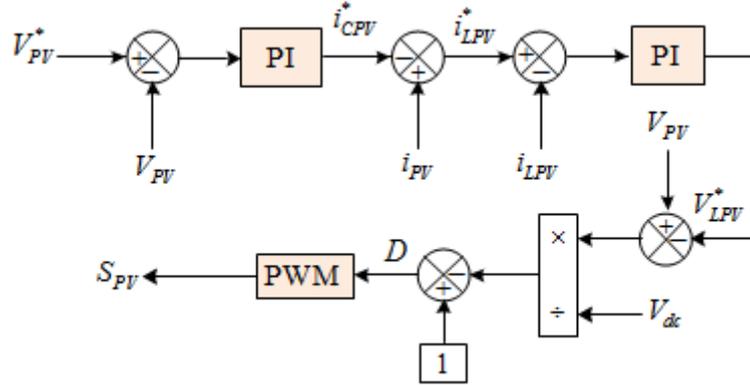
Pour trouver le point de puissance maximale du générateur photovoltaïque (GPV), MPPT adopte l'algorithme Perturb and Observe (P&O) [65]. Ce processus permet d'extraire la tension de référence optimale ( $V_{pv}^*$ ) pour garantir une efficacité maximale de l'installation.

b- *Boucles de régulation :*

Le système de régulation comprend deux boucles en cascade basées sur un régulateur proportionnel-intégral (PI) : la première boucle de régulation ( $v_{pv}$ ) utilise la tension du

générateur photovoltaïque (GPV) en entrée et le courant de l'inductance du convertisseur Boost ( $i_{LPV}$ ) en sortie. Ce courant est ensuite utilisé comme entrée pour la deuxième boucle de régulation, qui contrôle le rapport cyclique du convertisseur pour atteindre la puissance maximale du GPV.

La figure 3.2 illustre le schéma structurel du contrôle, mettant en évidence les différentes composantes et leur interrelation dans le système de régulation [66].

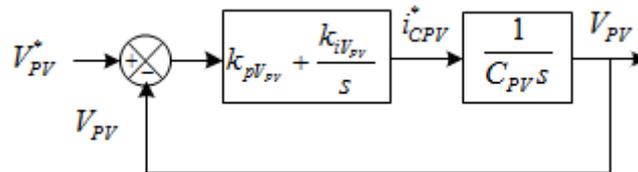


3.2 Schéma bloc de commande du convertisseur DC-DC.

### 3.3.1 Détermination les paramètres des régulateurs

#### a- Boucle de tension du GPV ( $V_{pv}^*$ )

Le schéma bloc représentant la boucle de régulation en boucle fermée de la tension de référence optimale ( $V_{pv}^*$ ) est illustré dans la figure 3.3.



3.3 Boucle de régulation du  $V_{pv}$  de GPV.

À partir du schéma bloc, la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) peut être exprimée de la manière suivante :

$$H_{V_{pv}}(s) = \frac{\left( \frac{k_{pV_{pv}}}{C_{pv}} s + \frac{k_{iV_{pv}}}{C_{pv}} \right)}{s^2 + \frac{k_{pV_{pv}}}{C_{pv}} s + \frac{k_{iV_{pv}}}{C_{pv}}} \quad (\text{III.1})$$

La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) présente un comportement dynamique similaire à celui d'un système du deuxième ordre, se présentant sous la forme suivante :

$$F(s) = 1/s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (\text{III.2})$$

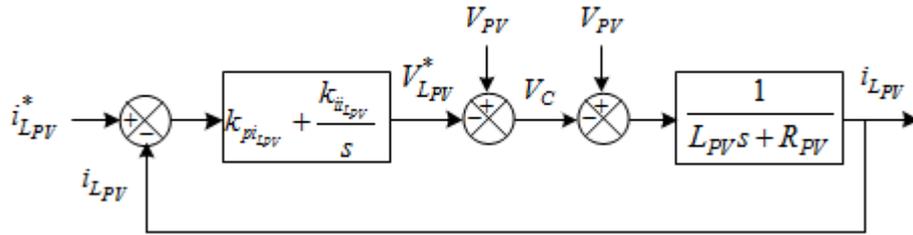
Où, ( $\xi$ ) et ( $\omega_n$ ) représentent respectivement le facteur d'amortissement et la pulsation naturelle du système.

En identifiant les équations (III.1) et (III.2), on peut obtenir les expressions des gains ( $k_{p_{PV}}$ ) et ( $k_{i_{PV}}$ ) de la manière suivante :

$$k_{p_{PV}} = C_{pv}\omega_n^2, k_{i_{PV}} = 2\xi C_{pv}\omega_n, \text{ avec, } \omega_n = 2\pi f_n \quad (\text{III.3})$$

b- Boucle du courant de l'inductance ( $i_L$ )

La deuxième boucle de régulation concerne le courant ( $i_L$ ), comme le montre la figure 3.4



3. 4 Boucle de régulation de courant  $i_{LPV}$ .

En se basant sur la Figure 3.4, la FTBF peut être déduite de la manière suivante

$$H_{i_{LPV}}(s) = \frac{\left( \frac{k_{pi_{i_{LPV}}}}{L_{PV}} s + \frac{k_{ii_{LPV}}}{L_{PV}} \right)}{s^2 + \frac{k_{pi_{i_{LPV}}} + R_{PV}}{L_{PV}} s + \frac{k_{ii_{LPV}}}{L_{PV}}} \quad (\text{III.4})$$

De façon similaire à la méthode utilisée pour contrôler la tension du Générateur Photovoltaïque (GPV), les paramètres du régulateur proportionnel-intégral (PI) du courant peuvent être déterminés.

$$k_{pi_L} = L_{pv}\omega_n^2 \text{ et } k_{ii_{LPV}} = 2\xi L_{pv}\omega_n \cdot R_L \text{ avec, } \omega_n = 2\pi f_n \quad (\text{III.5})$$

noter que la boucle de régulation  $V_{PV}$  de la tension PV avec compensation donne le courant de référence :

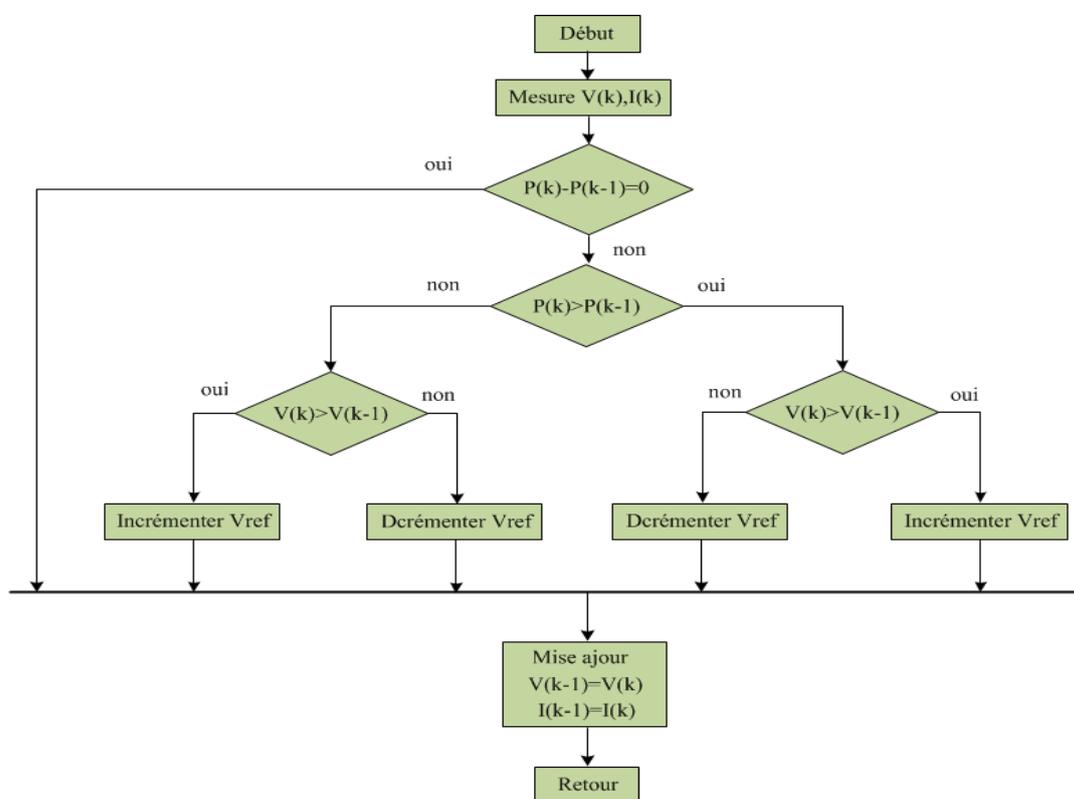
$$i_{LPV}^* = i_{PV} - PI(V_{PV}^* - V_{PV}) \quad (\text{III.6})$$

En conclusion, on détermine l'expression du rapport cyclique ( $D$ ) qui garantit un fonctionnement optimal comme suit :

$$D^* = 1 - \frac{V_{PV} - PI(i_{LPV}^* - i_{LPV})}{V_{dc}} \quad (III.7)$$

**c- L'algorithme de la méthode de perturbation et d'observation (P&O)**

Pour améliorer l'efficacité de fonctionnement du système PV, l'algorithme d'extraction du point de puissance P&O a été intégré dans le circuit de contrôle pour remplir cette fonction. Cette méthode est largement utilisée dans l'industrie car elle est facile à mettre en œuvre [66,67]. Le principe de fonctionnement de cet algorithme repose sur la perturbation du système en ajustant la tension de fonctionnement du GPV à la hausse ou à la baisse, puis en observant l'effet de cette perturbation sur le point de puissance du GPV. Ce processus est répété jusqu'à ce que le point MPP soit atteint (Voir Figure.3.5).



3. 5 Organigramme de l'algorithme de perturbation et d'observation P&O [66].

### 3.4 Conception de la stratégie du contrôle du FAP par PI-DPC-SVM

La stratégie du DPC classique reste limitée, car, mais peut être surmontée par l'application d'un modulateur de tension pour maintenir une fréquence de commutation constante au lieu d'une table de commutation [68,69].

Les différents éléments de la stratégie DPC-SVM sont définis comme suit :

*a- Boucle de la tension de bus continu :*

Une boucle externe de régulation basé sur le régulateur PI pour maintenir à niveau souhaité la tension du bus DC, puis, en peut être déduit la composante de puissance active de référence ( $P_s^*$ ).

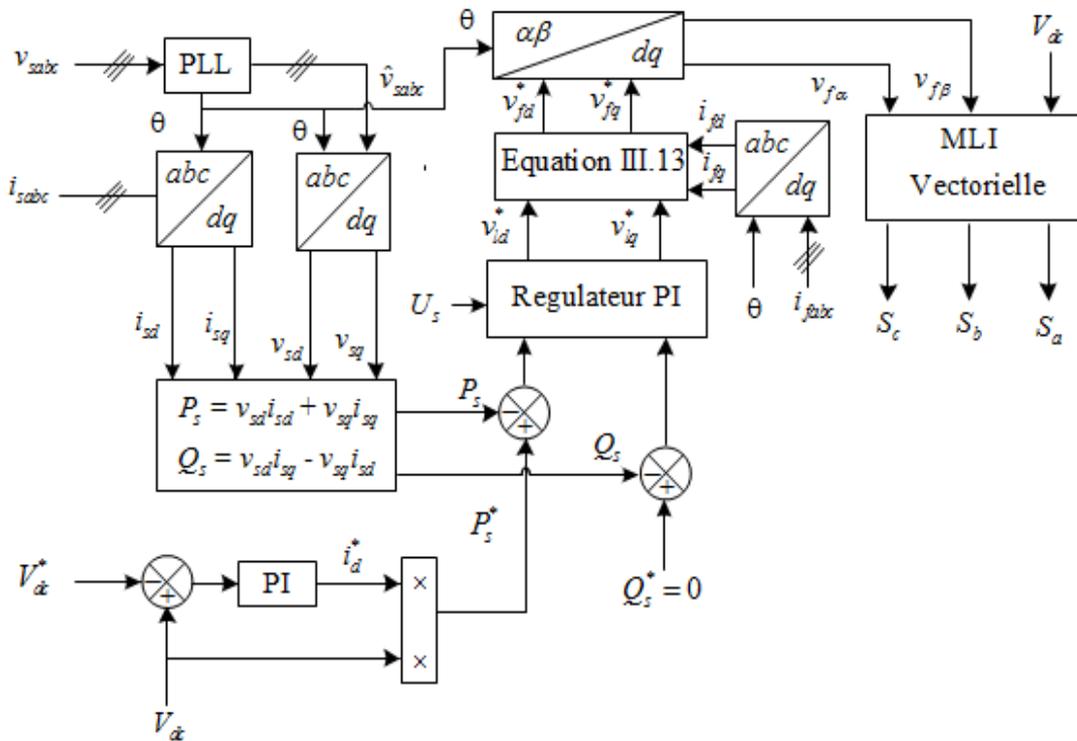
b- Bloc PLL

Bloc PLL pour améliorer encore la robustesse et la stabilité du système.

c- Boucles des composantes des puissances actives et réactive du réseau :

Deux boucles de régulation internes à base de PI pour contrôler les composantes des puissances active et réactive. Enfin, en impose la composante de référence de la puissance réactive du réseau est imposé à zéro ( $Q_s^* = 0$ ), pour maintenir le facteur de puissance unitaire.

Les signaux de sortie des contrôleurs PI qui a été représentés dans les coordonnées  $\alpha$ - $\beta$ , elles sont transmises au bloc SVM qui est pour déterminer les états des interrupteurs de l'onduleur (Voir figure 3.6).



3. 6 Schéma fonctionnel de PI-DPC-SVM proposée.

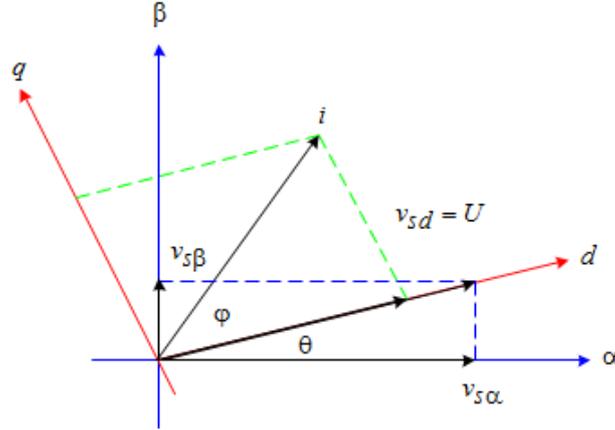
### 3.4.1 Régulation des boucles des puissances active et réactive du FAP

Les expressions instantanées de la puissance active et réactive du réseau dans le repère d-q peuvent être formulées comme suit : [70,71]

$$\begin{cases} P_s = v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq} \\ Q_s = v_{sd}i_{sq} - v_{sq}i_{sd} \end{cases} \quad \text{(III.8)}$$

Où ;  $(v_{sd}, v_{sq})$ , et  $(i_{sd}, i_{sq})$  sont les composantes des tensions et des courants du réseau dans le repère  $d-q$ , respectivement.

Comme illustre la [figure 3.7](#), en supposons que la composante du vecteur de tension du réseau soit orienté vers l'axe ( $d$ ) du repère tournant  $d-q$



3.7 Composants de tension et courant du réseau dans le repère  $\alpha$ - $\beta$  et tournant  $d$ - $q$ .

A partir de la [figure III.7](#), on peut exprimer :

$$v_{sd} = U_s = \sqrt{\frac{3}{2}} U_{sm}, v_{sq} = 0 \quad (\text{III.9})$$

Où ;  $U_{sm}$  : L'amplitude de la tension du réseau

Par la substitution de [\(III.9\)](#) dans [\(III.8\)](#), l'équation [\(III.8\)](#) devient :

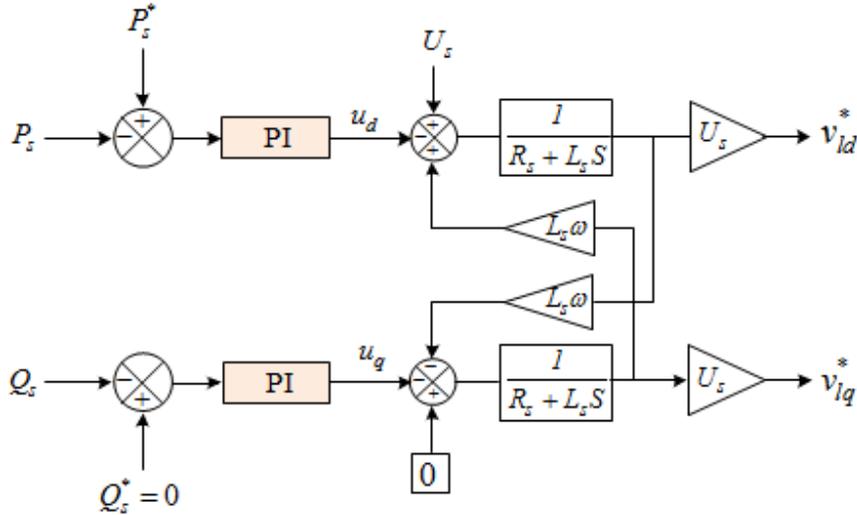
$$\begin{cases} P_s = U_s i_{sd} \\ Q_s = U_s i_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Alors le modèle des tensions dans les coordonnées  $d$ - $q$  donne par l'écriture suivant :

$$\begin{cases} v_{sd} = U = R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega L_s i_{sq} + v_{ld} \\ v_{sq} = 0 = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega L_s i_{sd} + v_{lq} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

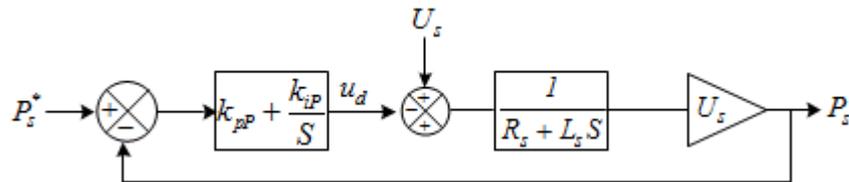
### 3.4.2 Détermination les paramètres des correcteurs des puissances instantanées

Dans notre étude, les correcteurs PI ont été adaptés sans tenir compte le retard de calcul comme montre la [figure 3.8](#)



3. 8 schéma bloc de régulation des boucles de  $P_s$  et  $Q_s$  par PI.

On peut ajuster les paramètres du correcteur PI sur la base du théorème de superposition. Le schéma bloc simplifié de la boucle de contrôle de la puissance active est le montré [figure 3.9](#).



3. 9 Schéma bloc de la boucle de régulation de  $P_s$ .

Sous hypothèse simplificatrice, la tension du réseau prend comme une perturbation externe de valeur constante, en peut devra être compensée par la partie intégrale du correcteur PI .

La FTBF est déduit par :

$$H(s) = \frac{U_s \cdot (k_{pPQ}s + k_{iPQ})}{L_s \cdot s^2 + (U_s \cdot k_{pPQ} + R_s)s + U_s \cdot k_{iPQ}} \quad (\text{III.12})$$

D'où, les gains de régulateur après l'identification avec une fonction de transfert de deuxième ordre sont donnés par :

$$\begin{cases} k_{pPQ} = \frac{2 \cdot L_s \cdot \xi \omega_n - R_s}{U_s} \\ k_{iPQ} = \frac{L_s \cdot \omega_n^2}{U_s} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

En peut déduit les tensions de références de commande du filtre sont :

$$\begin{cases} v_{fd}^* = v_{ld}^* + R_f i_{fd} + L_f \frac{di_{fd}}{dt} + L_f \omega i_{fq} \\ v_{fq}^* = v_{lq}^* + R_f i_{fq} + L_f \frac{di_{fq}}{dt} - L_f \omega i_{fd} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

### 3.4.3 Régulation de la tension continue par un correcteur PI

Il est important de maintenir une tension moyenne constante  $U_{dc}$  aux bornes du condensateur. Les facteurs qui peuvent l'altérer incluent les pertes des commutateurs de puissance du convertisseur, les pertes des inductances de découplage et les fluctuations de courants de base lors de régimes transitoires de la charge polluante. Le lien entre la puissance absorbée par le condensateur et la tension à ses bornes peut être déterminé en ignorant les pertes de commutation dans le convertisseur et l'énergie stockée dans l'inductance du filtre de sortie. Le courant traverse le bus continu est donné par :

$$i_{dc} = C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (\text{III.15})$$

L'application de la transformation de Laplace sur l'équation (III.15) conduit à :

$$i_{dc}(s) = C_{dc} \cdot s \cdot V_{dc}(s) \quad (\text{III.16})$$

La tension aux bornes du condensateur est donnée par :

$$V_{dc}(s) = \frac{1}{s \cdot C_{dc}} i_{dc}(s) \quad (\text{III.17})$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donc :

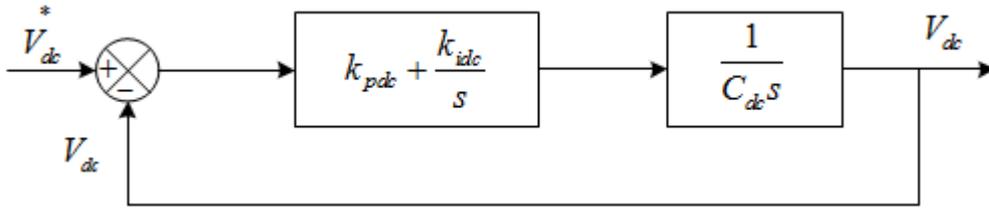
$$H(s) = \frac{k_{pdc} s + k_{idc}}{C_{dc} s^2 + k_{pdc} s + k_{idc}} \quad (\text{III.18})$$

Par analogie entre l'équation caractéristique de la fonction  $H(s)$  et celle de la fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée.

Alors, les valeurs des constantes du régulateur sont :

$$\begin{cases} k_{pdc} = 2\xi\omega_{cdc} s C_{dc} \\ k_{idc} = C_{dc} \omega_{cdc}^2 \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

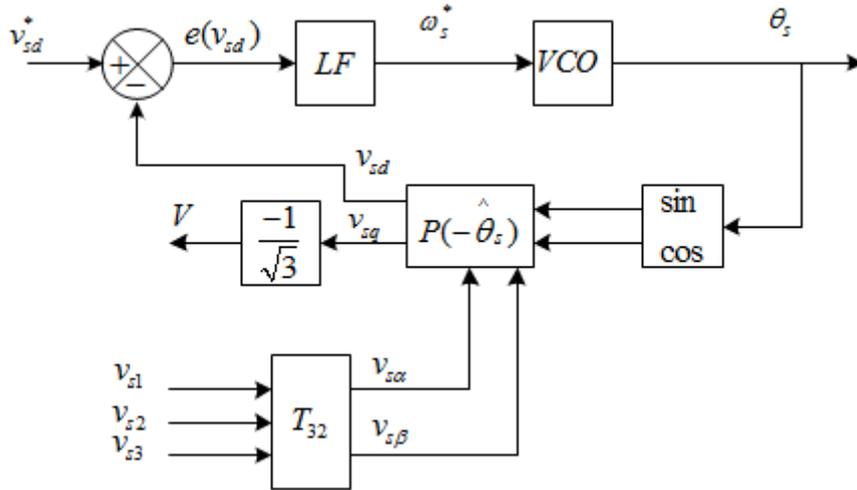
La figure 3.10 représente le schéma du régulateur PI utilisé pour la régulation de la tension  $V_{dc}$  aux bornes du condensateur.



3. 10 Schéma fonctionnel de la régulation de la tension Vdc

### 3.4.4 Etude des paramètres de la PLL

La figure 3.11 représente le schéma synoptique de PLL utilisée [72].



