

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus (LCP)
Thèse de Doctorat en science
En génie électrique
Option : Automatique

Thème :

**Systeme de gestion d'énergie basé sur la logique floue pour
un système hybride Photovoltaïque-Diesel-Batteries
alimentant une charge isolée**

Présenté par

ATOUI Adil

Magister en automatique, Ecole Nationale Polytechnique

Sous la direction de M. BOUCHERIT Mohamed Seghir Professeur et M. BENMANSOUR
Khelifa Professeur.

Soutenu le : 04/05/2023

Le jury est composé de :

Président :	M. TADJINE Mohamed	Professeur	ENP
Directeur de thèse :	M. BOUCHERIT Mohamed Seghir	Professeur	ENP
Co-Directeur de thèse :	M. BENMANSOUR Khelifa	Professeur	ESDAT, Réghaïa
Examineurs :	M. BENZINEB Omar	Professeur	Univ. Blida
	M. GROUNI Said	Professeur	Univ. Tamanrasset
	M. SAARI Hammoud	Professeur	ENSM, Bou-Ismaïl
	M. BOUDANA Djamel	Professeur	ENP

ENP 2023

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus (LCP)
Thèse de Doctorat en science
En génie électrique
Option : Automatique

Thème :

**Systeme de gestion d'énergie basé sur la logique floue pour
un système hybride Photovoltaïque-Diesel-Batteries
alimentant une charge isolée**

Présenté par

ATOUI Adil

Magister en automatique, Ecole Nationale Polytechnique

Sous la direction de M. BOUCHERIT Mohamed Seghir Professeur et M. BENMANSOUR
Khelifa Professeur.

Soutenu le : 04/05/2023

Le jury est composé de :

Président :	M. TADJINE Mohamed	Professeur	ENP
Directeur de thèse :	M. BOUCHERIT Mohamed Seghir	Professeur	ENP
Co-Directeur de thèse :	M. BENMANSOUR Khelifa	Professeur	ESDAT, Réghaïa
Examineurs :	M. BENZINEB Omar	Professeur	Univ. Blida
	M. GROUNI Said	Professeur	Univ. Tamanrasset
	M. SAARI Hammoud	Professeur	ENSM, Bou-Ismaïl
	M. BOUDANA Djamel	Professeur	ENP

ENP 2023

تهدف الأنظمة الهجينة القائمة على الطاقات المتجددة لكهربة المواقع البعيدة والتي تديرها أنظمة إدارة الطاقة (PMS) إلى تقليل الوقود الأحفوري وزيادة كفاءة مصادر الطاقة المتجددة، وذلك لتقليل انبعاثات غازات الاحتباس الحراري. يساهم الدور المؤثر لنظام PMS في تحسين كفاءة وفعالية هذه الأنظمة من خلال ضمان التوازن بين المصادر والأحمال المختلفة في جميع أوضاع التشغيل. ومع ذلك، فإن التحولات المفاجئة بين أوضاع التشغيل المختلفة التي يختارها نظام PMS تولد فقدان الطاقة وعدم التوازن. للتعامل مع هذه المشكلة، تم اقتراح نظام إدارة طاقة قائم على وحدة التحكم المنطقي الضبابي (FLC) يتحكم في النظام الهجين الكهروضوئي والديزل مع عنصر تخزين البطارية المتصل بناقل DC. في هذه الأطروحة. يعتمد نظام PMS المقترح بالكامل على FLC لضمان الانتقال السلس بين أوضاع النظام المختلفة. يمكن نجاح استخدام PMS المقترح في مدى جودة اختيار معاملات FLC قبل معالجة النظام. لهذا الغرض، تم تكييف خوارزمية تحسين سرب الجسيمات (PSO) لضبط معاملات FLC. يتم اختبار ومقارنة نظام PMS الذكي الناتج مع النموذج الكلاسيكي باستخدام عمليات محاكاة شاملة يتم إجراؤها في بيئة MATLABTM SimscapeElectricalTM. تظهر النتائج التي تم الحصول عليها تقليل التجاوز في جهد ناقل التيار المستمر بنسبة 2% عند تغيير الوضع وتحسين كفاءة المولد الكهروضوئي بنسبة 99.5%.

الكلمات الدالة: التحكم المنطقي الضبابي (FLC)، أنظمة الطاقة الهجينة، تحسين سرب الجسيمات (PSO)، الأنظمة الكهروضوئية، نظام إدارة الطاقة (PMS)

Abstract

Hybrid systems based on renewable energies for the electrification of remote sites controlled by Power Management Systems (PMS) aim to reduce fossil fuels, and increase the efficiency of renewable energy sources to minimize greenhouse gas emissions. The PMS system's influential role contributes to improving these systems' efficiency and effectiveness by ensuring a balance between the different sources and loads in all operating modes. However, the abrupt transitions between the various operational modes selected by the PMS system generate power loss and imbalance. To handle this issue, a fuzzy logic controller (FLC) based power management system controlling a photovoltaic and diesel hybrid system with a battery storage element connected to a DC-bus is proposed in this thesis. The proposed PMS is wholly based on FLC to ensure a smooth transition between the different modes of the system. The success of using the suggested PMS lies in how well the FLC parameters are chosen before the system is processed. For this purpose, the particle swarm optimization algorithm (PSO) is adapted to tune the FLC parameters. The resulting optimal intelligent PMS is tested and compared with a classical one using comprehensive simulations performed in a Simscape ElectricalTM MATLAB[®] environment. The obtained results show an overshoot attenuation at the DC-bus voltage of 2% when changing the mode and an improvement in the PV generator efficiency by 99.5%.

Keywords: Fuzzy logic control; Hybrid power systems; Particle swarm optimization (PSO); Photovoltaic systems; Power management system (PMS).

Résumé

Les systèmes hybrides basés sur les énergies renouvelables pour l'électrification des sites isolés, qui sont contrôlés par des systèmes de gestion de l'énergie (PMS) visent à réduire les combustibles fossiles et à augmenter l'efficacité des sources d'énergie renouvelables afin de minimiser les émissions de gaz à effet de serre. Le rôle influent du système PMS contribue à améliorer l'efficacité et l'efficacité de ces systèmes en assurant un équilibre entre les différentes sources et les charges dans tous les modes de fonctionnement. Cependant, les transitions abruptes entre les différents modes de fonctionnement sélectionnés par le système PMS génèrent des pertes de puissance et des déséquilibres. Pour résoudre ce problème, un système de gestion de l'alimentation basé sur un régulateur à logique floue (FLC) contrôlant un système hybride photovoltaïque et diesel avec un élément de stockage de batterie connecté à un bus DC est proposé dans cette thèse. Le PMS proposé est entièrement basé sur FLC pour assurer une transition douce entre les

différents modes du système. Le succès de l'utilisation du PMS suggéré réside dans la qualité du choix des paramètres FLC avant le traitement du système. À cette fin, l'algorithme d'optimisation de l'essaim de particules (PSO) est adapté pour ajuster les paramètres FLC. Le PMS intelligent optimal qui en résulte est testé et comparé à un PMS classique à l'aide de simulations complètes réalisées dans un environnement Simscape Electrical™ MATLAB®. Les résultats obtenus montrent une atténuation de dépassement à la tension du bus DC de 2 % lors du changement de mode et une amélioration de l'efficacité du générateur PV de 99,5 %.

Mots clés : Commande logique floue ; Système d'alimentation hybride ; Optimisation des essaims de particules (PSO) ; Systèmes photovoltaïques ; Système de gestion de puissance (PMS).

Remerciement

Au nom d'ALLAH, le Très Miséricordieux et le Plus Miséricordieux. Merci à ALLAH qui est la source de toute connaissance dans ce monde, pour la bénédiction de l'esprit dont Il nous a dotés et nous a distingués parmi plusieurs de Sa création pour accomplir Son adoration.

*J'exprime ma profonde gratitude et mes sincères remerciements aux mes directeurs de thèse, **M. BOUCHERIT MOHAMED SEGHIR**, Professeur à l'ENP et **M. BENMANSOUR KHELIFA**, Professeur à ESDAT, Réghaïa, pour leurs précieux conseils, leur patience, leur gentillesse et leurs encouragements constants tout au long de ce travail. Je suis très heureux d'avoir poursuivi mes études doctorales sous l'excellent **Prof. BOUCHERIT MOHAMED SEGHIR**. Il est considéré comme un symbole et l'un des piliers de cette grande école, de nombreux docteurs qualifiés sont diplômés de ses mains. Il a sacrifié son temps et ses efforts pour diffuser ses connaissances et aider les autres à se développer. Je prie ALLAH de le récompenser avec la meilleure récompense. .*

*Je tiens à remercier tout particulièrement **M. BARKAT SAID**, Professeur à l'université de M'sila qui m'a donné le premier pas pour publier mon article et m'a aidé par sa compétence scientifique, sa disponibilité.*

*Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur **Dr. AKEL FETHI** chercheur à l'Unité de Développement des Equipements Solaires (UDES) à Bou-Ismaïl, Tipaza, de me donner la chance de valider mes résultats expérimentaux au niveau de centre. Je le remercie vivement pour l'aide précieuse qu'il m'a apporté.*

*Mes remerciements vont à Monsieur **TADJINE MOHAMED**, Professeur à l'ENP, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider ce jury. Je lui exprime toute ma gratitude et ma profonde estime.*

*Je tiens à remercier les membres de mon jury de thèse : **M. BENZINEB OMAR**, Professeur à l'université de Blida, **M. GROUNI SAID**, Professeur à l'université de Tamanrasset, **M. BOUDANA DJAMEL** Professeur à l'ENP, pour leurs échanges, suggestions et pour améliorer ma thèse. Un remerciement particulier à **M. SAARI HAMMOUD**, Professeur à l'Ecole nationale supérieure maritime (ENSM) à Bou-Ismaïl d'avoir accepté d'examiner ma thèse.*

*Je ne peux pas oublier de mentionner tous mes amis, en particulier, **Dr. TAIEB ALI, LASHAR FARES, TALANTIKIT MOHAMED** pour leur grande amitié, leur aide et leur soutien.*

*Enfin, je ne saurai terminer ces remerciements sans mentionner les proches, famille et amis, qui, sur le plan humain, m'ont soutenu par leurs encouragements. Un remerciement particulier et une reconnaissance la plus profonde vont à **MA FEMME** pour son aide inestimable et sa présence auprès de moi tout au long de la réalisation de ce travail, sans oublier mes adorables enfants **ABDERRAHMANE, ABDELMOUEZ, le petit ABDALLAH** pour la joie et l'ambiance particulière qu'ils ont créées autour de nous.*

Plusieurs personnes ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail, je ne saurai les nommer toutes, mais je tiens à leur exprimer mes vifs remerciements.

Dédicace

A ma mère adorée qui était mon enseignante de mon enfance, elle m'a donnée le premier pas du savoir sous toutes ses formes et c'est grâce à elle que je continue mes études et prends la chandelle de l'enseignement...

A mon père, c'est l'exemple de courage, de confiance et d'encouragement constant au fil des années.

A ma chère femme, qui est mon soutien dans la vie, dans les bons comme dans les mauvais moments, et qui m'a donné tout ce qu'elle pouvait pour ma réussite, et qui a compensé mon absence et ma préoccupation.

A mes sœurs et mes frères

A ma belle famille

A ma grande famille

A mes amis

أسأل الله العظيم رب العرش العظيم أن يحفظهم ويرزقهم الصحة
والعافية في الدنيا والآخرة ويدخلهم الجنة ولجميع المسلمين

Table des matières

Liste des Tableaux

Liste des figures

Acronymes

Symboles

Introduction générale.....	19
1. Généralités et l'état de l'art des systèmes hybrides	25
1.1. Introduction.....	25
1.2. L'hybridation de source d'énergie renouvelable (HRES) dans le micro-réseau.....	26
1.3. Systèmes de stockage d'énergie dans les systèmes hybrides.....	27
1.4. Configuration des systèmes hybrides PV-Diesel-Batteries	29
1.4.1. Systèmes à couplage DC.....	29
1.4.2. Systèmes à couplage commuté DC/AC	30
1.4.3. Système type mixte ou parallèle	31
1.5. Le système de gestion de puissance (PMS)	33
1.5.1. Rôle de PMS dans les systèmes hybrides	33
1.5.1.1. Minimiser les coûts opérationnels	33
1.5.1.2. Minimiser les émissions polluantes.....	33
1.5.1.3. Améliorer la stabilité du profil de tension de bus.....	33
1.5.1.4. Augmenter la fiabilité du système et minimiser de la durée des coupures.....	33
1.5.1.5. Augmenter l'efficacité du système	34
1.5.2. Les méthodes de commande de Micro-réseau DC.....	34
1.5.2.1. Commandes de base	35
1.5.2.1.1. Commande décentralisée.....	35
1.5.2.1.2. Commande centralisée	35
1.5.2.1.3. Commande distribuée.....	35
1.5.2.2. Commande hiérarchique.....	36
1.5.2.2.1. Commande primaire.....	36
1.5.2.2.2. Commande secondaire	36
1.5.2.2.3. Commande tertiaire.....	37
1.6. Conclusion.....	37
2. Modélisation et commandes des composants du système PV-Diesel-Batterie	39
2.1. Le système photovoltaïque	39

2.1.1.	Modélisation du module PV	39
2.1.1.1.	Estimation des paramètres d'un module PV	40
2.1.1.2.	Représentation des caractéristiques I-V et P-V d'un module PV	42
2.1.2.	Le modèle de convertisseur BOOST de générateur PV	42
2.1.3.	La commande du système PV-BOOST	47
2.1.3.1.	Réglage en cascade de l'ensemble PV-BOOST	47
2.2.	Le système de stockage (Batteries).....	48
2.2.1	Le Modèle simplifié de la batterie	48
2.2.2.	Convertisseur buck-boost réversible en courant pour contrôler la Batterie	50
2.2.3.	La commande de l'ensemble Batterie-Convertisseur	51
2.3.	Générateur Diesel	52
2.3.1.	Modèle de générateur diesel	52
2.3.2.	Commande de l'ensemble générateur Diesel-Convertisseur (Redresseur-Hacheur)	54
2.4.	Simulation des différents systèmes	55
2.4.1.	Simulation du système PV	55
2.4.1.1.	Simulation de l'effet de l'ensoleillement et de la température sur le générateur PV	55
2.4.1.2.	Simulation de la commande du système PV-BOOST	57
2.4.2.	Simulation de la commande du système PV-Batterie-Convertisseur	60
2.4.3.	Simulation de la commande du générateur Diesel-Convertisseur	62
2.5.	Conclusion	65
3.	Les méthodes de poursuite du point de puissance maximale de système PV	67
3.1.	Introduction.....	67
3.2.	Principe de conception du régulateur MPPT	67
3.3.	L'effet de l'ombrage sur un générateur PV	68
3.3.1.	Le générateur PV sous un ensoleillement uniforme	68
3.3.2.	Le générateur PV sous un ombrage partiel	69
3.4.	Performances de commande MPPT	71
3.5.	Les différentes structures de commande MPPT	73
3.5.1.	Structures conventionnelles	73
3.5.2.	Structures basées sur des calculs mathématiques	74
3.5.3.	Structures basées sur la prédiction intelligente	74
3.5.4.	Structures basées sur la nature itérative.	74
3.5.5.	Structures MPPT hybrides	74
3.6.	Commande MPPT basée sur FLC adaptative	75

3.7.	La commande MPPT-FLC-APIDSMC	77
3.7.1.	Structure de MPPT-FLC-APIDSMC	77
3.7.2.	Description de la commande MPPT-FLC-APIDSMC.....	78
3.7.2.1.	Bloc de FLC-MPPT.....	78
3.7.2.2.	Bloc de APIDSMC	79
3.7.2.3.	Calcul de k_p , k_i et k_d	81
3.7.2.4.	Condition de stabilité.....	82
3.8.	Simulation et validation	83
3.8.1.	Simulation de la commande MPPT-FLC adaptative par Processor-In-The-Loop (PIL)	83
3.8.1.1.	Configuration du système.....	83
3.8.1.2.	La carte Arduino Due	84
3.8.1.3.	Résultat de la simulation et discussion.....	84
3.8.2.	Simulation de la commande MPPT-FLC-APIDSMC.....	86
3.8.3.	Résultats et interprétation	86
3.9.	Vérification expérimentale de la commande MPPT-FLC adaptative.....	88
3.9.1.	Configuration	88
3.9.1.	Validation.....	90
3.10.	Conclusion	92
4.	Système de gestion de puissance basé sur la logique floue	94
4.1.	Introduction.....	94
4.2.	La commande de la gestion de l'énergie utilisant une commande à logique floue (PMS-FLC).....	95
4.2.1.	Commande du système photovoltaïque	95
4.2.2.	Mode de poursuite du point de puissance maximale (MPPT)	97
4.2.3.	Mode point de puissance limitée (LPP).....	98
4.2.4.	PMS-FLC du générateur PV	99
4.2.5.	Approche basée sur PSO pour déterminer le réglage optimisé des fonctions d'appartenances et les valeurs des gains	99
4.3.	Commande de la batterie	101
4.4.	Commande du générateur diesel.....	102
4.5.	Résultats et discussions.....	103
4.5.1.	Les performances PMS-FLC du générateur PV optimisés par PSO.....	104
4.5.2.	Performances du PMS-FLC du système global sous le changement des modes de fonctionnement	106
4.6.	Implémentation en temps réel dans une configuration HIL.....	109

4.7. Conclusion	112
Conclusion générale et perspective	114
Annexes	118
Références	122

Liste des Tableaux

Tableau 1-1. Les caractéristiques des technologies de stockages d'énergie.....	28
Tableau 2-1. Les paramètres du générateur PV.....	56
Tableau 2-2. Les paramètres de simulation du générateur PV.....	58
Tableau 2-3. Les paramètres de simulation du système.....	60
Tableau 2-4. Les paramètres du générateur diesel-Convertisseur.....	62
Tableau 3-1. Les règles du régulateur FLC.....	76
Tableau 3-2. Les règles du MPPT FLC.....	77
Tableau 3-3. Les règles du FLC MPPT.....	79
Tableau 3-4. Les paramètres de simulation.....	83
Tableau 3-5. Paramètres de la carte ARDUINO DUE.....	84
Tableau 3-6. Les résultats obtenus par les trois méthodes.....	88
Tableau 4-1. Les modes sélectionnés du PV selon les trois niveaux de SOC.....	97
Tableau 4-2. Les règles de deux modes MPPT et LPP.....	99
Tableau 4-3. Les règles du régulateur FLC.....	101
Tableau 4-4. Les modes d'opération du générateur diesel en fonction de SOC.....	103
Tableau 4-5. Les règles de la commande du générateur diesel en modes de démarrage et d'arrêt.....	103
Tableau 4-6. Paramètres de simulation de PV/Batteries/Diesel et convertisseurs DC/DC.....	104
Tableau 4-7. Les valeurs des paramètres des fonctions d'appartenance optimisées par PSO.....	104
Tableau 4-8. Performances des différentes méthodes (P&O et méthode proposée).....	106

Liste des figures

Figure 1-1. Les combinaisons des systèmes hybrides	26
Figure 1-2. Classification des types des stockages d'énergie.....	28
Figure 1-3. Systèmes de structure à bus DC de système (PV-Diesel-Batterie).....	29
Figure 1-4. Systèmes de structure à bus DC/AC commuté de système (PV-Diesel-Batterie)	30
Figure 1-5. Systèmes de structure à bus mixte DC et AC de système (PV-Diesel-Batterie)	32
Figure 1-6. Les structures de configuration de système PMS [34].....	34
Figure 2-1. Construction d'un générateur PV	39
Figure 2-2. Modèle d'une seule diode de module PV	39
Figure 2-3. Les courbes I-V et P-V d'un générateur PV	42
Figure 2-4. Association de système PV-convertisseur DC/DC.....	43
Figure 2-5. Les deux états de convertisseur Boost, (a) S est fermé, (b) S est ouvert.	44
Figure 2-6. Les formes idéales du courant et de tension de l'inductance du convertisseur Boost	44
Figure 2-7. Structure simplifiée de convertisseur Boost par deux sous-systèmes linéaires	48
Figure 2-8. Structure de la commande en cascade de la tension de générateur PV.....	48
Figure 2-9. Modèle simplifié de Batterie.....	49
Figure 2-10. Caractéristique de la Courbe de décharge de la batterie	49
Figure 2-11. Schéma global de la commande Batterie-convertisseur	51
Figure 2-12. Les formes idéales du courant et de la tension de l'inductance du convertisseur Buck-Boost.....	51
Figure 2-13. La structure de deux PI en cascade pour commander le système Batterie-convertisseur.....	52
Figure 2-14. Les deux boucles de réglage de générateur diesel	52
Figure 2-15. Schéma global de la boucle fermée de la commande de la vitesse de diesel.....	53
Figure 2-16. La boucle fermée du système d'excitation pour commander la tension statorique de générateur (AVR)	54
Figure 2-17. Schéma global de commande de système Diesel-redresseur-hacheur, (a) diesel-convertisseur, (b) la boucle de commande	55
Figure 2-18. Les courbes I-V et P-V du générateur PV sur l'effet de l'ensoleillement.	56
Figure 2-19. Les courbes I-V et P-V du générateur PV sur l'effet de la température.	57
Figure 2-20. L'allure de l'ensoleillement appliqué sur le générateur PV.....	58
Figure 2-21. Les courbes du générateur PV, (a) le courant (I_{PV}), (b) la tension (V_{PV}) et (c) la puissance (P_{PV}).	59
Figure 2-22. Le rapport cyclique (d_{PV}) du Boost.....	59
Figure 2-23. L'allure de la puissance délivrée par le générateur PV.....	60
Figure 2-24. L'allure de la puissance demandée par la charge.....	61
Figure 2-25. L'allure de la tension du bus continu V_{DC}	61
Figure 2-26. L'allure du courant de la batterie si $I_{bat}<0$ (Chargement), $I_{bat}>0$ (Déchargement).	62
Figure 2-27. L'allure de la vitesse du diesel.....	63

Figure 2-28. La tension statorique V_s de l'alternateur	64
Figure 2-29. Les courants statoriques de l'alternateur	64
Figure 2-30. La puissance délivrée au bus continu	64
Figure 3-1. La méthode directe et indirecte de MPPT, a. indirecte, B. directe.	67
Figure 3-2. Un générateur PV de trois modules en série.....	69
Figure 3-3. (a) la courbe P-V (b) la courbe I-V du générateur PV sous ensoleillement uniforme	69
Figure 3-4. (a) la courbe P-V (b) la courbe I-V de générateur PV sous ensoleillement partiel.....	70
Figure 3-5. Les différentes méthodes de MPPT.	75
Figure 3-6. La structure de la commande MPPT-FLC adaptatif.	75
Figure 3-7. La structure du régulateur FLC.....	76
Figure 3-8. Les fonctions d'appartenances, a. pour les entrées b. pour la sortie.	76
Figure 3-9. La structure du MPPT FLC.	76
Figure 3-10. Le schéma global de la commande MPPT-APIDSMC.....	78
Figure 3-11. Les fonctions d'appartenances, a. pour les entrées b. pour la sortie.	79
Figure 3-12. Le schéma de FLC MPPT.....	79
Figure 3-13. Le schéma de la surface du APIDSMC	80
Figure 3-14. Schéma globale de la simulation PIL du système.....	84
Figure 3-15. L'allure de l'ensoleillement, Température, Charge appliquées dans la simulation	85
Figure 3-16. La puissance de générateur PV obtenue par les deux méthodes.....	85
Figure 3-17. L'allure de l'ensoleillement	86
Figure 3-18. La puissance délivrée par le générateur PV par les deux méthodes FLC et proposée.....	87
Figure 3-19. La puissance délivrée par le générateur PV par les deux méthodes P&O/AIDSM et proposée.....	88
Figure 3-20. Configuration du système.	89
Figure 3-21. Fenêtre principale du logiciel PPPE.	89
Figure 3-22. Les allures de trois essais pratiques, a. ensoleillement variable, b. température variable, c. une charge variable.	90
Figure 3-23. Les résultats obtenus, a. essai 1, b. essai 2, c. essai 3	91
Figure 4-1. Le système hybride PV-Diesel-batterie	94
Figure 4-2. Le système de la commande du générateur PV ; (a) schéma global, (b) système PMS-FLC PV, (c) régulateur DC/DC.....	97
Figure 4-3. Les fonctions d'appartenance des entrées et de sortie; (a) E_{PV} , (b) $\Delta P_{PV} / \Delta V_{PV}$, (c) ΔV_{PV_ref} , (d) SOC.	98
Figure 4-4. Le mode limité (LPP) du générateur PV.....	98
Figure 4-5. Le système de la commande de la batterie ; (a) schéma global, (b) boucle de réglage du convertisseur DC/DC, (c) schéma du régulateur FLC.....	102
Figure 4-6. Système de la commande du générateur diesel ; (a) schéma global, (b) régulateur PMS-FLC.....	103
Figure 4-7. Fonction de fitness par rapport au nombre d'itérations	105
Figure 4-8. Puissance du générateur PV par les différentes méthodes (P&O et méthode proposée).....	106

Figure 4-9. Résultats du premier scénario ; (a) SOC (%), (b) puissance PV, (c) tension DC-Bus, (d) puissance de la batterie.	108
Figure 4-10. Résultats du deuxième scénario ; (a) SOC (%), (b) Puissance du diesel, (c) tension de Bus DC, (d) Puissance de la batterie.....	108
<i>Figure 4-11. Système HIL ; (a) Les différentes composant du système HIL: (1) OP 4510, (2) DspaceDs 1007, (3) oscilloscope.....</i>	109
Figure 4-12. Configuration du système HIL.	110
Figure 4-13. Les entrées du système ; (a) Ensoleillement, (b) la puissance demandée par la charge, (c) SOC.	110
Figure 4-14. Les courbes des puissances du système.	112

Acronymes

Abréviations	En anglais	En français	En Arabe
ABC	Artificial bee colony	Colonie d'abeilles artificielles	مستعمرة النحل الاصطناعية
AC	Alternative current	Courant alternatif	تيار متناوب
AISMC	Adaptative integral sliding mode controller	Régulateur adaptatif intégral dérivatif à mode glissant	منظم الوضع الانزلاقي الاشتقاقي التكاملي المتكيف
APIDSMC	Adaptative proportional integral derivate sliding mode controller	Régulateur adaptatif proportionnel dérivatif intégral à mode glissant	منظم الوضع الانزلاقي النسبي الاشتقاقي التكاملي المتكيف
APS	Ancillary power supply	Alimentation auxiliaire	مصدر طاقة إضافي
AVR	Automatic voltage regulator	Régulateur automatique de la tension	منظم الجهد الكهربائي الأوتوماتيكي
CC/DC	Direct current	Courant continu	تيار مستمر
CS	Cuckoo search	recherche de coucou	بحث الوقواق
DG		Générateur Diesel	مولد ديزل
FF	Flashing fireflies	lucioles clignotantes	وامض اليراعات
FLC	Fuzzy logic control	Commande logique floue	التحكم المنطقي الضبابي
FPA	Flower pollination algorithm	algorithme de pollinisation des fleurs	خوارزمية تلقيح الزهور
GES	Greenhouse Gases	Gaz à Effet Serre	غازات الاحتباس الحراري
GMPPT	Global Maximum power point tracking	Poursuite du point de puissance maximale globale	تتبع نقطة الطاقة القصوى الكلية
GPV	Photovoltaic generator	Générateur photovoltaïque	مولد الكهروضوئي
GWO	Grey wolf optimization	optimisation du loup gris	تحسين الذئب الرمادي
HC	Hill-climbing		تسلق التل
HIL	Hardware in the loop	Matériel dans la boucle	الأجهزة في الحلقة
HRES	Hybrid renewable energy sources	Sources d'énergie renouvelables hybrides	مصادر الطاقة المتجددة الهجينة
IC	Incremental conductance	Conductance incrémentale	المسامحة المتزايدة
IOT	Internet of thing	Internet des objets	انترنت الأشياء
I-V	Current-voltage	Courant-tension	تيار-فرق الجهد
LMPP	Local maximum power point	Point local de la puissance maximale	نقطة محلية ذات الطاقة القصوى
MF	Membership function	Fonction d'appartenance	دالة العضوية (الانتماء)
MG	Microgrid	Micro-réseau	الشبكة الصغيرة
MPP	maximum power point	Point de la puissance maximale	نقطة الطاقة القصوى
MPPT	Maximum power point tracking	Poursuite du point de puissance maximale	متابعة نقطة الطاقة القصوى
P&O	Perturb and observe	Perturbatrice et observatrice	التشويش والمراقبة
p.u	Per unit	unité réduite (valeur /valeur nominale)	لكل وحدة
PI	Proportional-integral controller	Régulateur proportionnel-intégral	متحكم نسبي تكاملي
PID	Proportional-integral-derivative controller	Régulateur proportionnel-intégral-dérivatif	متحكم نسبي اشتقاقي تكاملي
PIL	Processor in the loop	Processeur dans la boucle	المعالج في الحلقة
PMS	Power Management System	système de gestion de puissance/énergie	نظام إدارة الطاقة
PMS-FLC	Power Management System Fuzzy logic control	Système de gestion de puissance Commandé par logique floue	نظام إدارة الطاقة يتحكم فيه المنطق الضبابي
PQI	Power quality improvement	Amélioration de la qualité de puissance	تحسين جودة الطاقة

PSO	Particle swarm optimization	optimisation des essaims de particules	تحسين سرب الجسيمات
PTLS	Peak time load sharing	Partage de charge aux heures de pointe	تقاسم التحميل وقت الذروة
PV	Photovoltaic	photovoltaïque	الكهروضوئية
P-V	Power-voltage	Puissance –tension	طاقة فرق الجهد
PWM/MLI	Pulse width modulation	Modulation de large d'impulsion	تعديل عرض النبض
RES	Renewable energy sources	sources d'énergie renouvelables	مصادر الطاقة المتجددة
SOC	State of charge	État de charge	حالة الشحن
STC	Standard test conditions	Conditions d'essai standard	شروط الاختبار القياسية

Symboles

α	Facteur de l'idéalité de la diode
Ω	Vitesse mécanique
η	Rendement
Ψ_d	Flux directe dans le repère dq
τ_g	Constante de temps de l'actionneur de diesel
ω_n	Pulsation naturelle
Ψ_q	Flux quadratique dans le repère dq
ΔE	Différence de l'erreur
Δi_{LPV}	Différence de Courant de l'inductance de L_{PV}
ΔP_{PV}	Différence de la puissance de GPV
ΔT	Différence de température
ΔV_{ref}	Différence de tension de référence
C_{DC}	Condensateur de Bus DC
C_{dies}	Condensateur de DC/DC de DG
com	Commande
C_{PV}	Condensateur de PV
d	Rapport cyclique
d_{dies}	Rapport cyclique de DC/DC de DG
D_{dis}	Terme discontinu de rapport cyclique calculé par SMC
D_{eq}	Terme équivalent de rapport cyclique calculé par SMC
d_{PV}	Rapport cyclique de DC/DC de GPV
E	Erreur
E_{bat}	force électromotrice d'un électrochimique (batterie)
f	Fréquence
f_r	Frottement visqueux
G	L'enseillement
G_I	Gain en courant
G_n	L'enseillement à STC
G_V	Gain en tension
i^*	Courant filtré
I_0	Courant de saturation de la diode
I_{bat}	Courant de batterie
i_{CPV}	Le courant du condensateur de C_{PV}
I_{CPV}	Courant moyen du condensateur de C_{PV}
I_{CPV_ref}	Courant de référence du condensateur de C_{PV}
i_d	Courant directe dans le repère dq
IL_{dies_ref}	Courant de l'inductance de DC/DC de DG
i_{LPV}	Courant de l'inductance de L_{PV}
I_{LPV_ref}	Courant de référence de l'inductance de L_{PV}
I_{m_str}	courant au point MPP de chaine GPV
I_{max}	Courant maximum de l'ondulation
I_{min}	Courant minimum de l'ondulation
$I_{mpp} (I_m)$	Courant au point MPP
i_{PV}	Courant de GPV
I_{PV}	Courant moyen de GPV
$I_{PV,n}$	Courant moyen de GPV à STC
i_q	Courant quadratique dans le repère dq
I_{sc}	Courant de court-circuit
$I_{sc,n}$	Courant de court-circuit à STC
I_{sc_str}	Courant de court-circuit de chaine GPV
J	L'inertie mécanique
k	Constante de BOLTZMANN
k_d	Gain dérivé de PID

k_g	Gain statique de l'actionneur de diesel
K_I	Coefficient courant/température
k_i	Gain intégral de PID
k_p	Gain proportionnel de PID
K_V	Coefficient tension/température
L_{dies}	L'inductance de DC/DC de DG
L_{PV}	Inductance de DC/DC de GPV
N_p	Nombre des panneaux en série
N_s	Nombre des panneaux en parallèle
P	Puissance
p	Nombre de pair de pôles
P_{dies_ref}	Puissance référence de DG
P_n	Puissance nominale
$P_{PV}(K)$	Puissance de GPV actuelle
Q	Capacité maximale de batterie
R	Résistance
R_{bat}	Résistance interne de batterie
R_L	Charge résistive
R_p	Résistance parallèle
r_{PV}	Résistance dynamique de GPV
R_s	Résistance série
SOC	L'état de charge de batterie
T	Température
T	Période
t_0	Temps initial
T_d	La constante de temps de dérivation
T_{dies}	Couple moteur de diesel
T_e	Couple électromagnétique
t_f	Temps final
T_i	La constante de temps d'intégration
T_n	Température à STC
V_{bat}	Tension de batterie
V_d	Tension directe dans le repère dq
V_{dies}	Tension de Condensateur de DC/DC de DG
V_{LPV}	Tension moyen de l'inductance de L_{PV}
V_{LPV_ref}	Tension de référence du condensateur de C_{PV}
V_{m_str}	Tension au point MPP de chaîne GPV
$V_{mpp}(V_m)$	Tension au point MPP
V_{oc}	Tension de circuit-ouvert
$V_{oc,n}$	Tension de circuit-ouvert à STC
V_{oc_str}	Tension de circuit ouvert de chaîne GPV
v_{PV}	Tension de GPV
V_{PV}	Tension moyenne de GPV
$V_{PV}(K)$	Tension de GPV actuelle
V_{PV_ref}	Tension de référence de GPV
V_q	Tension quadratique dans le repère dq
V_s	Tension statorique
V_t	Tension thermique

Introduction générale

Introduction générale

Actuellement, les zones les plus isolées dans le monde sont alimentées par des systèmes basés sur des générateurs diesel en raison de leur disponibilité et de leur fiabilité. Malheureusement, leur efficacité de fonctionnement peut être réduite à cause de plusieurs facteurs, tels que leur fonctionnement à faible puissance (inférieure à 40 % -50 % de leur puissance nominale) et le coût élevé du transport du carburant vers la zone éloignée. De plus certains facteurs environnementaux, comme l'émission de gaz à effet de serre (GES), donnent une autre raison de vouloir le réduire le plus possible. Ces facteurs favorisent les systèmes hybrides comme sources d'énergie alternative pour les zones isolées. Il s'agit d'utiliser plusieurs sources d'énergie renouvelable ainsi que des systèmes de stockage d'énergie pour assurer une certaine complémentarité, en augmentant leurs avantages et en minimisant leurs inconvénients [1].

Bien que les systèmes d'électrification basés uniquement sur les générateurs photovoltaïques associés au stockage (batteries) soient tout à fait appropriés aux besoins énergétiques de petits ensembles autonomes, car ils présentent plusieurs avantages (sans bruit, une durée de vie très élevée, entretien très faible et non polluant), leur fiabilité est encore limitée en raison du caractère intermittent de ce type de générateur. Il est souvent nécessaire de surdimensionner le générateur photovoltaïque et les bancs de batteries pour couvrir la demande journalière de la charge. Cela est dû au décalage temporel entre l'apport solaire et la demande énergétique de la charge et au caractère aléatoire de ces variables. De ce fait, les coûts d'investissement deviennent très élevés et l'utilisation de tels systèmes est moins économique [2].

L'hybridation photovoltaïques-diesel-batteries peut augmenter considérablement la fiabilité et l'efficacité du système d'électrification des sites isolés grâce à la complémentarité de ces sources. Elle permet de réduire la durée de fonctionnement du groupe Diesel ce qui réduit la consommation de fuel et les émissions des gaz polluants. Ainsi elle augmente la durée de vie de ce générateur, et réduit les dimensions des générateurs (photovoltaïque-diesel) et le banc de batteries, tout insatisfaisante aux exigences de la charge. Ceci permet de réduire les coûts d'investissement du système pour l'électrification rurale, notamment là où le coût de transport du carburant est souvent prohibitif [2].

Le rendement des générateurs photovoltaïques dépend essentiellement de deux aspects, la technologie de fabrication et la commande de leur fonctionnement [3]. Le premier aspect concerne l'amélioration technologique de la cellule photovoltaïque qui augmente le taux d'absorption des

rayonnements solaires, les cellules solaires traditionnelles en silicium cristallin ont atteint des rendements compris entre 22 % et 26 % [4]. Pour la structure de cellules solaires multifonctions, l'efficacité enregistrée a atteint jusqu'à 46,1% pour les cellules solaires à concentrateur à quatre jonctions waferbonded [5].

Le second aspect concerne les méthodes de commande de ce type de générateur dont le point de fonctionnement est fortement lié aux conditions météorologiques : l'ensoleillement et la température d'un côté et la charge qu'il alimente de l'autre [6]. En effet, les générateurs photovoltaïques sont munis d'algorithmes de poursuite du point de fonctionnement à puissance maximale (MPPT)[3], [6]. Ces algorithmes sont destinés à commander le convertisseur DC/DC ou DC/AC associé au générateur pour garantir un fonctionnement optimal de la chaîne PV dans les différentes conditions d'exploitation.

Dans cette optique, plusieurs méthodes ont été développées, parmi elles, nous citons les méthodes conventionnelles les plus reconnues comme *hill-climbing* (HC) [7], *incrémental conductance* (IC) [7], [8], et *perturb and observe* (P&O) [7], [8], qui se distinguent par leur simplicité[7]. Les autres méthodes plus récentes et plus performantes que les précédentes, qui utilisent un pas de recherche adaptative, comme la logique floue [9]. Récemment, des algorithmes MPPT basés sur l'approche méta-heuristique ont été développés afin d'améliorer le rendement de générateur notamment dans les conditions de l'ombrage partiel [10] telles que : l'optimisation des essaims de particules (PSO) [11], l'optimisation du loup gris (GWO) [12], la recherche de coucou (CS) [13], les lucioles clignotantes (FF) [14], l'algorithme de pollinisation des fleurs (FPA) [15] et la colonie d'abeilles artificielles (ABC) [16] et autres [17]. L'efficacité des MPPT peut être également améliorée par la combinaison entre les algorithmes conventionnels et intelligents [17].

Dans les systèmes hybrides tels que PV-diesel-Batteries, les différentes sources et charges sont interconnectées sur des bus DC, AC ou mixte ; cette connexion est réalisée par des convertisseurs statiques [18]. Ces derniers commandent le flux d'énergie et assurent un équilibre entre les sources et les charges, ils sont pilotés par des régulateurs dont les références sont fournies par le système de gestion de puissance (PMS) [18]. Par conséquent, un système de gestion de l'énergie (PMS) efficace et une régulation robuste sont nécessaires pour exploiter toutes les sources avec une efficacité maximale dans des conditions climatiques variables et lors de tout changement de charge imprévisible [19].

Dans la littérature, il existe de nombreux travaux sur la gestion de l'écoulement de puissance afin d'améliorer le rendement global et la qualité de puissance des systèmes à énergie hybride, qu'il soit autonome ou non, connecté au réseau ou isolé, quel que soit le changement climatique ou la variation de charge. Les systèmes de gestion de l'énergie peuvent assurer les fonctions suivantes :[20]–[25]

- La stabilité de la tension du bus ;
- L'état de charge des batteries et/ou super condensateur dans la marge permise [21] ;
- L'équilibre entre les charges et les sources ;
- La gestion des générateurs ;
- La gestion des charges.
- La gestion des unités de stockage (batteries, super condensateur, H2 ou autre) ;

Le PMS des systèmes hybrides de différentes structures est basé sur un organigramme avec plusieurs séquences et conditions nécessaires pour sélectionner le mode approprié dans lequel le système fonctionnera. Cette structure impose des changements instantanés des valeurs de référence des régulateurs, ce qui représente un grand défi pour maintenir la qualité de puissance et la stabilité du système souhaité [26], [27].

La contribution principale de cette thèse est de proposer un PMS et des régulateurs basés sur la logique floue avec un nombre réduit de règles, dans le but de garantir une transition douce entre tous les modes de fonctionnement du système et améliorer sa flexibilité et son efficacité. Dans ce travail, le PMS-FLC permet de gérer trois sources (PV- diesel-batterie) avec les fonctionnalités suivantes :

- Le système PV peut fonctionner en deux modes, MPPT (*maximum power point tracking*), où il délivre sa puissance maximale, ou LPP (*limit power point*) pour fournir juste la puissance requise par la charge ;
- Le système proposé n'a pas besoin d'une résistance de décharge ;
- Le capteur de lumière solaire n'est pas nécessaire ;
- L'état de charge de la batterie (SOC) est maintenu dans l'intervalle de fonctionnement autorisé ;
- Les puissances de référence générées sont cohérentes selon les besoins de la charge ;
- Le démarrage et l'arrêt du générateur diesel sont doux.

Les apports significatifs de ce travail sont résumés ci-dessous :

- Développer deux méthodes de MPPT (logique floue adaptative, logique floue combinée avec mode glissant).
- Valider les méthodes proposées par les simulations MATLAB® en les comparant avec les méthodes précédentes ;
- Développer un PMS basé sur la logique floue en optimisant ses paramètres (paramètres des gains et des fonctions d'appartenances) par l'algorithme d'optimisation par essaim de particules (PSO) ;
- Valider le PMS proposé à travers des simulations MATLAB® en le comparant avec un PMS traditionnel ;
- Évaluer davantage les résultats simulés avec une vérification en temps réel à l'aide de Hardware-In-the-Loop (HIL) composé essentiellement de cartes Opal-RT et dSPACE.

Le manuscrit est organisé comme suit :

- Le Premier chapitre présente l'état de l'art sur les systèmes à énergies hybrides ; on y précise les différentes combinaisons et les architectures de ces systèmes, en particulier, les systèmes photovoltaïque-Diesel-Batterie. Nous rapportons également les structures du système de gestion de puissance (PMS) et son rôle.
- Nous traitons dans le second chapitre la modélisation des différentes parties constituant le système PV-Diesel-Batterie avec les convertisseurs de puissances dédiées dans la structure de bus DC.
- Par la suite, les lois de commande de chaque convertisseur seront développées par l'utilisation de régulateurs classiques PI dans le but d'identifier les contraintes de ces types de régulateurs. Les résultats trouvés seront validés par la simulation Matlab.
- Le troisième chapitre est consacré aux différentes méthodes de poursuite du point de puissance maximale (MPPT), ainsi que ses performances. Les méthodes, basées sur la nature hybride peuvent être classées en conventionnelle, analytique, et intelligente.

On a adopté, selon les méthodes susmentionnées, deux méthodes de commande MPPT définies comme suit :

- La 1^{ère} est basée sur la logique floue adaptative publiée dans l'article [6] et

-
- La 2^{ème} est la combinaison de la logique floue et le mode glissant. La validation de résultats obtenus se fera par la simulation sur Matlab. On présentera également une validation expérimentale sur une carte ARDUINO DUO.
 - Le dernier Chapitre englobe notre principale contribution dans cette thèse. Nous avons développé une méthode de système de gestion de puissance (PMS) appliquée sur un système hybride PV-Diesel-Batterie d'architecture DC alimentant une charge isolée. Ce travail a été publié dans l'article[3]. Nous avons ensuite simulé le système sur Matlab et validé les résultats par l'essai expérimental utilisant la propriété de matériels dans la boucle HIL (*Hardware in the loop*).

Chapitre 1

**Généralité et l'état de l'art des
systèmes hybrides**

1. Généralités et l'état de l'art des systèmes hybrides

1.1. Introduction

Ces dernières années, les sources d'énergie renouvelable (RES) sont intégrées dans les systèmes électriques existants pour répondre à l'augmentation rapide de la demande d'électricité d'un côté et minimiser l'effet de serre dû aux combustibles fossiles d'un autre côté.

Le concept de micro-réseau (MG) est la solution qui a été prise pour interconnecter différents types de sources d'énergie renouvelable pour un système d'alimentation à petite échelle. Le micro-réseau ayant un certain nombre d'unités locales de générateur distribué ainsi que des systèmes de stockage d'énergie pour alimenter des charges locales. Il existe différents types de micro-réseau rapporté dans la littérature. Selon le type de bus de couplage, le micro-réseau peut être classé en trois types :

- Micro-réseau à courant alternatif (AC).
- Micro-réseau à courant continu (DC).
- micro réseau hybride AC/DC [28], [29].

Le stockage dans le micro-réseau résout le problème de la production électrique instable due à l'intermittence du RES. Ce dispositif stocke le surplus de puissance produit par le générateur électrique, qui n'est autre que l'énergie non consommée par les charges locales. Lorsque les générateurs électriques ne peuvent pas satisfaire la demande de puissance des charges locales, les dispositifs de stockage interviennent pour compenser ce déficit par le surplus de puissance déjà stocké[28], [29].

Dans certains cas, le micro-réseau peut fonctionner en connexion avec le réseau électrique lorsque la capacité du stockage n'est pas suffisante pour stocker le surplus de puissance. Cette connexion permet de fournir ce surplus d'énergie au réseau lorsque le périphérique de stockage est complètement chargé. De plus, la connexion du réseau électrique aide le micro-réseau à obtenir l'alimentation du réseau électrique pour compenser le manque de puissance. Cette méthode sera utilisée lorsque le dispositif de stockage est complètement ou partiellement déchargé et le micro-réseau est dans l'incapacité de compenser ce manque de puissance [29].

1.2. L'hybridation de source d'énergie renouvelable (HRES) dans le micro-réseau

Les techniques d'hybridation peuvent être utilisées pour augmenter l'efficacité et la fiabilité des sources d'énergie renouvelable. La Figure 1-1 montre différentes combinaisons possibles du HRES [30].

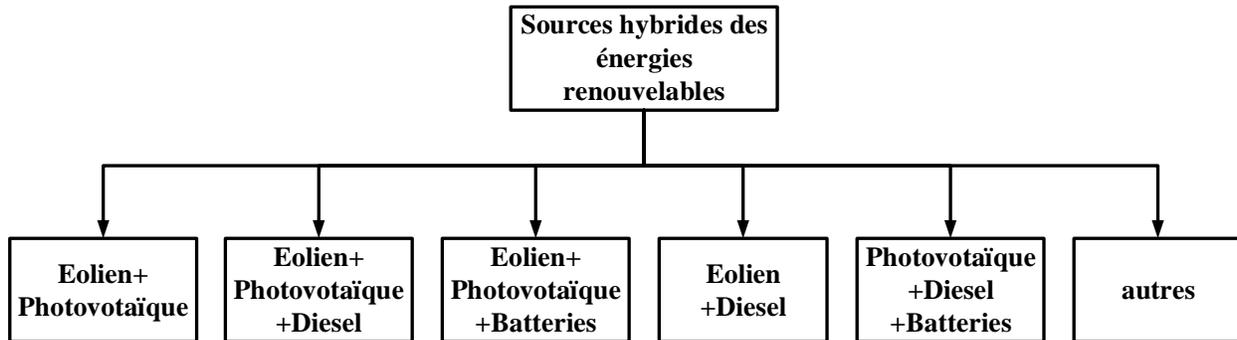


Figure 1-1. Les combinaisons des systèmes hybrides

Le profil complémentaire des énergies éolienne et solaire offre plusieurs avantages par rapport à la technologie solaire ou éolienne seule. Il est également à noter que le temps de fonctionnement maximum des systèmes éoliens et solaires se produit à différents moments de la journée et de l'année [30].

Lorsque le système hybride du micro-réseau n'est pas directement connecté au réseau électrique, l'utilisation d'un générateur diesel devient une source de secours. Généralement, il est déployé pour assurer la continuité de l'approvisionnement en électricité dans le système HRES [30].

La batterie peut être utilisée à la place du générateur diesel comme option de secours. Lorsque la puissance générée par les énergies renouvelables est supérieure à la demande énergétique, le surplus d'énergie peut être stocké dans la batterie. Cela contribue à réduire les dépenses du système hybride et éliminer les inconvénients de générateur diesel [30].

Le système d'énergie hybride éolien-diesel est une alternative intéressante pour répondre à la demande de charge, en particulier pour les sites éloignés où les conditions de vent sont satisfaisantes. Un système hybride éolien-diesel fournit suffisamment d'électricité pour de tels endroits. Dans le cas de système éolien-diesel non connecté au réseau, lorsque la production d'énergie éolienne est toujours inférieure à la charge, le générateur diesel reste constamment en ligne pour commander la fréquence et la tension du réseau [30].

Il existe plusieurs facteurs déterminants que l'opérateur doit prendre en compte lors de la conception d'un système énergétique hybride, à savoir le coût de la technologie d'hybridation et la disponibilité des ressources naturelles. Il est également possible de combiner différents types de sources dans le système hybride : Le système éolien-hydraulique, le système solaire-hydroélectrique, le système solaire-éolien-géothermique sont quelques exemples de ce type de systèmes énergétiques [30].

1.3. Systèmes de stockage d'énergie dans les systèmes hybrides

En raison de la nature intermittente, des sources renouvelables et la variation de la charge, les puissances active et réactive ne peuvent pas être contrôlées facilement comme dans le cas du réseau conventionnel. Il doit y avoir une inadéquation de puissance entre l'offre et la demande. Par conséquent, l'ajout des systèmes de stockages joue un rôle très important, en particulier dans le cas d'un micro-réseau non connecté au réseau, la solution exposée à ce problème vise à améliorer la qualité et la stabilité du système électrique [31].

Selon la littérature, les différentes applications du système de stockage sont rapportées dans [34] :

- Amélioration de la qualité de l'énergie, PQI (*Power quality Improvement*).
- Alimentation auxiliaires, APS (*Ancillary power supply*).
- Alimentation à court terme, STPS (*Short-term power supply*).
- Partage de charge aux heures de pointe, PTLs (*Peak time load sharing*).

La classification du stockage de l'énergie électrique varie selon la forme de conversion d'énergie, elle peut être divisée en trois catégories [30], [31] comme le montre la Figure 1-2.

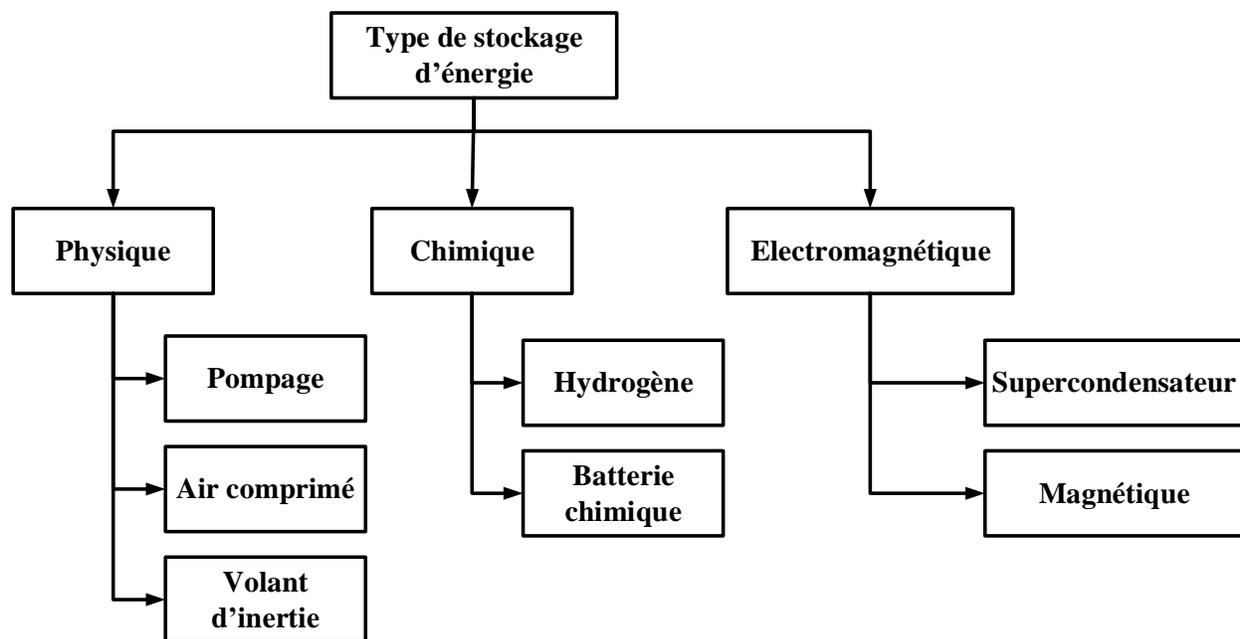


Figure 1-2. Classification des types des stockages d'énergie

Les différentes caractéristiques de la technologie de stockage d'énergie sont répertoriées au Tableau 1-1 [30], [31].

Tableau 1-1. Les caractéristiques des technologies de stockages d'énergie

Technologie de stockage	Puissance nominale (MW)	Cycle	Autodécharge (%)	Durée de stockage	Densité d'énergie (Wh/l)	Densité de puissance (W/l)	Temps de réponse
Pompage	100-1000	30-60 ans	zéro	4-12h	0.2-2	0.1-0.2	sec-mn
Air comprimé	10-1000	20-40 ans	zéro	2-30h	2-6	0.2-0.6	sec-mn
Volant d'inertie	0.001-1	20000-100000	1.3-100	Sec-h	20-80	5000	10-20 ms
Hydrogène	0.01-1	5-30 ans	0-4	mn-semaine	600	0.2-20	sec-mn
Batterie Plomb-Acide	0.001-100	500-1000	0.1-0.3	1mn-8h	50-80	90-700	<sec
Batterie Lithium-ion	0.1-100	1000-10000	0.1-0.3	1mn-8h	200-400	1300-10000	10-20ms
Nickel cadmium	40	2000-2500	10	Sec-mn	50-150	210	<20ms
Sodium sulfure	10-100	2500-4400	0.05-20	1mn-8h	150-300	70-120	10-20 ms
Redox Flow	1-100	12000-14000	0.2	2h-10h	20-70	0.5-2	
Supercondensateur	0.01-1	10000-100000	20-40	ms-mn	10-20	40000-120000	10-20 ms
Magnétique	0.1-1	100000	10-15	ms-mn	6	1000-4000	<100 ms

1.4. Configuration des systèmes hybrides PV-Diesel-Batteries

Les systèmes PV-Diesel-Batteries peuvent être classés selon les configurations suivantes :[2]

- Systèmes à couplage DC,
- Systèmes à couplage commuté DC/AC,
- Systèmes à couplage mixte.

1.4.1. Systèmes à couplage DC

Dans ce système, le générateur diesel est couplé au bus continu à travers un convertisseur AC/DC comme indiqué par la Figure 1-3, il est considéré comme une source d'énergie secondaire. Par conséquent, le générateur diesel est mis à l'arrêt si la puissance demandée par la charge pendant les périodes de faible consommation (creux des courbes de charge électrique journalière) est supportée par le générateur PV et le stockage, sinon le générateur diesel fournit sa puissance nominale et le surplus va charger les batteries. L'état de charge de la batterie (SOC) permet de déterminer également l'état du générateur diesel (marche ou arrêt). Dans le cas où la batterie atteint le niveau minimum de charge, le générateur démarre et son régime est atteint en fonction de la puissance développée par le générateur photovoltaïque [2], [32].

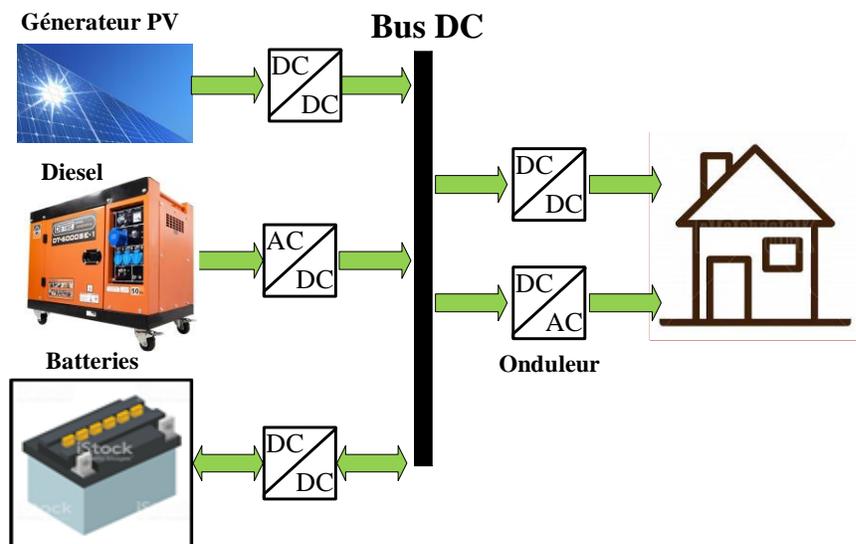


Figure 1-3. Systèmes de structure à bus DC de système (PV-Diesel-Batterie)

Avantages :

- Le générateur diesel est généralement dimensionné pour répondre à la demande de puissance exigée par la charge, et en même temps, charger les batteries jusqu'à ce que le SOC atteigne 80 à 90%. Cette configuration assure un fonctionnement optimal du générateur diesel.