3. 11 Schéma synoptique du PLL classique.

Les tensions de réseau données par le système d'équation suivante :

$$[v_{si}(\theta_s)]^T = \sqrt{2}V_{sm} \left[ \sin(\theta_s) \quad \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \right]^T \quad i = a, b, c \quad (\text{III.20})$$

Où, ( $V_{sm}$ ) : La valeur efficace de la tension du réseau.

Après la transformation dans le repère stationnaire ( $\alpha$ - $\beta$ ), on obtient :

$$[v_{sk}(\theta_s)]^T = \sqrt{3}V_{sm} [\sin(\theta_s) \quad \cos(\theta_s)]^T \quad i = \alpha, \beta \quad (\text{III.21})$$

Et dans le repère synchrone ( $d$ - $q$ ) :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix}(\theta_s) = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}_s) & -\sin(\hat{\theta}_s) \\ -\sin(\hat{\theta}_s) & \cos(\hat{\theta}_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.22})$$

Ou, ( $\hat{\theta}_s$ ):la position angulaire estimée du vecteur de tensions triphasées, avec

$$\begin{cases} v_{sd} = \sqrt{3}V_{sm} \sin(\theta_s - \hat{\theta}_s) \\ v_{sq} = -\sqrt{3}V_{sm} \cos(\theta_s - \hat{\theta}_s) \end{cases} \quad (III.23)$$

En supposant que  $(\omega t - \theta)$  est très petit, donc, l'expression précédente peut être exprimée par [73]:

$$v_{sd} = 3\sqrt{3/2}V_{sm} (\theta_s - \hat{\theta}_s) \quad (III.24)$$

On voit que l'asservissement de phase est réalisé lorsque,  $\Delta\theta_s = (\theta_s - \hat{\theta}_s)$  est nul, donc :

$$\theta_s = \hat{\theta}_s \text{ et } v_{sd} = 0, v_{sq} = -\sqrt{3}V_{sm} \quad (III.25)$$

#### 3.4.4.1 Les paramètres du régulateur PI<sub>PLL</sub>

La pulsation angulaire estimée est donnée par :

$$\hat{\omega}_s = H_{PLL} 3\sqrt{3/2}V_{sm} (\theta_s - \hat{\theta}_s) \quad (III.26)$$

Avec  $H_{PLL}$  la fonction de transfert du régulateur PI, définie par :

$$H_{PLL} = k_{pPLL} + \frac{k_{iPLL}}{s} \quad (III.27)$$

La position angulaire est l'intégral de pulsation ( $\omega_s$ ) :

$$\theta_s = \omega_s / s \quad (III.28)$$

Le remplacement des relations (III.25) et (III.26) dans (III.27) nous donne :

$$\hat{\theta}_s = \left( k_{pPLL} + \frac{k_{iPLL}}{s} \right) 3\sqrt{3/2}V_{sm} (\theta_s - \hat{\theta}_s) \quad (III.29)$$

D'où, on trouve la fonction de transfert suivante du système :

$$\frac{\hat{\theta}_s}{\theta_s} = \frac{(k_{pPLL}s + k_{iPLL}) \cdot 3\sqrt{3/2}V_{sm}}{s^2 + (k_{pPLL}s + k_{iPLL}) \cdot 3\sqrt{3/2}V_{sm}} \quad (III.30)$$

Il ne reste maintenant qu'à calculer les gains ( $K_p$ ) et ( $K_i$ ), qui sont donnés par :

$$k_{pPLL} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{(\pi f_{cPLL})^2}{V_{sm}} \text{ et } k_{iPLL} = \frac{2\sqrt{2}}{3\sqrt{3}} \frac{2\pi f_{cPLL} \xi}{V_{sm}} \quad (III.31)$$

Afin d'obtenir un bon compromis entre la stabilité et la réponse dynamique, on choisit :

$$\xi = 0.707, \text{ et une fréquence de coupure } (f_{cPLL} = 1500\text{Hz}.)$$

### 3.5 Contrôle du convertisseur DC/DC bidirectionnel pour système de batterie

La nécessité du flux bidirectionnel de l'énergie électrique au niveau du système BES est nécessaire [74,2]. À cette fin, la boucle de contrôle approprié a été développée au niveau du convertisseur DC/DC bidirectionnel. Le schéma synoptique de contrôle est présenté à la figure 3.12.

L'expression de la puissance de référence de la batterie ( $P_{bat}$ ) est :

$$P_b^* = P_{ch} - P_{pv} + P_s \quad (III.32)$$

Il convient de noter que :

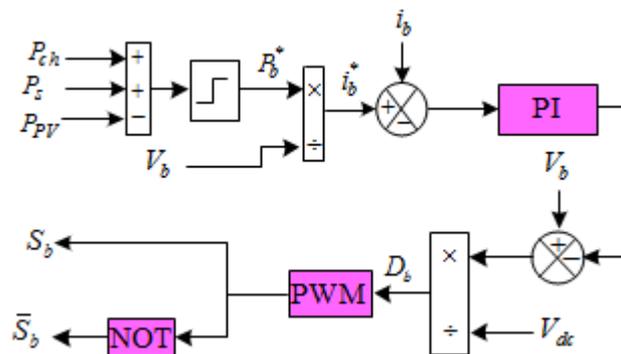
$P_s^+ > 0$  injecté la puissance dans le réseau.

$P_s^- < 0$  réception de l'énergie du réseau.

Ensuite, par la division de l'expression de (III.26) par la tension de la batterie ( $V_{Bat.}$ ), on obtient :

$$i_b^* = P_b^* / V_b \quad (III.33)$$

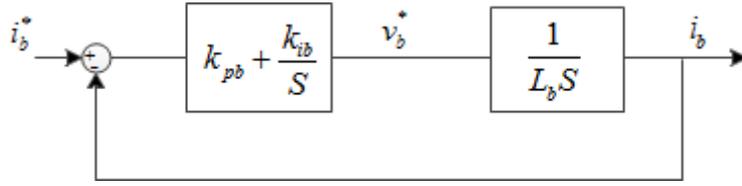
Le courant de référence de la batterie ( $i_b^*$ ) est comparée au courant de batterie mesuré Le signal d'erreur est envoyé au contrôleur PI.



3. 12 Schéma synoptique de contrôle du convertisseur DC/DC bidirectionnel.

Le réglage du courant peut être effectué en ajustant le courant de batterie à l'aide d'un contrôleur PI, tel qu'illustré dans la figure 3.12. Ce contrôleur agit pour corriger la différence entre le courant réel et celui désiré, déterminé par le rapport entre la puissance de référence et la tension mesurée aux bornes batterie, comme décrit ci-dessous :

La figure 3.13 montre le schéma de la régulation du courant inducteur avec un contrôleur PI :



3. 13 Schéma fonctionnel de la boucle de contrôle du courant d'inductance.

D'après le schéma de la [figure 3.13](#), la fonction de transfert du système en boucle fermée s'écrit :

$$H_{i_b}(s) = \frac{\frac{k_{pb}}{L_b} s + \frac{k_{ib}}{L_b}}{s^2 + \frac{k_{pb}}{L_b} s + \frac{k_{ib}}{L_b}} \quad (\text{III.34})$$

L'identification de la FTBF à celle d'un système du second ordre désiré entraîne :

$$k_{ii_b} = L_b \omega_n^2 \text{ et } k_{pi_b} = 2\xi L_b \omega_n \text{ avec, } \omega_n = 2\pi f_n \quad (\text{III.29})$$

Un bloc limité supplémentaire a été introduit afin de protéger la batterie contre le flux de puissance supérieure à la puissance maximale autorisée.

La puissance produite par le GPV doit être considérée comme la source principale d'alimentation, bénéficiant d'une priorité pour répondre à la demande énergétique avant toute contribution du réseau électrique. Cette approche vise à éviter la consommation d'énergie du réseau, ce qui entraîne des frais et des dépenses supplémentaires. Ainsi, l'utilisation de l'électricité du réseau est reléguée en dernière position dans l'ordre des priorités.

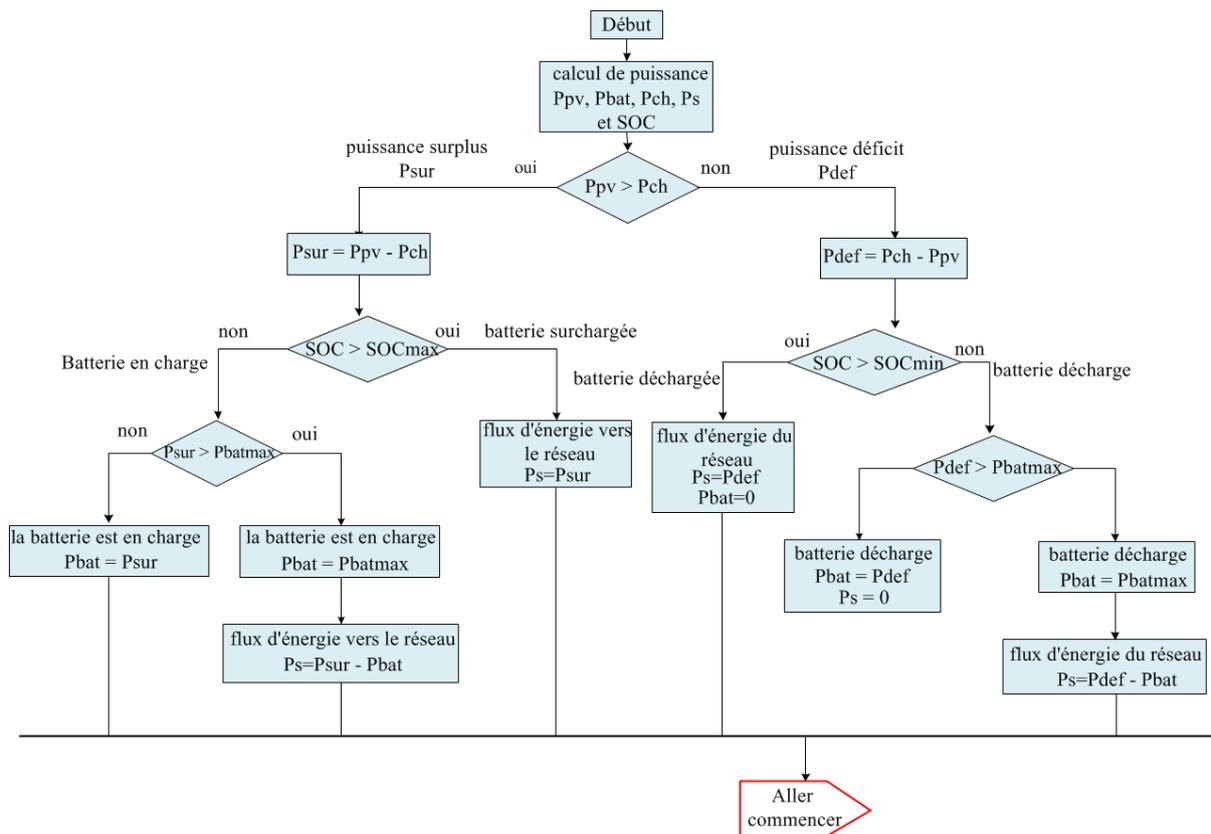
Si la puissance produite par le système PV excède la demande de charge ( $P_{ch}$ ), l'excédent de puissance ( $P_{sur} = P_{pv} - P_{ch}$ ) est prioritaire pour charger la batterie avec une puissance ( $P_{bat}$ ). La batterie peut être chargée jusqu'à atteindre sa pleine capacité. Tout excédent d'énergie peut être injecté dans le réseau uniquement lorsque la batterie est pleinement chargée ( $P_s = P_{sur}$ ). Étant donné que la batterie a une capacité de charge maximale limitée ( $P_{batmax}$ ), si l'excédent de puissance dépasse cette limite, la batterie se charge à sa capacité maximale et seul le surplus est réinjecté dans le réseau électrique ( $P_s = P_{sur} - P_{batmax}$ )

Lorsque la ( $P_{pv} < P_{ch}$ ), un déficit de puissance ( $P_{def} = P_{ch} - P_{pv}$ ) est observé. La batterie est alors priorisée et, lors de la décharge, elle peut fournir un surplus de puissance pour répondre à la demande énergétique. Toutefois, lorsque la batterie est entièrement déchargée, le déficit de puissance doit être entièrement comblé par le réseau électrique. Étant donné que la batterie a une capacité de décharge maximale limitée ( $P_{batmax}$ ), lorsque le déficit de puissance dépasse

cette limite, la batterie se décharge à sa capacité maximale, tandis que le reste du déficit de puissance doit être comblé par le réseau électrique public ( $P_s = P_{def} - P_{batmax}$ ).

Dans le système de contrôle réalisé, un algorithme supplémentaire pour la protection de la batterie contre une surcharge excessive et une décharge profonde excessive a été implémenté. [75,76].

Le schéma fonctionnel général présentant la stratégie de gestion de l'énergie développée est présenté à la figure 3.14.

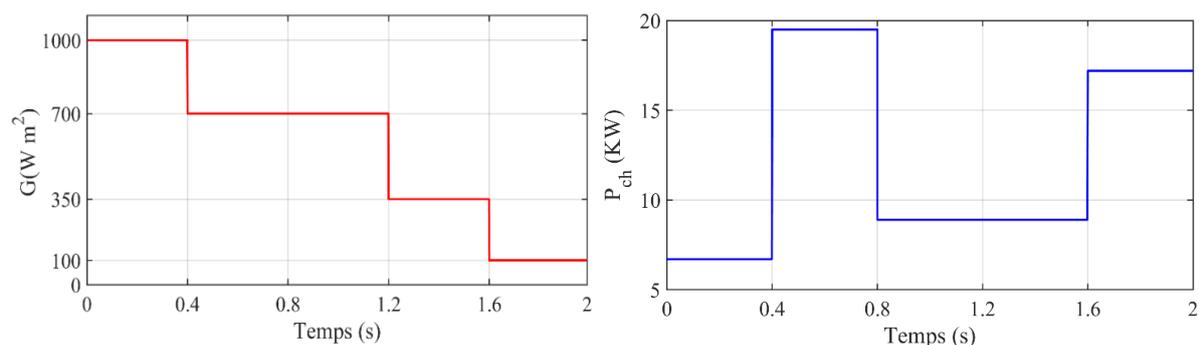


3. 14 L'organigramme de la stratégie de gestion de l'énergie (GE) du système.

### 3.6 Résultats de simulation et interprétations

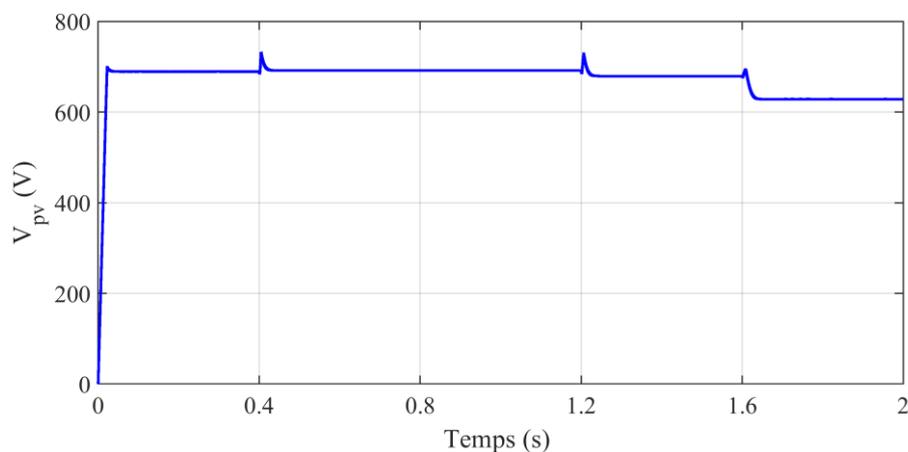
Les différents modèles mathématiques des différentes parties du système proposé ont été implémentés dans l'environnement MATLAB/Simulink. Les paramètres du système dans les études de simulation, ils sont répertoriés en l'Annexe.

Le système décrit est exposé à des fluctuations du rayonnement solaire et les changements de la valeur de la puissance de charge, comme le montrent les figures 3.15 a et 3.15 b.

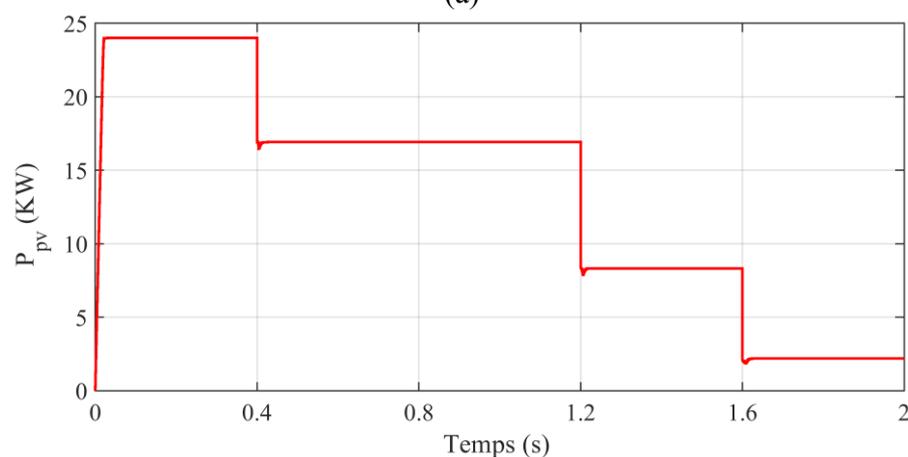


3. 15 Profil d'irradiation solaire et profil de la demande de la charge.

La Figure 3.16 présente l'évolution de la tension et de la puissance du GPV, mettant en évidence que le GPV opère à sa puissance maximale malgré des fluctuations et des perturbations acceptables.



(a)

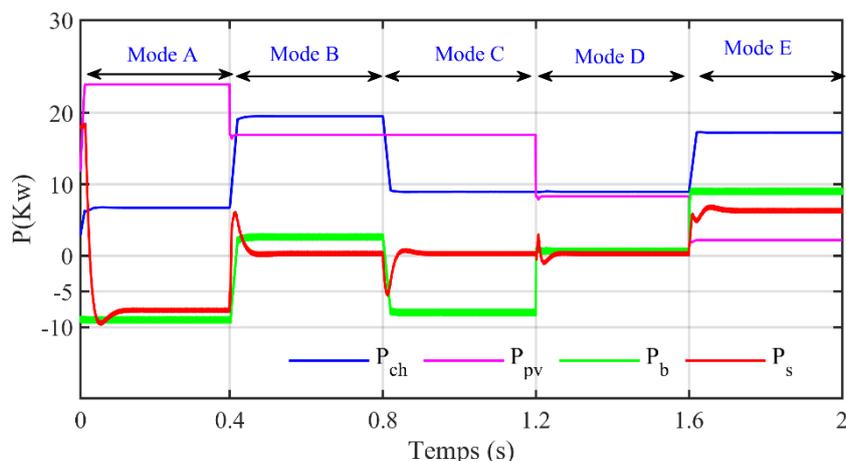


(a)

3. 16 la tension et la puissance fournit par GPV, respectivement.

La figure 3. 17 montre la répartition du flux d'énergie entre les sous-systèmes (système PV, système de stockage, réseau et charge), qui est principalement liée à l'énergie fournit par le générateur PV, la demande de la charge, en outre, l'état de charge/décharge de la batterie, afin

d'assurer la continuité de l'alimentation électrique de la charge dans sous conditions environnementales différentes.



3. 17 Flux énergétique du système (FAP -PV-BAT).

Les différents modes de fonctionnement sont présentés comme suit :

**Mode A** : De  $t=0s$  à  $t=0,5s$ , le système PV fournit une énergie d'environ à (24 kW), qui correspondant à l'irradiation ( $1000W/m^2$ ), la charge prend 6,3 kW et l'énergie excédentaire est partagée entre la batterie et le réseau comme suit (9 kW) (7 kW), ( $P_{pv} = P_L + P_{bat} + P_g$  et  $P_L < P_{pv}$ ).

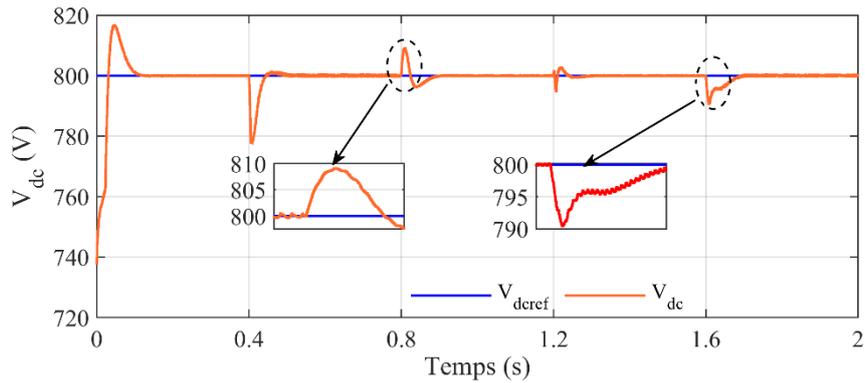
**Mode B** : De  $t=0,5s$  à  $t=1s$ , dans ce mode ( $P_L > P_{pv}$ ), donc la contribution du générateur PV et la batterie à l'alimentation de la charge est la suivante (7,3 kW), (4,25 kW), en outre d'atteindre les objectifs principal du FAP.

**Mode C** : De  $t=1s$  à  $t=1,5s$ , dans ce mode ( $P_L < P_{pv} + P_b$ ), la charge alimenté par le système PV, le reste d'énergie du GPV sert à charger la batterie ( $P_{bat} < P_{bat}$  nominale).

**Mode D** : De  $t=1,5s$  à  $2s$ , la charge alimentée exclusivement par le système PV, la batterie et le réseau hors service ( $P_{pv} = P_L$ ).

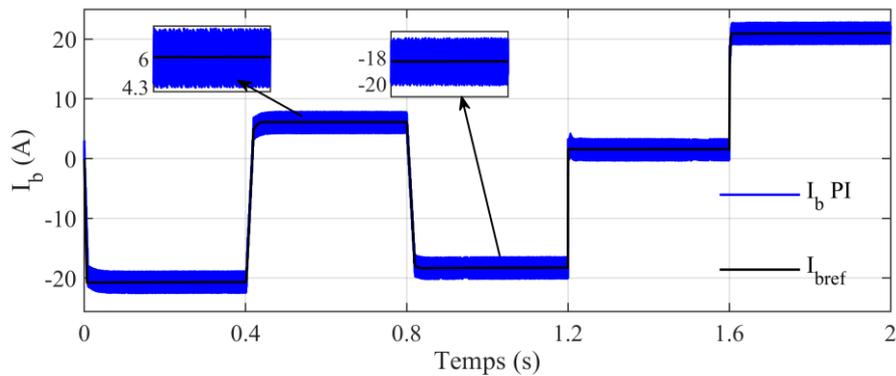
**Mode E** : De  $t=1,5s$  à  $2s$ , La charge alimenté par les sous-systèmes (GPV+ réseau +batterie), ( $P_L > P_{bat} + P_g + P_{pv}$ ).

La figure 3.18 illustre l'évolution de la tension du bus DC, maintenue à sa valeur de référence ( $V_{dc}^* = 800V$ ), avec un temps de réponse satisfaisant et seulement 7% de dépassement, même en cas de variations soudaines de l'ensoleillement et de la charge.



3. 18 Tension du bus continu.

La [figure 3.19](#) illustre l'état de charge et de décharge ou bien entendu l'état de repos de la batterie, en outre, la présence des perturbations à cause des changements de rayonnement solaire et de la charge.

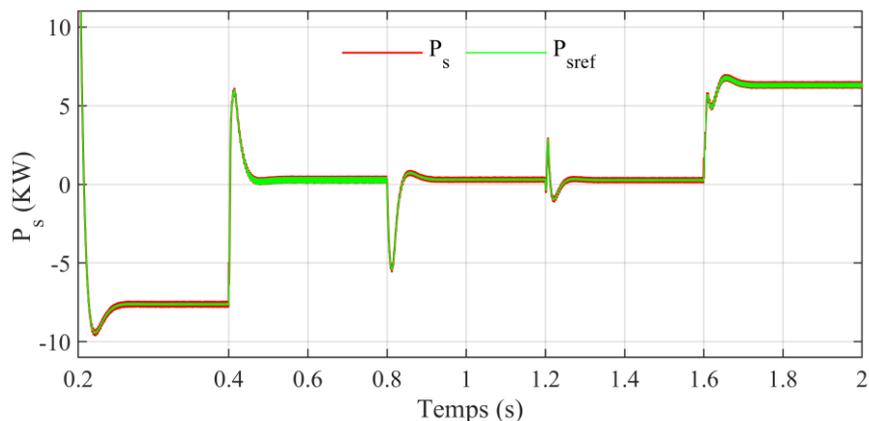


3. 19 Courants générés par batterie.

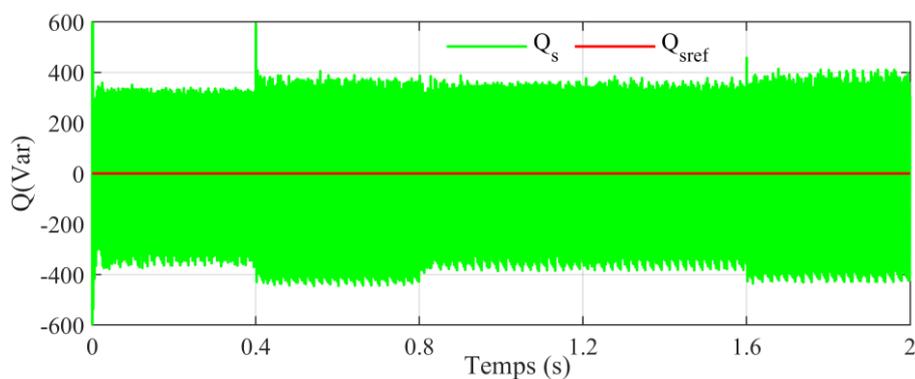
Comme le montre la [figure 3.20](#), la stratégie PI-DPC-SVM réalisé ce que nous souhaitons, où la composante de puissance active du réseau suit bien sa valeur de référence avec des performances admissibles. En plus, la puissance réactive est maintenue nulle pour assurant le fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

[Figure 3.22](#) montre qu'avant de filtrage et l'intégration du système PV, le courant du réseau en riche en harmoniques, avec un THD d'environ à [26,02%](#).

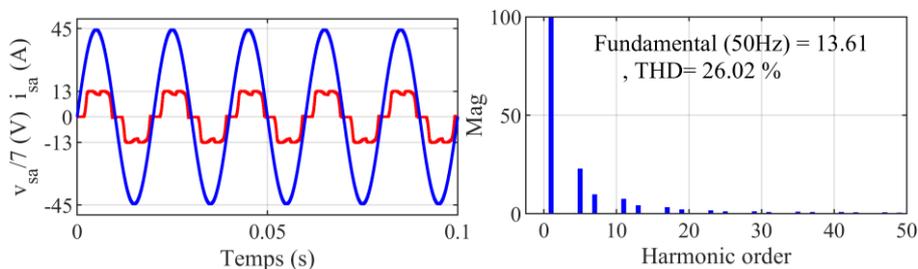
La [figure 3.23](#) représente la tension et le courant du réseau obtenus via la stratégie PI-DPC-SVM, on remarque qu'il prend la forme sinusoïdale et que ses valeurs sont étroitement liées au système. Le facteur de puissance dans le mode A et E est égal à un, le cas du réseau contribuant à alimenter la charge ou à absorber l'énergie excédentaire.



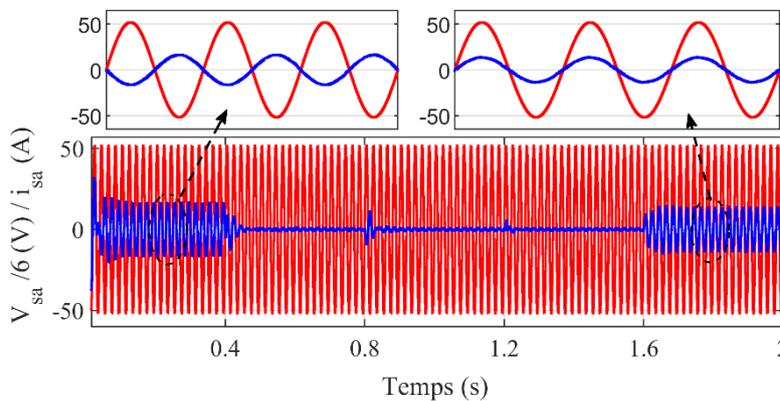
3. 20 Puissance du réseau avec leur référence.



3. 21 L'allure de la puissance réactive du réseau.

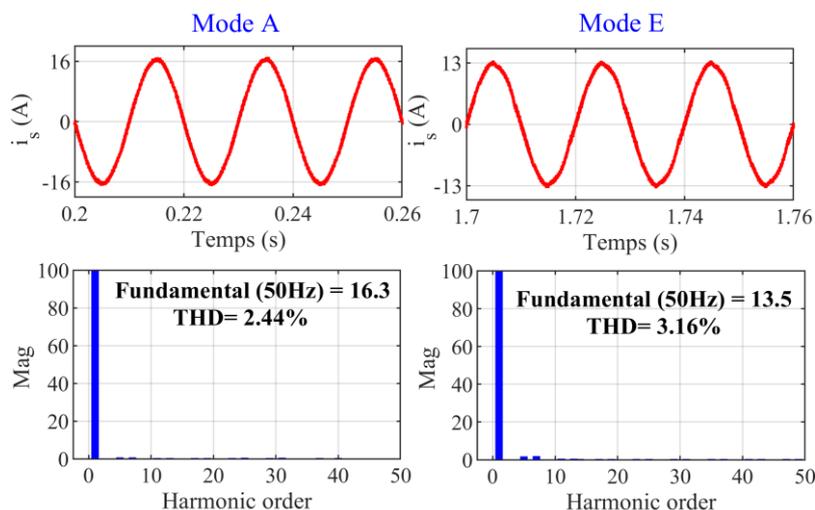


3. 22 L'allure et le spectre harmonique du courant du réseau sans compensation.



3. 23 Première phase du courant et de la tension du réseau.

Après la compensation, les courbes des courants du réseau sont sinusoïdales et en phase avec les tensions du réseau, tandis que, le THD dans tous les modes de fonctionnement ne dépasse pas 5% (dans les normes), (Voir Figure 3.24), les valeurs de taux de distorsion harmonique (THD) pour le mode A, et E sont respectivement : 2,44%, 3,16%, ce qui dans la norme IEEE 519-2.



3. 24 Courant et tension du réseau et valeur THD avec régulateur PI.

### 3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit un système de contrôle du système proposé (PV-FAP-BESS), qui atteindrent les objectifs suivants : le fonctionnement optimal du GPV, facteur de puissance unitaire, élimination des courants harmoniques, compensation de la puissance réactive, estimation de la fréquence avec un PLL pour réaliser la connexion du convertisseur d'une manière sûre, enfin, bonne gestion énergétique

Malgré les performances obtenues par régulateur PI, que ce soit au niveau du temps de réponse, ou l'ondulation et la précision, ils restent limités, notamment lorsqu'il y a des variations au niveau des paramètres du système, les performances et la fiabilité du système sera dégradé, pour améliorer les structures de contrôle, les techniques non linéaires semblent être une solution prometteuse. Le prochain chapitre visera à implémenter une stratégie de commande basée sur le contrôleur par mode glissant de second ordre à base de Super-twisting ST.

#### **4. Commande par mode glissant deuxième ordre d'un système PV-BT-FAP**

## 4.1 Introduction

Les algorithmes de contrôle par mode glissant sont parmi les méthodes de contrôle les plus efficaces, en particulier dans des conditions d'incertitude élevée [77]. Ces algorithmes sont conçus pour atteindre les objectifs de contrôle en influençant la dynamique du système le long d'une surface spécifique à l'aide de lois de contrôle discontinues. [78]. Cette approche est caractérisée par une haute précision et une robustesse face à diverses perturbations et incertitudes. Toutefois, elle n'est pas dépourvue des limites associées aux actionneurs et aux capteurs, incluant l'hystérésis, le retard, le bruit et les perturbations externes, pouvant entraîner des phénomènes indésirables tels que l'effet de chattering [79].

Différents algorithmes ont été élaborés pour minimiser le phénomène de Chattering, en se focalisant principalement sur la modification de la dynamique du système à proximité de la surface de glissement pour éviter ce phénomène [80,81]. Il est essentiel de noter que l'application de ces algorithmes entraîne une réduction partielle de la précision et de la robustesse liées au mode glissant, mais permet simultanément de diminuer le phénomène de Chattering.

Le contrôleur de mode de glissement super-twisting (ST-SMC) est une technique de contrôle robuste utilisée pour stabiliser les systèmes incertains et non linéaires [82]. Il est basé sur le concept de contrôle de mode de glissement, qui implique la création d'une surface de glissement sur laquelle les dynamiques du système sont forcées d'évoluer. Le contrôleur ST-MC améliore les performances du contrôle de mode de glissement classique en introduisant une surface de glissement d'ordre supérieur et un algorithme de super-torsion non linéaire, ce qui permet une convergence plus rapide et une réduction du Chattering [82]. Cette technique de contrôle a été largement appliquée dans divers systèmes d'ingénierie, notamment l'aérospatiale, l'automobile et les systèmes électriques, en raison de sa capacité à gérer efficacement les incertitudes et les perturbations du système [83,84].

## 4.2 Principe de la commande par mode glissant d'ordre supérieur

Le contrôle classique par mode glissant présente un inconvénient majeur lié au phénomène de "Chattering", induisant une instabilité du système en boucle fermée et endommageant l'actionneur. Pour remédier à cela, plusieurs techniques ont été proposées par les chercheurs [85,86]. Dans le cadre de cette étude, nous avons proposé une approche développée depuis les années 1980, visant à réduire ce phénomène, en particulier dans les systèmes dynamiques non

linéaires, tout en améliorant la précision de la convergence pour le contrôle en présence d'un glissement réel.

Cette approche se fonde sur la commande à régime glissant d'ordre supérieur, introduite par Levantovsky en 1997, Emelyanov et Korovin en 1993. Elle présente non seulement les avantages de la robustesse et de la simplicité de mise en œuvre des modes glissants classiques, mais elle permet également de minimiser le phénomène de Chattering tout en préservant les performances du système. Notre étude se portera spécifiquement sur les commandes à régime glissant d'ordre 2.

#### 4.2.1 Mode glissant d'ordre 2

Les différents modes de glissement d'ordre supérieur sont des extensions des modes de glissement d'ordre un, conservant la rusticité tout en réduisant leurs inconvénients majeurs.

L'objectif de ces contrôleurs est de créer un régime glissant du second ordre sur une surface ( $S$ ), et en annulant sa dérivée en un temps fini ( $s = 0, \dot{s} = 0$ ). Les algorithmes de commande par mode glissant de 2<sup>ème</sup> ordre couramment utilisés dans le domaine du contrôle sont présentés ci-après [86,87]. Cette approche se démarque par le fait que la partie discontinue s'apparait dans la dérivée de la commande. Ainsi, lors du calcul de la commande du système ( $u \int u$ ), celle-ci devient continue, ce qui permet de réduire le phénomène de Chattering [86].

##### 4.2.1.1 Principe et Conception du contrôleur ST

L'algorithme Super-Twisting est couramment utilisé dans le contexte des systèmes dynamiques non linéaires du deuxième ordre. Il est spécialement conçu aussi pour les systèmes à un degré relatif égal à 1. Une particularité de cet algorithme est qu'il ne requiert que des informations sur la surface de glissement ( $S$ ) et est capable de l'annuler dans un temps défini. [88].

La loi de commande Super-Twisting (ST) est constituée de deux composantes distinctes. La première composante ( $u_1(t)$ ) est définie par sa dérivée par rapport au temps, tandis que la deuxième composante ( $u_2(t)$ ) est déterminée par une fonction continue de la variable de glissement, l'expression est définie par [86]:

$$u_n(t) = u_1(t) + u_2(t) \quad (\text{IV.1})$$

Avec

$$\dot{u}_1(t) = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -K \cdot \text{sign}(\sigma) & \text{si } |u| \leq 1 \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

Et

$$u_2(t) = \begin{cases} -\lambda|\sigma_0|^\rho \text{sign}(\sigma) & \text{if } |\sigma| > \sigma_0 \\ -\lambda|\sigma_0|^\rho \text{sign}(\sigma) & \text{if } |\sigma| \leq \sigma_0 \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

Les gains positifs ( $K$ ) et ( $\lambda$ ) sont utilisés pour ajuster le contrôleur ST [86,88], en général, le gain ( $\lambda$ ) est plus efficace pour la réponse du système, tandis que le gain ( $K$ ) influe sur la précision en régime permanent.

Les conditions requises pour une convergence en temps fini sont définies par Levant [86,89] :

$$\begin{cases} K > \frac{\phi}{\Gamma_M} \\ \lambda \geq \frac{4\phi \Gamma_M (\beta + \phi)}{\Gamma_m^2 \Gamma_m (\beta - \phi)} \\ 0 < \rho \leq 0.5 \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

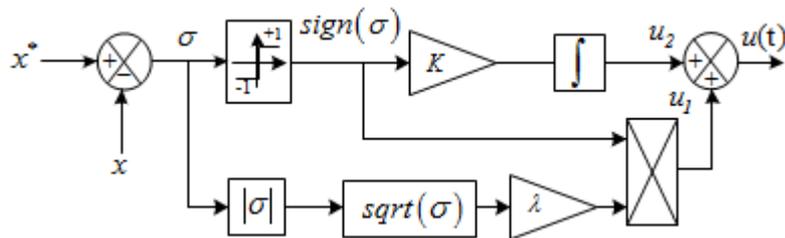
Le régulateur de super-torsion (ST-SMC) est capable d'appliquer un mode de glissement du deuxième ordre sur la surface de glissement ( $\sigma(t, x) = \dot{\sigma}(t, x) = 0$ ) [90].

Dans cette formulation, nous définissons les termes positifs de la fonction incertaine ( $\phi$ ). ( $\Gamma_m$ ) et ( $\Gamma_M$ ), ces fonctions représentent respectivement les bornes inférieure et supérieure positives de la fonction incertaine ( $\gamma$ ) à la dérivée seconde de la variété glissante [91,92].

Si le système de contrôle est linéaire, la loi de commande peut être simplifiée et déterminée par [91] :

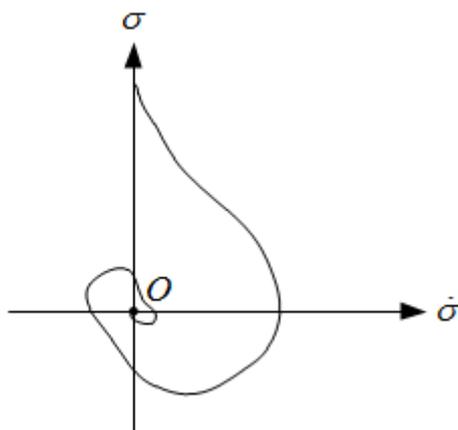
$$\begin{cases} u(t) = -\lambda\sqrt{|\sigma|} \text{Sign}(\sigma) + w \\ \dot{w} = -K \text{sign}(\sigma) \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

La Figure 4.1 présente l'architecture du contrôleur ST qui définit par le système d'équations (IV.5).



4. 1 Structure global du contrôleur ST.

La Figure 4.2 illustre la trajectoire de l'algorithme dans le plan de phase  $(S, \dot{S})$ , démontrant comment les intersections successives avec les axes du plan évoluent progressivement pour converger vers l'origine, atteinte en un temps déterminé.



4. 2 Convergences de l'algorithme Super -Twisting.

Dans sa publication, Barth a présenté l'analyse de stabilité en utilisant une fonction de Lyapunov appropriée ( $V$ ), définie comme suit [86] :

$$V = K|\sigma| + \frac{1}{2}V^2 \quad (\text{IV.6})$$

La stabilité est évaluée en se basant sur la condition définie par la fonction de Lyapunov [86].

$$\sigma \cdot \dot{\sigma} < 0 \quad (\text{IV.7})$$

Dans la pratique, le système de contrôle est influé par diverses incertitudes, telles que les variations des paramètres du système, les perturbations et le bruit de mesure. Le modèle dynamique de contrôle pour ce système soumis à des perturbations peut être exprimé comme suit :

$$\dot{x} = ax + bu + M \quad (\text{IV.8})$$

Où

$(x)$  est le vecteur d'état,  $(u)$  est le signal d'entrée et  $(M)$  représente la perturbation.

Si l'on suppose que la perturbation du système est bornée, on peut définir la fonction de Lyapunov ( $V$ ) comme suit [86]:

$$V \leq K \text{Sign}(\sigma)(-\lambda\sqrt{|\sigma|}\text{sign}(\sigma) + M_{\max}\sqrt{|\sigma|}) \quad (\text{IV.9})$$

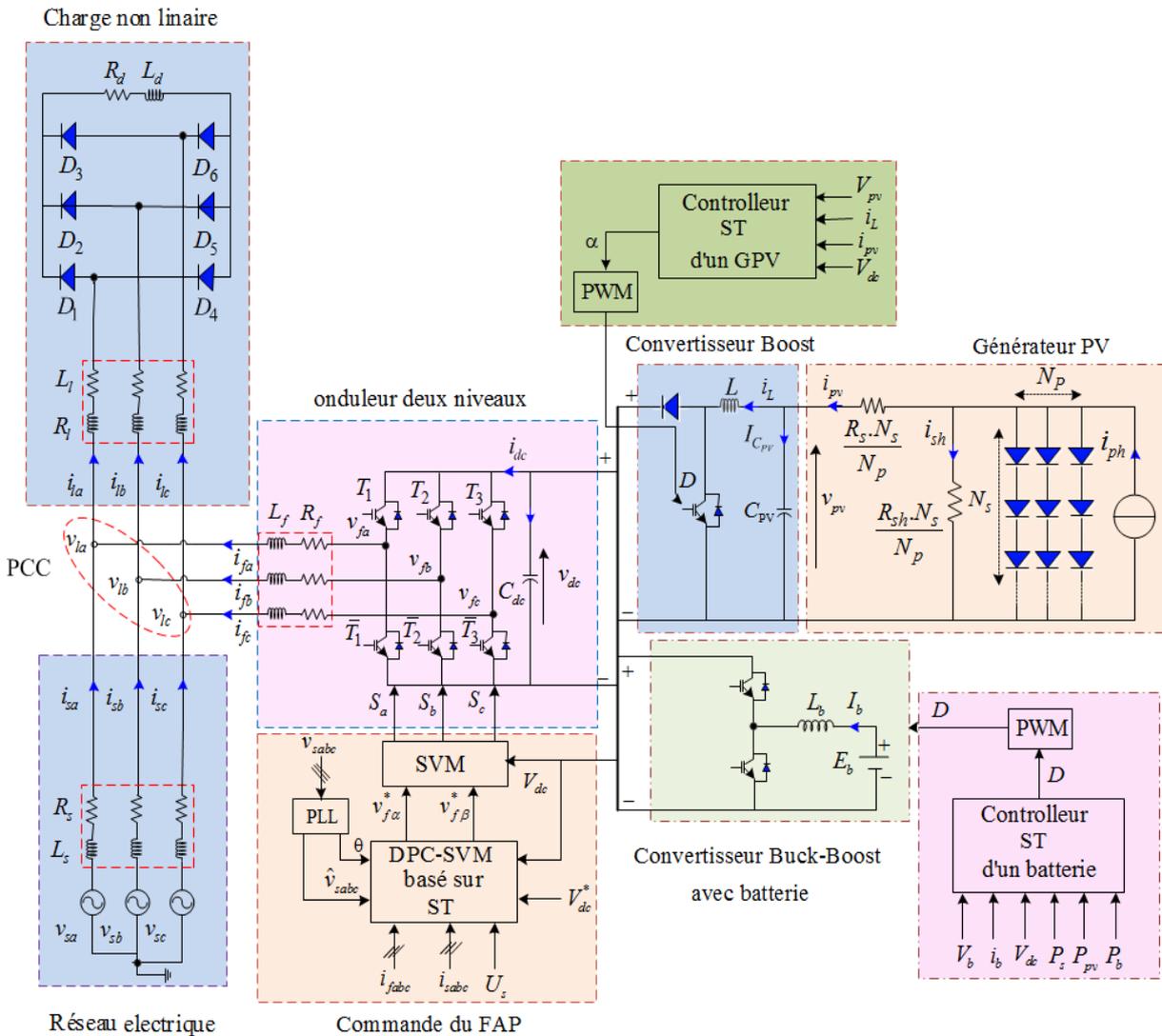
La dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov peut être exprimée de la manière suivante :

$$M \leq M_{\max}\sqrt{|\sigma|} \quad (\text{IV.10})$$

En choisissant ( $\lambda \geq M_{\max}$ ) de telle sorte que le gradient soit négatif, cela indique que le système est asymptotiquement stable.

### 4.3 Amélioration des performances du système PV-BAT-FAP par l'algorithme STSMC).

Le système de commande se compose principalement de six boucles de régulation : deux boucles de régulation en cascade de courant et de tension du côté photovoltaïque, deux boucles de régulation de puissance active/réactive du côté FAP, la boucle de régulation de tension du bus DC, et le courant de batterie du côté du stockage d'énergie. De plus, la stratégie DPC-SVM a été employée pour le contrôle de l'onduleur (Voir Figure 4.3).



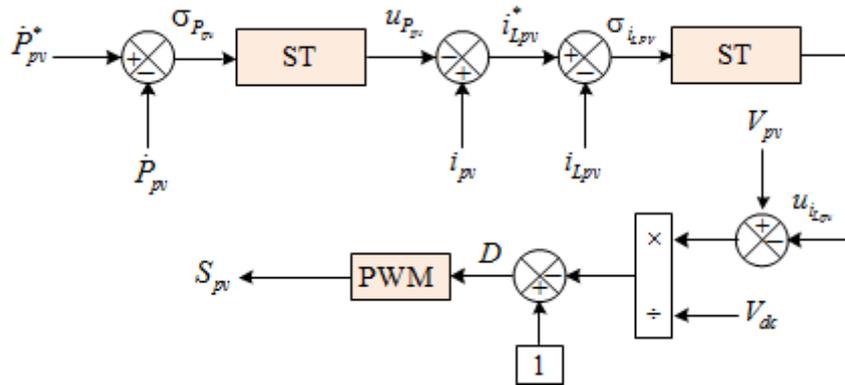
4. 3 Structure de la commande PV-BAT-FAP par le contrôleur ST.

#### 4.3.1 Commande du convertisseur DC-DC du système PV par l'algorithme ST

La stratégie de commande à l'aide de l'algorithme de Super-Twisting appliquée au convertisseur élévateur DC-DC suit une approche similaire à celle présentée dans le troisième chapitre. La différence réside dans le remplacement des régulateurs PI par des régulateurs

Super-Twisting. Dans le but d'améliorer les performances du système photovoltaïque, une configuration à deux boucles de régulation en cascade basée sur la théorie Super-Twisting a été proposée [88].