- Il n'y a pas une interruption de puissance au moment du démarrage du générateur diesel.
- Cette configuration ne nécessite pas de commutation entre les différentes sources d'énergie au niveau de la partie alternative, ceci permet de simplifier l'interface électrique de sortie.

Inconvénients :

- L'onduleur doit être dimensionné pour supporter la charge maximale.
- Le banc de batteries est utilisé en fonctionnement cyclique, ce qui réduit sa durée de vie.
- Le profil de fonctionnement cyclique nécessite une batterie de grande capacité afin de limiter la profondeur de décharge.
- Le générateur diesel ne peut fournir l'énergie directement à la charge, ce qui réduit le rendement global de l'installation.
- Une défaillance au niveau de l'onduleur entrainera une coupure d'énergie au niveau des usagers, le recours à une installation de secours permettra l'approvisionnement, sans rupture, en énergie des usagers.

1.4.2. Systèmes à couplage commuté DC/AC

Malgré leurs limites d'exploitation, les systèmes hybrides commutés (Figure 1-4) restent les plus utilisés de nos jours. Ils permettent au générateur diesel ou à l'onduleur de fonctionner en tant que source de courant alternatif pour alimenter la charge, le fonctionnement en parallèle les deux sources est à exclure. Par contre, le chargement du banc de batterie se fait par l'utilisation simultanée des deux sources (PV et diesel) [2], [1].

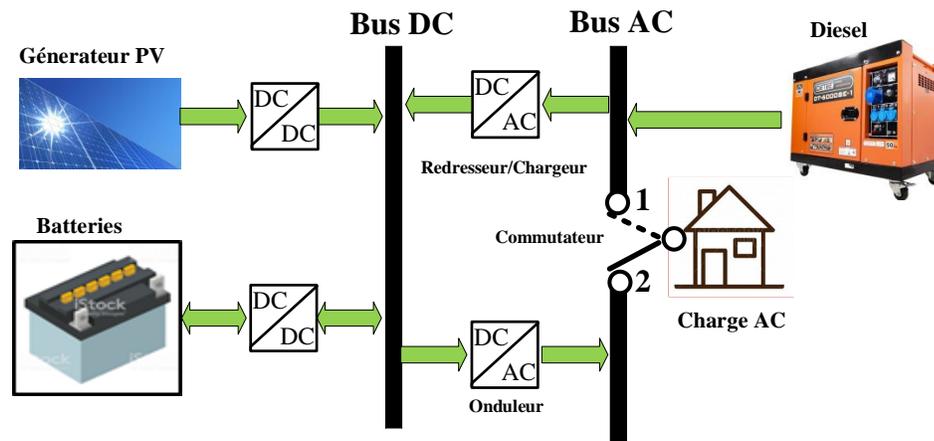


Figure 1-4. Systèmes de structure à bus DC/AC commuté de système (PV-Diesel-Batterie)

Le principal avantage par rapport à la première configuration est que la charge peut être directement alimentée à partir du générateur diesel. Ceci améliore le rendement global de l'installation [2].

La puissance du générateur diesel devra dépasser la puissance requise. L'excès d'énergie sera utilisé pour charger le banc de batteries. De même que les systèmes hybrides non commutés, le générateur diesel peut être mis à l'arrêt pendant les creux de la courbe de charge électrique journalière [2].

Les systèmes hybrides commutés peuvent fonctionner en mode manuel, quoique l'adjonction d'un détecteur de niveau de la tension des batteries approprié et d'un contrôleur Arrêt/Marche pour le générateur diesel, facilitera leur mode de fonctionnement en automatique [2].

Par ailleurs, ce type de système présente les inconvénients suivants :

- Une coupure d'énergie est observée au niveau de la charge lorsque la source d'alimentation est basculée sur le groupe diesel et vice versa,
- Le groupe diesel et le générateur photovoltaïque sont conçus pour supporter chacun seul les pics de charge, cette configuration réduit donc leurs rendements face à des charges partielles,
- Il n'y a pas de possibilité pour alimenter la charge avec les deux sources combinées (groupe diesel en parallèle avec le générateur photovoltaïque).

1.4.3. Système type mixte ou parallèle

Cette configuration (Figure 1-5) s'appuie sur les performances de l'onduleur à fonction bidirectionnelle. La charge est alimentée par le diesel seul ou bien par le générateur photovoltaïque couplé à la batterie de stockage. Cependant, les pics de charge sont couverts aisément grâce à la spécificité de l'onduleur bidirectionnel qui permet de mettre en parallèle le groupe diesel avec le générateur photovoltaïque par la synchronisation de deux sources sur le bus AC. En plus, cet onduleur bidirectionnel permet de charger le banc de batteries (fonctionnement en redresseur ou chargeur) à partir du générateur diesel quand l'énergie de celui-ci est en excès [2].

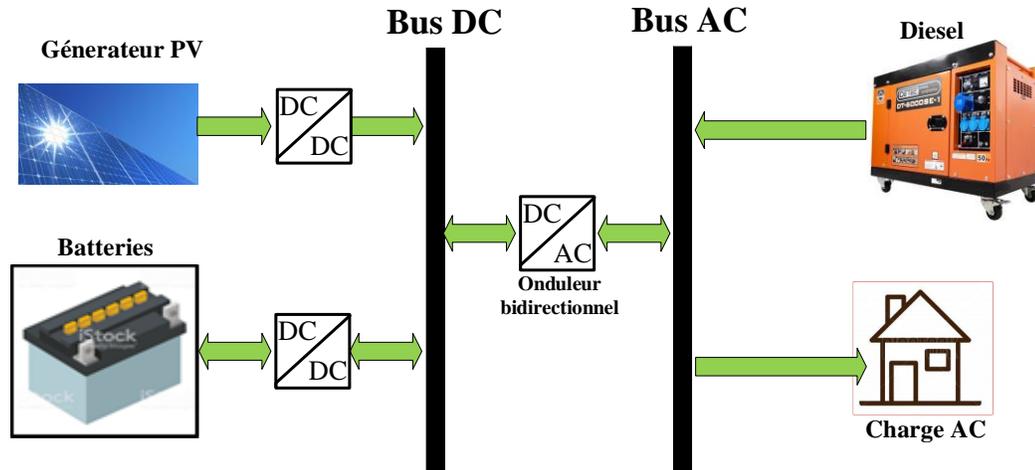


Figure 1-5. Systèmes de structure à bus mixte DC et AC de système (PV-Diesel-Batterie)

Le système hybride parallèle se distingue des systèmes à couplage DC et commutés, essentiellement par :

- Le fonctionnement en parallèle, de PV et du groupe diesel, qui permet de couvrir aisément la charge exigée. Il est clair que les deux équipements associés peuvent répondre à une puissance supérieure à celle supportée par un des équipements. Cette configuration permet lors du dimensionnement de l'installation de réduire les puissances du groupe diesel et de l'onduleur et par conséquent permet d'optimiser le fonctionnement de l'installation en maximisant le rapport $\frac{P}{P_{nom}}$.
- Où P et P_{nom} sont respectivement la puissance exigée et la puissance nominale du générateur diesel.
- Le regroupement des fonctions onduleur et chargeur (redresseur) dans un même équipement diminuera le nombre de composants, par conséquent, une réduction du coût de l'investissement.

Cependant, cette configuration fait apparaître des points faibles qui se résument comme suit :

- Un système de commande automatique est nécessaire pour un fonctionnement fiable de l'installation.
- La complexité du système de commande peut réduire la fiabilité de l'installation.
- Le fonctionnement de l'installation est moins transparent pour un utilisateur non expérimenté.
- La nécessité de la synchronisation de la tension (PV/onduleur) et de diesel sur le bus AC.

1.5. Le système de gestion de puissance (PMS)

1.5.1. Rôle de PMS dans les systèmes hybrides

La gestion de l'énergie est généralement effectuée en définissant un but ou une fonction objective en l'optimisant. Différentes approches sont appliquées pour trouver la meilleure solution globale pour la même fonction objective.

1.5.1.1. Minimiser les coûts opérationnels

La gestion de l'énergie contribue grandement à réduire les coûts d'exploitation du système. Il peut optimiser, en fonction de la demande, la part de production d'énergie pour les générateurs et éviter les sources d'énergie coûteuses, particulièrement pendant les heures de pointe.

De plus, les entreprises de services publics de distribution (comme le SONALGAZ en Algérie) sont touchées par les pertes de ligne dues à la charge, qui est éloignée de la centrale en raison de problèmes économiques, environnementaux et géographiques. De nombreux pays en développement transfèrent l'énergie électrique des comtés voisins sur des lignes de transmission à haute tension. L'intégration des générateurs diesels est préconisée pour le renforcement du réseau et la réduction des pertes de puissance [33].

1.5.1.2. Minimiser les émissions polluantes

Le système de gestion de l'énergie joue un rôle important dans la réduction des effets des gaz à effet de serre. La gestion efficace et fiable des sources d'énergie dans les systèmes de distribution ainsi que l'intégration des sources d'énergie renouvelable réduira l'utilisation des carburants fossiles [33].

1.5.1.3. Améliorer la stabilité du profil de tension de bus

La stabilité de la tension de bus (AC ou DC) est une préoccupation dans les systèmes de distribution. La fluctuation des charges, la panne du générateur conventionnel ou la nature des sources d'énergies renouvelables contribuent à la perturbation de bus [33].

1.5.1.4. Augmenter la fiabilité du système et minimiser de la durée des coupures

Le PMS examine les données de tous les appareils connectés au réseau électrique et identifie les zones présentant une capacité de pointe ou une capacité sous performante. Ces données sont essentielles à la planification future de la capacité, à l'approvisionnement des charges et à l'équilibrage de la charge et de la production [33].

1.5.1.5. Augmenter l'efficacité du système

La gestion de l'énergie aide les entreprises de services publics de distribution à surveiller la distribution d'énergie de manière optimale. Avec le développement de la technologie (capteurs IOT), le consommateur peut obtenir des données actualisées sur la consommation d'énergie du système et optimiser les économies d'énergie en reprogrammant les appareils consommateurs d'énergie ou, dans certains cas, mettre à niveau les appareils énergivores. La gestion de l'énergie avec des décisions intelligentes aide le service public et les consommateurs à réduire la consommation d'énergie tout en garantissant l'efficacité du réseau électrique [33].

1.5.2. Les méthodes de commande de Micro-réseau DC

Bien que les micro-réseaux DC évoluent ces dernières années, la commande de la tension du bus DC et la gestion de l'alimentation sont des tâches difficiles en raison de la connexion de différentes sources et charges hybrides dans ce bus commun. Les stratégies de commande utilisées pour les micro-réseaux DC sont résumées dans la Figure 1-6 [34].

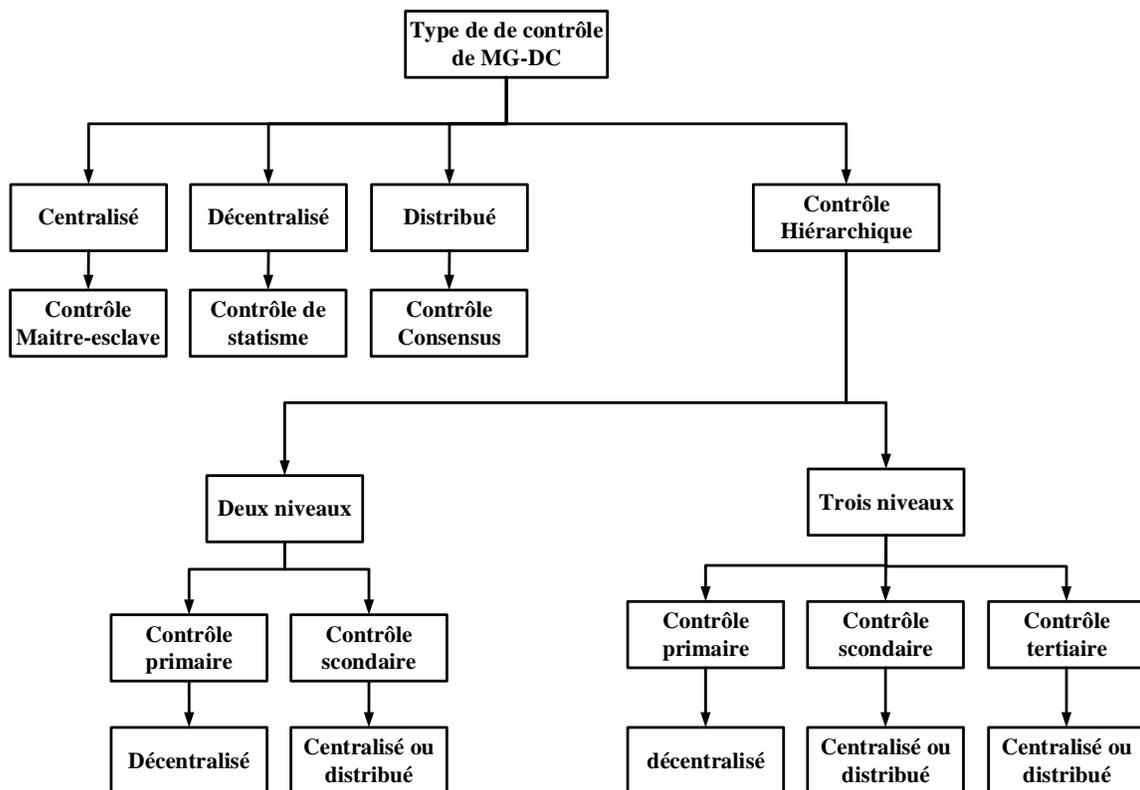


Figure 1-6. Les structures de configuration de système PMS [34]

1.5.2.1. Commandes de base

Les commandes des micro-réseaux DC sont principalement classées en trois groupes de base : commande décentralisée, commande centralisée et commande distribuée [34].

1.5.2.1.1. Commande décentralisée

Dans une stratégie de commande décentralisée, tous les convertisseurs associés des micro-réseaux DC sont contrôlés par les régulateurs locaux (LC). Plusieurs signaux mesurés localement sont utilisés comme signaux d'entrée pour les régulateurs et traités localement pour générer les valeurs de références des convertisseurs. Le régulateur décentralisé le plus courant est celui qui utilise la technique du régulateur de statisme (*droop*). La détermination des paramètres de ces régulateurs est une tâche difficile puisque le partage actuel, la précision et la stabilité du système sont fortement liés aux paramètres de statisme [35]–[37]. Par exemple, des coefficients de statisme plus faibles entraînent un système plus amorti et une précision de partage de courant accrue. Cependant, une valeur plus élevée des paramètres de statisme entraîne une augmentation de la déviation de la tension continue [34].

1.5.2.1.2. Commande centralisée

Le nom de régulateur centralisé suggère que toutes les unités de production et de charge des micro-réseaux DC sont contrôlées de manière centralisée, la liaison de communication étant le cœur de ce régulateur. Les données de plusieurs unités sont envoyées à l'unité centrale de contrôle via la liaison de communication et les signaux de contrôle sont renvoyés à chaque unité [38], [39].

Les générateurs et les charges totales sont comparés dans le régulateur central et des signaux de commande de délestage sont envoyés aux charges non critiques si les puissances des générateurs ne sont pas suffisantes pour alimenter toutes les charges. Le régulateur centralisé a la capacité de coordonner différentes sources d'énergie pour répondre aux charges critiques et non critiques [40]. Bien que cette technique de commande ait une observabilité et une contrôlabilité supérieures, elle est confrontée à un problème de défaillance ponctuelle, à une fiabilité, une flexibilité et une évolutivité moindres [34].

1.5.2.1.3. Commande distribuée

Les avantages des régulateurs centralisés et décentralisés sont exploités dans le régulateur distribué dans lequel la communication n'est établie qu'avec les unités voisines en fonction des liaisons de communication numérique disponible. Chaque unité connectée aux micro-réseaux DC

est contrôlée par les régulateurs locaux ; cependant, les régulateurs locaux de chaque unité communiquent avec les voisins pour échanger des informations telles que la tension du bus, le courant de sortie du générateur diesel... etc. [34].

1.5.2.2. Commande hiérarchique

La commande hiérarchique des micro-réseaux DC est conçue pour coordonner le contrôle de plusieurs dispositifs de stockage d'énergie, différents générateurs distribués, charges et sources d'énergie renouvelable avec une structure générique basée sur la fonctionnalité, qui a principalement trois niveaux de commande telle que la commande primaire, secondaire et tertiaire [34] [42].

1.5.2.2.1. Commande primaire

C'est le régulateur le plus rapide par rapport aux régulateurs secondaire et tertiaire, il est principalement un régulateur décentralisé local attaché à chaque générateur. Il utilise des mesures locales pour restaurer la tension de liaison DC et assurer le partage de puissance dans des conditions stables et dynamiques au niveau inférieur des micro-réseaux [34]. Généralement le régulateur primaire utilise le régulateur de statisme.

1.5.2.2.2. Commande secondaire

Le régulateur primaire n'est pas suffisant pour gérer complètement les micro-réseaux DC en raison d'une mauvaise régulation de la tension et du partage de la puissance, en particulier, en cas de résistances de ligne importante de longs départs [43], [44]. La technique hiérarchique emploie un régulateur secondaire avec un temps de réponse supérieur au régulateur primaire. Il est utilisé pour compenser l'écart de tension résultant du régulateur primaire. Il essaie également de minimiser le déséquilibre des puissances grâce à un partage approprié entre les différents générateurs diesels.

Dans le régulateur secondaire, tous les régulateurs de base cités précédemment, tels que centralisés, décentralisés et distribués, peuvent être mis en œuvre dans le but de fournir des signaux de référence de tension et de courant au régulateur primaire [45], [46]. Ces signaux de référence augmentent la fiabilité, le partage de puissance proportionnel, la régulation de tension de bus DC et la qualité globale de la puissance des micro-réseaux DC [34].

1.5.2.2.3. Commande tertiaire

Le régulateur tertiaire est un régulateur supplémentaire utilisé pour obtenir un fonctionnement économique et une régulation globale des micro-réseaux, ainsi que la gestion de l'énergie entre les micro-réseaux interconnectés et le réseau conventionnel.

Ce régulateur utilise plusieurs techniques heuristiques, telles que l'optimisation par essaim de particules (PSO) et l'algorithme génétique (GA), pour l'ordonnement des micro-réseaux [34].

1.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons examiné les différentes hybridations des sources renouvelables avec le générateur diesel pour alimenter une charge isolée. En effet, cette hybridation permet d'une part d'améliorer le rendement des groupes électrogènes et d'autre part de réduire leur durée de fonctionnement qui va également réduire les gaz à effet de serre.

Nous avons aussi passé en revue les différentes configurations du système hybride (photovoltaïque-diesel-batterie) en présentant les avantages et les inconvénients de chacune. Le système hybride à bus DC a été choisi, pour sa simplicité et son efficacité.

Nous avons également étudié la partie de commande des systèmes hybrides qui gère les flux de puissances des différentes sources et les différentes charges pour garantir l'équilibre entre les puissances demandées et générées. Ce système de la gestion des puissances (PMS) joue un rôle primordial pour augmenter les performances des systèmes hybrides. Les structures centralisées, décentralisées, attribuées et hiérarchiques du PMS ont été introduites par leurs principes de fonctionnement ainsi que les limites de leurs utilisations.

Chapitre 2

Modélisation et commandes des composants du système PV-Diesel- Batterie

2. Modélisation et commandes des composants du système PV-Diesel-Batterie

2.1. Le système photovoltaïque

2.1.1. Modélisation du module PV

L'élément de base d'un système de générateur photovoltaïque est la cellule photovoltaïque. Les cellules peuvent être assemblées pour former les modules PV qui à leur tour s'assemblent pour former des générateurs PV comme illustré à la Figure 2-1. Les modules PV en série et en parallèle fournissent la tension et le courant requis.

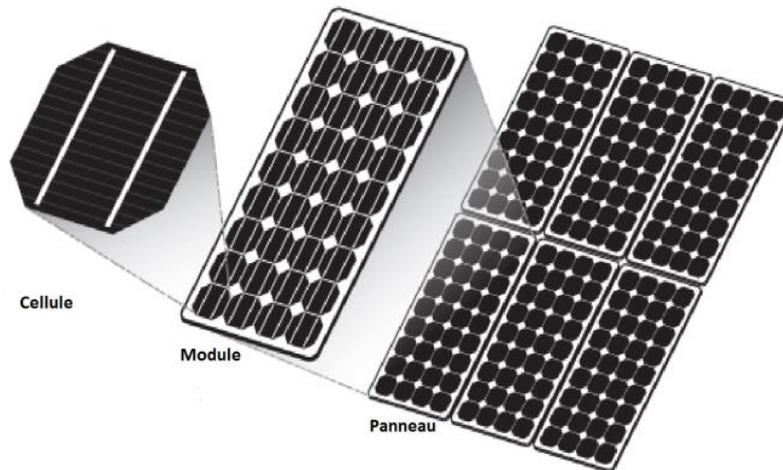


Figure 2-1. Construction d'un générateur PV

Le modèle le plus répandu d'un module PV est le modèle à une seule diode représenté par la Figure 2-2, il s'agit d'une source du courant (I_{ph}) proportionnelle à l'intensité de l'ensoleillement indiquée par l'équation 2-1, et en parallèle avec une diode (D) représentant le comportement non linéaire de la jonction PN dans les cellules et une résistance en parallèle (R_p) et en série (R_s) qui simulent les pertes de connexion entre les cellules [47], [48].

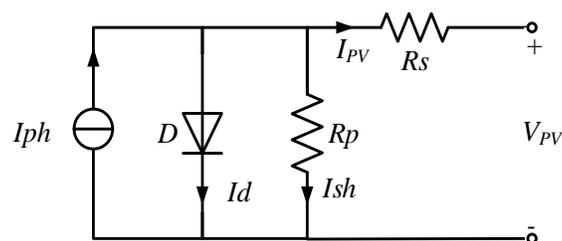


Figure 2-2. Modèle d'une seule diode de module PV

$$I_{ph} = (I_{pv,n} + K_I \Delta_T) \frac{G}{G_n} \quad 2-1$$

Où : $I_{pv,n}$ est le courant aux conditions nominales, G est l'ensoleillement, et G_n est l'ensoleillement nominal, $\Delta_T = T - T_n$ avec T et T_n sont respectivement la température et la température nominale, K_I c'est le coefficient courant/température en court-circuit.

L'équation globale reliant le courant de module PV avec sa tension (V_{PV}) est indiquée par l'équation suivante : [47]

$$I_{PV} = I_{ph} - I_0 \left[\exp\left(\frac{V_{PV} + R_s I_{PV}}{\alpha N_s V_t}\right) - 1 \right] - \frac{V_{PV} + R_s I_{PV}}{R_p} \quad 2-2$$

Où R_s et R_p sont respectivement la résistance équivalente série et parallèle du module,

$V_t = kT/q$ est la tension thermique, k est la constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} J/K), q est la charge d'un électron (1.6×10^{-19} C), α est le facteur d'idéalité de la diode, I_0 est le courant de saturation de la diode.

La résistance en série (R_s) provient de la résistance globale du matériau en silicium, de la résistance des contacts métalliques des surfaces avant et arrière et d'autres résistances de circuit des connexions et des bornes [28].

La résistance parallèle (R_p) est principalement causée par les courants de fuite dus aux non-idéalités de la jonction PN et aux impuretés près de la jonction [28].

Le courant de saturation de la diode peut être exprimé par : [47]

$$I_0 = \frac{I_{sc,n} + K_I \Delta_T}{\exp\left(\frac{V_{oc,n} + K_V \Delta_T}{\alpha N_s V_t}\right) - 1} \quad 2-3$$

Où $V_{oc,n}$ est la tension en circuit ouvert, $I_{sc,n}$ est le courant nominal de court-circuit, K_V est le coefficient tension/température en circuit ouvert, K_I est le coefficient courant/température en court-circuit et N_s est le nombre des cellules connectées en série.

Les valeurs nominales sont toujours fournies aux conditions nominales ou aux conditions de test standard (STC).

2.1.1.1. Estimation des paramètres d'un module PV

Généralement, les paramètres de modèle, trouvés dans la fiche technique du constructeur, décrivent les caractéristiques électriques du module PV. Par conséquent, l'objectif principal de la

modélisation des modules PV est de s'assurer que les courbes I-V obtenues en utilisant les paramètres calculés correspondent étroitement aux courbes mesurées fournies par le fabricant. Récemment, le modèle à une seule diode a attiré l'attention en raison de sa simplicité par rapport au modèle à deux diodes. Cependant, la présence de terme exponentiel et des équations implicites augmentent la difficulté de l'obtention de la solution pour ces paramètres. Le principal défi est d'estimer les valeurs précises de ces paramètres tout en maintenant un calcul raisonnable. Les paramètres sont normalement obtenus de deux façons : l'extraction numérique ou la méthode analytique [49].

Dans l'extraction numérique, un ajustement point par point des valeurs I-V calculées à l'ensemble de données expérimentales est effectué à l'aide de certains algorithmes mathématiques. En définissant une fonction objective, les paramètres du modèle sont extraits en minimisant l'erreur entre les deux. Malgré sa précision, l'approche présente plusieurs inconvénients :

- La disponibilité des mesures expérimentales est obligatoire pour faire la comparaison.
- En raison de la comparaison point par point, la vitesse d'exécution est très lente, notamment lorsque l'algorithme évolutif (EA) est utilisé pour optimiser l'ajustement de la courbe [49].

L'approche analytique calcule les paramètres du modèle en résolvant un système d'équations, dérivé de plusieurs points clés de la courbe I-V. Ces points, à savoir le courant de court-circuit I_{SC} , le point de puissance maximale (I_{MPP} , V_{MPP}), la tension de circuit ouvert V_{oc} , les coefficients de température pour le courant de court-circuit (K_I) et la tension de circuit ouvert (K_V), sont généralement disponibles dans la fiche technique standard. Puisqu'il n'est pas nécessaire d'analyser toute la courbe I-V, le nombre d'itérations est bien moindre, ce qui conduit à un calcul beaucoup plus rapide [49].

Bien que la méthode analytique soit plus pratique grâce à sa vitesse de calcul pour la simulation, l'approche implique toujours certaines simplifications sur le modèle. Ceci est inévitable en raison du nombre insuffisant d'équations pour déterminer indépendamment les paramètres groupés. Les solutions sont compromises et parfois, des approximations irréalistes qui ne peuvent être physiquement justifiées sont considérées [49].

Avec la popularité récente du soft-computing, une nouvelle approche, connue sous le nom de méthode hybride, est proposée pour calculer les paramètres du modèle. Comme son nom l'indique,

il intègre à la fois des approches d'extraction numérique analytiques et de calcul logiciel. Les équations analytiques sont utilisées pour relier certains paramètres à la variation de l'ensoleillement (G) et la température (T), tandis que la technique de calcul souple est utilisée pour l'optimisation. Cette approche a amélioré significativement la précision et la vitesse de calcul [49].

2.1.1.2. Représentation des caractéristiques I-V et P-V d'un module PV

L'allure I-V de l'équation 2-2 de ce module est représentée par la Figure 2-3. On distingue deux zones de la forme de la variation du courant en fonction de la tension. La première, le courant est presque constant, dans ce cas le module se comporte comme une source de courant et dans la deuxième, la variation du courant est sous une tension presque constante dans ce cas, le module de PV est une source de tension. La courbe de la puissance P_{PV} délivrée par le module PV en fonction de sa tension (P-V) est indiquée par la Figure 2-3, elle présente un seul point où le module de PV délivre sa puissance maximale c'est le MPP, ce point est entre les deux zones de fonctionnement du module PV déjà définir précédemment, et qui correspond au courant I_m et la tension V_m [47].