Dans cette configuration, la première boucle de contrôle utilise la puissance générée par le panneau photovoltaïque en tant qu'entrée pour produire le courant traversant l'inductance du convertisseur DC-DC en sortie. Cette sortie est ensuite employée comme entrée pour la deuxième boucle, qui ajuste le rapport cyclique du convertisseur DC-DC afin d'optimiser la puissance maximale du générateur photovoltaïque. La structure de la loi de commande MPPT, basée sur l'algorithme super-twisting ST, est illustrée dans la figure 4.4.



4. 4 schéma bloc de la régulation du convertisseur DC-DC par l'algorithme ST.

#### 4.3.1.1 Boucle de contrôle de puissance du générateur photovoltaïque ( $P_{pv}$ )

L'expression de la surface de glissement est la dérivée de la puissance du générateur photovoltaïque ( $P_{pv}$ ), comme indiqué dans l'équation (IV.11):

$$\sigma_{P_{pv}} = \dot{P}_{pv}^* - \dot{P}_{pv} \quad (IV.11)$$

Avec

$$\sigma_{P_{pv}} = V_{pv} \frac{\partial i_{pv}}{\partial V_{pv}} + i_{pv} \quad (IV.12)$$

Là où ( $\dot{P}_{pv}$ ) représente la dérivée de la fonction de la puissance du GPV, et ( $\dot{P}_{pv}^*=0$ ), est sa référence.

La dérivée de l'équation (IV.12) donne :

$$\dot{\sigma}_{P_{pv}} = \ddot{P}_{pv} = \left( 2 \frac{\partial i_{pv}}{\partial V_{pv}} + V_{pv} \frac{\partial^2 i_{pv}}{\partial^2 V_{pv}} \right) \frac{dV_{pv}}{dt} \quad (IV.13)$$

En utilisant les équations (II. 1) et (IV.13), le résultat devient le suivant :

$$\dot{\sigma}_{P_{pv}} = \frac{1}{c_{pv}} \left( 2 \frac{\partial i_{pv}}{\partial V_{pv}} + V_{pv} \frac{\partial^2 i_{pv}}{\partial^2 V_{pv}} \right) (i_{pv} - i_{Lpv}^*) \quad (IV.14)$$

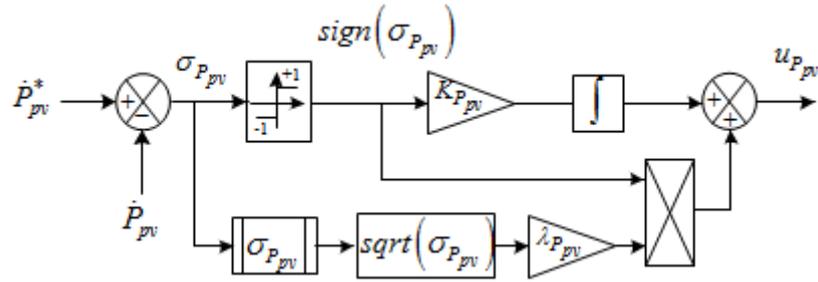
Conformément à la loi de ST (l'équation.IV.5), nous avons introduit le nouveau contrôle ( $u_{P_{pv}}$ ) de la manière suivante :

$$\begin{cases} u_{P_{pv}} = -\lambda_{P_{pv}} \sqrt{|\sigma_{P_{pv}}|} \text{sign}(\sigma_{P_{pv}}) + w_{P_{pv}} \\ \dot{w}_{P_{pv}} = -K_{P_{pv}} \text{sign}(\sigma_{P_{pv}}) \end{cases} \quad (IV.15)$$

Où

( $w_{P_{pv}}$ ), Désigne l'intégrale de la surface de glissement, tandis que ( $\lambda_{P_{pv}}$ ) et ( $K_{P_{pv}}$ ) sont les gains d'ajustement du régulateur.

La figure 4.5 présente le schéma fonctionnel du contrôleur par ST-SMC de la puissance du générateur photovoltaïque.



4. 5 Schéma fonctionnel du régulateur de la puissance du GPV par ST.

Il est à noter que la régulation de la puissance du générateur photovoltaïque (GPV) avec compensation fournit le courant de référence ( $i_{Lpv}^*$ )

$$i_{Lpv}^* = i_{pv} - u_{P_{pv}} \quad (IV.16)$$

#### 4.3.1.2 Boucle de contrôle de courant d'inductance.

L'expression de la surface de glissement pour le courant d'inductance est exprimée par :

$$\sigma_{i_{Lpv}} = i_{Lpv}^* - i_{Lpv} \quad (IV.17)$$

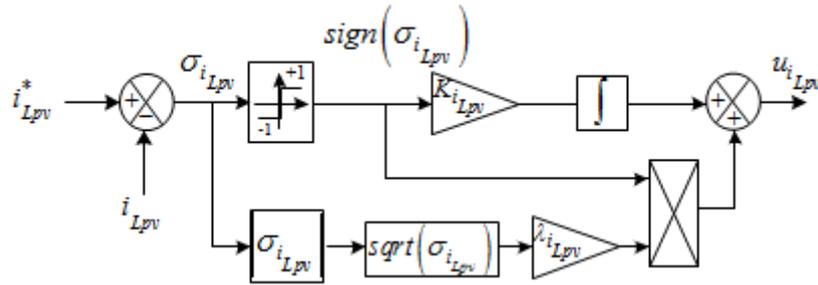
Par conséquent, la dérivée de l'équation (IV.17) par rapport au temps est :

$$\dot{\sigma}_{i_{Lpv}} = \dot{i}_{Lpv}^* - \dot{i}_{Lpv} \quad (IV.18)$$

La composante de la commande d'entrée peut être formulée comme suite :

$$\begin{cases} u_{i_{Lpv}} = -\lambda_{i_{Lpv}} \sqrt{|\sigma_{i_{Lpv}}|} \text{sign}(\sigma_{i_{Lpv}}) + \dot{w}_{i_{Lpv}} \\ \dot{w}_{i_{Lpv}} = -K_{i_{Lpv}} \text{sign}(\sigma_{i_{Lpv}}) \end{cases} \quad (IV.19)$$

La figure 4.6 présente la structure du contrôleur Super-Twisting (ST) proposé pour le courant d'inductance.



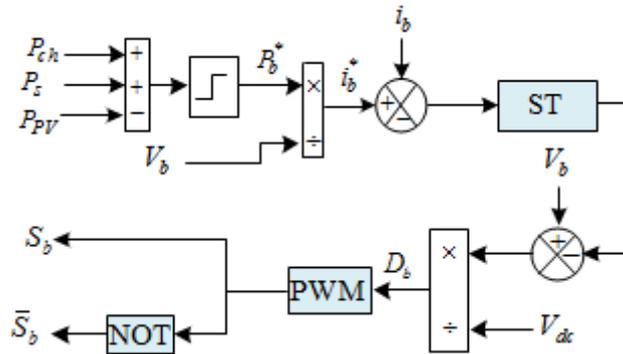
4. 6 Schéma bloc de la commande par ST du courant d'inductance.

Le contrôle du courant d'inductance ( $i_{Lpv}$ ) dans la boucle permet de déterminer la du rapport cyclique (D) du convertisseur élévateur DC-DC, conformément à l'équation (IV.20).

$$D = 1 - \frac{V_{pv} - u_{i_{Lpv}}}{V_{dc}} \quad (IV.20)$$

#### 4.3.2 Contrôle du convertisseur bidirectionnel DC/DC du système de stockage.

La régulation du stockage dépend principalement sur le courant de la batterie, permettant ainsi de contrôler la charge et la décharge en ajustant le rapport cyclique du convertisseur bidirectionnel DC-DC. De plus, l'objectif est de maintenir la tension du bus DC à sa valeur de référence, comme indiqué dans la figure 4.7.



4. 7 Schéma synoptique de la commande du système de stockage par STSMC

Pour assurer une gestion optimale du stockage. Deux contrôleurs ST-SMC sont utilisés : l'un pour ajuster la tension du bus continu et l'autre pour contrôler le courant de la batterie, enfin, la boucle de rétroaction de courant fournit la valeur du rapport cyclique nécessaire

##### 4.3.2.1 Synthèse de régulateur par ST-SMC du courant de batterie $i_b$

La surface de glissement pour le courant de batterie ( $i_b$ ) est définie comme suit :

$$\sigma_{i_b} = i_b^* - i_b \quad (IV.21)$$

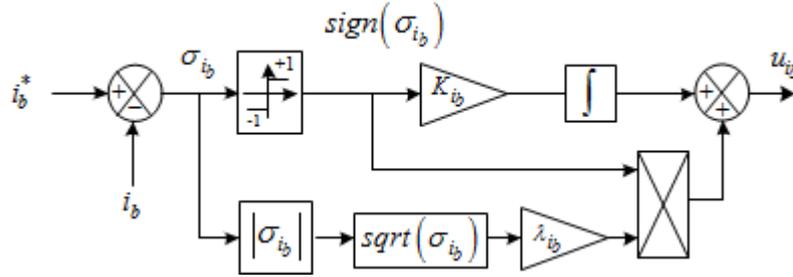
L'expression exprimant la dérivée de la surface de glissement est la suivante :

$$\dot{\sigma}_{i_b} = i_b^* - i_b \quad (\text{IV.22})$$

La formulation de la loi de commande du contrôleur ST est la suivante :

$$\begin{cases} u_{i_b} = -\lambda_{i_b} \sqrt{|\sigma_{i_b}|} \text{sign}(\sigma_{i_b}) + w_{i_b} \\ \dot{w}_{i_b} = -K_{i_b} \text{sign}(\sigma_{i_b}) \end{cases} \quad (\text{IV.23})$$

Le schéma bloc de contrôle est donné par la Figure 4.8.



4. 8 Schéma bloc de la commande par ST du courant de batterie.

#### 4.3.3 Commande du FAP par DPC-SVM basée sur le régulateur ST

En optant pour la méthode DPC-SVM avec une fréquence de commutation fixe, il devient possible de surmonter les limitations du DPC classique. Cette approche implique le remplacement des contrôleurs d'hystérésis et des tables de commutation par deux contrôleurs ST-SMC robustes et un bloc SVM. Cette configuration offre un fonctionnement à fréquence de commutation constante, contribuant ainsi à minimiser les fluctuations de puissance [88].

La stratégie de contrôle DPC-SVM est constituée d'un estimateur de puissance active et réactive, d'une boucle externe basée sur ST pour la tension du bus DC, et de deux boucles internes pour les puissances active et réactive ( $P_s^*$ ,  $Q_s^*$ ). Ces boucles intègrent des régulateurs ST ainsi qu'une technique de PLL pour renforcer la robustesse et la stabilité du système. En maintenant la référence de puissance réactive à zéro, on assure un fonctionnement à facteur de puissance unitaire. Les signaux des contrôleurs ST, représentés par les coordonnées  $\alpha$ - $\beta$ , sont transmis au bloc SVM pour déterminer les états actuels des IGBT de l'onduleur. La figure IV.9 illustre cette approche de contrôle.

##### 4.3.3.1 Synthèse de régulateur la puissance active et réactive du réseau.

Considérons le modèle mathématique du réseau dans le repère tournant  $d$ - $q$  [88]:

$$\begin{cases} \frac{dP_s}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} P_s - \omega Q_s + \frac{U_s^2}{L_s} - \frac{U_s}{L_s} v_{ld} \\ \frac{dQ_s}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} Q_s + \omega P_s - \frac{U_s}{L_s} v_{lq} \end{cases} \quad (\text{IV.24})$$

Les expressions des surfaces de glissement pour la puissance active et réactive du réseau sont formulées comme suit :

$$\begin{cases} \sigma_{P_s} = P_s^* - P_s \\ \sigma_{Q_s} = Q_s^* - Q_s \end{cases} \quad (IV.25)$$

Les dérivées temporelles des expressions des surfaces de glissement sont les suivantes :

$$\begin{cases} \dot{\sigma}_{P_s} = \dot{P}_s^* - \dot{P}_s \\ \dot{\sigma}_{Q_s} = \dot{Q}_s^* - \dot{Q}_s \end{cases} \quad (IV.26)$$

Selon la loi ST, les composantes directe ( $u_{P_s}$ ) et quadratique ( $u_{Q_s}$ ) sont :

$$\begin{cases} u_{P_s} = -\lambda_{P_s} \sqrt{|\sigma_{P_s}|} \text{sign}(\sigma_{P_s}) + w_{P_s} \\ \dot{w}_{P_s} = -K_{P_s} \text{sign}(\sigma_{P_s}) \end{cases} \quad (IV.27)$$

$$\begin{cases} u_{Q_s} = -\lambda_{Q_s} |\sigma_{Q_s}|^{0.5} \text{sign}(\sigma_{Q_s}) + w_{Q_s} \\ \dot{w}_{Q_s} = -K_{Q_s} \text{sign}(\sigma_{Q_s}) \end{cases} \quad (IV.28)$$

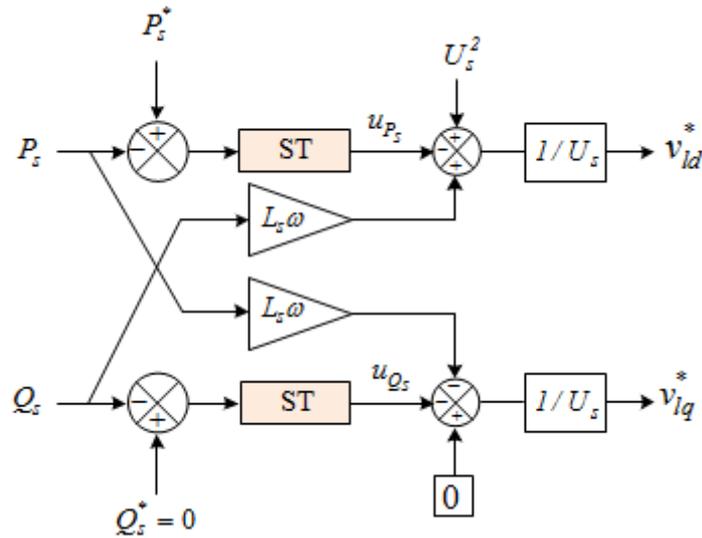
En utilisant les équations (IV.27) et (IV.28), les lois de commande pour les composantes directe ( $v_{ld}^*$ ) et quadratique ( $v_{lq}^*$ ) peuvent être formulées comme suit :

$$\begin{cases} v_{ld}^* = (-\lambda_{P_s} \sqrt{|\sigma_{P_s}|} \text{sign}(\sigma_{P_s}) - K_{P_s} \text{sign}(\sigma_{P_s}) - L_s \omega Q_s + U_s^2) / U_s \\ v_{lq}^* = (-\lambda_{Q_s} \sqrt{|\sigma_{Q_s}|} \text{sign}(\sigma_{Q_s}) - K_{Q_s} \text{sign}(\sigma_{Q_s}) + L_s \omega P_s) / U_s \end{cases} \quad (IV.29)$$

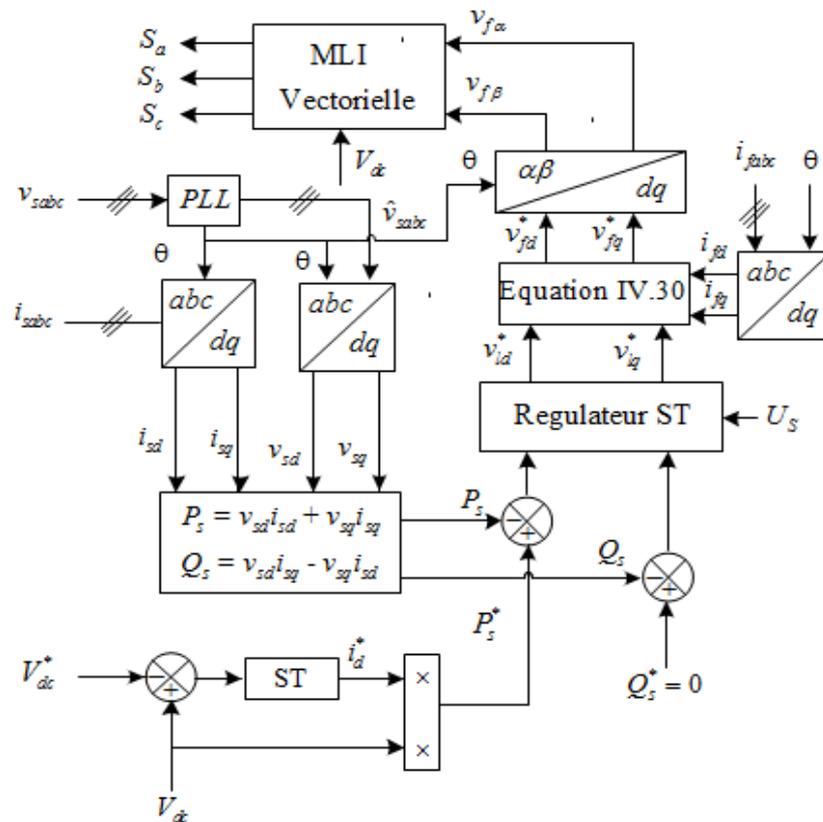
Les tensions de commande du filtre actif ( $v_{fd}^*$ ,  $v_{lq}^*$ ) sont obtenues à l'aide de la relation suivante

$$\begin{cases} v_{fd}^* = v_{ld}^* + R_f i_{fd} + L_f \frac{di_{fd}}{dt} + L_f \omega i_{fq} \\ v_{fq}^* = v_{lq}^* + R_f i_{fq} + L_f \frac{di_{fq}}{dt} - L_f \omega i_{fd} \end{cases} \quad (IV.30)$$

Les figures 4.9 et 4.10 illustrent la commande de l'onduleur par DPC-SVM-ST.

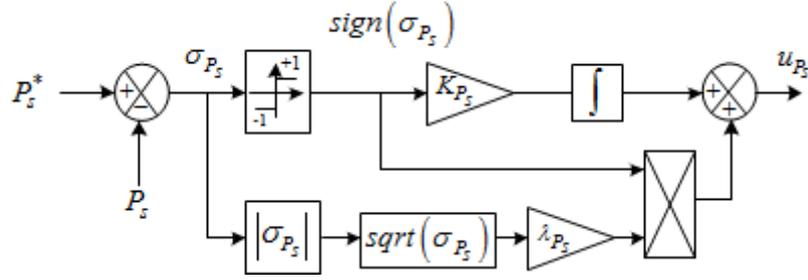


4. 9 Schéma fonctionnel du découplage de puissance par ST.

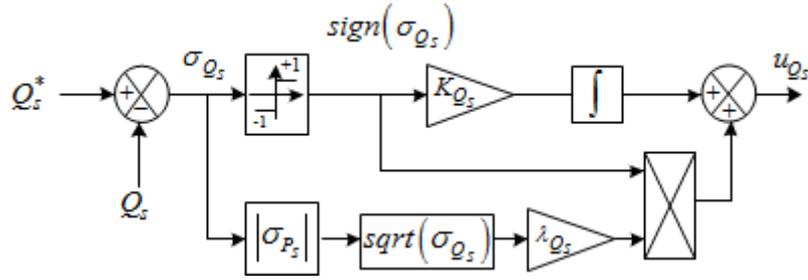


4. 10 Principe de la commande DPC avec modulation vectorielle SVM.

La structure du contrôleur ST de la puissance active et réactive du réseau est illustrée à la figures 4.11 et 4.12



4. 11 Contrôle ST de la puissance active  $P_s$ .



4. 12 Contrôle ST de la puissance réactive  $Q_s$

#### IV.3.3.2 Synthèse du régulateur de la tension de bus continue $V_{dc}$

La fonction de surface de glissement pour la tension du bus continu est définie comme suit [82] :

$$\sigma_{V_{dc}} = V_{dc}^* - V_{dc} \quad (\text{IV.31})$$

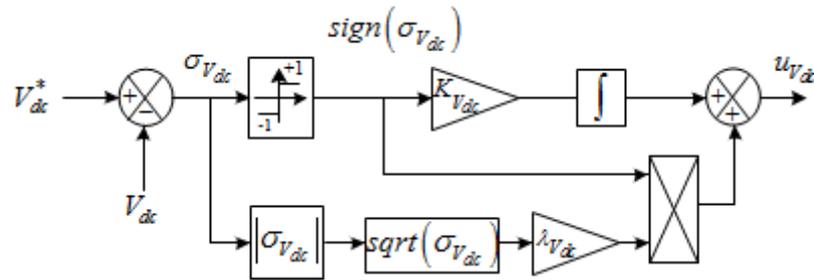
La dérivée temporelle de l'équation (IV.30) est :

$$\dot{\sigma}_{V_{dc}} = \dot{V}_{dc}^* - \dot{V}_{dc} \quad (\text{IV.32})$$

En utilisant la loi de commande définie par l'équation (IV.5), les deux composantes de la loi de commande par Super-Twisting (ST) pour la tension du bus continu sont exprimées comme suit :

$$\begin{cases} u_{V_{dc}} = -\lambda_{V_{dc}} \sqrt{|\sigma_{V_{dc}}|} \text{sign}(\sigma_{V_{dc}}) + w_{V_{dc}} \\ \dot{w}_{V_{dc}} = -K_{V_{dc}} \text{sign}(\sigma_{V_{dc}}) \end{cases} \quad (\text{IV.33})$$

Le schéma fonctionnel de la commande de la tension du bus continu par le contrôleur ST est présenté dans la Figure 4.11.



4. 13 Schéma de la commande de la tension du bus continu par le contrôleur ST.

#### 4.4 Résultats de simulation

La simulation du système PV-BT-FAP avec le contrôleur Super-Twisting a été réalisée en maintenant les mêmes paramètres et conditions décrits dans le chapitre précédent

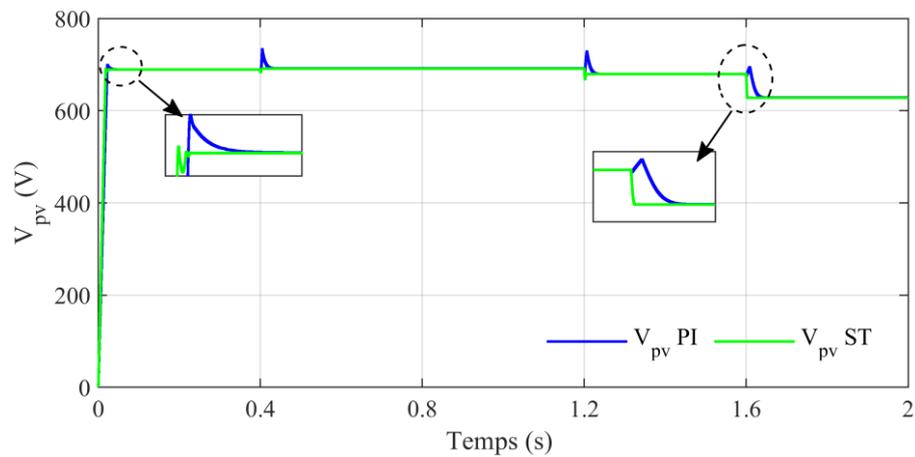
. Les paramètres des contrôleurs Super-Twisting (ST) employés sont répertoriés dans le [Tableau 4.1](#))

Tableau 4. 1: Paramètres des régulateurs ST.