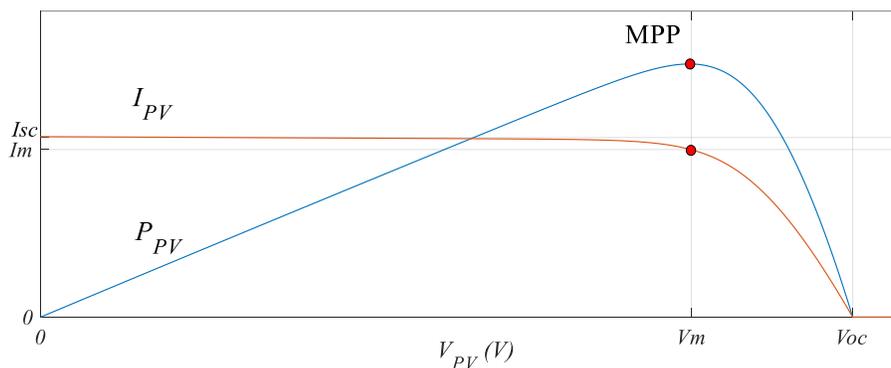


Figure 2-3. Les courbes I-V et P-V d'un générateur PV

Dans la Figure 2-3, I_{sc} et V_{oc} sont respectivement le courant de court-circuit et la tension de circuit ouvert du module. I_m et V_m sont respectivement le courant et la tension du point MPP auquel le générateur PV donne sa puissance maximale.

2.1.2. Le modèle de convertisseur BOOST de générateur PV

Le convertisseur DC/DC dans les systèmes photovoltaïques sert en général à varier le point de fonctionnement de générateur PV afin de poursuivre le point de puissance maximale de ce générateur (MPP) en variant son rapport cyclique (d), et cela indépendamment des variations de l'ensoleillement ou température d'un côté, et la variation de la charge d'une autre cotée.

Généralement les convertisseurs DC/DC reliés au bus continu, ont une tension de sortie fixée par ce dernier.

Le convertisseur DC/DC peut fonctionner dans l'un des deux modes : le mode de conduction continue (CCM) dans lequel le courant de l'inductance reste toujours supérieur à zéro pendant la période de décharge, contrairement au mode de conduction discontinue (DCM) où le courant s'annule.

La Figure 2-4 représente le système (PV-convertisseur). Le DC/DC est de type Boost, composant essentiellement de deux interrupteurs, l'interrupteur S commandé par un signal à modulation de largeur d'impulsion (MLI) (comme IGBT ou MOSFET) et d'une diode D à commutation naturelle. La conduction des deux interrupteurs est complémentaire quand S est fermé, D est ouvert et vice versa. Durant chaque période (T), S est fermé de l'instant 0 à dT et ouvert de dT à T .

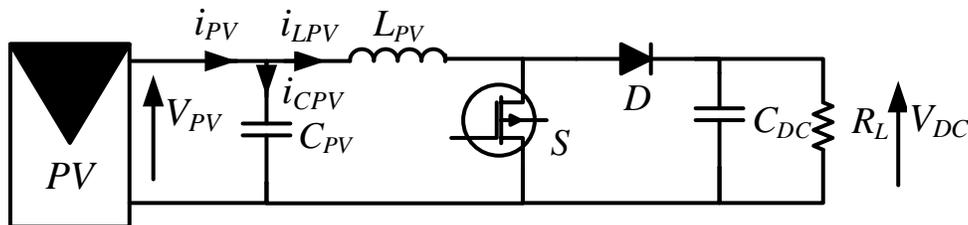


Figure 2-4. Association de système PV-convertisseur DC/DC

Hypothèses

L'analyse du convertisseur de la Figure 2-4 est basée sur les hypothèses suivantes :

- L'interrupteur S et la diode D sont des commutateurs idéaux.
- Les résistances internes de l'inductance et les capacités sont négligeables.
- La capacité de sortie du transistor, la capacité de la diode et les inductances des conducteurs (et donc les pertes de commutation) sont nulles.
- Les composants passifs sont linéaires, invariants dans le temps et indépendants de la fréquence.

Selon, l'état de l'interrupteur S du convertisseur, ce dernier possède deux schémas équivalents indiqués par la Figure 2-5, la Figure 2-5(a) pour S à l'état fermé et la Figure 2-5(b) pour S à l'état ouvert.

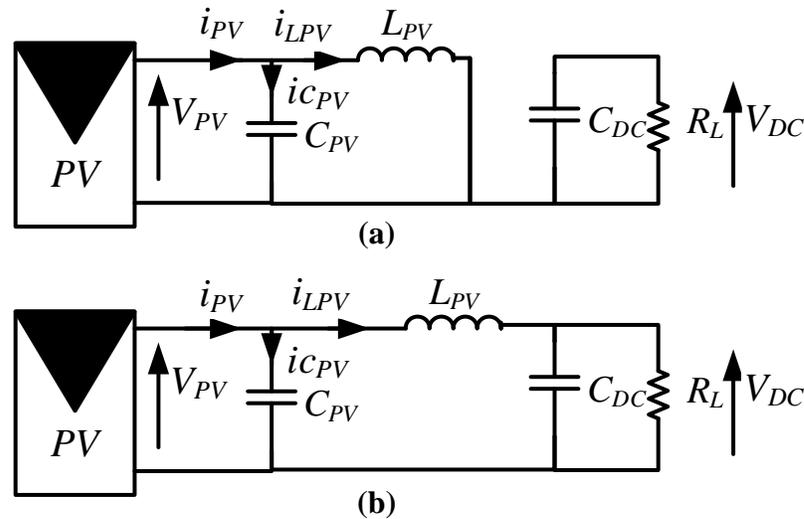


Figure 2-5. Les deux états de convertisseur Boost, (a) S est fermé, (b) S est ouvert.

Le convertisseur DC/DC représente une non-linéarité et peut être considéré comme un système hybride en raison de commutation (transistor S et diode D).

Le principe de fonctionnement du convertisseur Boost est représenté par les formes d'onde idéalisées du courant et de la tension aux bornes de l'inductance, comme l'indiquer dans la Figure 2-6.

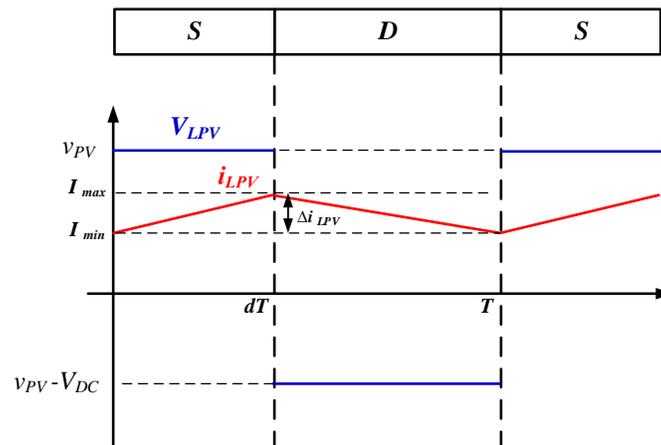


Figure 2-6. Les formes idéales du courant et de tension de l'inductance du convertisseur Boost

Dans l'intervalle de temps $0 < t < dT$, le commutateur S est fermé. Par conséquent, la tension aux bornes de la diode est ($V_D = -V_{DC}$), provoquant le blocage de la diode. La tension aux bornes de l'inductance est :

$$V_{LPV} = L_{PV} \frac{di_{LPV}}{dt} = V_{PV} \quad 2-4$$

De ce fait, le courant de l'inducteur augmente linéairement et donné par la relation suivante :

$$i_{LPV} = I_{\min} + \frac{V_{PV}}{L_{PV}} t \quad 2-5$$

Où I_{\min} est la valeur minimale du courant de l'inductance

À l'instant $t=dT$, le courant dans l'inductance atteint sa valeur maximale I_{\max} . L'équation 2-5 devient :

$$I_{\max} = I_{\min} + \frac{V_{PV}}{L_{PV}} dT \quad 2-6$$

À $t = dT$, le commutateur S est bloqué par la tension grille-source. L'inductance agit comme une source de courant alimentant la diode. La tension aux bornes de l'inductance est :

$$V_{LPV} = L_{PV} \frac{di_{LPV}}{dt} = V_{PV} - V_{DC} \quad 2-7$$

$V_{LPV} < 0$, le courant inducteur diminue avec une pente de $(V_{PV} - V_{DC})/L_{PV}$ comme l'équation 2-8 indique

$$i_{LPV} = I_{\max} + \frac{V_{PV} - V_{DC}}{L_{PV}} (t - dT) \quad 2-8$$

À l'instant $t = T$, le cycle se refaire.

Le système d'équations correspondant à l'état fermé de l'interrupteur (S) est donné par les équations 2-9.

$$\begin{cases} \frac{dv_{PV}}{dt} = \frac{1}{C_{PV}} (i_{PV} - i_{L_{pv}}) \\ \frac{di_{L_{pv}}}{dt} = \frac{1}{L_{PV}} v_{PV} \end{cases} \quad 2-9$$

Pour l'état ouvert de l'interrupteur (S) la dynamique de convertisseur est indiquée par les équations 2-10.

$$\begin{cases} \frac{dv_{PV}}{dt} = \frac{1}{C_{PV}} (i_{PV} - i_{L_{pv}}) \\ \frac{di_{L_{pv}}}{dt} = \frac{1}{L_{PV}} (v_{PV} - V_{DC}) \end{cases} \quad 2-10$$

Où v_{PV} , i_{PV} , sont respectivement la tension et le courant du générateur PV, i_{LPV} est le courant de l'inductance, V_{DC} est la tension du bus continu.

La dynamique globale du convertisseur rassemble les deux états par l'utilisation de la méthode moyenne [50] est indiqué par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{dV_{PV}}{dt} = \frac{1}{C_{PV}} \left(\frac{V_{PV}}{r_{PV}} - I_{LPV} \right) \\ \frac{dI_{LPV}}{dt} = \frac{1}{L_{PV}} [V_{PV} - (1-d)V_{DC}] \end{cases} \quad 2-11$$

Où I_{PV} , V_{PV} et I_{LPV} sont les valeurs moyennes pendant une période T, des grandeurs i_{PV} , i_{PV} et i_{LPV} respectivement et d c'est le rapport cyclique de convertisseur. Les variables d'état du convertisseur sont V_{PV} et I_{LPV} .

Pour le régime statique du convertisseur, la valeur moyenne de la tension à la borne de l'inductance s'annule qui donne :

$$V_{LPV} = L_{PV} \frac{dI_{LPV}}{dt} = 0 \quad 2-12$$

Donc :

$$V_{PV} = V_{DC}(1-d) \quad 2-13$$

Le gain en tension est :

$$G_V = \frac{V_{DC}}{V_{PV}} = \frac{1}{(1-d)} > 1 \quad 2-14$$

En appliquant le principe de conservation de la puissance entre l'entrée et la sortie du convertisseur comme indiqué par l'équation suivante :

$$P_{PV} = P_{DC} \quad 2-15$$

Où $P_{PV} = I_{PV} * V_{PV}$ est la puissance fournie par le générateur PV et $P_{DC} = V_{DC} * I_{DC}$ est la puissance transmise au bus continu.

À partir de l'équation 2-13 et 2-15, le gain en courant du convertisseur est donné par la relation suivante :

$$G_I = \frac{I_{DC}}{I_{PV}} = (1-d) < 1 \quad 2-16$$

- **L'ondulation du courant**

La détermination du taux d'ondulation du courant de l'inductance est essentielle dans l'étude des convertisseurs DC/DC afin de dimensionner les composants passifs de convertisseur (l'inductance) et les faire fonctionner en mode continu et éviter l'annulation du courant.

En régime statique du convertisseur, la valeur moyenne de la tension de l'inductance est nulle, alors après une période T (charge et décharge de l'inductance) le courant revient à sa valeur initiale (I_{min}). L'ondulation du courant ΔI_{LPV} (équation 2-6) s'exprime par la relation suivante :

$$\Delta I_{LPV} = I_{\max} - I_{\min} = \frac{V_{PV}}{L_{PV}} dT \quad 2-17$$

Ou :

$$\Delta I_{LPV} = \frac{V_{PV}}{L_{PV}f} d = \frac{(1-d)V_{DC}}{L_{PV}f} \quad 2-18$$

Où f c'est la fréquence de MLI, $f=1/T$.

On remarque que l'ondulation du courant est inversement proportionnelle au produit fL_{PV} , alors pour diminuer le taux de l'ondulation du courant, il faut augmenter la valeur de l'inductance L_{PV} ou la fréquence de découpage f . En général, le choix de la période très petite du MLI par rapport à la constante de temps de charge/décharge de l'inductance dans le circuit.

2.1.3. La commande du système PV-BOOST

Le rôle du convertisseur DC/DC relié au générateur PV est de commander la tension du générateur PV afin de changer son point de fonctionnement. Par conséquent, l'entrée du système PV-BOOST est le rapport cyclique du convertisseur et sa sortie, c'est la tension d'entrée du convertisseur. Les deux sous-systèmes (PV et convertisseur) sont des systèmes non linéaires qui nécessitent un correcteur très performant pour répondre à la dynamique du système. Cependant, dans la littérature le correcteur classique proportionnel intégral (PI) est très utilisé, car les conditions climatiques (température, ensoleillement) varient lentement.

2.1.3.1. Réglage en cascade de l'ensemble PV-BOOST

À partir l'équation 2-11, nous pouvons schématiser le modèle de Boost relié au générateur PV comme indiqué par la Figure 2-7.

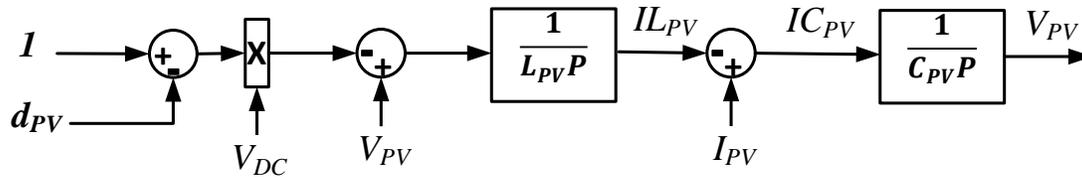


Figure 2-7. Structure simplifiée de convertisseur Boost par deux sous-systèmes linéaires

En effet, ce système est généralement relié au bus continu qui donne une tension fixe à la sortie du convertisseur ($V_{DC} = \text{Cte}$). Ce système se compose de deux sous-systèmes linéaires du 1^{er} ordre en cascade, l'un est la tension aux bornes du condensateur C_{PV} et l'autre est le courant de la bobine (L_{PV}) en considérant le courant de générateur PV (I_{PV}) comme une perturbation.

Pour la commande de ce système, il suffit de mettre deux régulateurs PI en cascade, le 1^{er} pour le réglage de la tension du condensateur C_{PV} et le second pour le réglage du courant de l'inductance L_{PV} comme l'indique la Figure 2-8.

L'action intégrale du régulateur PI est nécessaire pour compenser l'erreur statique due à la compensation appliquée par la méthode (Figure II.8).

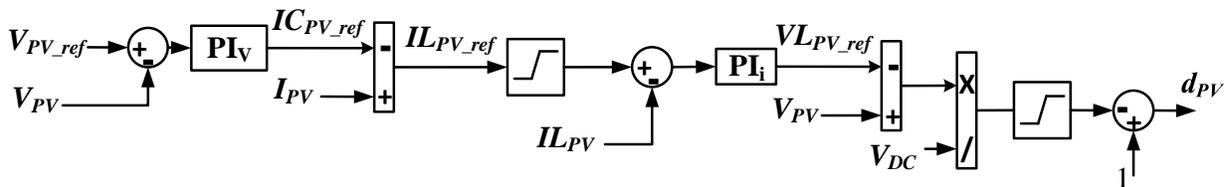


Figure 2-8. Structure de la commande en cascade de la tension de générateur PV

2.2. Le système de stockage (Batteries)

2.2.1. Le Modèle simplifié de la batterie

Le modèle simplifié (utilisé par SimPowerSystemTM de Matlab) est présenté par Figure 2-9. C'est le modèle pour plupart des batteries rechargeables, il est représenté par une source de tension commandée en série avec une résistance interne fixe.

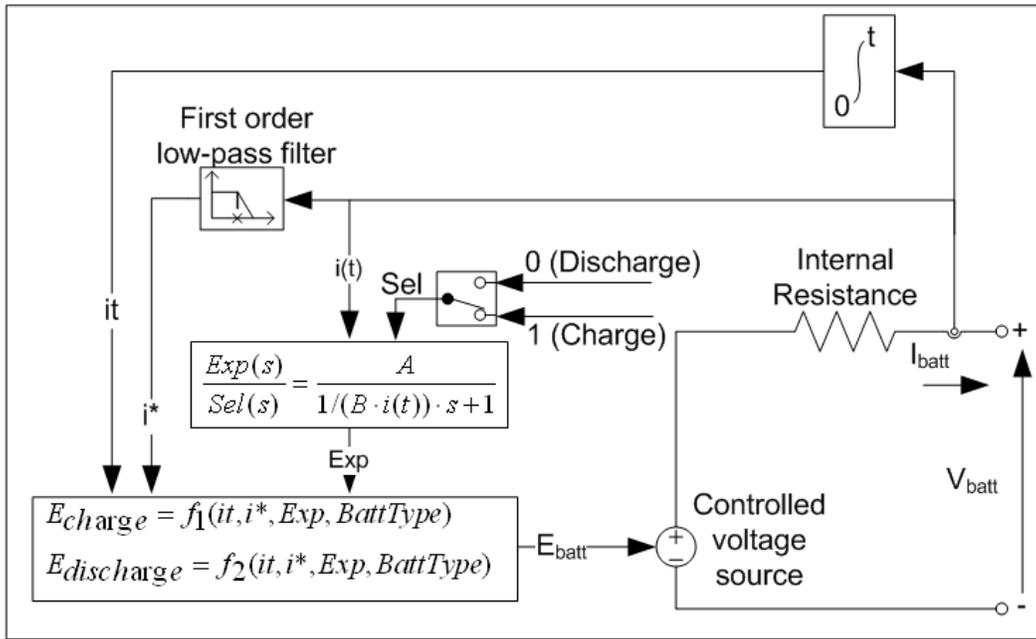


Figure 2-9. Modèle simplifié de Batterie

La tension de la batterie est donnée par l'équation suivante :

$$V_{bat} = E_{bat} - R_{bat} I_{bat} \tag{2-19}$$

Où R_{bat} est la résistance interne, E_{bat} est une source de tension contrôlée exprimée par l'équation 2-20, c'est une fonction non linéaire déterminée en fonction de la zone exponentielle (Exp) de la courbe caractéristique illustrée à la Figure 2-10, du courant mesuré ($i(t)$, i^*), et le type de batterie ($Batt_{type}$).

$$E_{bat} = f(i(t), i^*, Exp, Batt_{type}) \tag{2-20}$$

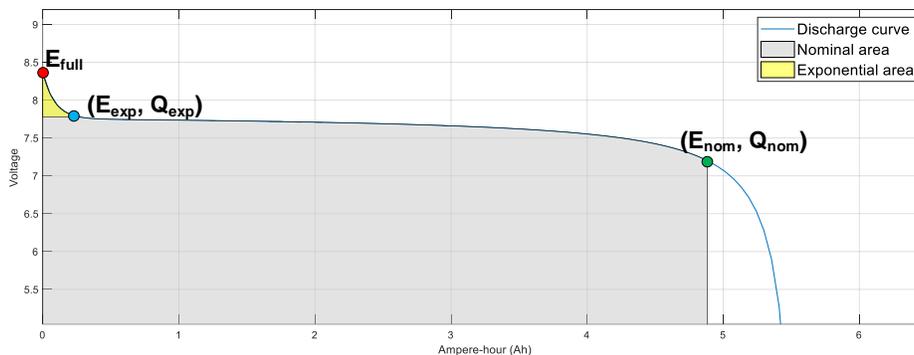


Figure 2-10. Caractéristique de la Courbe de décharge de la batterie

Nous avons choisi la batterie plomb-acide grâce à son faible prix ; la fonction de sa source de tension contrôlée est exprimée par deux formules, selon les modes de décharge ou de charge de la batterie, représentées respectivement par les équations suivantes :

- **Modèle de décharge pour batterie plomb-acide ($i^* > 0$)**

$$f(it, i^*, Exp, Batt_{type}) = E_0 - K \frac{Q}{Q - it} (i^* + it) + Exp(t) \quad 2-21$$

- **Modèle de charge pour batterie plomb-acide ($i^* < 0$)**

$$f(it, i^*, Exp, Batt_{type}) = E_0 - \frac{KQ}{(it + 0.1Q)} i^* - \frac{KQ}{(Q - it)} it + Exp(t) \quad 2-22$$

$Exp(t)$ peut être représenté par un système dynamique non linéaire donné par l'équation suivante :

$$\frac{dExp(t)}{dt} = B|i(t)|(-Exp(t) + Au(t)) \quad 2-23$$

Où E_0 est la tension constante, K est la constante de polarisation, i^* est la dynamique du courant basse fréquence, i est le courant de la batterie, it est la capacité extraite, Q est la capacité maximale de la batterie, $Exp(t)$ est la zone exponentielle de la Figure 2-10, A est la tension exponentielle, B est la capacité exponentielle, $u(t)$ est le mode batterie : $u(t) = 0$ pendant la décharge de la batterie, $u(t) = 1$ pendant la charge de la batterie.

L'état de charge de la batterie (SOC) en (%) est donné par :

$$SOC = 100(1 - \frac{1}{Q} \int_0^t i(t) dt) \quad 2-24$$

2.2.2. Convertisseur buck-boost réversible en courant pour contrôler la Batterie

Le fonctionnement de la charge et décharge des batteries a besoin d'un convertisseur bidirectionnel en courant. Cette exigence est assurée par un convertisseur Buck-Boost réversible en courant comme indique la Figure 2-11. Ce convertisseur fonctionne comme Buck dans le cas de charge de la batterie et comme un Boost dans le cas de décharge. Les deux interrupteurs fonctionnent de façon complémentaire.

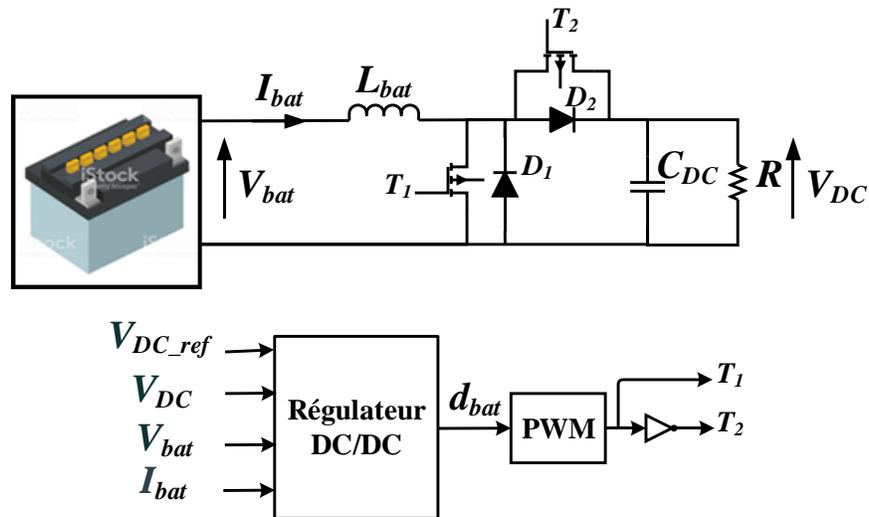


Figure 2-11. Schéma global de la commande Batterie-convertisseur

La Figure 2-12 représente l'allure du courant et de la tension aux bornes de l'inductance du convertisseur. Le courant peut circuler dans les deux sens, il permet donc la réversibilité du courant du convertisseur, le courant positif pour décharger la batterie et le négatif pour la charger.

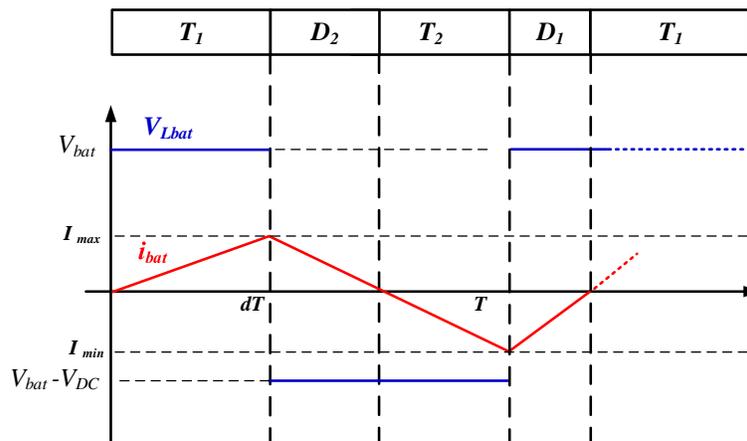


Figure 2-12. Les formes idéales du courant et de la tension de l'inductance du convertisseur Buck-Boost

2.2.3. La commande de l'ensemble Batterie-Convertisseur

Dans le système étudié, la charge et décharge de la batterie est contrôlée par la tension de bus continu. En effet, cette tension de bus continu est réglée à la valeur désirée en agissant sur le courant de la batterie. Si le courant I_{bat} est positif, la batterie est en mode décharge, sinon elle est en mode de charge. Par analogie avec le convertisseur DC/DC de PV étudié précédemment, nous pouvons considérer le système comme étant la réunion de deux systèmes linéaires de 1^{er} ordre en cascade, sa commande est assurée par deux régulateurs PI en cascade, le premier intervient le réglage de la tension V_{DC} et le deuxième pour le réglage du courant de la batterie (Figure 2-13).

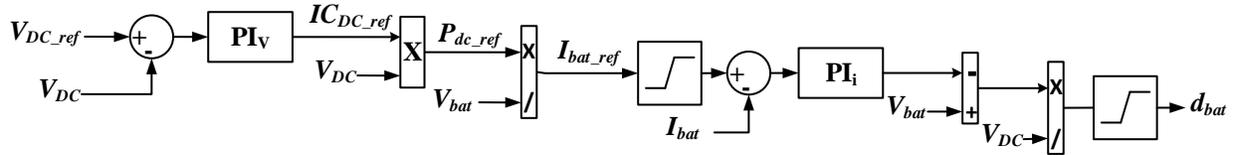


Figure 2-13. La structure de deux PI en cascade pour commander le système Batterie-convertisseur.

2.3. Générateur Diesel

2.3.1. Modèle de générateur diesel

Le générateur diesel se compose d'un moteur diesel couplé à une machine synchrone. Afin d'assurer le bon fonctionnement du générateur (Diesel-machine), deux boucles de régulation sont nécessaires, illustrées par la Figure 2-14. La première, au niveau du moteur diesel, sert à régler sa vitesse par le réglage du débit de carburant injecté dans les chambres de combustion via l'actionneur et la seconde, s'implique au niveau du rotor de la machine synchrone, devra régler la tension statorique par l'action sur la tension d'excitation (*Automatic voltage regulator (AVR)*).

Le système de la commande de la vitesse du groupe électrogène diesel affecte également la puissance de sortie active du générateur. Par contre, la commande du système d'excitation influencera directement la stabilité de la tension de la sortie du générateur et sa puissance réactive.

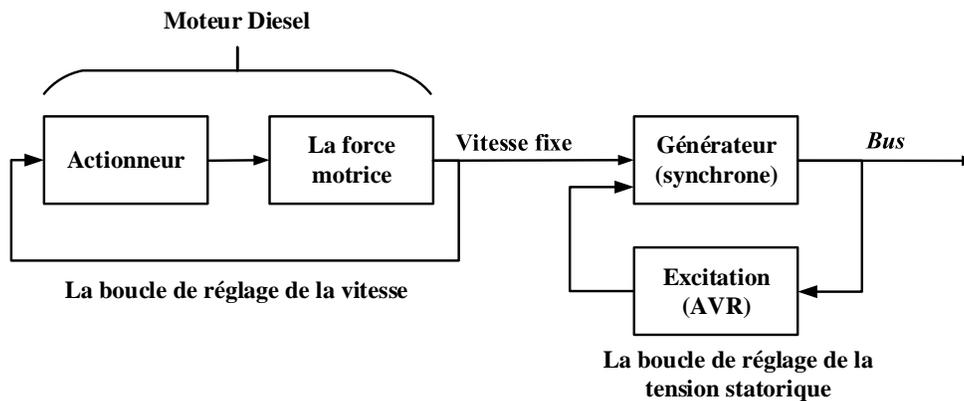


Figure 2-14. Les deux boucles de réglage de générateur diesel

Le modèle diesel exprimant la relation entre son couple (T_{dies}) appliqué à l'arbre et le débit de carburant injecté (Φ) qui est donné par la formule simplifiée 2-25; c'est une expression avec un temps de retard (τ) modélisant le retard d'injection et de combustion [23, 24].

$$T_{dies} = k\Phi(P)e^{-\tau P}$$

L'actionneur est modélisé par un système linéaire du premier ordre qui relie sa variable de contrôle (S_g) et du débit (Φ) de carburant comme suit [23] :

$$\Phi(P) = \frac{k_g}{1 + \tau_g P} S_g \tag{2-26}$$

k_g, τ_g sont respectivement le gain statique et la constante de temps de l'actionneur.

Pour la machine synchrone, son couple électromagnétique est donné par :

$$T_e = p(\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \tag{2-27}$$

Où (Ψ_d, Ψ_q) et (i_d, i_q) sont respectivement le flux et le courant dans la trame synchrone, p est le nombre de paires de pôles.

L'équation mécanique peut s'écrire comme suite :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (T_{dies} - T_e - f_r \Omega) \tag{2-28}$$

Où J est l'inertie combinée du rotor de la machine et de l'arbre diesel, T_{dies} est le couple mécanique, f_r est le frottement visqueux combiné du rotor de la machine et de l'arbre diesel, Ω est la vitesse mécanique.

Le schéma détaillé des différents blocs de la boucle de réglage de la vitesse du diesel est donné par la Figure 2-15. Le correcteur le plus simple utilisé c'est le correcteur PI, ces paramètres sont donnés par la méthode détaillée dans l'annexe (A.2).

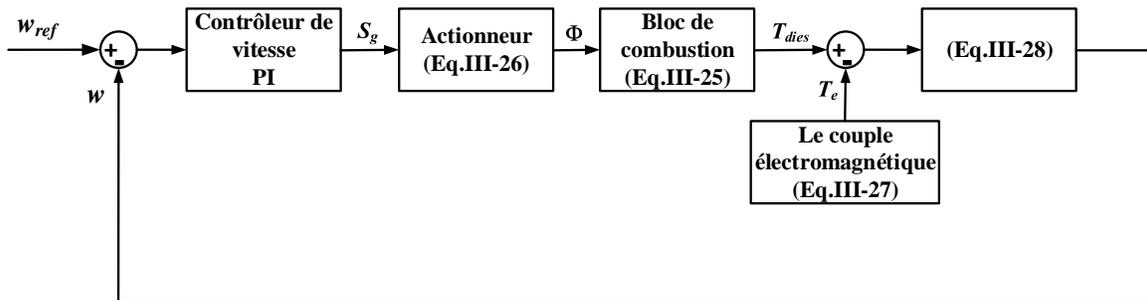


Figure 2-15. Schéma global de la boucle fermée de la commande de la vitesse de diesel

La Figure 2-16 explique le principe de la boucle de réglage de la tension d'excitation du générateur synchrone pour régler la tension (V_s) au niveau de son stator qui est donné par la formule 2-29.

$$V_s = \sqrt{(V_d^2 + V_q^2)}$$

2-29

Où V_d et V_q sont les tensions statoriques directe et quadratique dans le repère de Park.

les modèles de système d'excitation pour les études de stabilité du système électrique sont choisis selon l'Association des normes IEEE [51]

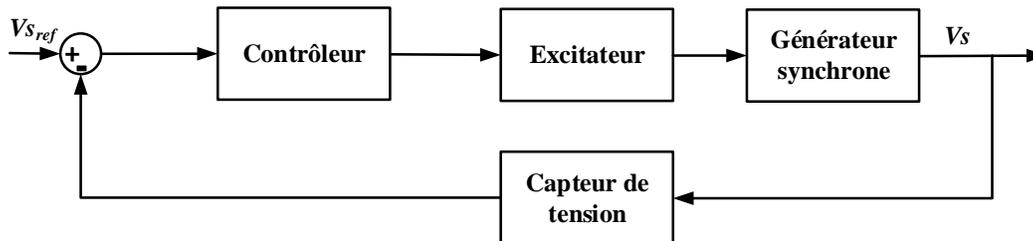


Figure 2-16. La boucle fermée du système d'excitation pour commander la tension statorique de générateur (AVR)

2.3.2. Commande de l'ensemble générateur Diesel-Convertisseur Redresseur-Hacheur

Dans les systèmes hybrides à bus continu, le générateur diesel est couplé au bus DC via un convertisseur AC/DC en utilisant :

- Un redresseur non commandé à diode suivi par un hacheur
- Un redresseur MLI.

Le but de convertisseur est de commander le flux de puissance de générateur diesel par la commande du hacheur ou le redresseur MLI.

Dans ce travail, la commande du groupe diesel est illustrée par la Figure 2-17.a. il est constitué :

- D'un générateur Diesel pour assurer une vitesse (fréquence) et tension statorique redressée (V_{dies}) fixe par les deux boucles internes du système.
- Un redresseur à diode pour redresser la tension statorique de générateur.
- Un hacheur Buck pour commander le courant de l'inductance afin de régler la puissance active délivrée par le Générateur diesel au bus DC.

La boucle de réglage du convertisseur Buck est représentée par la Figure 2-17.b, utilise un correcteur PI. Les paramètres de ce correcteur sont calculés par la même méthode que pour le cas de PV-convertisseur et qui est indiqué en l'annexe (A.1).

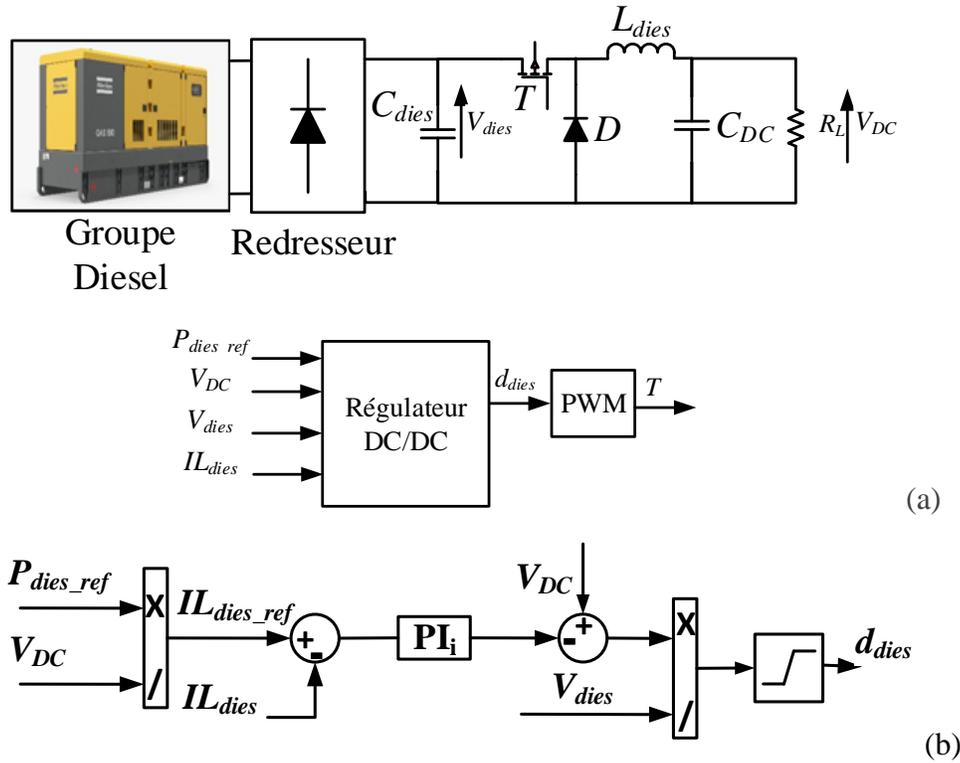


Figure 2-17. Schéma global de commande de système Diesel-redresseur-hacheur, (a) diesel-convertisseur, (b) la boucle de commande

2.4. Simulation des différents systèmes

La validation de la commande de chaque système étudié dans ce chapitre est faite par la simulation utilisant l'environnement SimPowerSystemTM de MATLAB.

2.4.1. Simulation du système PV

2.4.1.1. Simulation de l'effet de l'ensoleillement et de la température sur le générateur PV

Le modèle de module PV utilisé dans cette partie est le modèle prédéfini sur MATLAB de type Samsung SDI PV-MBA1BG250, dont les caractéristiques sont indiquées sur le Tableau 2-1. Le générateur PV simulé se compose de quatre modules en série et trois en parallèle. Afin d'étudier l'influence des conditions météorologiques (température et ensoleillement) sur les courbes I-V et P-V du générateur, ce dernier est soumis à plusieurs niveaux d'ensoleillement et de température.

Tableau 2-1. Les paramètres du générateur PV

Générateur PV	Modèle : SAMSUNG SDI PV-MBA 1BG 250
Caractéristiques de module	$P_{max}=250\text{ W}$, $V_{oc,n}=37.9\text{ V}$, $I_{sc,n}=8.85\text{ A}$, $V_{mpp}=30.3\text{ V}$, $I_{mpp}=8.24\text{ A}$.
Quantité	En série : 4 modules En parallèle : 3 modules

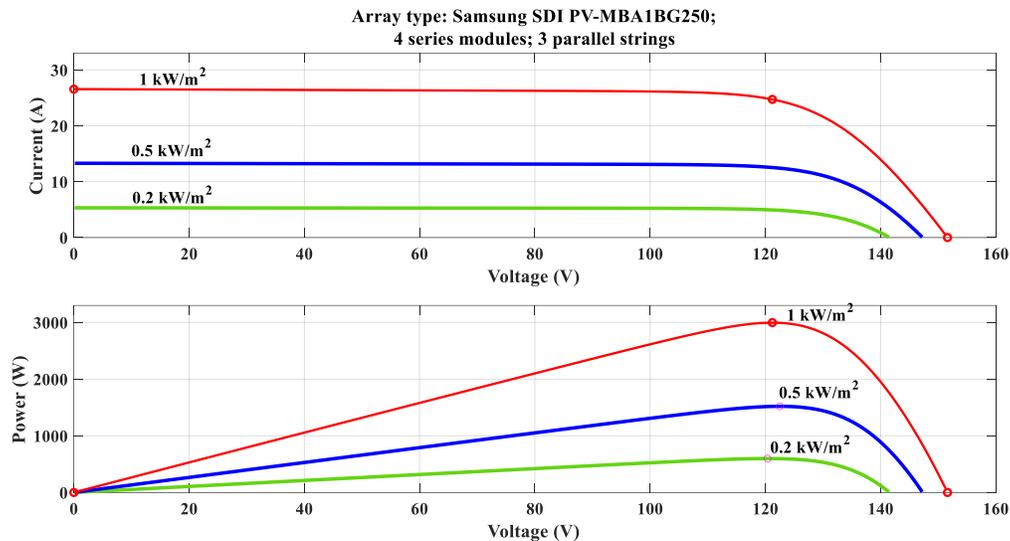


Figure 2-18. Les courbes I-V et P-V du générateur PV sur l'effet de l'ensoleillement.

Figure 2-18 présente les caractéristiques I-V et P-V du générateur pour les trois niveaux de l'ensoleillement (1 kW/m^2 , 0.5 kW/m^2 et 0.2 kW/m^2) à température fixée à 25 °C . Les courbes montrent une proportionnalité entre le courant et l'intensité de l'ensoleillement, lorsque l'ensoleillement augmente, le courant de court-circuit (I_{sc}) augmente également. La variation de l'ensoleillement engendre également une légère variation au niveau de la tension de circuit ouvert (V_{oc}) et un décalage au niveau de la tension du point de puissance maximale (MPP).

La Figure 2-19 montre les caractéristiques I-V et P-V sous les trois niveaux de température 0 °C , 25 °C et 50 °C tandis que l'ensoleillement est maintenu constant à 1000 W/m^2 . L'augmentation de la température entraîne une diminution de la tension V_{oc} et un décalage du point de puissance maximum (MPP) vers la gauche sans changer sa valeur. Le courant I_{sc} augmente légèrement avec l'augmentation de la température.

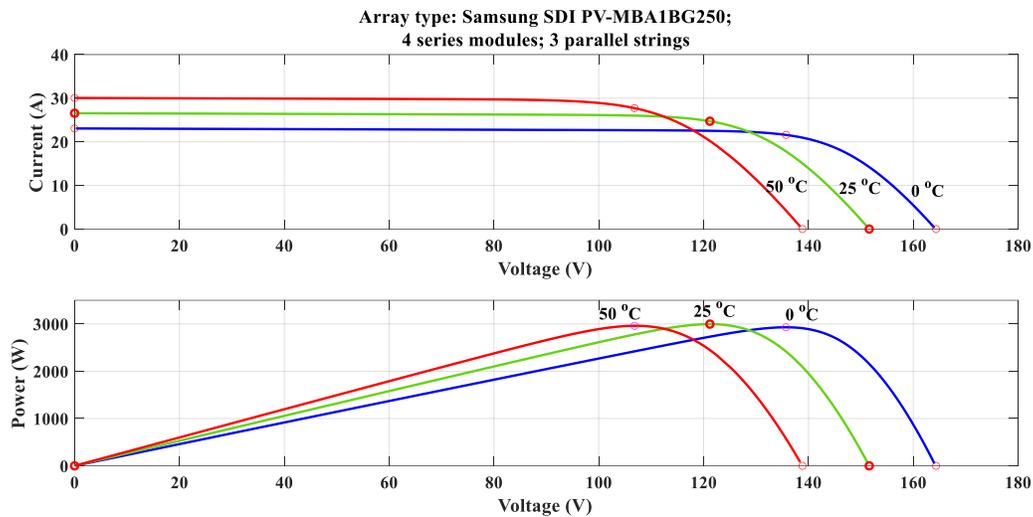


Figure 2-19. Les courbes I-V et P-V du générateur PV sur l'effet de la température.

Comme indiqué précédemment, les caractéristiques électriques du module PV sont fortement influencées par les conditions météorologiques. Les courbes P-V et I-V présentent clairement des caractéristiques non linéaires.

La puissance/le courant de sortie du module PV dépend de la tension de fonctionnement PV (V_{PV}), de la température et de l'ensoleillement. Le courant de court-circuit (I_{sc}) est directement proportionnel au niveau d'éclairement, tandis que la tension MPP est plus influencée par la température que par l'éclairement.

On observe également que le niveau d'éclairement a un effet significatif sur la puissance maximale par rapport à la température.

2.4.1.2. Simulation de la commande du système PV-BOOST

Cette partie est axée sur la simulation de la commande du convertisseur DC/DC relié au générateur PV étudié dans la section précédente (Tableau 2-2). Le convertisseur DC/DC est un Boost avec les paramètres indiqués sur le Tableau 2-2. Il est commandé par deux correcteurs PI comme indique la Figure 2-8, les paramètres des correcteurs sont calculés selon la méthode présentée en l'annexe (A) et donnés sur le Tableau 2-2. La charge du convertisseur est le bus DC.

Tableau 2-2. Les paramètres de simulation du générateur PV

Générateur	Caractéristiques	Convertisseur DC/DC	Régulateur
Générateur PV	Module : SAMSUNG SDI PV-MBA 1BG 250 $P_{max}= 250 \text{ W}$, $V_{oc,n}=37.9 \text{ V}$, $I_{sc,n}=8.85 \text{ A}$ $V_{mpp}: 30.3 \text{ V}$, $I_{mpp}:8.24 \text{ A}$, quantité: 4 en parallèle et 3 en séries	boost, $L_{PV}=5 \text{ mH}$, $C_{PV}=700 \text{ uF}$, fréquence = 20 kHz.	PI de la boucle externe : $K_p=0.294$, $K_i=63$ PI de la boucle interne : $K_p=21$, $K_i=45000$

Le point de fonctionnement du générateur PV est déterminé par la tension de PV (V_{PV}) qui est imposé par la tension d'entrée du convertisseur. La valeur de référence de cette tension (V_{PV_ref}) est donnée au régulateur pour commander le rapport cyclique de MLI (d_{PV}).

Deux valeurs de V_{PV_ref} ont été considérées, $V_{PV_ref}=50\text{V}$ dans l'intervalle [0 4 s] et $V_{PV_ref}=100\text{V}$ dans l'intervalle [4 5 s].

L'ensoleillement appliqué sur le générateur PV prend deux niveaux, $E=500 \text{ W/m}^2$ sur l'intervalle [0 2 s] et $E=1000\text{W/m}^2$ sur l'intervalle [2 5 s], comme donné par la Figure 2-20.

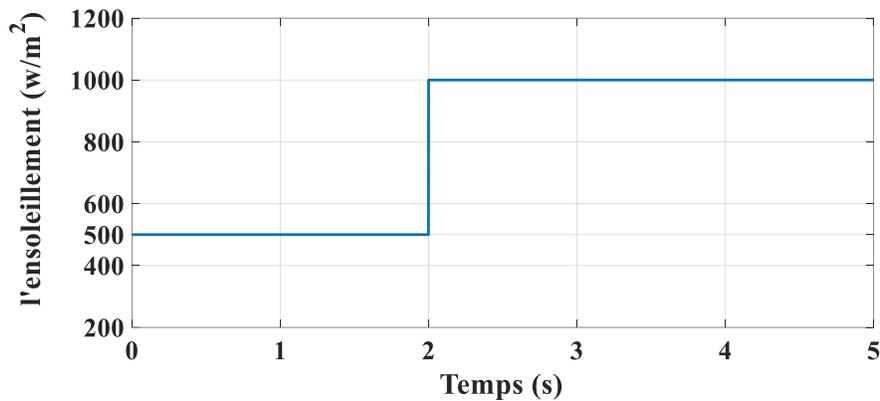


Figure 2-20. L'allure de l'ensoleillement appliqué sur le générateur PV.

La Figure 2-21 illustre la forme du courant, de la tension et de la puissance du générateur PV en fonction de temps. Nous remarquons le suivi de la valeur de référence (V_{PV_ref}) par le système PV-convertisseur, cependant il ya un dépassement de 20% à l'instant $t=2\text{s}$ due au changement de l'ensoleillement de $E= 500 \text{ w/m}^2$ à $E=1000\text{w/m}^2$. Et un dépassement de 10% à l'instant $t=4\text{s}$ lors du changement de la valeur de référence $V_{PV_ref}=50 \text{ V}$ à $V_{PV_ref}=100 \text{ V}$. le rapport cyclique de MLI (d_{PV}) est donné par la Figure 2-22.

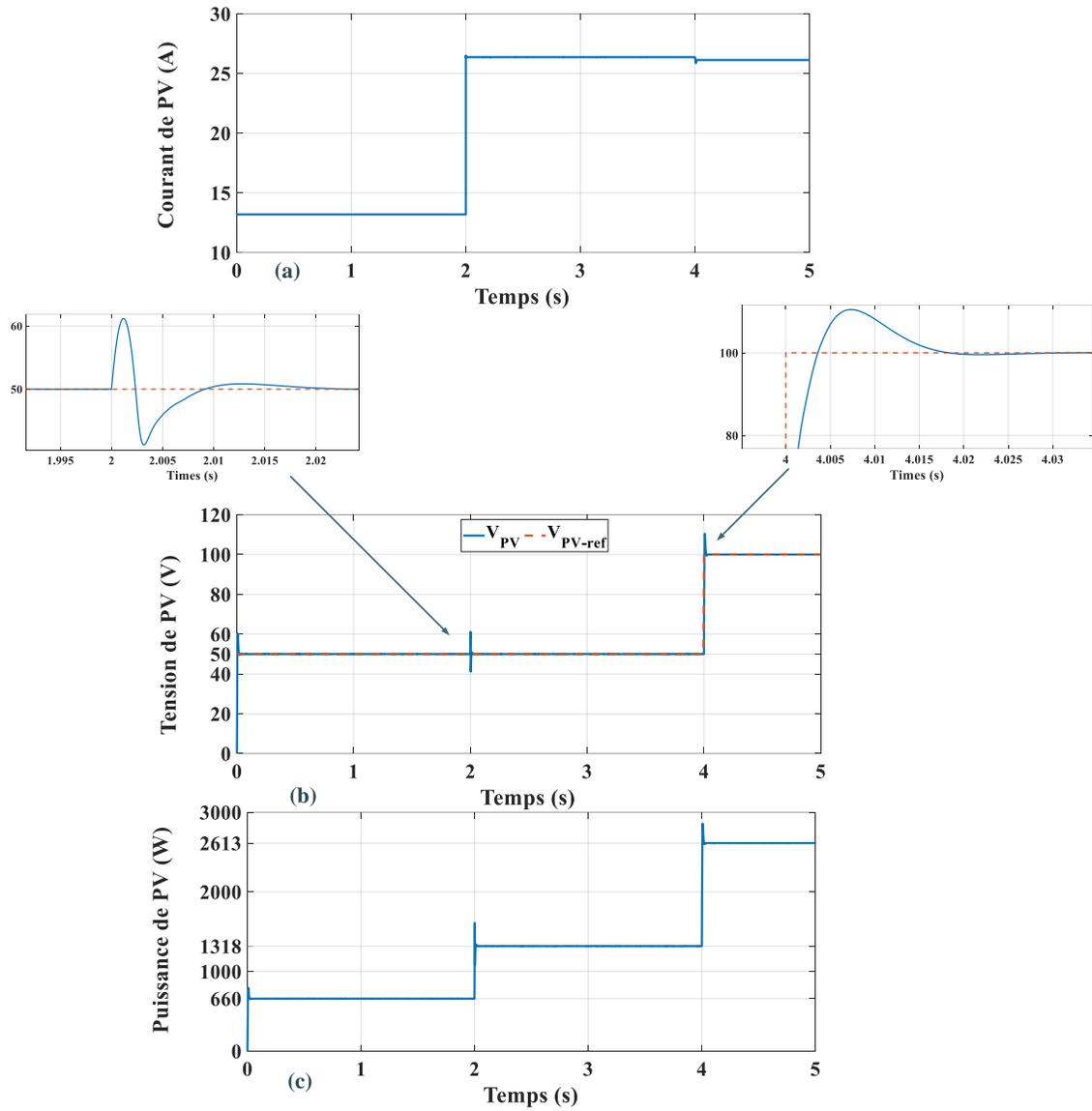


Figure 2-21. Les courbes du générateur PV, (a) le courant (I_{PV}), (b) la tension (V_{PV}) et (c) la puissance (P_{PV}).

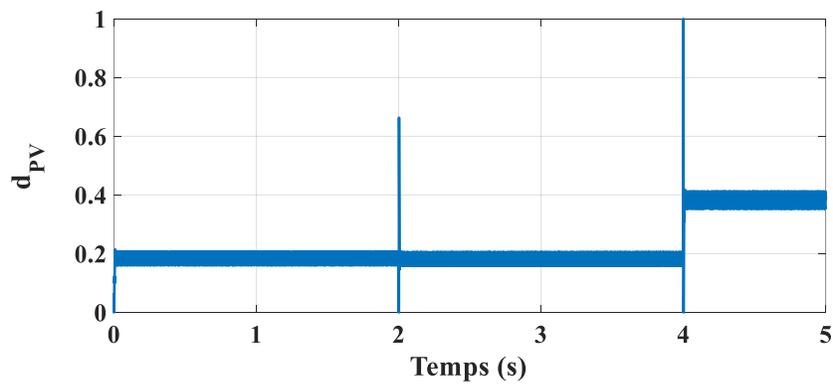


Figure 2-22. Le rapport cyclique (d_{PV}) du Boost.

Nous constatons que les régulateurs classiques PI donnent un dépassement considérable lors du changement rapide de l'ensoleillement ou du point de fonctionnement du générateur PV (V_{PV}) qui va diminuer les performances dynamiques et le rendement du système, cette contreperformance est due aux non-linéarités du générateur PV et du convertisseur associé. C'est pour cela que dans la littérature, le convertisseur DC/DC est commandé par des régulateurs non linéaires comme le mode glissant ou autre notamment dans le cas de variation rapide de l'ensoleillement.

2.4.2. Simulation de la commande du système PV-Batterie-Convertisseur

Afin d'évaluer le comportement de la charge et la décharge de la batterie, ce système doit être couplé à une autre source. Nous avons utilisé le système PV de la simulation précédente (Tableau 2-2) couplé au système Batterie-convertisseur via un bus continu, les valeurs de ces composants sont listées sur le Tableau 2-3.

Tableau 2-3. Les paramètres de simulation du système

Générateur	Caractéristiques	Convertisseur DC/DC	Régulateur
Batteries	Modèle : plomb-acide tension nominale= 200 V, Capacité = 100 Ah, $SOC_{initial} = 50\%$,	Buck-Boost $L_{bat}=3$ mH $C_{DC}=500$ uF fréquence = 20 kHz.	PI de la boucle externe : $K_p=0.21$, $K_i=45$ PI de la boucle interne : $K_p=21$, $K_i=45000$

Les entrées du système sont : la puissance du générateur PV, dont l'allure est rapportée par la Figure 2-23, la puissance demandée par la charge (P_{charge}) est représentée par la Figure 2-24.

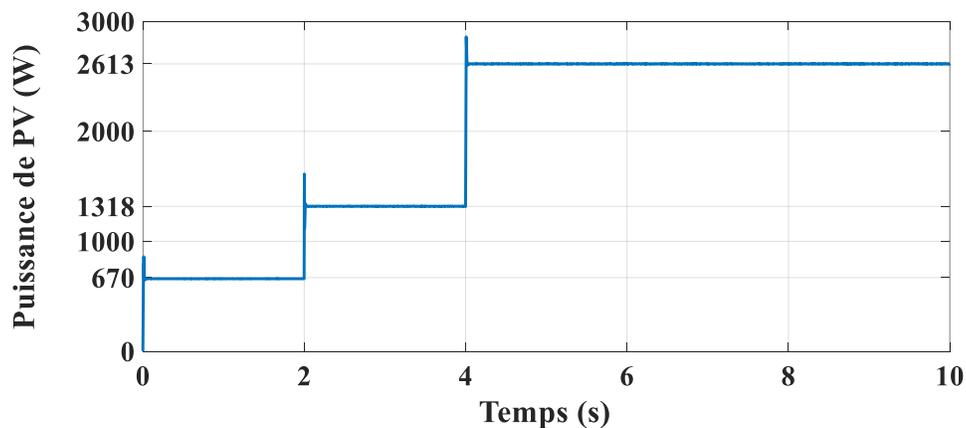


Figure 2-23. L'allure de la puissance délivrée par le générateur PV.

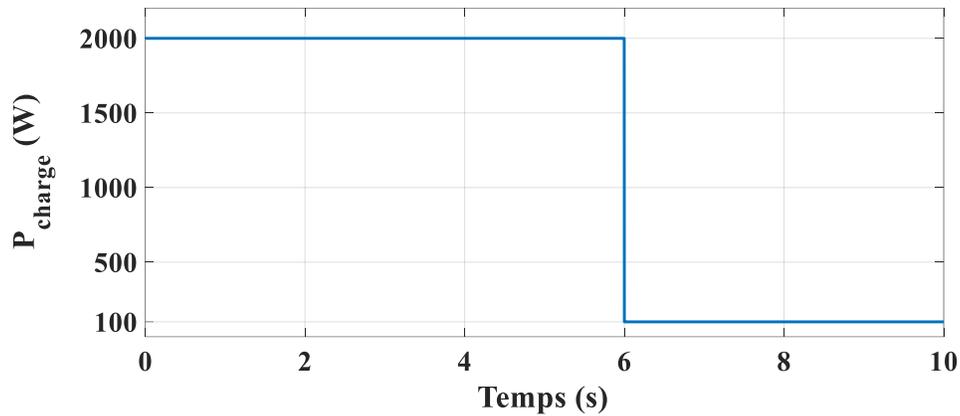


Figure 2-24. L'allure de la puissance demandée par la charge.

La structure du régulateur du convertisseur buck-Boost de la batterie est donnée par la Figure 2-11 et ces paramètres sont donnés sur le Tableau 2-3. Ils ont été calculés selon l'annexe A.

La valeur de la tension de référence du bus DC (V_{DC_ref}) et la valeur réglée V_{DC} sont représentées par la Figure 2-25.