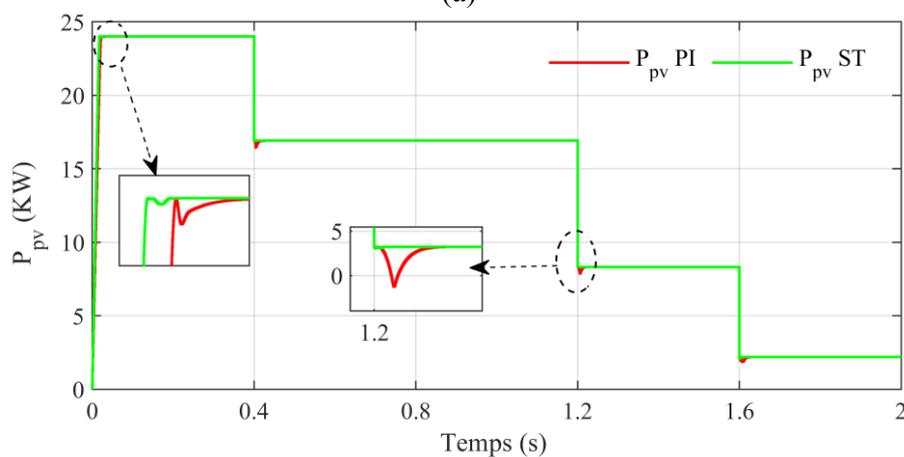
|          | Puissance<br>GPV |                    | Courant<br>$I_{Lpv}$ |                     | Puissance<br>$P_s$ |                 | Puissance<br>$Q_s$ |                 | Courant<br>Batterie $i_b$ |                 | Tension<br>$V_{dc}$ |                    |
|----------|------------------|--------------------|----------------------|---------------------|--------------------|-----------------|--------------------|-----------------|---------------------------|-----------------|---------------------|--------------------|
|          | $K_{P_{pv}}$     | $\lambda_{P_{pv}}$ | $K_{i_{Lpv}}$        | $\lambda_{i_{Lpv}}$ | $K_{P_s}$          | $\lambda_{P_s}$ | $K_{Q_s}$          | $\lambda_{Q_s}$ | $K_{i_b}$                 | $\lambda_{i_b}$ | $K_{V_{dc}}$        | $\lambda_{V_{dc}}$ |
| Valeures | 34               | 15                 | 150                  | 315                 | 45                 | 30              | 45                 | 30              | 43                        | 30              | 85                  | 25                 |

Les courbes présentées dans les [figures 4.14a](#) et [4.14b](#) montre les courbes de la puissance et de la tension du générateur photovoltaïque obtenues grâce à l'application de l'algorithme de contrôle ST. Il est notable que ces deux grandeurs suivent efficacement les coordonnées du point de puissance maximale. De plus, l'algorithme de contrôle ST se distingue par un temps de réponse réduit et un de dépassements inférieurs par rapport aux résultats obtenus avec le régulateur PI. Par ailleurs, les profils de la puissance et de la tension obtenus avec les régulateurs PI présentent des oscillations pendant le régime transitoire, un désavantage qui est absent dans la configuration utilisant le régulateur ST.

La courbe [4.15](#) met en évidence la performance du suivi de la tension du bus continu à son référence. Cependant, au début de la simulation, on observe un dépassement lors de l'utilisation du régulateur PI, se répétant à chaque transition entre les modes de fonctionnement à 0.4, 0.8, 1.2, 1.6 et 2 secondes (transition de l'état A à l'état E). Ces dépassements sont réduits lors de l'utilisation de la stratégie ST par rapport à la stratégie PI.

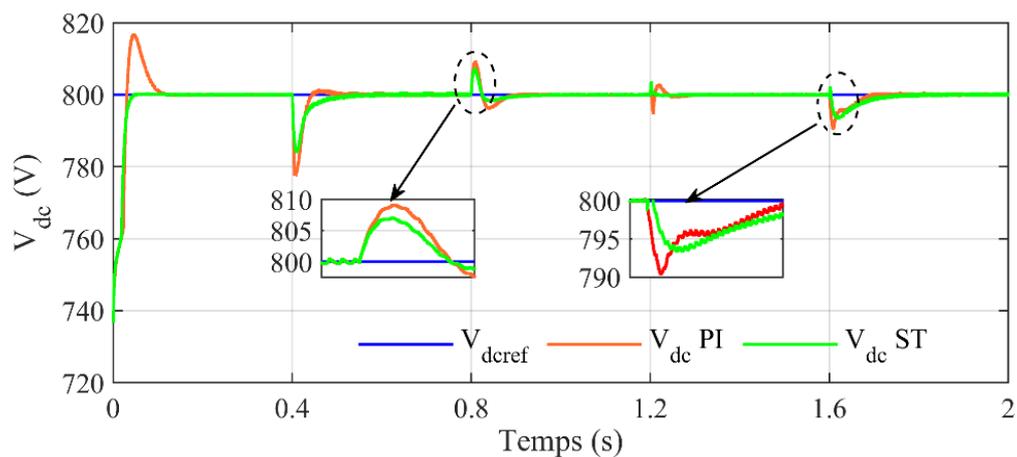


(a)



(b)

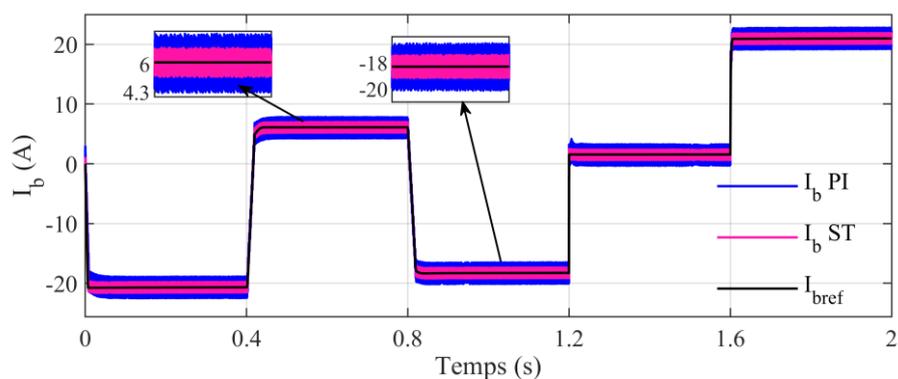
4. 14 Courbe : (a) tension du GPV, (b) puissance du GPV.



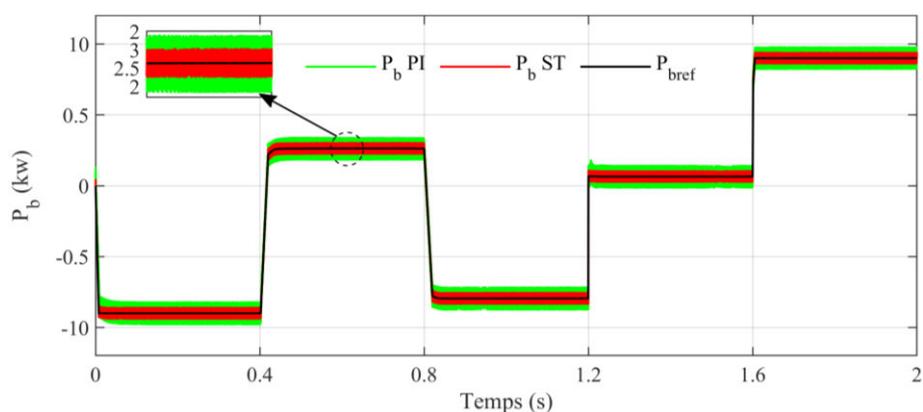
4. 15 Tension du bus continu.

Les figures 4.16a et 4.16.b présentent respectivement les performances du courant et de la puissance de la batterie ( $i_b$ ,  $P_b$ ). Pour le courant ( $i_b$ ), on observe une étroite correspondance avec sa valeur de référence, obtenue par les unités de contrôle (PI, ST-SMC), avec des

fluctuations plus marquées dans le cas de régulateur PI classique. De plus, la stratégie ST affiche des résultats supérieurs en termes de réponse dynamique et de capacité à atténuer les fluctuations du courant et de la puissance de la batterie par rapport aux unités de contrôle PI.



(a)

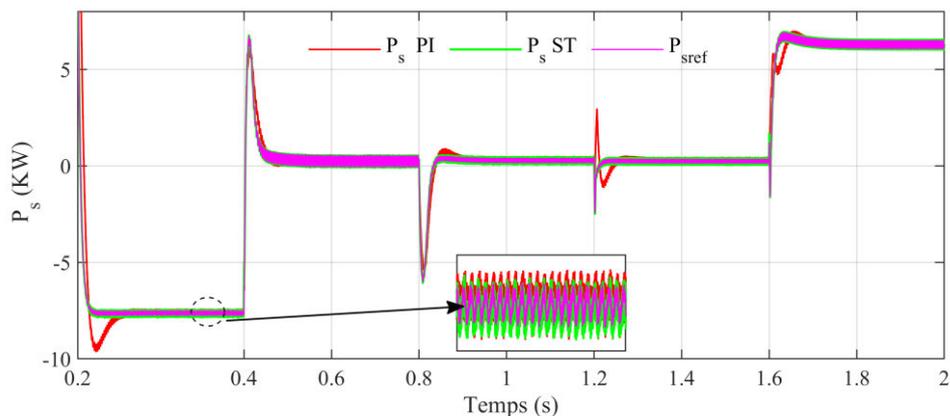


(b)

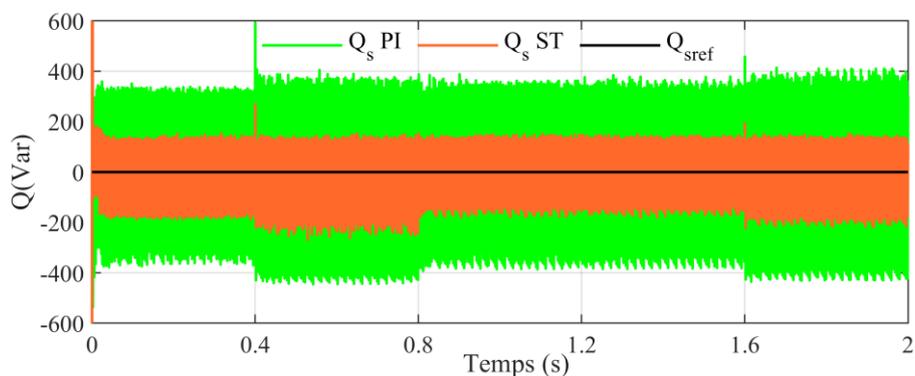
4. 16 Courbes de courant et de puissance de la batterie.

La Figure 4.17 représente les performances de la puissance active du réseau dans différents modes de fonctionnement. On observe que, bien qu'elle suive bien sa référence, des dépassements et des ondulations sont présents, que ce soit avec la stratégie PI ou la stratégie ST, la commande ST restant préférable par rapport à la PI. De plus, on remarque que dans le premier mode de fonctionnement, le réseau contribue à l'alimentation de la charge, tandis que dans le deuxième jusqu'au quatrième mode, le réseau est hors service, et dans le dernier mode, il fonctionne comme récepteur d'énergie.

La Figure 4.18 met en évidence la stabilité de la puissance réactive du réseau à zéro en utilisant les deux stratégies de contrôle PI et ST, démontrant ainsi le maintien du facteur de puissance à sa valeur unitaire. Il est important de noter une réduction significative des fluctuations d'énergie avec la stratégie de contrôle ST par rapport à la stratégie PI.

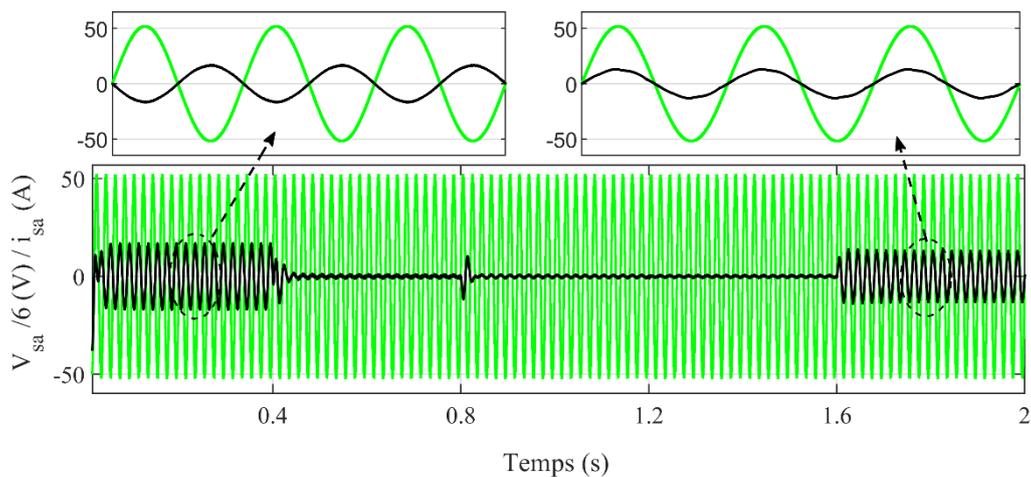


4. 17 La puissance active du réseau.



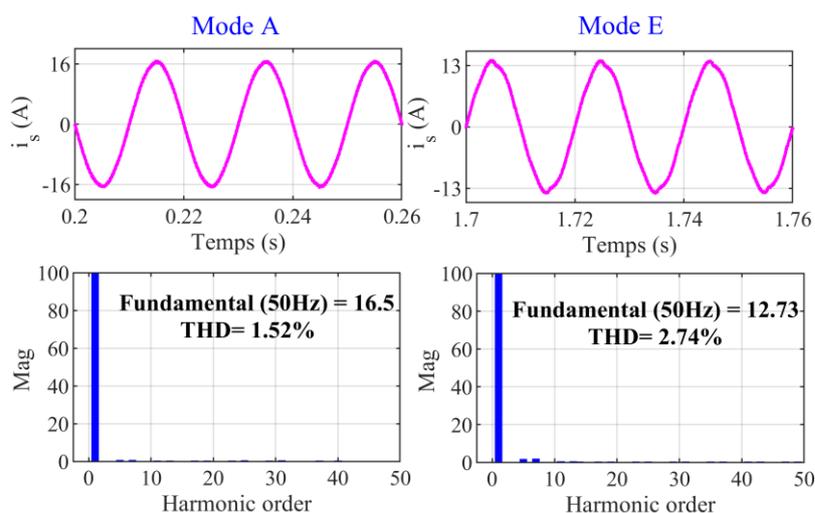
4. 18 La puissance réactive du réseau.

Les Figures 4.19 mettent en évidence les performances du courant et de la tension du réseau résultant de l'application de la stratégie DPC-ST. Il est notable que le courant et la tension sont parfaitement synchronisés, adoptant une forme sinusoïdale, ce qui se traduit par une puissance réactive nulle et un facteur de puissance unitaire.



4. 19 Variation du courant et de la tension dans le réseau.

Les Figures 4.20 présentent l'évaluation du THD de la phase du courant du réseau après filtrage, comparant les résultats entre l'utilisation du contrôle ST et du contrôle PI. Dans les deux cas, le courant du réseau demeure sinusoïdal et en phase avec sa tension correspondante. La stratégie ST délivre des valeurs de THD de phase du courant du réseau plus avantageuses dans divers scénarios de fonctionnement pour le mode A, et E (THD =1.52%, THD=2.74%), avec une amplitude fondamentale (50 Hz) supérieure à celle de la stratégie PI (THD =2.44%, THD=3.16%). Cela démontre l'efficacité de la stratégie suggérée pour améliorer la qualité de l'énergie.



4. 20 Courant du réseau et sa THD obtenus par du contrôleur ST.

## 4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis en œuvre l'algorithme de contrôle ST au niveau de chaque convertisseur du système proposé. Pour le SAPF, nous avons combiné le STSMC avec le DPC-SVM afin d'améliorer la qualité de l'énergie du système. La stratégie DPC-SVM en conjonction avec le contrôle non linéaire proposé a montré des résultats satisfaisants par rapport au contrôleur classique PI.

Les résultats de la simulation confirment que les objectifs suivants ont été atteints avec succès, même dans des conditions variables telles que la variation de la charge, les changements brusques du rayonnement solaire, etc. :

- L'extraction efficace du point de puissance maximale du générateur photovoltaïque avec de bonnes performances.
- Filtrage efficace des courants harmoniques.
- Compensation de la puissance réactive.
- Gestion optimale du flux d'énergie.

- Hautes performances en régime dynamique et statique.

Le prochain chapitre sera consacré au contrôle par le mode de glissement de troisième ordre du système.

**5. Commande par mode glissant Troisième ordre d'un système PV-BT-FAP.**

## 5.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons étudié les améliorations introduites par le contrôleur ST-SMC, en le comparant au contrôleur conventionnel PI. Malgré ces avancées, le contrôleur ST-SMC présente encore certaines limites, notamment la persistance du phénomène de "chattering". Bien que ce problème soit réduit par rapport au mode de glissement classique, il n'est pas entièrement éliminé.

Dans le but d'améliorer la qualité de l'énergie électrique dans notre système (PV-BT-FAP), nous appliquons deux approches distinctes : la stratégie DPC-SVM et la technique du mode glissant de troisième ordre. L'objectif est de minimiser l'impact du phénomène de Chattering. Ces méthodes sont évaluées à travers des simulations afin de confirmer et valider leurs performances respectives.

## 5.2 Principe de contrôle du mode glissant du troisième ordre (MGTO)

Dans cette partie, une méthode innovante a été élaborée pour réduire les phénomènes de Chattering et diminuer les fluctuations de puissance active et de courant dans le système PV-BT-FAP.

Cette méthode, connue sous le nom de Mode Glissant du Troisième Ordre (MGTO), s'avère efficace pour les systèmes incertains en surmontant les principales limitations des techniques classiques SMC et ST-SMC rapportées dans la littérature. La stratégie proposée est une méthode non linéaire basée sur la méthode ST, et le contrôleur MGTO conçu utilise trois entrées [93, 94].

La loi de commande du MGTO est établie à travers trois composantes, et son expression est définie de la manière suivante [95, 96]:

$$u(t) = u_1 + u_2 + u_3 \quad (\text{V.1})$$

Avec

$$\begin{cases} u_1(t) = k_1 \sqrt{|\sigma|} \text{sign}(\sigma) \\ u_2(t) = k_2 \int \text{sign}(\sigma) dt \\ u_3(t) = k_3 \text{sign}(\sigma) \end{cases} \quad (\text{V.2})$$

Les termes  $u_1(t)$  et  $u_2(t)$  représentent les composants du mode glissant de second ordre (ST-SMC), et  $u_3(t)$  désigne les composants de mode glissant premier ordre (MG).

La variable ( $\sigma$ ) représente la surface de glissement du contrôleur et définie comme suit :

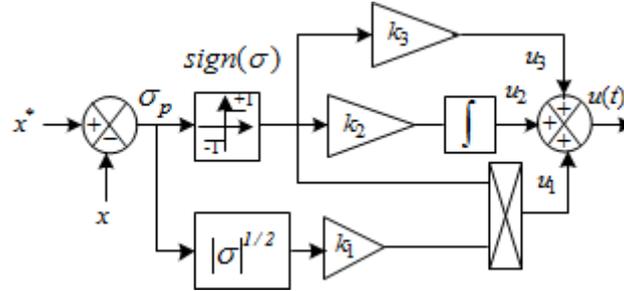
$$\sigma = x^* - x \quad (\text{V.3})$$

La condition de stabilité est donnée par [97, 98] :

$$\sigma \cdot \dot{\sigma} < 0 \quad (V.4)$$

Les coefficients d'ajustement,  $k_1, k_2$  et  $k_3$  ont été soigneusement sélectionnés pour optimiser les performances du contrôleur MGTO.

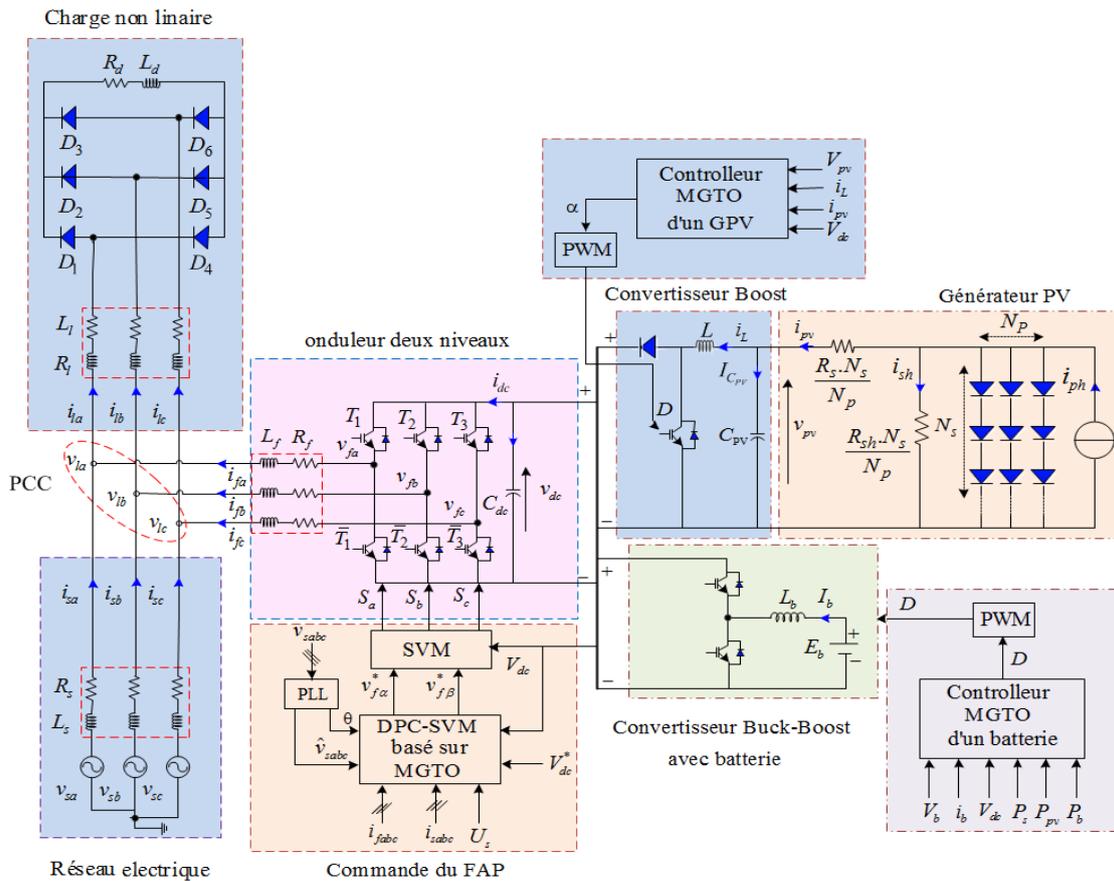
La Figure 5.1 illustre la configuration de la loi de commande de la méthode MGTO.



5.1 Architecture du contrôleur MGTO.

### 5.3 Conception du contrôleur MGTO.

Le schéma de la commande dans le repère d-q par les régulateurs MGTO du système PV-BT-FAP est illustré sur la Figure 5.2.



5.2 Structure de la commande PV-BAT-FAP par le contrôleur MGTO.

Le schéma de contrôle est principalement constitué de six boucles, comprenant les boucles en cascade pour le contrôle du courant et de la tension du côté PV, la boucle de contrôle de la puissance active/reactive côté SAPF, la boucle de contrôle de la tension DC, ainsi que les boucles de contrôle du courant de la batterie du côté de l'alimentation et du stockage d'énergie.

### 5.3.1 Commande par MGTO coté convertisseur DC-DC

Afin de maximiser la puissance extraite du PV, on applique un contrôleur MGTO non linéaire aux boucles de courant et de puissance de PV. La première boucle MGTO régule la puissance de PV et produit le courant de référence d'inductance, tandis que la deuxième boucle MGTO régule le courant d'inductance avec une erreur minimale en régime permanent et génère le rapport cyclique du convertisseur élévateur DC/DC [98].

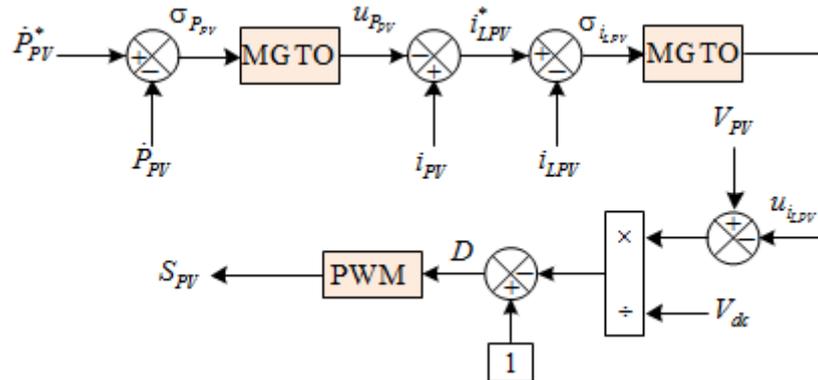
#### 5.3.1.1 Synthèse du régulateur par MGTO de la puissance du générateur photovoltaïque

La surface de glissement de la puissance photovoltaïque est définie comme la mesure de l'écart entre la puissance photovoltaïque réelle et la puissance de référence (Voir Figure 5.3)

$$\sigma_{P_{pv}} = \dot{P}_{pv}^* - \dot{P}_{pv} \quad (V.5)$$

Où

$$\sigma_{P_{pv}} = V_{pv} \frac{\partial i_{pv}}{\partial V_{pv}} + i_{pv} \quad (V.6)$$



5.3 Schéma bloc de la régulation du convertisseur DC-DC par l'algorithme MGTO.

La dérivée de ( $\sigma_{P_{pv}}$ ) est :

$$\dot{\sigma}_{P_{pv}} = \ddot{P}_{pv}^* - \ddot{P}_{pv} \quad (V.7)$$

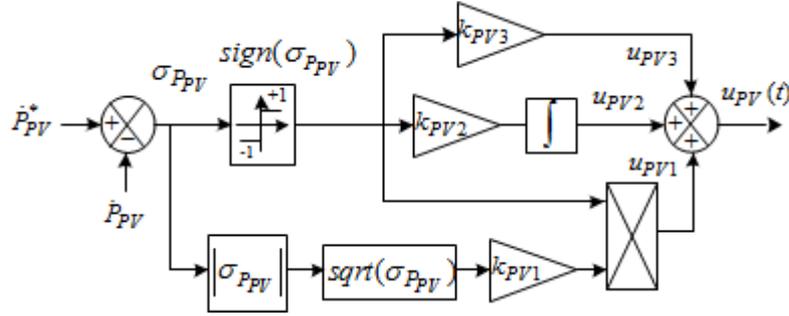
La loi de commande MGTO peut être donnée comme :

$$u_{P_{pv}}(t) = u_{P_{pv1}} + u_{P_{pv2}} + u_{u_{P_{pv3}}} \quad (V.8)$$

Avec

$$\begin{cases} u_{P_{pv1}} = k_{P_{pv3}} \sqrt{|\sigma_{P_{PV}}|} \text{sign}(\sigma_{P_{pv}}) \\ u_{P_{pv2}}(t) = k_{P_{pv2}} \int \text{sign}(\sigma_{P_{pv}}) dt \\ u_{P_{PV3}} = k_{P_{PV1}} \text{sign}(\sigma_{P_{PV}}) \end{cases} \quad (V.9)$$

La figure 5.4 illustre le schéma fonctionnel du dispositif de contrôle de la puissance du générateur photovoltaïque.



#### 5. 4 Schéma bloc de la commande par MGTO de la puissance du GPV.

La boucle de régulation de la puissance du générateur photovoltaïque PV avec compensation permet d'obtenir le courant de référence.

$$i_{L_{pv}}^* = i_{pv} - u_{P_{pv}} (P_{pv}^* - P_{pv}) \quad (V.10)$$

#### 5.3.1.2 Synthèse du contrôleur de courant d'inductance par MGTO

La deuxième surface de glissement et sa dérivée de la commande est représentée par le courant d'inductance du convertisseur DC-DC ( $i_{L_{pv}}$ ), défini comme suit :

$$\sigma_{i_{L_{pv}}} = i_{L_{pv}}^* - i_{L_{pv}} \quad (V.11)$$

La dérivée d'est :

$$\dot{\sigma}_{i_{L_{pv}}} = \dot{i}_{L_{pv}}^* - \dot{i}_{L_{pv}} \quad (V.12)$$

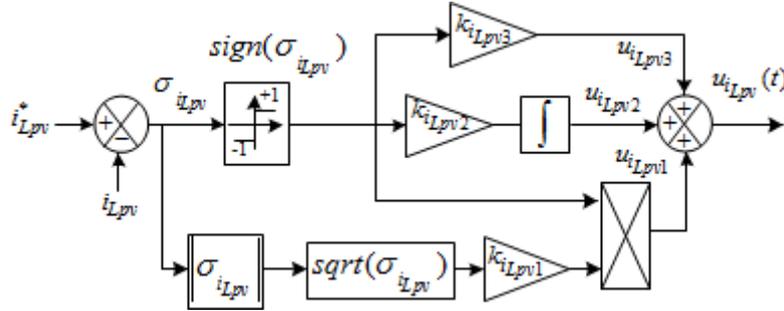
La loi de commande MGTO pour le contrôleur de courant d'inductance peut être formulée comme suit :

$$u_{i_{L_{pv}}}(t) = u_{i_{L_{pv1}}} + u_{i_{L_{pv2}}} + u_{i_{L_{pv3}}} \quad (V.13)$$

Avec

$$\begin{cases} u_{i_{Lpv1}} = k_{i_{Lpv1}} \sqrt{|\sigma_{i_L}|} \text{sign}(\sigma_{i_{Lpv}}) \\ u_{i_{Lpv2}} = k_{i_{Lpv2}} \int \text{sign}(\sigma_{i_{Lpv}}) dt \\ u_{i_{Lpv3}} = k_{i_{Lpv3}} \text{sign}(\sigma_{i_{Lpv}}) \end{cases} \quad (\text{V.14})$$

La Figure 5.5 présente le schéma bloc de commande.



5. 5 Schéma bloc de la commande par MGTO du courant.

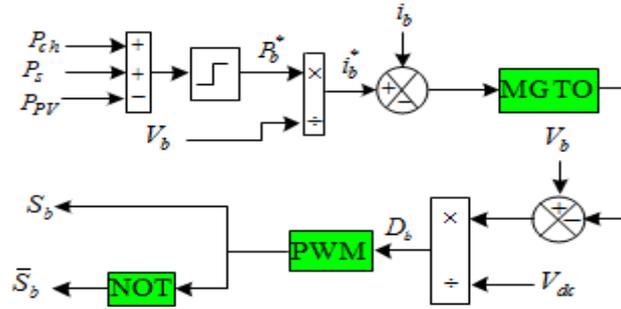
La boucle de contrôle du courant d'inductance ( $i_{Lpv}$ ) détermine le rapport cyclique du convertisseur élévateur DC-DC par :

$$D = 1 - \frac{V_{pv} - u_{i_{Lpv}} (i_{Lpv}^* - i_{Lpv})}{V_{dc}} \quad (\text{V.15})$$

### 5.3.2 Contrôle du convertisseur DC/DC pour le système de stockage d'énergie

La boucle de contrôle du stockage est influencée par le réglage du courant de la batterie, qui contrôle la charge et la décharge de la batterie. Cette boucle agit sur le rapport cyclique du convertisseur DC-DC bidirectionnel pour maintenir la tension du bus DC constante à sa valeur de référence, comme illustré dans la figure 5.6.

La stratégie de contrôle MGTO est utilisée pour optimiser la gestion la charge et décharge de la batterie. Deux contrôleurs MGTO sont utilisés pour réguler la tension du bus continu et le courant de la batterie. Le convertisseur bidirectionnel DC-DC ajuste la tension du bus DC pour qu'elle corresponde à sa référence. La sortie du régulateur de boucle de tension est utilisée comme référence pour le régulateur de courant interne, qui contrôle le courant de la batterie. Enfin, la boucle de régulation du courant détermine le rapport cyclique du convertisseur bidirectionnel DC-DC [98].



5. 6 Contrôle de système de stockage d'énergie par MGTO.

### 5.3.2.1 Synthèse du régulateur par MGTO Courant de batterie

La surface de glissement du courant de batterie ( $i_b$ ) est exprimée par :

$$\sigma_{i_b} = i_b^* - i_b \quad (V.16)$$

La dérivée de la surface de glissement est :

$$\dot{\sigma}_{i_b} = \dot{i}_b^* - \dot{i}_b \quad (V.17)$$

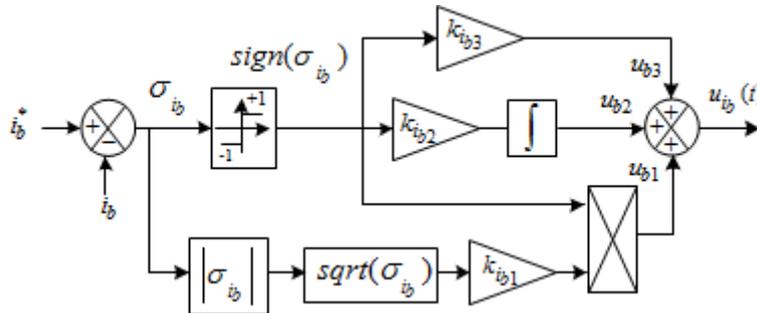
L'expression de la loi du contrôleur MGTO est donnée par

$$u_{i_b}(t) = u_{i_{b1}} + u_{i_{b2}} + u_{i_{b3}} \quad (V.18)$$

Avec

$$\begin{cases} u_{i_{b1}} = k_{i_{b1}} \sqrt{|\sigma_{i_b}|} \text{sign}(\sigma_{i_b}) \\ u_{i_{b2}} = k_{i_{b2}} \int \text{sign}(\sigma_{i_b}) dt \\ u_{i_{b3}} = k_{i_{b3}} \text{sign}(\sigma_{i_b}) \end{cases} \quad (V.19)$$

La [figure 5.7](#) illustre la loi de contrôle du courant de batterie par MGTO

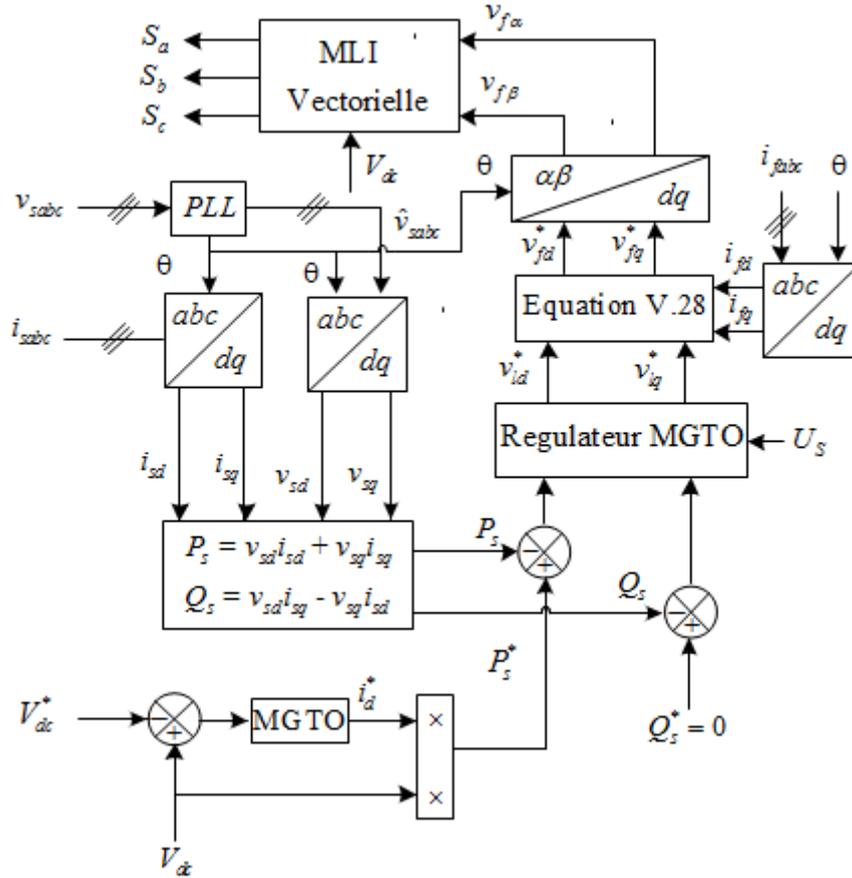


5. 7 Schéma bloc de commande par MGTO du courant de batterie ( $i_b$ ).

### 5.3.3 DPC-SVM Stratégie basé sur le régulateur MGTO

Dans cette section, la stratégie DPC-SVM repose sur le contrôle des puissances actives et réactives instantanées dans le cadre d-q, qui comprend deux boucles MGTO [98]. La boucle MGTO de la tension DC est utilisée pour déterminer la puissance active de référence ( $P^*$ ),

tandis que les boucles MGTO des puissances active et réactive sont employées pour déterminer les tensions de référence au niveau du bloc SVM. La structure du DPC-SVM basée sur MGTO est illustrée à la Figure 5.8.



5. 8 Bloc de la Stratégie DPC-SVM basé sur le régulateur MGTO.

### 5.3.3.1 Synthèse des contrôleurs de puissance active et réactive.

La synthèse des régulateurs de puissance active et réactive peut-être effectuée analytiquement en utilisant un modèle simplifié du réseau dans le repère  $d-q$ . Dans ce modèle, les sources de tension alignées sur l'axe d sont exprimées par :

$$\begin{cases} \frac{dP_s}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} P_s - \omega Q_s + \frac{U_s^2}{L_s} - \frac{U_s}{L_s} v_{ld} \\ \frac{dQ_s}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} Q_s + \omega P_s - \frac{U_s}{L_s} v_{lq} \end{cases} \quad (V.20)$$

Tout d'abord, nous avons défini les surfaces de glissement actives et réactives  $(\sigma_{P_s}, \sigma_{Q_s})$  par :

$$\begin{cases} \sigma_{P_s} = P_s^* - P_s \\ \sigma_{Q_s} = Q_s^* - Q_s \end{cases} \quad (V.21)$$

La dérivée de l'expression des surfaces de glissement sont :

$$\begin{cases} \dot{\sigma}_{P_s} = \dot{P}_s^* - \dot{P}_s \\ \dot{\sigma}_{Q_s} = \dot{Q}_s^* - \dot{Q}_s \end{cases} \quad (V.22)$$

Selon l'équation (V.2), Les deux lois de commande MGTO développées pour la puissance active et réactive sont exprimées, après tous les calculs, comme suit :

$$\begin{cases} u_d(t) = u_{d1} + u_{d2} + u_{d3} \\ u_q(t) = u_{q1} + u_{q2} + u_{q3} \end{cases} \quad (V.23)$$

Où :

$$\begin{cases} u_{d1} = k_{P_{s1}} \sqrt{|\sigma_{P_s}|} \text{sign}(\sigma_{P_s}) \\ u_{d2} = k_{P_{s2}} \int \text{sign}(\sigma_{P_s}) dt \\ u_{d3} = k_{P_{s3}} \text{sign}(\sigma_{P_s}) \end{cases} \quad (V.24)$$

Et :

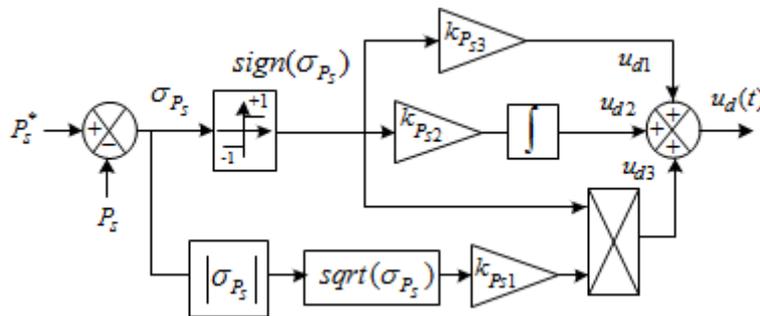
$$\begin{cases} u_{q1} = k_{Q_{s1}} \sqrt{|\sigma_{Q_s}|} \text{sign}(\sigma_{Q_s}) \\ u_{q2} = k_{Q_{s2}} \int \text{sign}(\sigma_{Q_s}) dt \\ u_{q3} = k_{Q_{s3}} \text{sign}(\sigma_{Q_s}) \end{cases} \quad (V.25)$$

Où

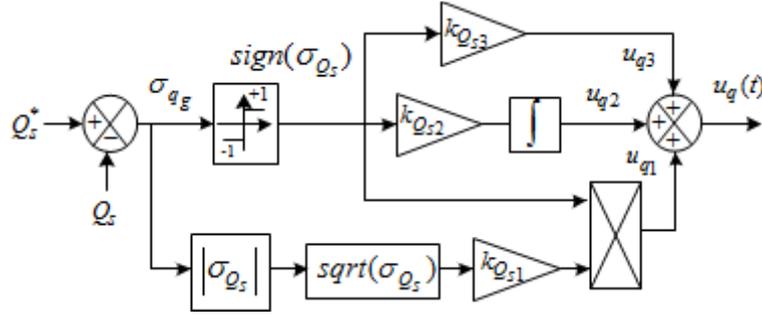
$k_{P_{Q_{g1}}}$ ,  $k_{P_{Q_{g2}}}$  et  $k_{P_{Q_{g3}}}$  sont les gains de contrôle TOSMC, ( $Q_g^* = 0$ ) est la référence de puissance réactive, est la référence de puissance active, qui est définie comme :

$$P_s^* = i_{dc} V_{dc} \quad (V.26)$$

La structure du contrôleur TOSMC de la puissance active et réactive du réseau est illustrée à la Figure 5.9 et 5.10



5. 9 Contrôle MGTO de la puissance active  $P_s$



5. 10 Contrôle MGTO de la puissance réactive  $Q_s$ .

A partir de l'équation (V.24) et (V.25), les deux lois de commande ( $v_{ld}^*$  et  $v_{lq}^*$ ) et donne par :

$$\begin{cases} v_{ld}^* = \frac{u_d(t) - L_s \omega Q_g + U_g^2}{U_s} \\ v_{lq}^* = \frac{u_q(t) + L_s \omega P_g}{U_s} \end{cases} \quad (V.27)$$

Les tensions de référence du filtre sont calculées comme suit :

$$\begin{cases} v_{fd}^* = v_{ld}^* + R_f i_{fd} + L_f \frac{di_{fd}}{dt} + L_f \omega i_{fq} \\ v_{fq}^* = v_{lq}^* + R_f i_{fq} + L_f \frac{di_{fq}}{dt} - L_f \omega i_{fd} \end{cases} \quad (V.28)$$

### 5.3.3.2 Synthèse du contrôleur MGTO de la tension bus continu

La surface de glissement et sa dérivée est choisie comme suit [131] :

$$\sigma_{V_{dc}} = V_{dc}^* - V_{dc} \quad (V.29)$$

$$\dot{\sigma}_{V_{dc}} = \dot{V}_{dc}^* - \dot{V}_{dc} \quad (V.30)$$

Où

( $V_{dc}$ ) et ( $V_{dc}^*$ ) est la tension continue et sa référence

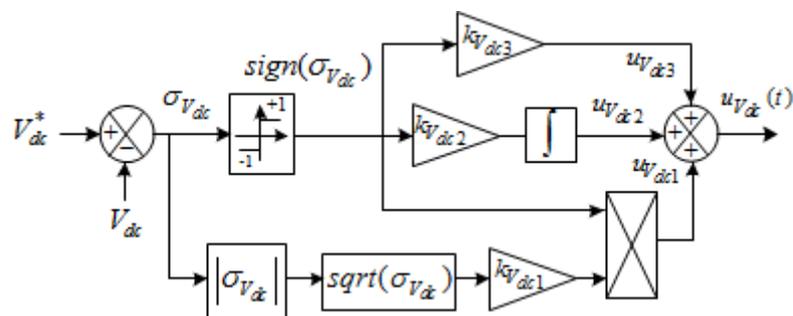
La loi de commande MGTO est donnée par :

$$u_{V_{dc}}(t) = u_{V_{dc1}} + u_{V_{dc2}} + u_{V_{dc3}} \quad (V.31)$$

Avec

$$\begin{cases} u_{V_{dc1}} = k_{V_{dc1}} \sqrt{|\sigma_{V_{dc}}|} \text{sign}(\sigma_{V_{dc}}) \\ u_{V_{dc2}} = k_{V_{dc2}} \int \text{sign}(\sigma_{V_{dc}}) dt \\ u_{V_{dc3}} = k_{V_{dc3}} \text{sign}(\sigma_{V_{dc}}) \end{cases} \quad (V.32)$$

Où  $k_{V_{dc1}}$ ,  $k_{V_{dc2}}$  et  $k_{V_{dc3}}$  sont les MGTO sont des gains de contrôle  
 La Figure 5.11 présente la loi de stratégie IBC proposée pour la boucle de contrôle de tension du circuit intermédiaire.



5. 11 Contrôle de la tension du bus continu par MGTO.

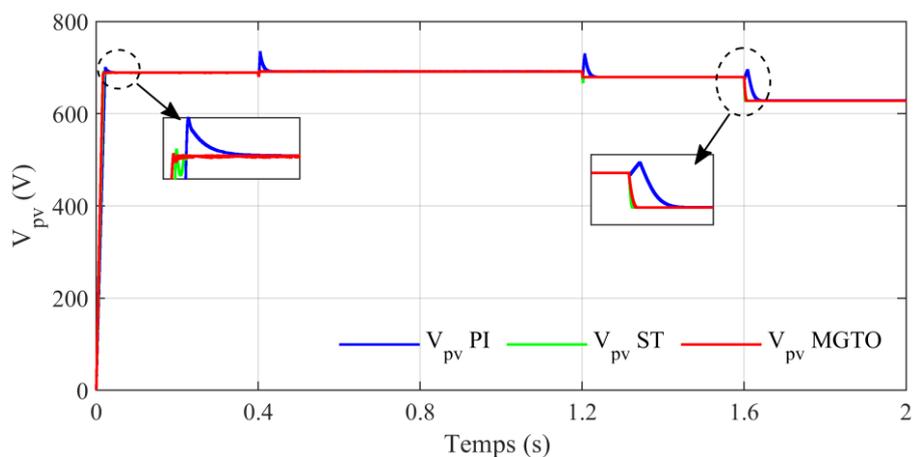
### 5.4 Résultats de simulations et discussions

La simulation du système PV-BT-FAP contrôlé par le contrôleur mode glissant troisième ordre MGTO a été réalisée avec les mêmes paramètres et sous les mêmes conditions citées précédemment. Les paramètres des contrôleurs mode glissant de troisième ordre utilisé sont donnés dans le tableau 5.1

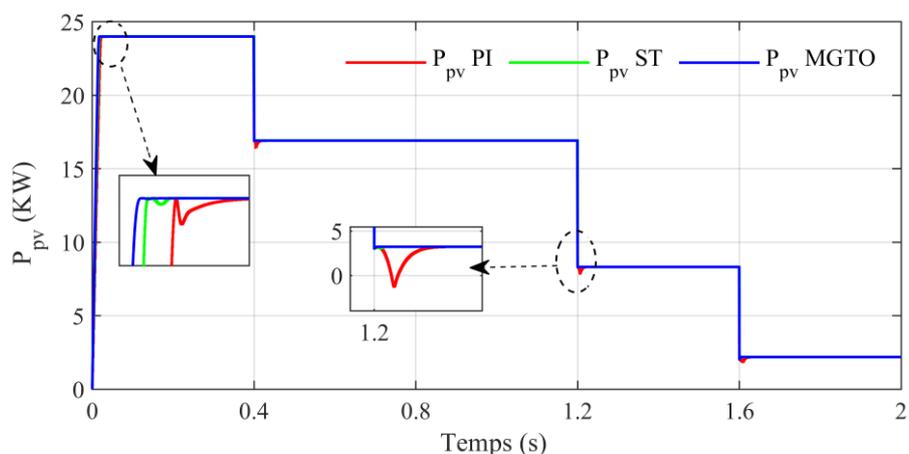
|               |               |               |                |                |                |
|---------------|---------------|---------------|----------------|----------------|----------------|
| $K_{P_{PV1}}$ | $K_{P_{PV2}}$ | $K_{P_{PV3}}$ | $K_{i_{LPV1}}$ | $K_{i_{LPV2}}$ | $K_{i_{LPV3}}$ |
| 6             | 5             | 3             | 6              | 6              | 120            |
| $K_{i_{b1}}$  | $K_{i_{b2}}$  | $K_{i_{b3}}$  | $K_{V_{dc1}}$  | $K_{V_{dc2}}$  | $K_{V_{dc3}}$  |
| 3000          | 110           | 1000          | 110            | 305            | 200            |
| $K_{P_{s1}}$  | $K_{P_{s2}}$  | $K_{P_{s3}}$  | $K_{Q_{s1}}$   | $K_{Q_{s2}}$   | $K_{Q_{s3}}$   |
| 300           | 2             | 7             | 300            | 2              | 7              |

Tableau 5. 1: Paramètres des régulateurs MGTO.