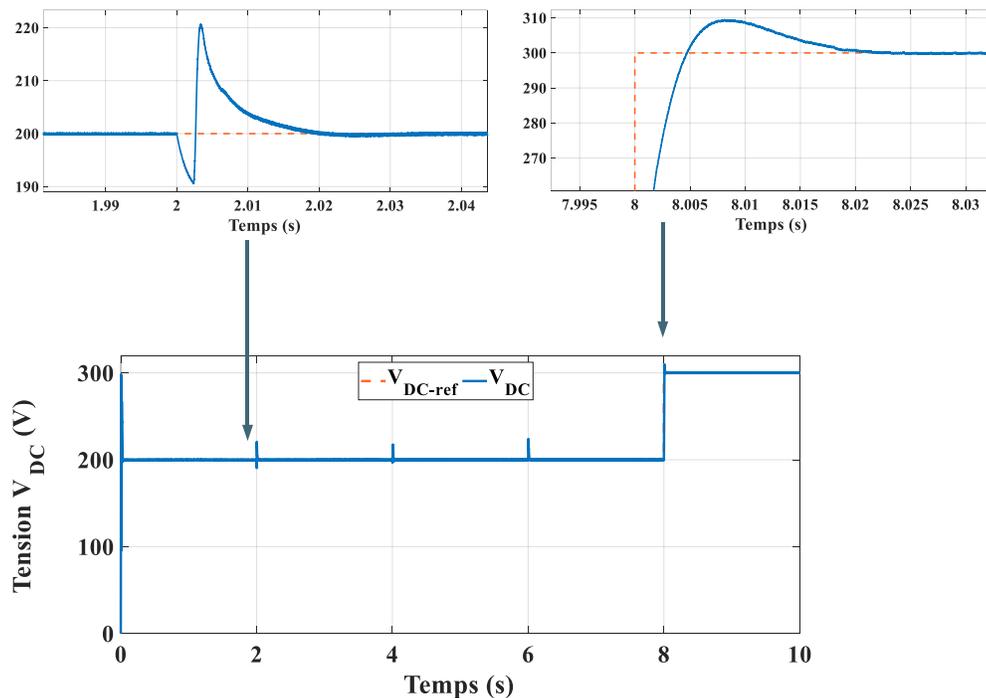


Figure 2-25. L'allure de la tension du bus continu V_{DC} .

Le courant de la batterie est représenté par la Figure 2-26. Il est à signaler que si $I_{bat} < 0$ la batterie se charge et si $I_{bat} > 0$ la batterie se décharge.

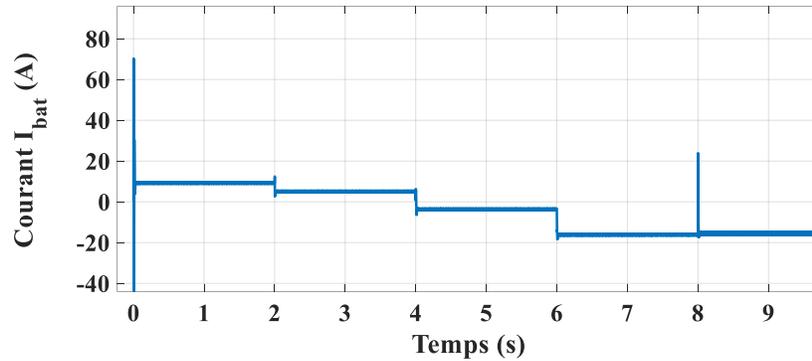


Figure 2-26. L'allure du courant de la batterie si $I_{bat} < 0$ (Chargement), $I_{bat} > 0$ (Déchargement).

Les résultats montrent les performances statiques du régulateur (erreur statique nulle et faible ondulation en régime permanent), ce type de régulateur présente un dépassement considérable lors de l'application de la perturbation ou changement de référence et cela influe sur la stabilité de bus continu comme l'indique la Figure 2-25.

2.4.3. Simulation de la commande du générateur Diesel-Convertisseur

L'efficacité du principe de fonctionnement et de la stratégie de commande du système générateur diesel/convertisseur est simulée par Matlab/Simulink. Les paramètres du Diesel, alternateurs et convertisseurs sont présentés dans le Tableau 2-4.

Tableau 2-4. Les paramètres du générateur diesel-Convertisseur

constituant	Paramètres	Valeurs	Régulateur
Diesel	Le gain de l'actionneur (k_g)	1	PI
	La constante de temps de l'actionneur (τ_g)	0.075 s	Kp=7, Ti=0.25
	Le temps de retard d'injection (τ)	0.025 s	
	La constante de temps mécanique	0.25 s	
Alternateur	Puissance nominale	8100 VA	PI
	Tension phase-phase nominale	400 V (RMS)	Kp=3, Ki=12
	Fréquence nominale	50 Hz	
	Vitesse nominale	1500 tr/mn	
	Résistance statorique	1.62 ohm	
	Inductance statorique de l'axe d	4.5 mH	
	Inductance statorique de l'axe q	0.10 H	
	Résistance rotorique	1.208 ohm	
	Inductance rotorique de l'axe d	0.0113 H	
	Inertie de l'arbre	0.023 Kg.m ²	
	Frottement visqueux	0.009 N.m.s	
Nombre de pair de pôles	2		
Buck	Condensateur d'entrée	2000 uF	PI
	Inductance	5mH	Kp=21, Ki=45000
	Fréquence de MLI	20 kHz	

Les modes de fonctionnement du système sont étudiés comme suite :

- Au niveau du diesel un changement de vitesse de référence de 1 p.u au 1.5 p.u à l'instant $t=2s$ et de 1.5 p.u au 0.9 p.u à l'instant $t=8s$.
- Au niveau du hacheur un changement de puissance délivrée au bus continu de 1000 W à 3000 W à l'instant $t=14s$ et de 3000 W à 2000 W à l'instant $t=20s$.
- Au niveau de générateur un changement de la tension statorique redressée (V_s) de 0.8 p.u au 1.2 p.u à l'instant $t=24s$ et de 1.2 p.u au 1 p.u à l'instant $t=28s$.

La charge du système est le bus DC.

Les paramètres des régulateurs sont donnés par le Tableau 2-4 et les méthodes utilisées pour les trouver sont données dans l'annexe A.

La Figure 2-27 représente la vitesse du diesel qui suit la vitesse de référence avec une erreur statique nulle, un dépassement max de l'ordre de 7% et un rejet de perturbation lors de l'application du changement de la consigne de la tension statorique aux instants $t=24s$ et $t=28s$ ou lors du changement de la puissance délivrée au bus continu aux instants $t=14s$ et $t=20s$.

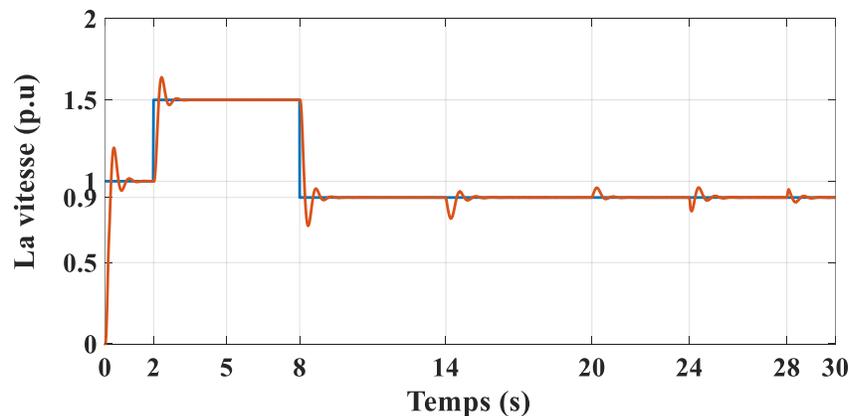


Figure 2-27. L'allure de la vitesse du diesel

La tension V_s dans la Figure 2-28, représente la tension statorique de l'alternateur synchrone, elle est également la tension aux bornes du condensateur d'entrée du hacheur C_{dies} (Figure 2-17) après redressement. La boucle de réglage de la tension V_s par AVR au niveau de l'excitation de l'alternateur montre des performances statiques élevées (erreur statique nulle) et un dépassement acceptable (8%) et de faible perturbation. La Figure 2-29 représente les courants statoriques dans le repère triphasé de l'alternateur.

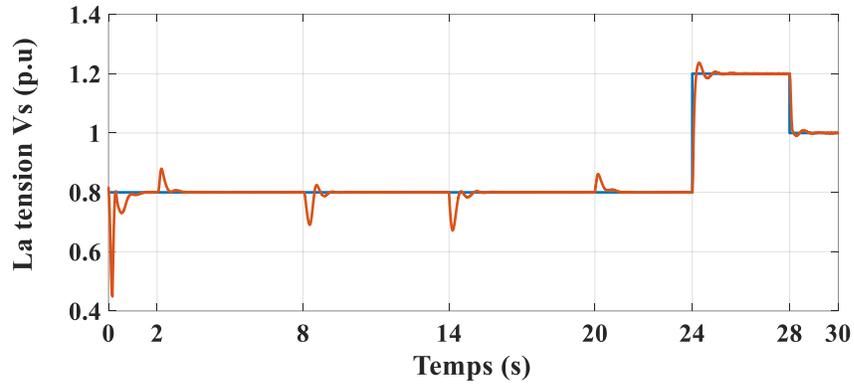


Figure 2-28. La tension statorique V_s de l'alternateur

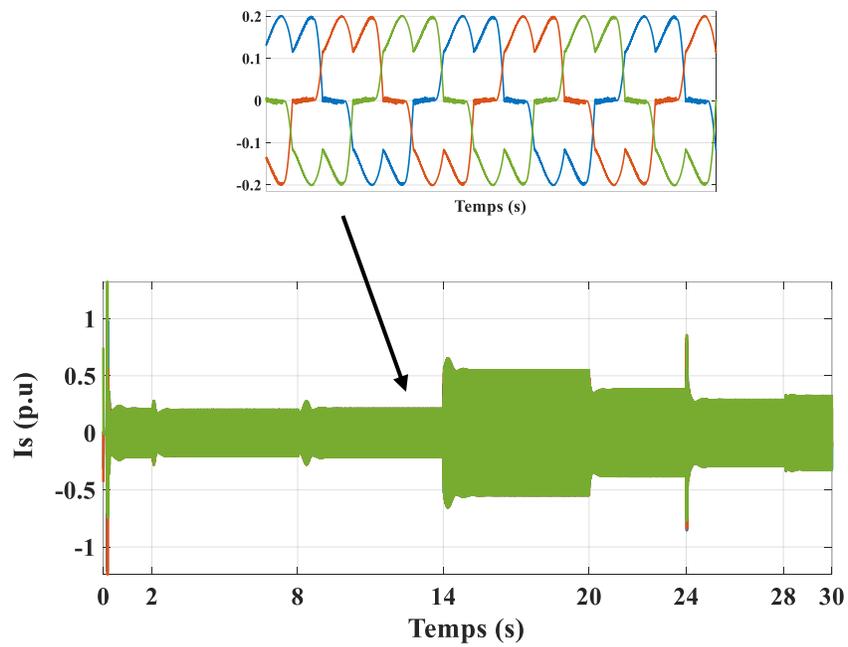


Figure 2-29. Les courants statoriques de l'alternateur

La puissance fournie au bus continu est illustrée dans la Figure 2-30 qui est suivie la consigne.

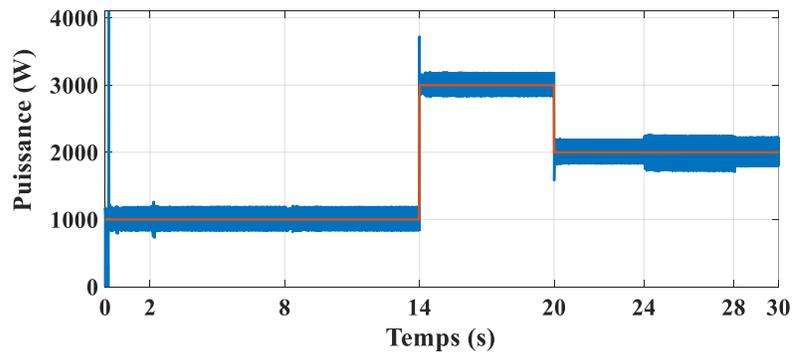


Figure 2-30. La puissance délivrée au bus continu

2.5. Conclusion

Dans ce chapitre, une analyse a été détaillée sur le principe de fonctionnement, la modélisation et la commande de différentes sources (PV-batterie-groupe diesel) constituant le système hybride. L'objectif est de commander les différentes sources afin de satisfaire les besoins en puissance du système global. La modélisation de chaque source avec le convertisseur statique dédié montre la complexité et la non-linéarité du système, cependant les modèles simplifiés conduisent à l'utilisation des algorithmes de commande simple et des régulateurs classiques comme le PI. Les résultats de la simulation montrent des performances statiques élevées, par contre le 1^{er} dépassement est notable lors du changement des valeurs de références, ce qui a réduit la stabilité et les performances dynamiques du système.

Chapitre 3

Les méthodes de poursuite du point de puissance maximale de système

PV

3. Les méthodes de poursuite du point de puissance maximale de système PV

3.1. Introduction

Après avoir détaillé la modélisation et la simulation du générateur PV dans le chapitre précédent, on a constaté que la nature de ce type de source d'énergie renouvelable présente des caractéristiques P-V et I-V non- linéaire dépendent des conditions externes (ensoleillement et température). Il possède un point de puissance maximale sur la courbe P-V. Dans ce chapitre, nous allons voir les algorithmes utilisés pour poursuivre ce point sous le nom MPPT.

3.2. Principe de conception du régulateur MPPT

Le MPPT appliqué au générateur PV vise à modifier le point de fonctionnement de ce générateur, quelles que soient la charge qu'il alimente et les conditions climatiques, pour correspondre au point où ce générateur délivre sa puissance maximale. Plusieurs types de convertisseurs DC/DC sont utilisés pour réaliser cette fonction, tels que BUCK, BOOST, SEPIC, ou autre [52] appliqués à une charge DC. Ces convertisseurs sont contrôlés par un algorithme de poursuite de point de la puissance maximale (MPPT), qui donne la valeur de la tension de référence au régulateur du convertisseur DC/DC dans le cas indirect ou imposera directement le rapport cyclique de ce convertisseur dans le cas direct[53]. La Figure 3-1.b montre le principe de la méthode directe et la Figure 3-1.a représente la méthode indirecte.

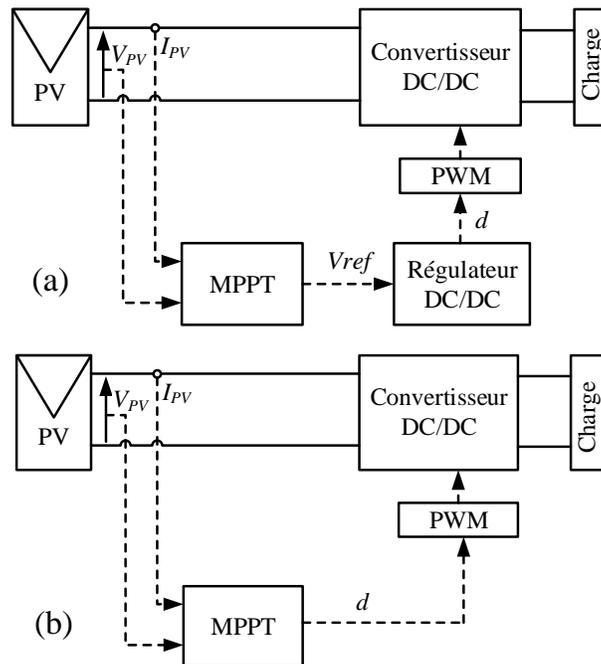


Figure 3-1. La méthode directe et indirecte de MPPT, a. indirecte, B. directe.

La seule raison d'utiliser la méthode directe est sa simplicité due à l'absence de la boucle interne de régulation de la tension d'entrée du convertisseur DC/DC, et cela minimise les paramètres du régulateur à rechercher. Cependant la dynamique non contrôlée (non bouclée) du convertisseur DC/DC génère une grande fluctuation de la puissance du générateur PV lorsque l'ensoleillement, la température ou la charge change rapidement et qui génère également des pertes de puissance par conséquent, une dégradation de l'efficacité du générateur PV [53].

La méthode indirecte reste la méthode la plus utilisée malgré sa complexité grâce à son efficacité. Plusieurs méthodes sont utilisées dans la littérature pour assurer la régulation de la tension d'entrée du convertisseur DC/DC dont la plus reconnue est l'utilisation de deux régulateurs PI en cascade [21] (section II.1.5). Cette structure associée à l'algorithme MPPT augmente considérablement la difficulté de trouver les paramètres de cette méthode à cause de la non-linéarité du convertisseur DC/DC surtout lorsque la variation de la tension de référence du convertisseur est rapide et importante.

3.3. L'effet de l'ombrage sur un générateur PV

Afin d'augmenter la puissance de générateur PV, plusieurs modules sont interconnectés en série et en parallèle, cette procédure augmente la surface du générateur, qui va augmenter également la probabilité de son exposition non uniforme aux ensoleillements à cause de l'ombre, qui va changer également le comportement du générateur PV.

3.3.1. Le générateur PV sous un ensoleillement uniforme

La Figure 3-2 représente trois modules identiques connectés en série, ces modules sont exposés au même ensoleillement $G1=G2=G3$ avec $G1$, $G2$, et $G3$ sont respectivement l'ensoleillement des PV1, PV2 et PV3 (Figure 3-2). La puissance globale de trois panneaux garde la même forme que le cas d'un seul module avec un seul MPP, cependant sa tension augmente ainsi que sa puissance (Figure 3-3). Les trois diodes $Dp1$, $Dp2$ et $Dp3$ en parallèle avec PV1, PV2, et PV3 respectivement restent bloquées sur toute la plage de tension de générateur PV.

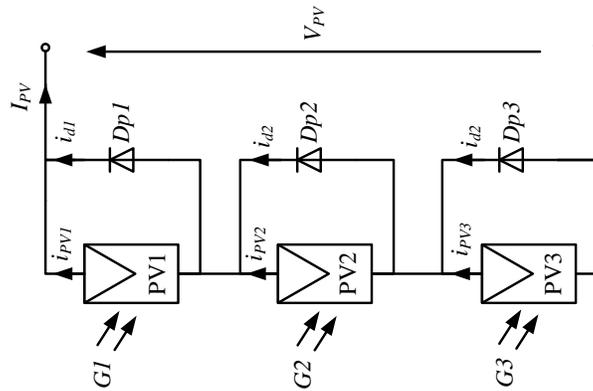


Figure 3-2. Un générateur PV de trois modules en série

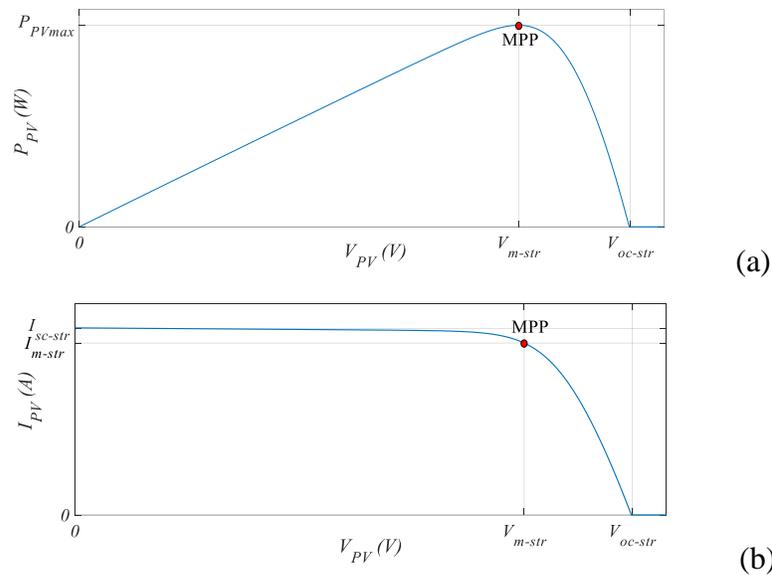


Figure 3-3. (a) la courbe P-V (b) la courbe I-V du générateur PV sous ensoleillement uniforme

Le point MPP de la Figure 3-3 correspond à la tension V_{m_str} et au courant I_{m_str} qui sont exprimés par les équations suivantes :[10], [54]

$$I_{m_str} \approx 0.9 I_{sc_str} \tag{3-1}$$

$$V_{m_str} \approx 0.8 V_{oc_str} \tag{3-2}$$

Où I_{m_str} et V_{m_str} sont le courant et la tension du point MPP de la chaîne (trois modules) et I_{sc_str} et V_{oc_str} sont le courant de court-circuit et la tension de circuit ouvert de la chaîne.

3.3.2. Le générateur PV sous un ombrage partiel

Dans ce cas, chaque module PV1, PV2, et PV3 est exposé à un ensoleillement différent ($G1$, $G2$, et $G3$) avec $G1 > G2 > G3$. Cette fois-ci, la courbe du courant est sous une forme d'escaliers

comme indiquée dans la Figure 3-4.a. La Figure 2-3.b représente la puissance, où on distingue trois points locaux de puissance maximale (LMPP).

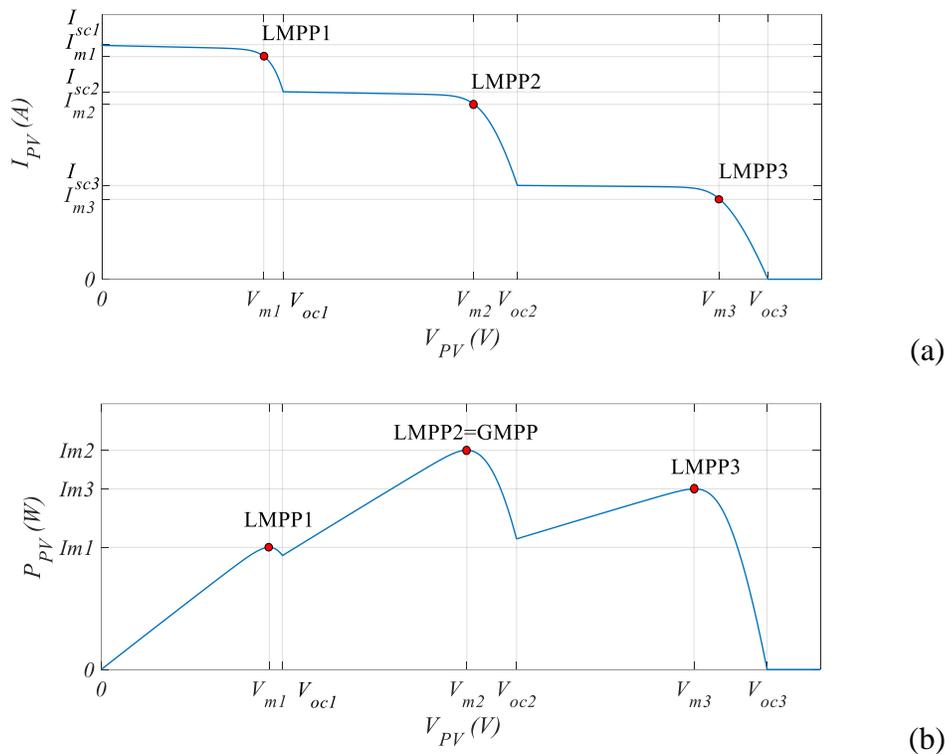


Figure 3-4. (a) la courbe P-V (b) la courbe I-V de générateur PV sous ensoleillement partiel

Entre les deux tensions 0 et V_{oc1} , le module qui s'expose à l'ensoleillement le plus fort (PV1) fonctionne, tandis que les deux autres panneaux PV2, PV3 sont court-circuités par les diodes $Dp2$ et $Dp3$ respectivement, Le LMPP1 correspond au courant I_{m1} et la tension V_{m1} .

Dans le deuxième escalier qui est entre les tensions V_{oc1} et V_{oc2} , les deux panneaux PV1 et PV2 fonctionnent, donnant le même courant et le PV3 reste court-circuité par la diode $Dp3$, le LMPP2 est donné par le courant I_{m2} et la tension V_{m2} .

Quant à la dernière zone, qui est entre V_{oc2} et V_{oc3} , les trois panneaux PV1, PV2, et PV3 fonctionnent sur le même courant, et le LMPP3 est donné par I_{m3} et V_{m3} . L'allure de puissance et du courant sont représentés dans la Figure 3-4, le point LMPP2 dans la Figure 3-4.b est le plus grand parmi les autres LMPP. Ce point est alors le point global maximum de la puissance (GMPP) délivrée par le générateur PV.

La tension de circuit ouvert de chaque panneau varie légèrement avec la variation de l'ensoleillement, alors les panneaux PV1, PV2, et PV3 possèdent la même tension de circuit ouvert

(V_{oc}), une approximation détermine les valeurs des tensions V_{oc1} , V_{oc2} , et V_{oc3} dans la Figure 3-4et qui donne $V_{oc1} \approx V_{oc}$, $V_{oc2} \approx 2V_{oc}$ et $V_{oc3} \approx 3V_{oc}$. Par conséquent $V_{m1} \approx 0.8 V_{oc}$, $V_{m2} \approx (1+0.8) V_{oc}$ et $V_{m3} \approx (2+0.8) V_{oc}$ [10].

Par similarité, dans le cas général où il y a (N_s) modules identiques de PV connectés en série et exposés à un ensoleillement partiel, l'allure du courant du générateur PV possède (N_s) escaliers correspondants à (N_s) zone. La zone de numéro J ($J=1,2,\dots, N_s$) est entre les deux tensions $V_{oc(J-1)}=(J-1)V_{oc}$ et la tension $V_{ocJ}=JV_{oc}$, avec V_{oc} est la tension de circuit ouvert de chaque panneau. L'allure de la puissance va donner un LMPP sur chaque zone. Le courant et la tension de LMPP de la zone numéro J sont donnés respectivement par les équations suivantes : [10], [54]

$$I_{mJ} \approx 0.9I_{scJ} \quad 3-3$$

$$V_{mJ} \approx (J-1+0.8)V_{oc} \quad 3-4$$

3.4. Performances de commande MPPT

Le choix de la méthode MPPT varie suivant de nombreux aspects, et suivant le système qui l'utilise. Ces aspects incluent l'implémentation matérielle, les capteurs utilisés, la vitesse de convergence, l'efficacité, le maximum local multiple sous l'effet d'ombrage, le coût, le type de circuit : analogique ou numérique...etc. [17], [55]–[60].

Par exemple, dans les applications de satellites spatiaux et de stations orbitales qui impliquent une grande quantité d'argent, les coûts et la complexité du suiveur MPP ne sont pas aussi importants que ses performances et sa fiabilité. Le suiveur doit être capable de suivre en continu le vrai MPP en un minimum de temps.

- **Efficacité de conversion de puissance**

L'efficacité énergétique est le facteur MPPT le plus important, il représente la qualité de la méthode MPPT utilisée. Ce facteur ne dépend pas uniquement de temps de réponse pour atteindre le point de puissance maximum, ou les performances en régime permanent, mais aussi de poursuivi du vrai GMPP dans le cas de plusieurs points maxima sous l'effet de l'ombrage ainsi que le mécanisme de convergence vers ce point. On peut quantifier l'efficacité de MPPT par la relation suivante : [54]–[59]

$$\eta = \frac{\int_{t_0}^{t_f} P_{PV}(t) dt}{\int_{t_0}^{t_f} P_{max}(t) dt} \cdot 100 \quad 3-5$$

Où t_0 et t_f sont les temps initial et final, respectivement, P_{max} est la puissance du vrai MPP et P_{PV} est la puissance délivrée par le générateur PV.

- **Vitesse de poursuite (convergence)**

La vitesse de poursuite de la technique MPPT se définit comme la vitesse pour atteindre le MPP. Une vitesse de poursuite élevée ne s'accompagne pas nécessairement d'un rendement énergétique élevé. En général, la précision et la complexité d'un algorithme MPPT sont les principaux facteurs affectant la vitesse de poursuite. De plus, le nombre de capteurs utilisés, leur processus d'acquisition et de mesure des données et leur complexité de calcul peuvent affecter la vitesse de poursuite [54]–[59].

- **Oscillation au régime permanent**

Un facteur critique dans la sélection de la méthode MPPT appropriée est connu par sa stabilité autour du MPP. En fait, après avoir atteint le MPP, il est très important que l'algorithme MPPT puisse commander l'oscillation de puissance. Les grandes oscillations autour du MPP peuvent entraîner une perte de puissance et une diminution de l'efficacité énergétique. La précision de l'algorithme sélectionné ainsi que la prise en compte des impacts externes jouent un rôle essentiel pour régler l'oscillation en régime permanent [54]–[59].