La comparaison des performances entre la méthode ST, PI et le contrôleur MGTO est illustrée dans la figure V.12. (a et b) On observe que le contrôleur proposé permet non seulement d'atteindre plus rapidement le point de puissance maximale (MPP) par rapport à la méthode ST et PI, mais également, lors d'une variation de l'irradiation à 0,4 seconde, le contrôleur MGTO parvient rapidement à atteindre le MPP tout en minimisant les oscillations.



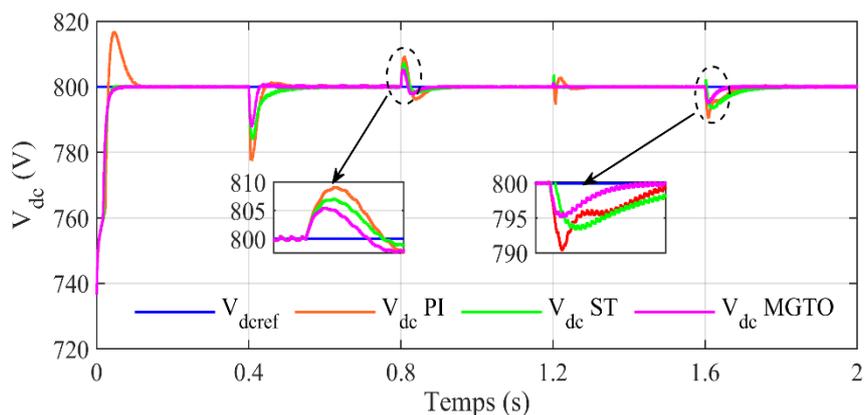
(a)



(b)

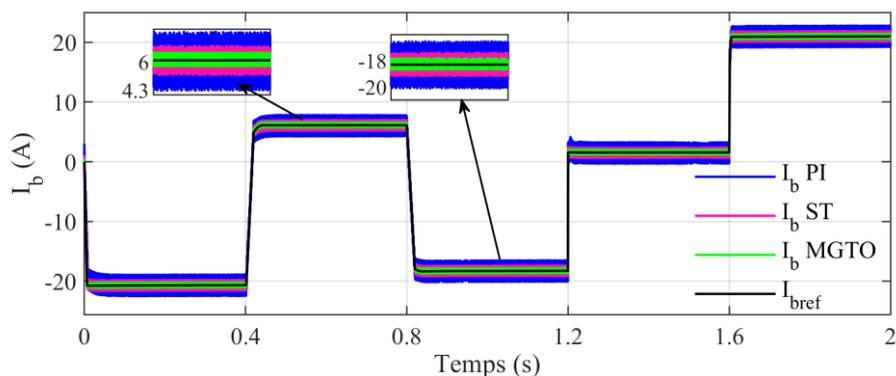
### 5.12 Résultats de simulation (a), Tension (b), et puissance générée par le générateur GPV.

La [figure 5.13](#) illustre la réaction de la tension du bus continu des contrôleurs employés. Cette tension suit sa valeur de référence de 800 V avant et après que le PV soit connecté au réseau. Les métriques de performance présentées mettent en évidence que le MGTO surpasse le PI, ST en termes de rapidité de réponse. Les fluctuations des niveaux d'irradiation et les charges non linéaires ont un impact significatif sur la stabilité de la tension du circuit intermédiaire. La méthode MGTO présente moins de dépassements et une moindre présence d'ondulations. En outre, lors de l'utilisation de la stratégie ST, l'erreur en régime permanent est minime par rapport au contrôleur PI et ST.



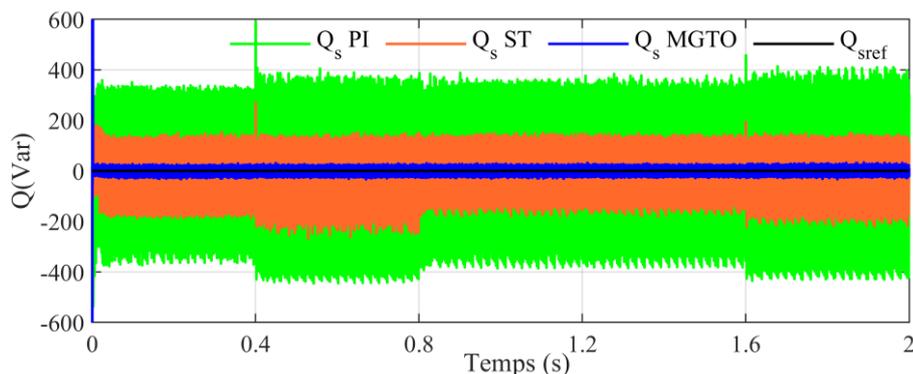
5. 13 Résultats de simulation de la tension du bus continu.

La [figure 5.14](#) présente les performances de suivi de la batterie, avec le courant de charge ( $I_b$ ) de la batterie en tant que variable. En examinant cette figure, on peut observer que le courant de charge suit fidèlement la valeur de référence pour toutes les stratégies (PI, ST, MGTO) utilisées dans cette étude, mais on remarque des fluctuations plus importantes dans le cas de la stratégie conventionnelle (PI) et (ST). De plus, la stratégie MGTO s'est avérée plus performante en ce qui concerne la réponse dynamique et la réduction des fluctuations du courant de charge par rapport aux contrôleurs PI et ST. Par conséquent, il est plausible de considérer l'application de la stratégie proposée pour la régulation d'autres systèmes industriels et électriques.



5. 14 Résultats de simulation courant de batterie.

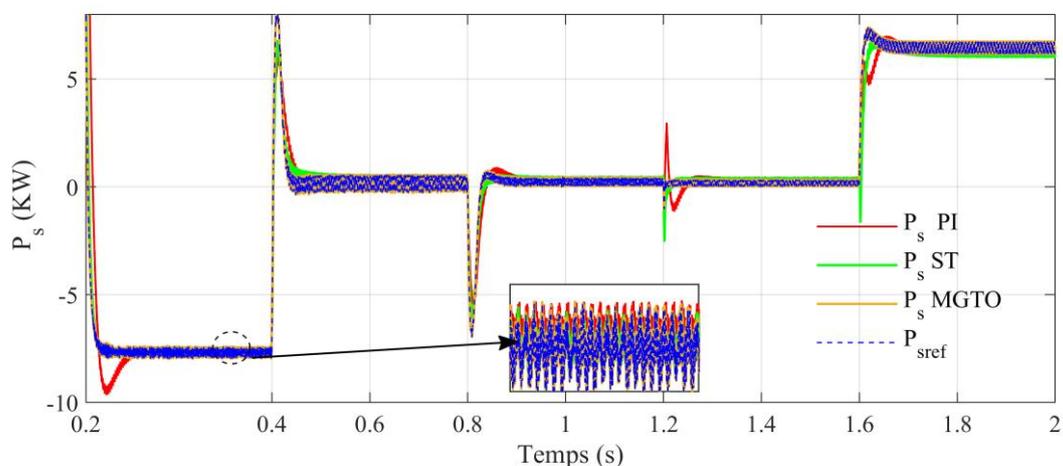
La [figure 5.15](#) montrent que la puissance imaginaire est à zéro, et suivent leur référence pour les deux stratégies de commande (PI, ST, MGTO), confirmant ainsi la conclusion antérieure concernant le facteur de puissance, il est clair qu'il y a une réduction des ondulations de puissance obtenues par la commande MGTO par rapport à la stratégie ST et PI.



5. 15 La puissance réactive de réseau.

La [figure 5.15](#) montrent que la puissance imaginaire à zéro, et suivent leur référence pour les deux stratégies de commande (PI, ST, MGTO), confirmant ainsi la conclusion antérieure concernant le facteur de puissance, il est clair qu'il y a une réduction des ondulations de puissance obtenues par la commande MGTO par rapport à la stratégie ST et PI.

La [figure 5.16](#) illustre la puissance active du réseau, démontrant que la puissance suit la référence de manière satisfaisante pour les stratégies PI, ST et MGTO. Il est à noter un avantage significatif par rapport à la stratégie MGTO proposée, en termes de réduction des ondulations et de temps de réponse, comparativement aux stratégies PI et ST.

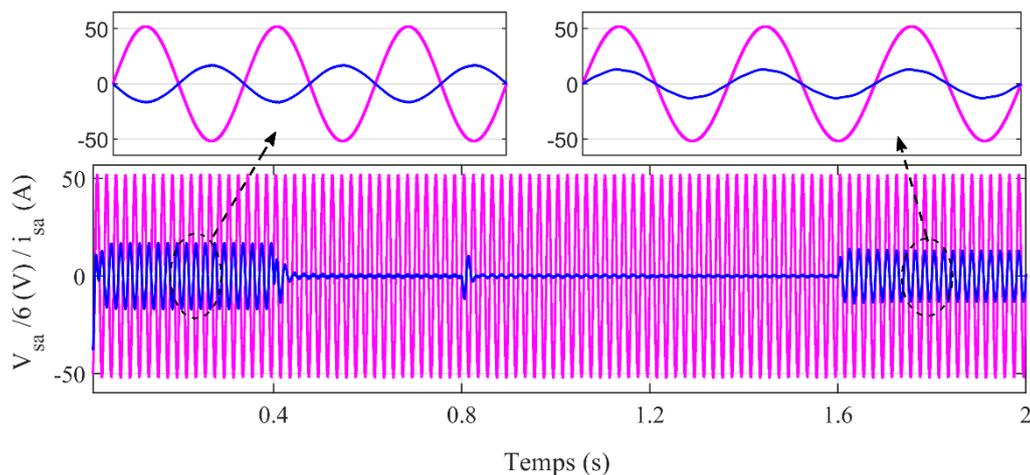


5. 16 La puissance active de réseau.

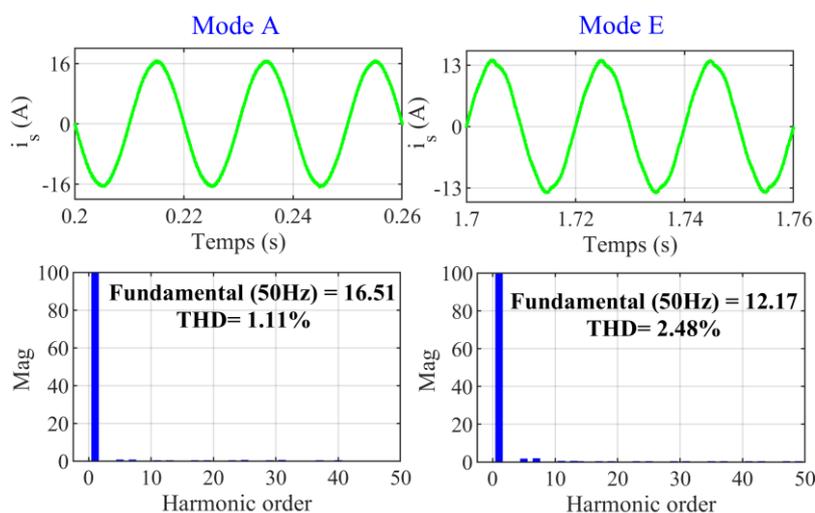
Les [Figures 5.17](#) illustrent les performances du courant et de la tension du réseau lorsque la stratégie DPC-MGTO est appliquée. Il est remarquable de constater que le courant et la tension sont en parfaite synchronisation, suivant une onde sinusoïdale, ce qui entraîne une puissance réactive nulle et un facteur de puissance égal à unitaire.

Les [Figures 5.18](#) présentent l'évaluation du THD de la phase du courant du réseau après filtrage, en comparant les résultats entre l'utilisation du contrôle PI, ST et du contrôle MGTO.

Dans les deux cas, le courant du réseau demeure sinusoïdal et en phase avec sa tension correspondante. La stratégie MGTO offre des valeurs de THD de phase du courant du réseau plus avantageuses dans divers scénarios de fonctionnement pour les modes A et E (THD = 1.11%, THD = 2.48%), avec une amplitude fondamentale (50 Hz) supérieure à celle de la stratégie PI, ST pour le mode A (THD = 2.44%, THD = 1.52%) et le mode E (THD = 3.16%, THD = 2.74%). Cela met en évidence l'efficacité de la stratégie MGTO suggérée pour améliorer la qualité de l'énergie.



5. 17 Résultats de simulation courant et tension de source.



5. 18 Courant du réseau et valeur THD avec régulateur MGTO.

## 5.5 Conclusion

Ce chapitre a étudié une chaîne de conversion PV-BAT connectée au réseau électrique, associée à un filtre actif parallèle. L'objectif est d'extraire la puissance maximale du système photovoltaïque, de contrôler la charge et la décharge de la batterie, et d'améliorer la qualité de

l'énergie en éliminant les harmoniques, en compensant l'énergie réactive, et en alimentant la charge non linéaire ainsi que le réseau.

Pour un fonctionnement optimal du système, une commande à base de mode glissant troisième ordre (MGTO) est proposée pour commander la conversion de puissance (boost DC-DC), (Buck-boost DC-DC) et (onduleur DC-AC). Les résultats de simulation montrent que le système peut accomplir simultanément toutes les fonctions, y compris le suivi de la puissance maximale, filtrer les harmoniques, assurer le fonctionnement à facteur de puissance unitaire, et le contrôle bidirectionnel de l'échange d'énergie avec le réseau, tout en respectant les normes internationales. De plus, les résultats confirment l'efficacité et la robustesse de la technique de contrôle MGTO en termes de taux de distorsion harmonique et de réponse dynamique, par rapport à la commande ST et PI.

## **Conclusion générale**

Cette thèse a été consacrée à l'étude d'un système photovoltaïque-batterie (PV-BAT) connecté au réseau électrique, ayant un rôle actif en tant que filtre parallèle de puissance. L'objectif principal de ce système est de réduire l'impact environnemental en intégrant une source d'énergie renouvelable PV à un filtre actif de puissance, garantissant ainsi une qualité d'énergie optimale dans cette installation. De plus, le système vise à résoudre les problèmes liés à la qualité de l'énergie et à offrir une régulation continue, même dans des conditions de charge non linéaire et d'irradiation solaire variables. Pour améliorer les performances du système PV-BAT-FAP, nous avons mis en œuvre de nouvelles stratégies de commande non linéaires basées sur la commande par mode glissant deuxième ordre à base super-twisting ST et la commande par mode glissant Troisième ordre MGTO.

Dans le premier chapitre, nous avons traité des perturbations harmoniques générées par les charges non linéaires qui sont raccordées aux réseaux électriques. Nous avons également examiné les origines de ces perturbations ainsi que les impacts négatifs qu'elles engendrent, en présentant les normes actuellement en vigueur. Par la suite, nous avons offert un aperçu des solutions traditionnelles et contemporaines de filtrage, incluant les filtres passifs, les filtres actifs, et l'intégration de ces deux approches avec des systèmes photovoltaïques, offrant ainsi une vue complète des diverses configurations disponibles.

Dans le deuxième et troisième chapitre, nous avons exploré la modélisation et la stratégie de contrôle d'un PV-BAT-FAP utilisant un onduleur à deux niveaux. Initialement, nous avons appliqué un contrôleur linéaire pour atténuer les courants harmoniques dans le réseau électrique et pour réguler la tension au niveau du bus DC, puissance active et réactive, courant de batterie, puissance et courant de PV. Les résultats obtenus, en termes de réduction des harmoniques et de compensation de la puissance réactive, et l'injection au réseau de la puissance extraite, se sont avérés satisfaisants. Les résultats de simulation obtenus montrent l'efficacité de la méthode de commande proposée.

Dans le quatrième chapitre, nous avons commencé par introduire la théorie de la commande par mode glissant deuxième ordre à base super-twisting ST. Ensuite, nous avons utilisé cette méthode de contrôle pour réguler la tension continue, et les puissances active et réactive de réseau. De plus, nous avons appliqué cette technique de contrôle au convertisseur boost pour système photovoltaïque et Buck-boost. À la lumière des résultats obtenus grâce à des simulations, nous avons pu conclure que cette méthode de contrôle représente une amélioration

significative par rapport aux régulateurs classiques de type PI, notamment en ce qui concerne la réduction du taux de distorsion harmonique (THD), ainsi que le temps de repense et l'ondulation des puissances.

Dans le dernier chapitre, nous avons introduit la théorie de la commande par mode glissant Troisième ordre MGTO. Ensuite, nous avons appliqué cette méthode de contrôle au convertisseur boost, ainsi qu'au contrôle de la tension continue, des courants actifs et réactifs, et des puissances actives et réactives du FAP. Les résultats de simulations ont permis de conclure que cette technique de contrôle présente des performances de haute qualité et des améliorations notables par rapport aux régulateurs classiques de type PI et super-twisting ST. En effet, ces régulateurs assurent à la fois une réponse plus rapide, une moindre surtension, un suivi amélioré, et un rejet quasiment total des perturbations, avec un taux de distorsion harmonique (THD), temps de repense, et l'ondulation des puissances, considérablement réduit.

Dans la poursuite de ce travail, nos perspectives futures incluent des études complémentaires et plus approfondies dans diverses directions, notamment :

- Mise en œuvre d'un banc d'essai pratique pour la validation des différentes méthodes de commandes développées dans le cadre de cette thèse.
- Utilisation des techniques de commandes intelligentes, et non-linéaires adaptatives, et hybride.
- Utilisation des nouvelles topologies tel que l'onduleur multiniveaux, l'onduleur à impédance d'entrée et les hacheurs entrelacés.
- Utiliser d'autres systèmes de stockage tels que les super condensateurs.
- L'intégration du FAP dans une chaîne de conversion éolienne à base d'une génératrice asynchrone a double alimentation (GADA), et pile à combustible.
- Utilisation filtre actif à quatre bras.

## BIBLIOGRAPHIES

- 
- [1] THI MINH CHAU, "Le Couplage onduleurs photovoltaïques et réseau, aspects contrôle/commande et rejet de perturbations", Thèse de Doctorat, Université de Grenoble, 2012.
- [2] Debdouche, N., Zarour, L., Benbouhenni, H., Mehazzem, F., & Deffaf, B. (2023). Robust integral backstepping control microgrid connected photovoltaic system with battery energy storage through multi-functional voltage source inverter using direct power control SVM strategies. *Energy Reports*, 10, 565-580.
- [3] Maaruf, M., & Khalid, M. (2021). Global sliding-mode control with fractional-order terms for the robust optimal operation of a hybrid renewable microgrid with battery energy storage. *Electronics*, 11(1), 88.
- [4] Renewables 2021 Global Status Report. [https://www.ren21.net/wp-content/uploads/2019/05/GSR2021\\_Full\\_Report.pdf](https://www.ren21.net/wp-content/uploads/2019/05/GSR2021_Full_Report.pdf)
- [5] R. Ika, S. Wibowo, and M. Rifa, "Maximum power point tracking for photovoltaic using incremental conductance method," *Energy Procedia*, vol. 68, pp. 22–30, 2015.
- [6] G. Chujia, Z. Aimin, Z. Hang, Z. Chao, and B. Yunfei, "A fuzzy MPPT method for PV array in power system," *27th Chinese Control Decis. Conf. CCDC 2015*, pp. 5085–5089, 2015.
- [7] S. Ouchen, A. Betka, S. Abdeddaim, and A. Menadi, "Fuzzy-predictive direct power control implementation of a grid connected photovoltaic system, associated with an active power filter," *Energy Convers. Manag.*, vol. 122, pp. 515–525, 2016.
- [8] T. NOGUCHI, H. TOMIKI, S. KONDO, AND I. TAKAHASHI, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, pp. 473-479, 1998.
- [9] T. NOGUCHI, H. TOMIKI, S. KONDO, AND I. TAKAHASHI, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, pp. 473-479, 1998.
- [10] M. MALINOWSKI, M. P. KAZMIERKOWSKI, S. HANSEN, F. BLAABJERG, AND G. MARQUES, "Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers," *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 37, pp. 1019-1027, 2001.
- [11] Debdouche, N., Chebabhi, A., Ouchen, S., & Zarour, L. (2022, May). Direct power control of three-level SAPF with space vector modulation for power quality improvement. In *2022 19th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)* (pp. 103-108). IEEE.

- [12] YOUCEFA, B. E. (2020). Etude de l'association d'un filtre actif parallèle à des sources d'énergie renouvelables (Doctoral dissertation).
- [13] Chebabhi, A. (2015). Contribution à la dépollution harmonique et à la compensation de l'énergie réactive par l'étude et la commande avancée de filtres actifs parallèles (Doctoral dissertation, These de doctorat en sciences, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes,(Algérie). 11/10).
- [14] Ouchen, S. (2017). Contribution a la commande directe de puissance dediee au filtrage actif, associe a une source photovoltaïque (Doctoral dissertation, Université Mohamed Khider-Biskra).
- [15] "Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms," 1988.
- [16] P. Taylor, B. Singh, A. Chandra, and K. Al-haddad, "Electric Machines & Power Systems Computer-Aided Modeling and Simulation of Active Power Filters Computer-Aided Modeling and Simulation of Active Power Filters," no. August 2012, pp. 37–41, 2010.
- [17] Ghania, B. O. U. D. E. C. H. I. C. H. E. (2021). Etude des techniques de commandes innovantes appliquées à un réseau électrique perturbé et déséquilibré interconnecté à une source d'énergie renouvelable à travers un filtre actif de puissance (Doctoral dissertation, Faculté des Sciences et Technologies).
- [18] M. Magraoui, "Validation de techniques de commande d'un filtre actif parallèle," Thèse de doctorat, École de technologie supérieure, Université du Québec, 2007.
- [19] MANSOUR, B. (2017). Nonlinear direct power control of a multilevel diode-clamped four-leg shunt active power filter (Doctoral dissertation).
- [20] Abdeslam, D. O., Wira, P., Mercklé, J., Chapuis, Y. A., & Flieller, D. (2006). Stratégie neuromimétique d'identification et de commande d'un filtre actif parallèle. *Revue Internationale du Génie Electrique,(RS-RIGE)* p, 35-64.
- [21] Ghadbane Ismail, "etude et réalisation d'un filtre actif parallèle en utilisant différentes stratégies de contrôle," Thèse de doctorat, Université de biskra , 2016.
- [22] A. Sandali, T. Oukhoya, and A. Cheriti, "Modeling and design of PV grid connected system using a modified fractional short-circuit current MPPT," 2014 Int. Renew. Sustain. Energy Conf., pp. 224–229, Oct. 2014.
- [23] A. Sandali, O. Tarik, and A. Cheriti, "Simple and fast Maximum Power Point Tracking for grid connected photovoltaic systems," 14th Work. Control Model. Power Electron., pp. 1–8, Jun. 2013.