- **Poursuite du vrai MPP**

La capacité à détecter plusieurs maxima locaux lorsque le système est sous différents niveaux d'éclairement est un autre paramètre important. La perte de puissance peut atteindre 70 % dans des conditions d'ombrage partiel, si un maximum local est suivi au lieu du MPP réel [54]–[59].

- **Complexité des algorithmes.**

La taille et le nombre des variables d'entrée et de sortie MPPT, le temps de traitement, le nombre de paramètres d'optimisation, le nombre d'étapes prises pour obtenir le GMPP et d'autres paramètres analytiques doivent être pris en compte pour calculer et analyser la complexité des algorithmes d'optimisation MPPT [54]–[59].

- **Réglage périodique**

Certaines techniques MPPT peuvent nécessiter un réglage périodique pour mettre à jour leurs paramètres de formation. Cela peut être fait grâce à la mise à jour des algorithmes AI tels que ANN et FLC qui sont utilisés pour obtenir le GMPP [54]–[59].

- **Les capteurs**

Les capteurs et leur nombre affectent la conception du MPPT utilisé. Un MPPT plus précis nécessite plus de capteurs. Habituellement, il est plus facile de détecter la tension que le courant. Les capteurs de l'ensoleillement ou de température sont très chers et peu courants [54]–[59].

- **Analogique/numérique**

Les méthodes MPPT sont mises en œuvre via des processeurs de circuits analogiques ou numériques. Bien que certaines méthodes MPPT conventionnelles utilisent des circuits analogiques, la plupart des méthodes nouvelles MPPT nécessitent d'être conçues et expérimentées sur des systèmes embarqués numériques [54]–[59].

- **Coût de mise en œuvre**

Lorsqu'il s'agit d'étudier les limites des méthodes MPPT, le coût de mise en œuvre ainsi que les exigences matérielles doivent être pris en compte. Le type de logiciel, et les processeurs requis, le type et le nombre de capteurs requis, et l'implémentation analogique ou numérique souhaitée peuvent déterminer le coût de la méthode MPPT sélectionnée. Il peut également inclure les coûts de formation des opérateurs et de maintenances du système [54]–[59].

3.5. Les différentes structures de commande MPPT

3.5.1. Structures conventionnelles

Les méthodes MPPT conventionnelles sont classées en approches (hors ligne) et (en ligne). La tension de circuit ouvert fractionnaire (FOCV) et le courant de court-circuit fractionnaire (FSCC) sont les méthodes MPPT hors ligne couramment utilisées, où la tension de MPP (V_m) et le courant de MPP (I_m) sont calculés hors ligne sur la base d'un rapport de la tension de circuit ouvert (V_{oc}) ou du courant de court-circuit (I_{sc}). Ces méthodes s'appellent aussi ; les méthodes basées sur des paramètres constants parce qu'elles utilisent des valeurs fixes prédéfinies [54]–[59].

Les méthodes P&O, INC et HC et leurs modifications sont classées comme méthodes conventionnelles, car elles existent depuis des décennies. Elles ont été présentées comme des méthodes MPPT en ligne [54]–[59].

Les principaux avantages de ces méthodes sont la simplicité de leurs algorithmes et leur faible coût de mise en œuvre. Cependant, la plupart de ces méthodes ont échoué à trouver le vrai MPP dans le cas d'ombrage partiel, et leurs performances sont faibles par rapport aux méthodes avancées surtout où il y a un changement rapide d'ensoleillement [54]–[59].

3.5.2. Structures basées sur des calculs mathématiques

Ces méthodes utilisent divers calculs mathématiques basés sur le modèle de PV et leurs équations respectives pour localiser le MPP. Parmi les méthodes existantes du régulateur MPPT ; *Incremental resistance (INR) method*, *Beta (β) method*, *Parasitic capacitance (PC) method*, *Analytical solution (AS) based method*, *Linear reoriented coordinates method (LRCM)*, *Ripple correlation control (RCC) method* [54]–[59].

3.5.3. Structures basées sur la prédiction intelligente

Ces méthodes sont principalement des techniques basées sur le soft-computing, devenu maintenant comme un outil puissant pour s'accorder avec l'optimisation MPPT. De plus, l'accessibilité du microcontrôleur puissant et à coût raisonnable rend l'utilisation de ces méthodes envisageable dans des conditions pratiques. Les méthodes de logique floue FLC, réseaux de neurones artificiels (ANN), algorithmes évolutifs (EA) et systèmes d'inférence neuro-fuzzy adaptatif hybride (ANFIS) sont répertoriés dans cette catégorie [54]–[59].

3.5.4. Structures basées sur la nature itérative.

Les méthodes incluses dans cette catégorie sont généralement de nature itérative lors de la prédiction du MPP. Telles que : algorithme de luciole *firefly algorithm (FA)*, PSO, Recherche d'optimisation du chaos *Chaos optimisation search (COS) method*, *GWO*, *ABC...etc.* [54]–[59].

3.5.5. Structures MPPT hybrides

Divers algorithmes d'optimisation hybrides, associant les algorithmes MPPT conventionnels et/ou les nouvelles techniques MPPT ont été employés dans les systèmes PV dans le but de combiner les avantages de chaque méthode en évitant leurs points faibles [54]–[59].

On peut schématiser les différentes méthodes de MPPT par l'organigramme de la Figure 3-5.

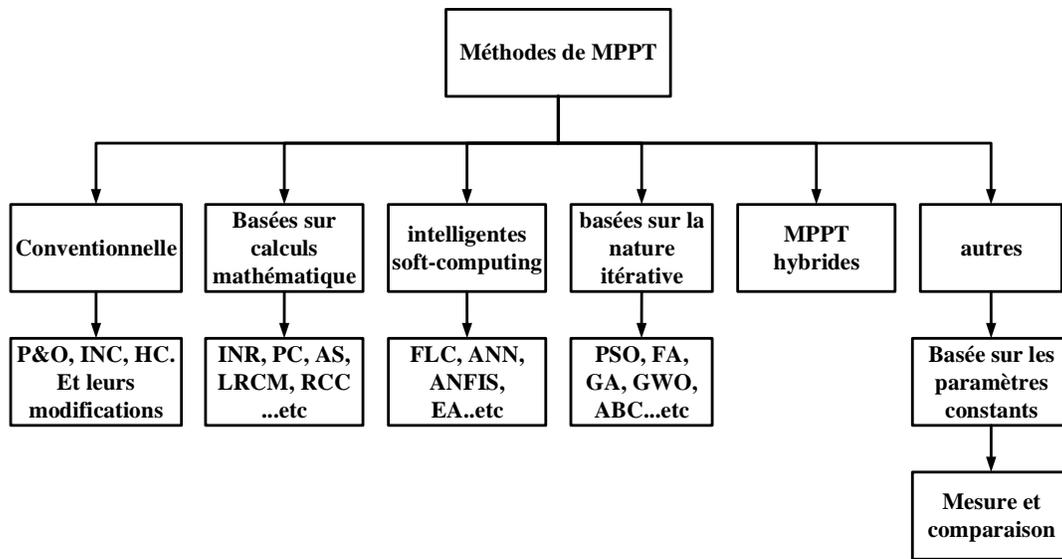


Figure 3-5. Les différentes méthodes de MPPT[54]–[59].

3.6. Commande MPPT basée sur FLC adaptative

Nous avons proposé une commande MPPT basée sur le FLC, ayant l’objectif d’augmenter les performances du MPPT en gardant sa simplicité devant son implémentation.

La Figure 3-6 montre la structure de la commande MPPT proposée, il s’agit d’une méthode indirecte avec un régulateur flou[61] pour le réglage de la tension d’entrée du convertisseur DC/DC. L’algorithme MPPT est également basé sur la logique floue pour donner la valeur de référence de la tension au régulateur.

Dans la Figure 3-6, $P_{PV} = I_{PV}V_{PV}$, $\Delta P_{PV} = P_{PV}(K) - P_{PV}(K-1)$, $\Delta V_{PV} = V_{PV}(K) - V_{PV}(K-1)$, $E_V = V_{PV_ref} - V_{PV}$ où, I_{PV} , V_{PV} sont respectivement le courant et la tension de générateur PV [6].

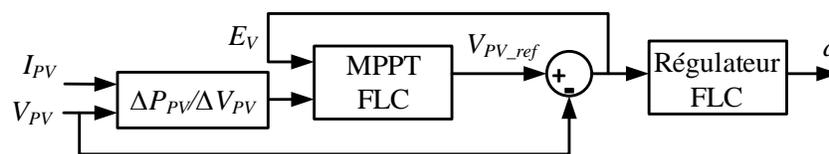


Figure 3-6. La structure de la commande MPPT-FLC adaptatif.

La Figure 3-7 illustre la structure du correcteur FLC, à deux entrées $E_V = V_{PV_ref} - V_{PV}$ et $\Delta E_V = E_V(K) - E_V(K-1)$, G_E , $G_{\Delta E}$, G_o ce sont des gains ajustables. Les deux entrées E_V et ΔE_V sont divisées en cinq ensembles linguistiques qui sont NB, NS, Z, PS, PB, leurs fonctions d’appartenance sont données par Figure 3-8.a, ils sont de forme triangulaire symétrique normalisé. Le Tableau 3-1 donne les règles du régulateur FLC pour déterminer la sortie linguistique qui est subdivisée en cinq NB, NM, NS, Z, PS, PM, PB avec des fonctions d’appartenance triangulaires normalisées comme

illustre Figure 3-8.b, cette sortie linguistique se converti en valeur numérique (Δd) par la méthode de centre de gravité.

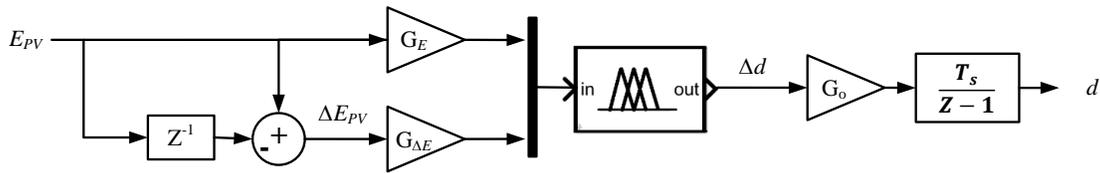


Figure 3-7. La structure du régulateur FLC.

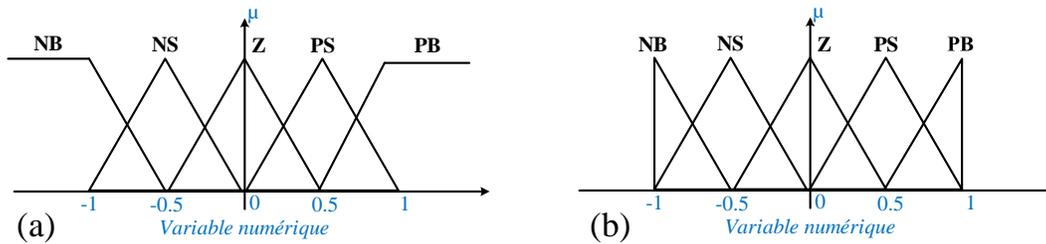


Figure 3-8. Les fonctions d'appartenances, a. pour les entrées b. pour la sortie.

Tableau 3-1. Les règles du régulateur FLC.

ΔE_V E_V	NB	NS	Z	PS	PB
NB	Z	Z	NB	NB	NB
NS	Z	Z	NS	NS	NS
Z	NS	Z	Z	Z	PS
PS	PS	PS	PS	Z	Z
PB	PB	PB	PB	Z	Z

La Figure 3-9 illustre la structure de MPPT par logique floue, les deux entrées $\Delta P_{PV} / \Delta V_{PV}$ et E_V sont divisées en cinq ensembles linguistiques, NB, NS, Z, PS, PB, la sortie linguistique est donnée par cinq ensembles (NB, NS, Z, PS, PB). Les fonctions d'appartenances sont triangulaires et normalisées pour les entrées et la sortie comme indiqué par la Figure 3-9. Le Tableau 3-2 donne les règles de la sortie linguistique qui est convertie ensuite en sortie numérique (ΔV_{ref}) par la méthode de centre de gravité.

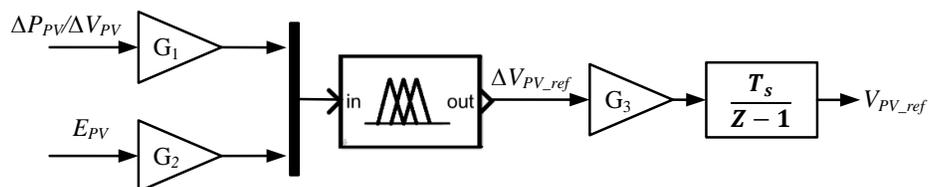


Figure 3-9. La structure du MPPT FLC.

Tableau 3-2. Les règles du MPPT FLC.

$\Delta P_{PV} / \Delta V_{PV}$ E_V	NB	NS	Z	PS	PB
NB	Z	Z	Z	Z	Z
NS	NS	Z	Z	Z	PS
Z	NB	NS	Z	PS	PB
PS	NS	Z	Z	Z	PS
PB	Z	Z	Z	Z	Z

Cette méthode utilise un pas (ΔV_{ref}) variable proportionnel avec la valeur absolue de $\Delta P_{PV} / \Delta V_{PV}$ et en même temps il est adaptatif selon l'erreur E_V , cette adaptation est pour synchroniser entre la variation de V_{ref} donnée par l'algorithme MPPT et la dynamique de régulateur DC/DC par exemple si E_V est grand positivement ou négativement (PB ou NB) alors V_{ref} reste fixe (ΔV_{ref} est zéro) pour donner le temps au régulateur FLC afin d'atteindre cette valeur référence (V_{ref}).

La méthode proposée présente plusieurs avantages, en effet :

- Elle est basée totalement sur la logique floue qui n'a pas besoin de connaître le modèle du système et qui résout le problème de non-linéarité du système.
- Il est simple de trouver les paramètres des correcteurs flous (ajuster uniquement les gains des entrées et des sorties de ces correcteurs en gardant la symétrie des fonctions d'appartenances).
- La synchronisation entre la boucle externe (l'algorithme de MPPT) et la boucle interne (régulateur DC/DC) assurée par l'adaptation, donne en plus, une simplicité à trouver les paramètres des correcteurs flous.
- Elle est simple à implémenter sur une simple carte grâce au nombre réduit de règles, 25 pour l'algorithme MPPT et 25 pour le régulateur DC/DC. La forme symétrique triangulaire des fonctions d'appartenances est également simple à programmer.

3.7. La commande MPPT-FLC-APIDSMC

3.7.1. Structure de MPPT-FLC-APIDSMC

Nous avons proposé cet algorithme sur un système isolé qui alimente une charge résistive à travers un convertisseur Boost comme indiqué sur la Figure 3-10. Le rapport cyclique du PWM de l'interrupteur du convertisseur DC/DC est commandé par l'algorithme du MPPT proposé d'une structure indirecte.

Le bloc FLC MPPT est basé sur la méthode logique floue pour donner le pas de poursuite (ΔV_{ref}) variable selon les deux entrées le courant I_{PV} et la tension V_{PV} du générateur PV. Le bloc APIDSMC sert à régler la tension de l'entrée du convertisseur DC/DC selon la variation de tension indiquée par le pas de poursuite (ΔV_{ref}) et les deux entrées le courant de condensateur C_{PV} (I_{CPV}) et la tension de l'inductance L du convertisseur (V_L), ce bloc utilise le mode glissant adaptatif proportionnel intégral et dérivatif pour calculer le rapport cyclique D de PWM.

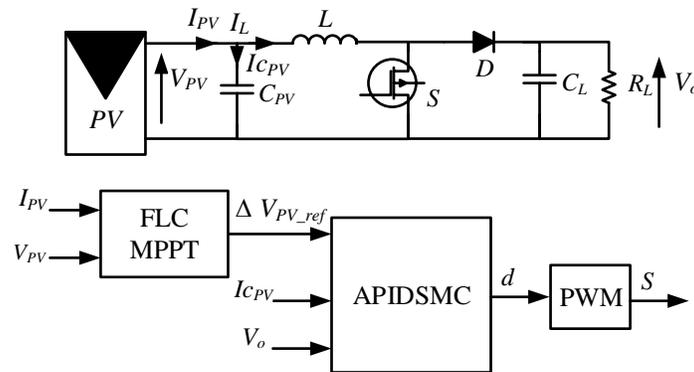


Figure 3-10. Le schéma global de la commande MPPT-APIDSMC

3.7.2. Description de la commande MPPT-FLC-APIDSMC

Nous avons proposé cette commande qui se compose de deux blocs comme indique la Figure 3-10. FLC MPPT pour trouver le pas de poursuite basé sur la logique floue et l'autre (APIDSMC) pour assurer cette variation en tension par le convertisseur DC/DC en agissant sur le rapport cyclique.

3.7.2.1. Bloc de FLC-MPPT

Dans la littérature il y a plusieurs méthodes pour chercher le point de puissance maximale de générateur PV [62], par un pas fixe ou variable. Celles utilisant le pas variable montrent une meilleure performance en régime dynamique (le temps de montée) et statique (les ondulations autour de point maximum). La méthode FLC est considérée parmi les meilleures méthodes de pas variable et cela est grâce aux avantages de la logique floue qui n'a pas besoin de connaissances préalables sur le modèle et sa simplicité d'implémentation sur une simple carte [62].

La structure de FLC est variée dépendant du nombre et de la nature des entrées et des sorties [63], le FLC que nous avons utilisé est illustré sur la Figure 3-12. C'est un FLC de type PID à une seule entrée [63]. $\Delta P/\Delta V$ est la variation de puissance du PV en fonction de sa tension où $\Delta P = P(k) - P(k-1)$ et $\Delta V = V(k) - V(k-1)$. L'entrée linguistique de cette entrée est divisée en 7 ensembles NB,

NM, NS, Z, PS, PM et PB. La sortie linguistique est divisée en sept ensembles (NB, NM, NS, Z, PS, PM et PB), elle est proportionnelle à l'entrée comme indiqué sur le Tableau 3-3 suivants :

Tableau 3-3. Les règles du FLC MPPT.

$\Delta P_{PV}/\Delta V_{PV}$	NB	NS	Z	PS	PB
ΔV_{ref}	NB	NS	Z	PS	PB

La forme des fonctions d'appartenances de l'entrée et de la sortie sont indiquées par les Figure 3-11.a et Figure 3-11.b respectivement

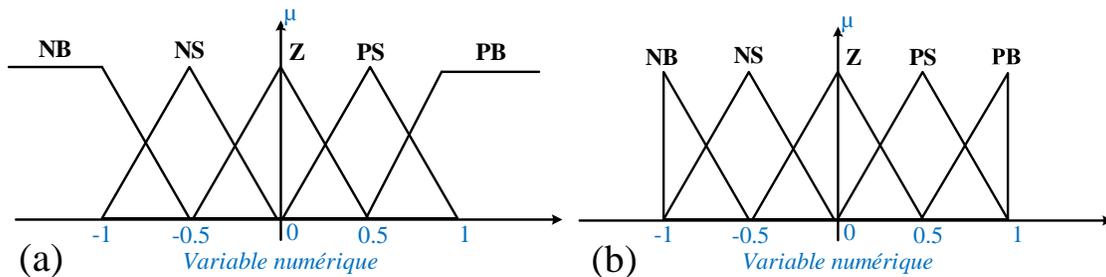


Figure 3-11. Les fonctions d'appartenances, a. pour les entrées b. pour la sortie.

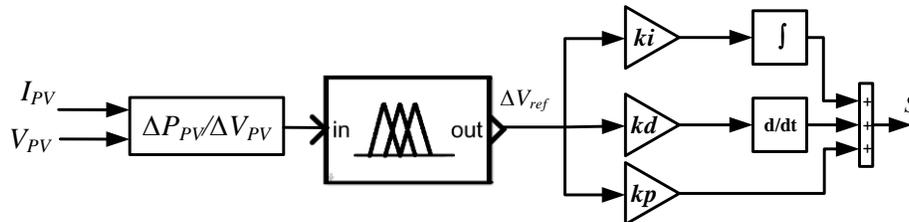


Figure 3-12. Le schéma de FLC MPPT

3.7.2.2. Bloc de APIDSMC

Il s'agit d'un régulateur à mode glissant adaptatif proportionnel intégrale et dérivatif utilisant directement le pas variable (ΔV_{ref}) donné par le bloc FLC MPPT comme indiqué sur la Figure 3-13. La surface de glissement est donnée par l'équation suivante :

$$S(t) = k_d \Delta \dot{V}_{ref} + k_p \Delta V_{ref} + k_i \int \Delta V_{ref} dt \tag{3-6}$$

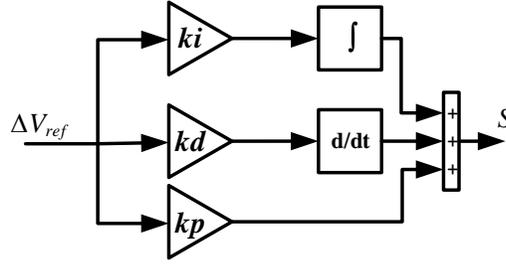


Figure 3-13. Le schéma de la surface du APIDSMC

Où k_i , k_p , k_d sont les gains adaptatifs du correcteur PID avec :

k_p : gain proportionnel, k_i : gain intégral et k_d : gain dérivé. $S(t)$ est la surface de glissement choisie.

Le régulateur à mode glissant (SMC) est divisé en deux termes équivalent et discontinu donnés par l'équation :

$$d(t) = d_{eq}(t) + d_{dis}(t) \quad 3-7$$

Où $d_{eq}(t)$ et $d_{dis}(t)$ sont respectivement le terme équivalent et discontinu du rapport cyclique, et $D(t)$ est le rapport cyclique calculé par SMC.

Pour trouver le terme équivalent, la dérivée de l'équation 3-8 doit être annulée comme suit :

$$\dot{s}(t) = k_d \Delta \ddot{V}_{ref} + k_p \Delta \dot{V}_{ref} + k_i \Delta V_{ref} = 0 \quad 3-8$$

Où :

$$V_{ref} = V_{PV} + \Delta V_{ref} \quad 3-9$$

et

$$\Delta V_{ref} = V_{ref} - V_{PV} \quad 3-10$$

Dans la même séquence, V_{ref} est considéré comme fixe alors

$$-k_d \ddot{V}_{PV} - k_p \dot{V}_{PV} + k_i \Delta V_{ref} = 0 \quad 3-11$$

La substitution de V_{PV} dans l'équation 2-11 donne la relation suivante :

$$-\frac{k_d}{C_{PV}} \left(\frac{\dot{V}_{PV}}{r_{PV}} - \dot{I}_L \right) - \frac{k_p}{C_{PV}} \left(\frac{V_{PV}}{r_{PV}} - I_L \right) + k_i \Delta V_{ref} = 0 \quad 3-12$$

Donc :

$$-\frac{k_d}{C_{PV}} \left[\frac{1}{C_{PV} r_{PV}} \left(\frac{V_{PV}}{r_{PV}} - I_L \right) - \frac{1}{L} (V_{PV} - V_L (1-d)) \right] - \frac{k_p}{C_{PV}} \left(\frac{V_{PV}}{r_{PV}} - I_L \right) + k_i \Delta V_{ref} = 0 \quad 3-13$$

En remplaçant :

$$\left(\frac{V_{PV}}{r_{PV}} - I_L \right) = I_{C_{PV}} \quad 3-14$$

L'équation 3-13 devient :

$$d_{eq} = \frac{1}{V_L} \left[V_L - V_{PV} + L I_{C_{PV}} \left(\frac{1}{C_{PV} r_{PV}} + \frac{k_p}{k_d} \right) - \frac{k_i}{k_d} L C_{PV} \Delta V_{ref} \right] \quad 3-15$$

Concernant le terme discontinu, la forme sigmoïdal est choisie afin de minimiser le phénomène de CHATTERING, il est donné par l'équation suivante :

$$d_{dis} = -K \frac{S}{\|S\| + \varepsilon} \quad 3-16$$

Où

K est une constante positive et ε est un petit nombre positif

Le regroupement de deux termes est donné par l'équation 3-17.

$$d = \frac{1}{V_L} \left[V_L - V_{PV} + L I_{C_{PV}} \left(\frac{1}{C_{PV} r_{PV}} + \frac{k_p}{k_d} \right) - \frac{k_i}{k_d} L C_{PV} \Delta V_{ref} \right] - K \frac{S}{\|S\| + \varepsilon} \quad 3-17$$

3.7.2.3. Calcul de k_p , k_i et k_d

Selon la Figure 3-13 l'expression de la surface de glissement est un système du 2^{ème} ordre dont la fonction de transfert est donnée par

$$F(P) = \frac{S(P)}{\Delta V_{ref}(P)} = \frac{k_d P^2 + k_p P + k_i}{P} \quad 3-18$$

Quand la surface du glissement devrait être zéro alors ça donne :

$$S(P) = (k_d P^2 + k_p P + k_i) \Delta V_{ref}(P) = 0 \quad 3-19$$

Qui correspond un système du 2^{ème} ordre de la forme générale :

$$S(P) = (P^2 + 2\zeta\omega_n P + \omega_n^2) \Delta V_{ref}(P) = 0 \quad 3-20$$

Où ω_n est la pulsation non amortie et ζ est le coefficient d'amortissement

Par identification des équations 3-19 et 3-20, les expressions des coefficients sont :

$$\begin{cases} T_d = \frac{k_d}{k_p} = \frac{1}{2\zeta\omega_n} \\ T_i = \frac{k_p}{k_i} = \frac{2\zeta}{\omega_n} \end{cases} \quad 3-21$$

Où T_d et T_i sont respectivement les constantes de temps de dérivation et d'intégration

Pour trouver les valeurs de k_p , T_d et T_i , il existe plusieurs méthodes comme le placement des pôles ou autre [64].

3.7.2.4. Condition de stabilité

La condition de stabilité est vérifiée par la fonction de Lyapunov définie par :

$$\dot{V} = S\dot{S} < 0 \quad 3-22$$

Selon l'équation 3-13 :

$$\dot{S} = -\frac{k_d}{C_{PV}} \left[\frac{1}{C_{PV} r_{PV}} \left(\frac{V_{PV}}{r_{PV}} - I_L \right) - \frac{1}{L} (V_{PV} - V_L(1-d)) \right] - \frac{k_p}{C_{PV}} \left(\frac{V_{PV}}{r_{PV}} - I_L \right) + k_i \Delta V_{ref} = 0 \quad 3-23$$

En remplaçant l'expression de D selon l'équation 3-17 dans l'équation 3-23, ça donne :

$$\dot{S} = -K \left(\frac{k_d V_L}{C_{PV} L} \right) \frac{S}{\|S\| + \varepsilon} \quad 3-24$$

Alors :

$$\dot{V} = S\dot{S} = -K \left(\frac{k_d V_L}{C_{PV} L} \right) \frac{S^2}{\|S\| + \varepsilon} < 0 \quad 3-25$$

Ce qui prouve la condition de stabilité de Lyapunov.

3.8. Simulation et validation

3.8.1. Simulation de la commande MPPT-FLC adaptative par Processor-In-The-Loop (PIL)

3.8.1.1. Configuration du système

La simulation PIL est une simulation sous SIMULINK en mode externe qui introduit la carte ciblée dans la boucle de simulation en implémentant la partie commande sur cette carte tandis que le modèle et la partie puissance restent sur Matlab dans le but de tester l'exécution de l'algorithme en temps réel sur la carte ciblée. PIL est considéré comme une étape en préambule de l'étape HIL (Hardware In The Loop) qui précède le test final sur le système réel [65].

Dans cette simulation, la partie puissance sur SIMPOWER SIMULINK consiste à un générateur PV composé de deux panneaux en série du modèle SAMSUNG SDI PV-MBA 1BG 250, dont les caractéristiques sont indiquées sur le Tableau 3-4 et un hacheur boost, dont les composants sont indiqués sur le Tableau 3-4. La Figure 3-14 représente la partie de puissance. La partie de commande représente les deux blocs, l'algorithme MPPT et le bloc FLC de régulateur DC/DC. Les deux sont implémentés sur la carte ARDUINO DUE qui est choisie comme une carte cible [6].