- 
- [24] S. Ozdemir, N. Altin, and I. Sefa, "Single stage three level grid interactive MPPT inverter for PV systems," *Energy Convers. Manag.*, vol. 80, pp. 561–572, 2014.
- [25] J. M. Shen, H. L. Jou, and J. C. Wu, "Novel transformerless grid-connected power converter with negative grounding for photovoltaic generation system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 4, pp. 1818–1829, 2012.
- [26] A. Sandali, F. A. Alouahabi, K. Ayache, and A. Chériti, "Modeling and design of a three-phase grid connected PV system based on PWM current source inverter and P-I curve slope MPPT technique," *IEEE 6th Int. Symp. Power Electron. Distrib. Gener. Syst. PEDG*, pp. 1–7, 2015
- [27] L. Hassaine, E. Olias, J. Quintero, and V. Salas, "Overview of power inverter topologies and control structures for grid connected photovoltaic systems," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 30, pp. 796–807, 2014.
- [28] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, S. Member, and F. Blaabjerg, "A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1292–1306, 2005.
- [29] J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, S. Member, E. Galván, R. C. P. Guisado, S. Member, M. Ángeles, M. Prats, J. I. León, and N. Moreno-alfonso, "PowerElectronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources : A Survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1002–1016, 2006.
- [30] M. Calais, J. Myrzik, T. Spooner, and V. G. Agelidis, "Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview," *Power Electron. Spec. Conf. 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annu.*, vol. 4, pp. 1995–2000, 2002.
- [31] M. Islam, S. Mekhilef, and M. Hasan, "Single phase transformerless inverter topologiesfor grid-tied photovoltaic system: A review," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 45, pp. 69–86, 2015.
- [32] W. Omran, "Performance Analysis of Grid-Connected Photovoltaic Systems," *Thèse de doctorat, Université Onratio Canada*, 2010.
- [33] J. M. A. Myrzik and M. Calais, "String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems - A review," *2003 IEEE Bol. PowerTech - Conf. Proc.*, vol. 2, pp. 430–437, 2003.
- [34] Femia, N., Petrone, G., Spagnuolo, G., & Vitelli, M. (2005). Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method. *IEEE transactions on power electronics*, 20(4), 963-973.

- 
- [35] Banu, I. V., Beniugă, R., & Istrate, M. (2013, May). Comparative analysis of the perturb-and-observe and incremental conductance MPPT methods. In 2013 8Th International Symposium on advanced topics in electrical engineering (ATEE) (pp. 1-4). IEEE.
- [36] M. M. Shebani, T. Iqbal, and J. E. Quaicoe, "Comparing bisection numerical algorithm with fractional short circuit current and open circuit voltage methods for MPPT photovoltaicsystems," in 2016 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC), 2016, pp. 1–5.
- [37] C. Boonmee and Y. Kumsuwan, "Implementation of ripple correlation control MPPT for single-phase VSI grid-connected PV systems," 12th Int. Conf. Electr. Eng. Comput. Telecommun. Inf. Technol., 2015.
- [38] Cheikh, M. S. A., Larbes, C., Kebir, G. F. T., & Zerguerras, A. (2007). Maximum power point tracking using a fuzzy logic control scheme. *Journal of Renewable Energies*, 10(3), 387-395.
- [39] L. B. Prasad, S. Sahu, M. Gupta, R. Srivastava, L. Mozhui, and D. N. Asthana, "An Improved Method for MPPT using ANN and GA with Maximum Power Comparison Through Perturb & Observe Technique," IEEE Uttar Pradesh Sect. Int. Conf. Electr. Comput. Electron. Eng., pp. 206–211, 2016.
- [40] N. Khemiri, A. Khedher, and M. F. Mimouni, "A sliding mode control approach applied to a photovoltaic system operated in MPPT," 10th Int. Multi-Conferences Syst. Signals Devices 2013, pp. 1–6, 2013.
- [41] P. Kumar, G. Jain, and D. K. Palwalia, "Genetic Algorithm Based Maximum Power Tracking in Solar Power Generation," Int. Conf. Power Adv. Control Eng., pp. 1–6, 2015.
- [42] H. Renaudineau, F. Donatantonio, J. Fontchastagner, G. Petrone, G. Spagnuolo, J. P. Martin, and S. Pierfederici, "A PSO-based global MPPT technique for distributed PV power generation," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 62, no. 2, pp. 1047–1058, 2015.
- [43] Kumar, G. Jain, and D. K. Palwalia, "Development of an Improved P&O Algorithm Assisted Through a Colony of Foraging Ants for MPPT in PV System," IEEE Trans. Ind. Informatics, vol. 12, no. 1, pp. 187–200, Aug. 2016.
- [44] P. Tsawant, P. C. Lbhattar, and C. Lbhattar, "Enhancement of PV System Based on Artificial Bee Colony Algorithm under dynamic Conditions," IEEE Int. Conf. Recent Trends Electron. Inf. Commun. Technol., no. 1, pp. 1251–1255, 2016.

- 
- [45] A. Anurag, S. Bal, S. Sourav, and M. Nanda, "A review of maximum power-point tracking techniques for photovoltaic systems," *Int. J. Sustain. Energy*, vol. 35, no. 5, pp. 478–501, 2016.
- [46] Youcefa, B., Massoum, A., Barkat, S., & Wira, P. (2019). Backstepping direct power control for power quality enhancement of grid-connected photovoltaic system implemented with PIL co-simulation technique. *Advances in Modelling Series C. Automatic Control (theory and applications)*, 74(1), 1-14.
- [47] Boudechiche, G., Sarra, M., Aissa, O., Gaubert, J. P., Benlahbib, B., & Lashab, A. (2020). Anti-windup FOPID-based DPC for SAPF interconnected to a PV system tuned using PSO algorithm. *European Journal of Electrical Engineering*, 22(4-5), 313-324.
- [48] Eddine, O. M. C. D., Chebabhi, A., & Kessal, A. (2023). Backstepping Based Grey Wolf and DPC for Power Quality Improvement and Active Power Injection in PV Grid-connected System Based on Interleaved Boost Converter. *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*.
- [49] Maaruf, M., & Khalid, M. (2021). Global sliding-mode control with fractional-order terms for the robust optimal operation of a hybrid renewable microgrid with battery energy storage. *Electronics*, 11(1), 88.
- [50] Maaruf, M., Khan, K., & Khalid, M. (2022). Robust control for optimized islanded and grid-connected operation of solar/wind/battery hybrid energy. *Sustainability*, 14(9), 5673.
- [51] LAKHDARA, A. (2022). Contribution à la gestion d'énergie dans un système hybride à énergies renouvelables (Doctoral dissertation).
- [52] Debdouche, N., Deffaf, B., Benbouhenni, H., Laid, Z., & Mosaad, M. I. (2023). Direct Power Control for Three-Level Multifunctional Voltage Source Inverter of PV Systems Using a Simplified Super-Twisting Algorithm. *Energies*, 16(10), 4103.
- [53] Deffaf, B., Hamoudi, F., Debdouche, N., Amor, Y. A., & Medjmadj, S. (2022). Super-twisting Sliding Mode Control for a Multifunctional Double Stage Grid-connected Photovoltaic System. *Adv. Electr. Electron. Eng*, 20, 240-249.
- [54] DPC-SVM Controlled Strategy for a Three-Level Shunt Active Power Filter Grid Connected Photovoltaic System Optimized by Super Twisting Sliding Mode Technique.
- [55] Zizoui, M. Z., Zia, M. F., Tabbache, B., Amirat, Y., Mamoune, A., & Benbouzid, M. (2022). Photovoltaic-battery-ultracapacitor-diesel hybrid generation system for mobile hospital energy supply. *Electronics*, 11(3), 390.

- 
- [56] Yeasmin, S., Roy, T. K., & Ghosh, S. K. (2022). Design of Robust Integral Terminal Sliding Mode Controllers with Exponential Reaching Laws for Solar PV and BESS-Based DC Microgrids with Uncertainties. *Sustainability*, 14(13), 7802.
- [57] Roy, T. K., Ghosh, S. K., & Saha, S. (2023). Stability enhancement of battery energy storage and renewable energy-based hybrid AC/DC microgrids using terminal sliding mode backstepping control approaches. *ISA transactions*, 142, 40-56.
- [58] Ferahtia, S., Djerioui, A., Rezk, H., Chouder, A., Houari, A., & Machmoum, M. (2022). Adaptive droop based control strategy for DC microgrid including multiple batteries energy storage systems. *Journal of Energy Storage*, 48, 103983.
- [59] Roy, T. K., Ghosh, S. K., & Saha, S. (2023). Robust backstepping global integral terminal sliding mode controller to enhance dynamic stability of hybrid AC/DC microgrids. *Protection and Control of Modern Power Systems*, 8(1), 8.
- [60] DJAZIA, K. Etude des filtres actifs pour réseaux déséquilibrés et distordus. 2015 (Doctoral dissertation, Thèse de doctorat. Université Ferhat Abbas).
- [61] Deffaf, B., Debdouche, N., Benbouhenni, H., Hamoudi, F., & Bizon, N. (2023). A New Control for Improving the Power Quality Generated by a Three-Level T-Type Inverter. *Electronics*, 12(9), 2117.
- [62] Deffaf, B., Farid, H., Benbouhenni, H., Medjmadj, S., & Debdouche, N. (2023). Synergetic control for three-level voltage source inverter-based shunt active power filter to improve power quality. *Energy Reports*, 10, 1013-1027.
- [63] Sahara, A. (2019). Étude et amélioration d'un filtre actif triphasé pour des charges non linéaires (Doctoral dissertation).
- [64] Kamil, M., & Nouri, S. (2010). Commandes non linéaires d'un filtre actif parallèle. *Mémoire d'ingénieur*, Université de M'sila.
- [65] Youcefa, B. E., Massoum, A., Barkat, S., Bella, S., & Wira, P. (2018, October). Dpc method for grid connected photovoltaic system acts as a shunt active power filter implemented with processor in the loop. In *2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)* (pp. 1-7). IEEE.
- [66] ZORIG, A., BELKHEIRI, M., & BARKAT, S. (1798). Sliding Mode Control of Interleaved DC-DC Boost Converter Integrated in PV system. In *The First International Conference on Power Electronics and their Applications* (pp. 1-10).

- 
- [67] Zorig, A., Belkeiri, M., Barkat, S., & Rabhi, A. (2016). Control of grid connected photovoltaic system using three-level T-type inverter. *International Journal of Emerging Electric Power Systems*, 17(4), 377-384.
- [68] Youcefa, B. E., Massoum, A., Barkat, S., Bella, S., & Wira, P. (2018, November). A processor in the loop implementation for a grid connected photovoltaic system considering power quality issues. In *2018 International Conference on Applied Smart Systems (ICASS)* (pp. 1-6). IEEE
- [69] Ouchen, S., Steinhart, H., Benbouzid, M., & Blaabjerg, F. (2020). Robust DPC-SVM control strategy for shunt active power filter based on  $H_{\infty}$  regulators. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 117, 105699.
- [70] Ouchen, S., Steinhart, H., Blaabjerg, F., Benbouzid, M., Betka, A., & Gaubert, J. P. (2019, October). Performance analysis of direct power control with space vector modulation for shunt active power filter. In *IECON 2019-45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* (Vol. 1, pp. 467-472). IEEE.
- [71] Debdouche, N., Laid, Z., Ali, C., & Ouchen, S. (2022). DPC-SVM Controlled Strategy for a Three-Level Shunt Active Power Filter Grid Connected Photovoltaic System Optimized by Super Twisting Sliding Mode Technique. In *Artificial Intelligence and Heuristics for Smart Energy Efficiency in Smart Cities: Case Study: Tipasa, Algeria* (pp. 245-255). Springer International Publishing.
- [72] Chebabhi, A., Abdelhalim, K., Fellah, F. M. K., & Fayssal, A. (2018). Self tuning filter and fuzzy logic control of shunt active power filter for eliminates the current harmonics constraints under unbalanced source voltages and loads conditions. *Journal of Power Technologies*, 98(1), 1-19.
- [73] Chebabhi, A., Fellah, M. K., Kessal, A., & Benkhoris, M. F. (2016). Four Leg DSTATCOM based on Synchronous Reference Frame Theory with Enhanced Phase Locked Loop for Compensating a Four Wire Distribution Network under Unbalanced PCC Voltages and Loads. *Journal of Power Technologies*, 96(1).
- [74] Mossa, M. A., Gam, O., Bianchi, N., & Quynh, N. V. (2022). Enhanced control and power management for a renewable energy-based water pumping system. *IEEE Access*, 10, 36028-36056.
- [75] Sahri, Y., Tamalouzt, S., Belaid, S. L., Bajaj, M., Ghoneim, S. S., Zawbaa, H. M., & Kamel, S. (2023). Performance improvement of hybrid system based DFIG-wind/PV/batteries connected to DC and AC grid by applying intelligent control. *Energy Reports*, 9, 2027-2043.

- 
- [76] Gajewski, P., & Pieńkowski, K. (2021). Control of the hybrid renewable energy system with wind turbine, photovoltaic panels and battery energy storage. *Energies*, 14(6), 1595.
- [77] Deffaf, B., Hamoudi, F., Debdouche, N., & Chebabhi, A. (2022, October). Comparative analysis between Backstepping, Sliding mode and PI control applied to Shunt Active Filter. In 2022 2nd International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE) (pp. 1-6). IEEE.
- [78] Boudries, Z. O. U. B. I. R., Aberbour, A., & Idjdarene, K. A. S. S. A. (2016). Study on sliding mode virtual flux oriented control for three-phase PWM rectifiers. *Rev. Roum. Sci. Techn.–Électrotechn. et Énerg.*, 61(2), 153-158.
- [79] Ouchen, S., Benbouzid, M., Blaabjerg, F., Betka, A., & Steinhart, H. (2020). Direct power control of shunt active power filter using space vector modulation based on supertwisting sliding mode control. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 9(3), 3243-3253.
- [80] Debdouche, N., Zarour, L., Chebabhi, A., Deffaf, B., & Ouchen, S. (2022, October). Super Twisting Sliding Mode Direct Power Control of SAPF with Space Vector Modulation for Power Quality improvement. In 2022 2nd International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE) (pp. 1-6). IEEE.
- [81] Deffaf, B., Hamoudi, F., Debdouche, N., Amor, Y. A., & Medjmadj, S. (2022). Super-twisting Sliding Mode Control for a Multifunctional Double Stage Grid-connected Photovoltaic System. *Adv. Electr. Electron. Eng.*, 20, 240-249.
- [82] Zeb, K., Busarello, T. D. C., Ul Islam, S., Uddin, W., Raghavendra, K. V. G., Khan, M. A., & Kim, H. J. (2020). Design of super twisting sliding mode controller for a three-phase grid-connected photovoltaic system under normal and abnormal conditions. *Energies*, 13(15), 3773.
- [83] Pati, A. K., & Sahoo, N. C. (2017). Adaptive super-twisting sliding mode control for a three-phase single-stage grid-connected differential boost inverter based photovoltaic system. *ISA transactions*, 69, 296-306.
- [84] S. E. Ardjoun, M. Abid, « Fuzzy sliding mode control applied to a doubly fed induction generator for wind turbines, » *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, Vol. 23, pp. 1673-1686, 2015.
- [85] . Ammar, A. Benakcha, and A. Bourek, “Closed loop torque SVM-DTC based on robust super twisting speed controller for induction motor drive with efficiency optimization,” *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 42, no. 28, pp. 17940–17952, 2017.

- 
- [86] Ammar, A., Benakcha, A., & Bourek, A. (2017). Closed loop torque SVM-DTC based on robust super twisting speed controller for induction motor drive with efficiency optimization. *international journal of hydrogen energy*, 42(28), 17940-17952
- [87] El Azzaoui, M., Mahmoudi, H., Boudaraia, K., & Ed-dahmani, C. (2017, March). FPGA implementation of super twisting sliding mode control of the doubly fed induction generator. In *2017 14th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)* (pp. 649-654). IEEE.
- [88] Deb Douche, N., Zarour, L., Chebabhi, A., Bessous, N., Benbouhenni, H., & Colak, I. (2023). Genetic algorithm-super-twisting technique for grid-connected PV system associate with filter. *Energy Reports*, 10, 4231-4252.
- [89] Ali, M., Krama, A., & Refaat, S. S. (2021, September). A robust grid-tied pv system based super-twisting integral sliding mode control. In *2021 10th International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA)* (pp. 402-407). IEEE.
- [90] A. Merabet, L. Labib, A. M. Y. M. Ghias, A. Aldurra, and M. Debbouza, "Dual-mode operation based second-order sliding mode control for grid-connected solar photovoltaic energy system," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 111, pp. 459–474, 2019.
- [91] Dris, Y., Dumbrava, V., Benhabib, M. C., & Meliani, S. M. (2020, September). Super Twisting Control for a Photovoltaic Grid-Connected System with Filtering Function. In *2020 55th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)* (pp. 1-6). IEEE.
- [92] Mohapatra, B., Sahu, B. K., & Pati, S. (2023). A novel optimally tuned super twisting sliding mode controller for active and reactive power control in grid- interfaced photovoltaic system. *IET Energy Systems Integration*, 5(4), 491-511.
- [93] Benbouhenni, H., & Bizon, N. (2021). Third-order sliding mode applied to the direct field-oriented control of the asynchronous generator for variable-speed contra-rotating wind turbine generation systems. *Energies*, 14(18), 5877.
- [94] Benbouhenni, H., & Bizon, N. (2021). Improved rotor flux and torque control based on the third-order sliding mode scheme applied to the asynchronous generator for the single-rotor wind turbine. *Mathematics*, 9(18), 2297.
- [95] Benbouhenni, H. (2021). Direct active and reactive powers command with third-order sliding mode theory for DFIG-based dual-rotor wind power systems. *International Journal of Natural and Engineering Sciences*, 15(1), 17-34.

- [96] Kadi, S., Benbouhenni, H., Abdelkarim, E., Imarazene, K., & Berkouk, E. M. (2023). Implementation of third-order sliding mode for power control and maximum power point tracking in DFIG-based wind energy systems. *Energy Reports*, 10, 3561-3579.
- [97] Walid, K., Sofiane, M., Benbouhenni, H., Hamza, G., & Es-saadi, T. (2023). Application of third-order sliding mode controller to improve the maximum power point for the photovoltaic system. *Energy Reports*, 9, 5372-5383.
- [98] Naamane, D., Laid, Z., & Fateh, M. (2023). Power quality improvement based on third-order sliding mode direct power control of microgrid-connected photovoltaic system with battery storage and nonlinear load. *Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering*, 47(4), 1473-1490.

## ANNEXES

Tableau A.1. Paramètres du filtre.

| Paramètres                                     | Valeurs               |
|--|-----------------------|
| Valeur efficace de la tension de phase         | 220 V                 |
| Fréquence fondamentale                         | 50 Hz                 |
| Impédance de la source $R_s, L_s$              | 0.4 $\Omega$ , 2.6mH  |
| Impédance du filtre $R_f, L_f$                 | 18m $\Omega$ , 2.1mH  |
| Impédance de ligne $R_l, L_l$                  | 10m $\Omega$ , 0.3.mH |
| Charge du redresseur à diodes $R_{ch}, L_{ch}$ | 40m $\Omega$ , 2mH    |
| Référence de tension du bus continue           | 800V                  |
| Condensateur du bus continue $C_{dc}$          | 5mF                   |

Tableau A.2. Paramètres du module PV de BP SX 150

| Paramètres                                       | Valeurs                                |
|--|--|
| Puissance maximale du panneau $P_{mpp}$          | 150Watt                                |
| Courant au point de puissance maximale $I_{mpp}$ | 4.35A                                  |
| Tension au point de puissance maximale $V_{mpp}$ | 34.5V                                  |
| Courant de court-circuit $I_{sc}$                | 4.75A                                  |
| Tension en circuit ouvert $V_{oc}$               | 43.5V                                  |
| Coefficient d'incrémentatation du courant        | (0.065 $\pm$ 0.015) mA %/ $^{\circ}$ C |
| Coefficient d'incrémentatation de la tension     | -(160 $\pm$ 20) mV %/ $^{\circ}$ C     |
| Nombre total des panneaux utilisés en série      | 20                                     |
| Nombre total des panneaux utilisés en parallèle  | 7                                      |

Tableau A.3. Convertisseur DC-DC boost

| Paramètres                     | Valeurs |
|--------------------------------|---------|
| Condensateur d'entrée $C_{pv}$ | 150Watt |
| Inductance d'entrée $L_{pv}$   | 4.35A   |

**Tableau A.4.** Paramètres du Batterie Li-ion

| Paramètres                 | Valeurs |
|----------------------------|---------|
| Tension nominale $V_{bat}$ | 400V    |
| Capacité nominale $Q$      | 50 Ah   |

**Tableau A.5.** Convertisseur DC-DC boost

| Paramètres                    | Valeurs       |
|-------------------------------|---------------|
| Résistance d'entrée $R_{bat}$ | 0.05 $\Omega$ |
| Inductance d'entrée $L_{bat}$ | 1 mH          |

**Naamane DEBDOUCHE**

**Contribution à la production décentralisée et à l'amélioration de qualité de l'énergie électrique par l'étude et la commande avancée d'un système photovoltaïque connecté au réseau**

Thèse

En vue de l'Obtention du diplôme de

Doctorat en Electrotechnique

Option : Machines électriques

**Résumé**

Cette thèse s'inscrit dans le contexte des recherches portant sur un double étage triphasé multifonctionnel avec stockage d'énergie, et associé avec un filtre actif parallèle. Dans le premier étage, on utilise un convertisseur unidirectionnel de type DC/DC Boost pour effectuer la capture du point de puissance maximale (MPPT) du générateur PV, tandis qu'un convertisseur bidirectionnel de type DC/DC Buck/boost gère la charge et la décharge du système de stockage de batterie (SSB). Du côté AC, un onduleur source de tension à deux niveaux est associé à un filtre de puissance active parallèle, qui est connecté au réseau et alimente une charge non linéaire. Le filtre de puissance active shunt est contrôlé par une technique de contrôle directe de puissance avec modulation vectorielle (DPC-SVM). L'objectif de ce système est de résoudre les problèmes résultant de l'intégration des sources d'énergie renouvelable (SER) dans le réseau. Les principales actions visées comprennent l'élimination des courants harmoniques générés par les charges non linéaires, la compensation de la puissance réactive et l'injection de l'énergie photovoltaïque dans le réseau électrique. Pour améliorer les performances du PV-BT-SAPF, des contrôleurs non linéaires basés sur le mode de glissement deuxième ordre (ST) et le mode de glissement de troisième ordre (MGTO) sont associés à la technique de contrôle direct de puissance (DPC-SVM). Enfin, afin de valider le système à double fonction proposé, des tests de simulation sont effectués pour des régimes stationnaires et dynamiques, en tenant compte de charges non linéaires et de variations des conditions de fonctionnement sous l'irradiation solaire.

Mots-clés : Système photovoltaïque, Suivi du point de puissance maximal (MPPT), Filtre actif parallèle, Commande directe de puissance (DPC), Mode glissant deuxième ordre à base super-twisting (ST), Mode de glissement de troisième ordre (MGTO).

Directeur de thèse : Zarour Laid – université des Constantine1 Frères Mentouri