Tableau 3-4. Les paramètres de simulation

Les paramètres du panneau PV				Les paramètres du hacheur Boost		
P_{max}	250	W,	$V_{oc,n}$	37.9V,	L_{PV}	3 mH
$I_{sc,n}$	8.85	A	V_{mpp}	30.3	C_{PV}	200 μ F
I_{mpp}	8.24	A			C_L	1000 μ F
						Fréquence = 20 kHz

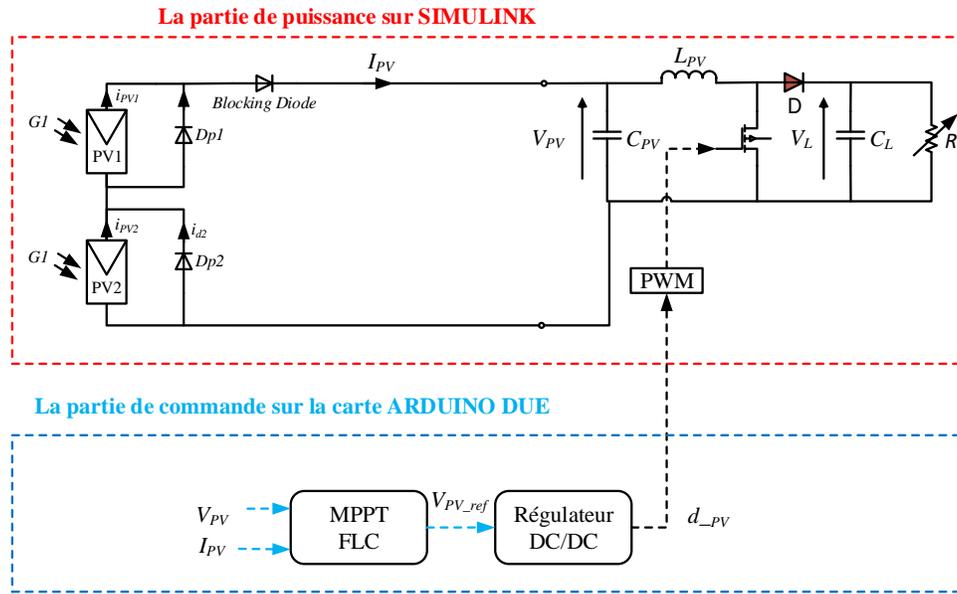


Figure 3-14. Schéma globale de la simulation PIL du système.

3.8.1.2. La carte Arduino Due

C'est une carte à faible coût entrant de la série d'*open-source* environnement d'Arduino. C'est une carte à microcontrôleur de famille ARM cortex M3 ces caractéristiques sont indiquées sur le Tableau 3-5. Elle possède un stockage et une rapidité suffisante pour l'implémentation et l'exécution de l'algorithme proposé, qui occupe de 3.5% de la RAM et 6.3% sur le flash ROM de la carte. L'exploitation de cette carte sur Matlab est assurée via le package installé sur ce dernier [65].

Tableau 3-5. Paramètres de la carte ARDUINO DUE

ARDUINO DUE
Microcontroller AT91SAM3X8E
Flash Memory 512 KB
SRAM 96 KB
Clock Speed 84 MHz

3.8.1.3. Résultat de la simulation et discussion

Afin d'évaluer les résultats de l'algorithme proposé, plusieurs variations au niveau de l'ensoleillement, de la température et de la charge ont été prises en compte lors de la simulation. Ces allures sont indiquées sur la Figure 3-15. Les résultats obtenus par la méthode proposée sont comparés avec la méthode MPPT qui utilise la logique floue conventionnelle [4]. Les deux courbes de la puissance de générateur PV obtenues par les deux méthodes sont indiquées sur la Figure 3-16.

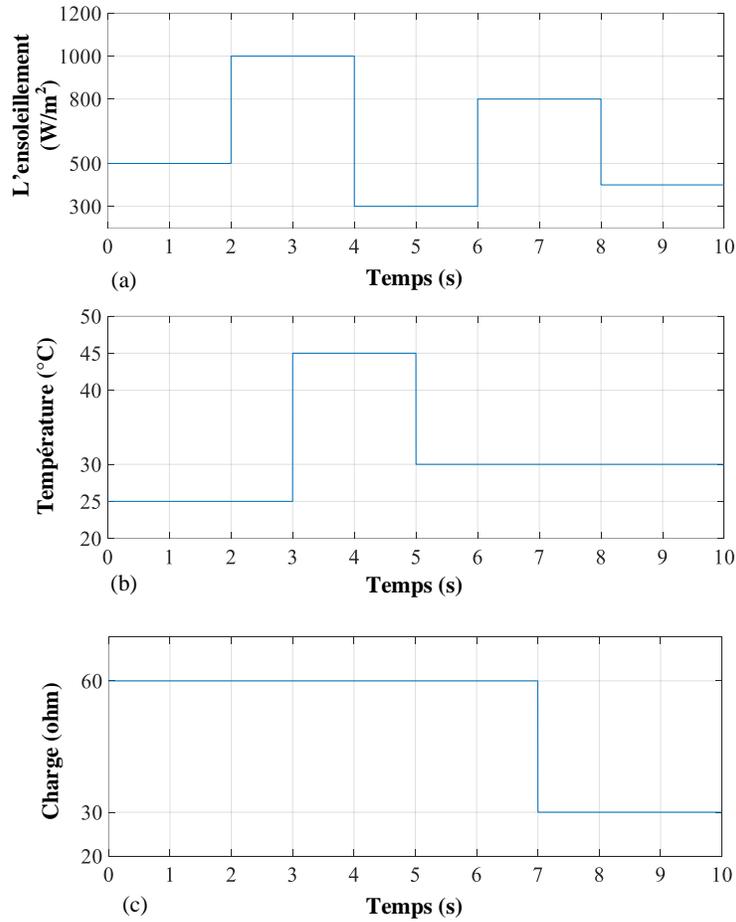


Figure 3-15. L'allure de l'ensoleillement, Température, Charge appliquées dans la simulation

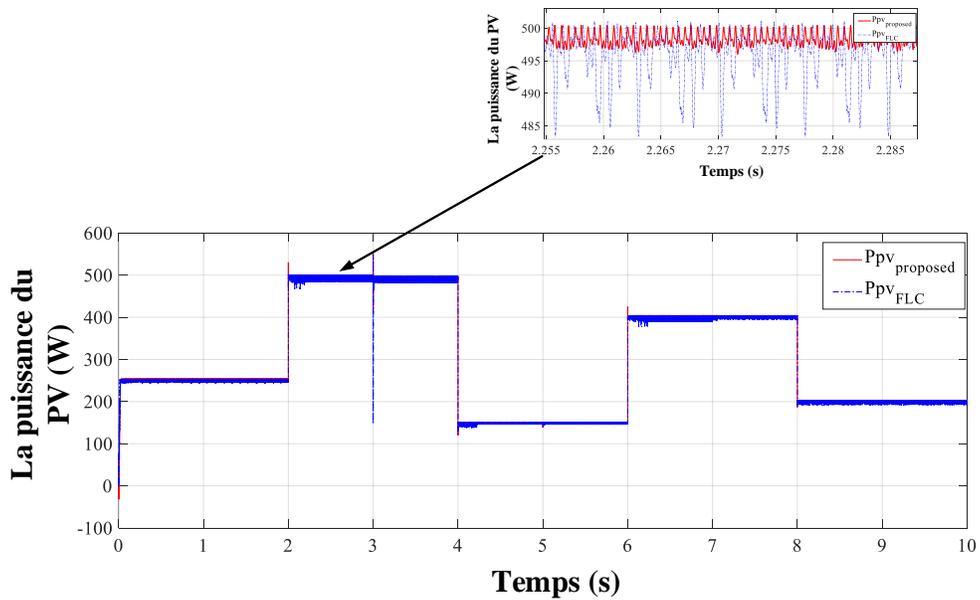


Figure 3-16. La puissance de générateur PV obtenue par les deux méthodes

Selon la Figure 3-16, il est clairement que la méthode proposée a donné des résultats meilleurs que la méthode FLC directe qui se traduit par une faible ondulation en régime permanent, la mesure de l'efficacité de deux méthodes selon la formule indiquée par la relation 3-5 sur tout l'intervalle de la simulation [0 10 s] a donnée ; une efficacité de 99.70% pour la méthode proposée tandis que l'efficacité de FLC directe est de 98.83 %.

3.8.2. Simulation de la commande MPPT-FLC-APIDSMC

Pour confirmer les performances de la commande MPPT-FLC-APIDSMC, une simulation a été réalisée sous l'environnement SIMSCAPE MATLAB suivant la même configuration de la section III.7.2.

Nous avons évalué la méthode par une comparaison avec deux méthodes, la première utilise seulement le FLC [66]. La deuxième utilise P&O combiné avec une commande adaptative intégrale et dérivative à mode glissant (AIDSMC) [64].

Initialement le système sous un ensoleillement $E=1000 \text{ W/m}^2$ ensuite il passe à $E=200 \text{ W/m}^2$ à l'instant $t=2\text{s}$ puis $E=500 \text{ W/m}^2$ à l'instant $t=4\text{s}$ comme indiqué par la Figure 3-17. Le système est sous une température fixe $T=25^\circ\text{C}$.

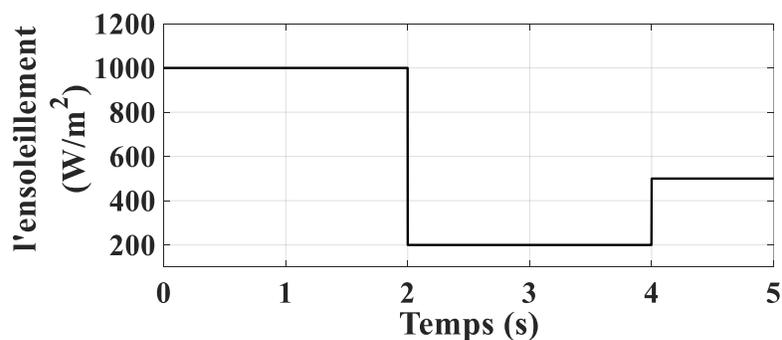


Figure 3-17. L'allure de l'ensoleillement

3.8.3. Résultats et interprétation

La Figure 3-18 illustre les résultats des deux méthodes, FLC et proposée. Pour le premier scénario. La méthode FLC donne un temps de réponse $t=9\text{ms}$ tandis que la proposée donne un temps $t=8\text{ms}$ pour atteindre la puissance max $P_{max}=500\text{W}$. Cette performance est réalisée grâce au mécanisme de deux méthodes qui sont basées sur la logique floue pour faire varier le pas de recherche. Cependant, en régime permanent, la méthode proposée donne une meilleure performance avec une ondulation de 0.6% ($3\text{W}/500\text{W}$) alors que la méthode FLC a donné une

ondulation de 2% (10W/500W). Cette amélioration est due à l'introduction du régulateur en mode glissant adaptatif dans la méthode proposée.

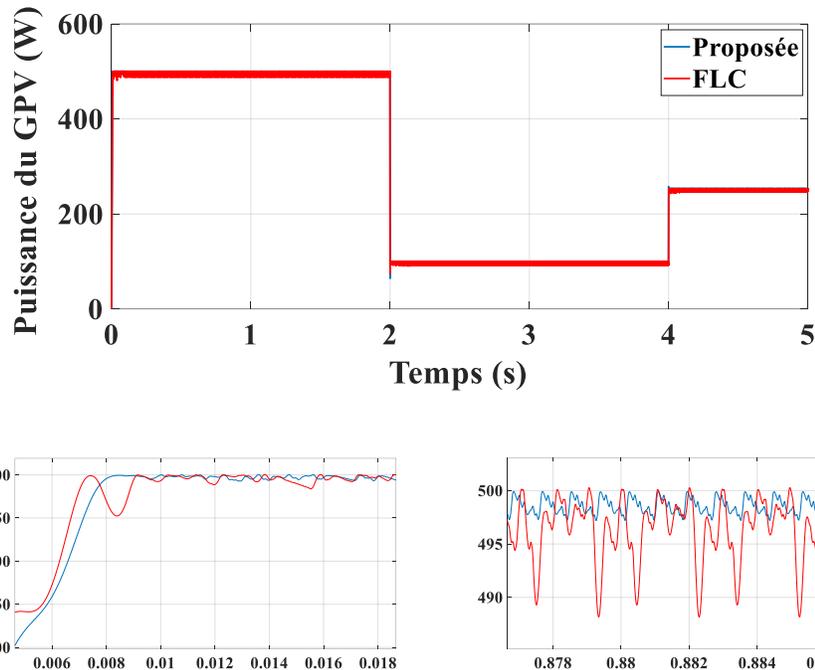


Figure 3-18. La puissance délivrée par le générateur PV par les deux méthodes FLC et proposée.

La Figure 3-19 donne les résultats des deux méthodes, P&O/AIDSM et proposée. Bien que les deux méthodes utilisent les régulateurs en mode glissant adaptatif pour régler la tension d'entrée du convertisseur, la méthode P&O/AIDSM donne des performances moins que celle proposée à cause du pas fixe de la méthode P&O utilisée par cette méthode. Dans le cas où le pas=0.01V, la méthode P&O/AIDSM donne une meilleure performance statique avec une faible ondulation de 0.2% (1W/500W) par rapport à la méthode proposée (0.6%), mais elle perd les performances dynamiques avec un temps de réponse de $t=0.06s$ par rapport à celle proposée qui donne un temps de réponse $t=8ms$. Dans le cas d'une augmentation du pas de la méthode P&O/AIDSM (pas=0.07v), son temps de réponse diminué à $t=9ms$. Cependant les ondulations en régime permanent augmentent de 1.6%.

Alors, il est clair que la méthode proposée donne des performances statiques et dynamiques meilleures que la méthode P&O/AIDSM que c'est dernier ces performances dépend au pas choisi de P&O où il faut trouver un compromis entre les performances dynamique et statique par le choix adéquat du pas de P&O.

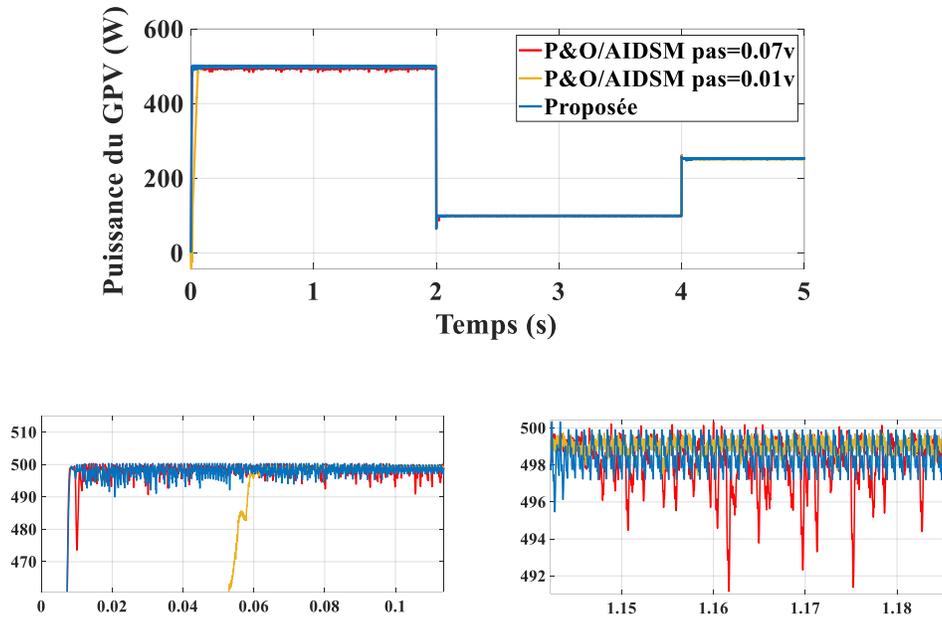


Figure 3-19. La puissance délivrée par le générateur PV par les deux méthodes P&O/AIDSM et proposée.

Le Tableau 3-6 résume les résultats de la simulation obtenus par les trois méthodes FLC, P&O/AIDSM et proposée.

Tableau 3-6. Les résultats obtenus par les trois méthodes

Méthodes	Performances	Temps de réponse (ms)	L'ondulation en régime permanent (%)
FLC		9	2
P&O/AIDSM avec un pas =0.01 v		60	0.2
P&O/AIDSM avec un pas =0.07 v		9	1.6
FLC-APIDSMC proposée		8	0.6

3.9. Vérification expérimentale de la commande MPPT-FLC adaptative

3.9.1. Configuration

Après avoir évalué la méthode proposée par la simulation PIL, nous avons testé l'algorithme implémenté sur la carte Arduino avec un système physique, un hacheur Boost et la carte Arduino Due, indiquée par la Figure 3-20.

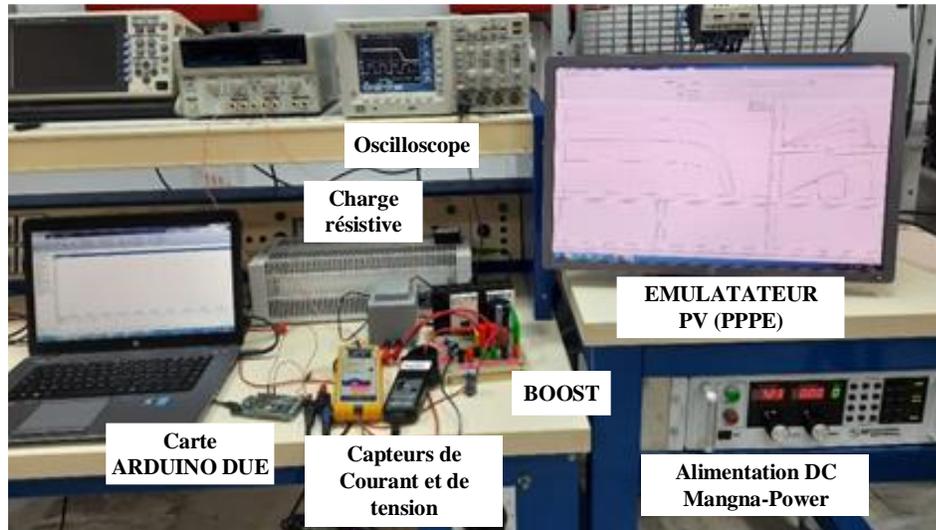


Figure 3-20. Configuration du système.

La Figure 3-21 représente la fenêtre principale du logiciel PPPE

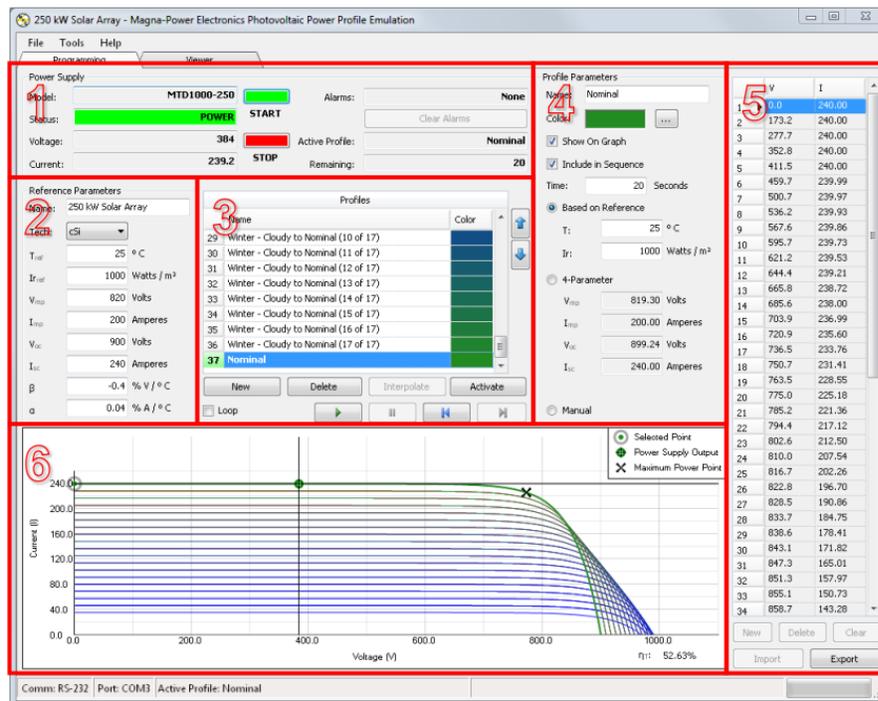


Figure 3-21. Fenêtre principale du logiciel PPPE, 1. État et contrôle de l'alimentation, 2. Paramètres de référence, 3. Profils, 4. Paramètres de profil, 5. Points de données du profil de puissance, 6. Graphique du profil de puissance.

Photovoltaic Power Profile Emulator (PPPE) est un utilitaire basé sur Microsoft Windows® permettant aux alimentations de type Magna-Power Electronics d'émuler des générateurs photovoltaïques. Le logiciel utilise les caractéristiques de la technologie des panneaux solaires et

créé un tableau d'approximation linéaire par morceaux de 50 points à utiliser. L'implémentation permet à l'utilisateur de programmer un coude souple en fonction à la fois de la tension et du courant de sortie.

3.9.1. Validation

Pour valoriser la méthode proposée, trois tests ont été réalisés par l'utilisation de la même configuration de la simulation pour le générateur PV et le convertisseur Boost indiquée par le Tableau 3-4. Les paramètres de simulation. Les essais sont comme suit :

- Un ensoleillement variable, indiqué par la Figure 3-22.a avec une température et une charge fixe correspondent 25 °C et 30 ohms , respectivement. Les résultats obtenus de la tension, le courant et la puissance de générateur PV sont donnés par la Figure 3-23.a.
- Un changement de température indiqué par la Figure 3-22.b, avec un ensoleillement $E=500\text{w/m}^2$ et une charge $R=30\text{ ohms}$. La Figure 3-23.b illustre le résultat obtenu.
- Une charge variable indiquée par la Figure 3-22.c, avec un ensoleillement $E=500\text{w/m}^2$ et température $T=25\text{°C}$. les résultats obtenus sont donné par la Figure 3-23.c

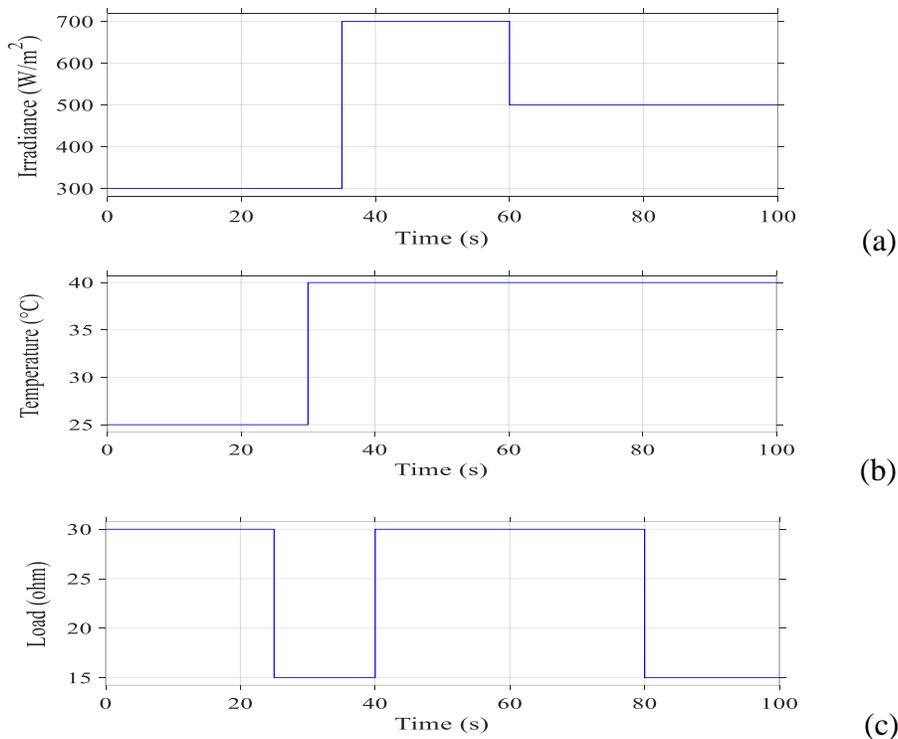


Figure 3-22. Les allures de trois essais pratiques, a. ensoleillement variable, b. température variable, c. une charge variable.

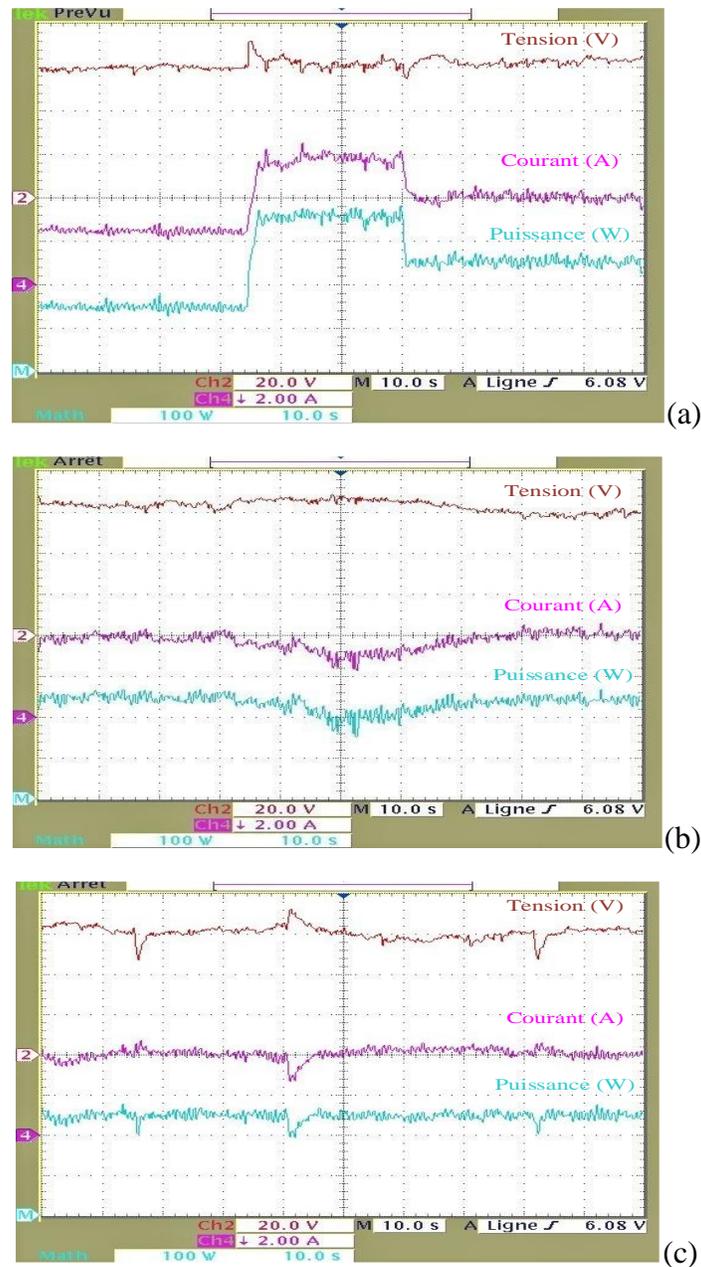


Figure 3-23. Les résultats obtenus, a. essai 1, b. essai 2, c. essai 3

Pour les trois niveaux de l'insolation appliqués, le générateur PV a délivré sa puissance maximale (150w, 350w, 250w) avec une faible fluctuation au niveau de la tension lors du changement et revient ensuite à la tension $V_{mpp}=60V$.

Le changement de température de 25 °C à 40 °C a engendré une variation de V_{mpp} de 59V à 61V avec un temps de réponse de 40 s.

Le changement de la charge a engendré une faible fluctuation de 10 V au niveau de la tension de PV ensuite elle revient à la tension $V_{mpp}=60V$.

Il est clairement, de ce qui précède, que le test expérimental prouve les performances dynamique et statique de la méthode proposée et renforce les résultats obtenus par la simulation.

3.10. Conclusion

Ce chapitre a été consacré aux algorithmes MPPT appliqués sur les générateurs photovoltaïques pour poursuivre leur point de fonctionnement, auquel le générateur délivra sa puissance maximale. Bien que plusieurs méthodes aient été développées, il est difficile d'en trouver une qui satisfait toutes les performances. Il faut toujours garder un certain compromis entre efficacité et simplicité qui va se traduire par le rapport entre le coût et l'efficacité. Dans ce sens, deux méthodes de MPPT ont été développées et détaillées dans ce chapitre. La première est basée sur deux régulateurs FLC et la deuxième a combiné le SMC et le FLC. Les deux méthodes ont été évaluées par la simulation MATLAB, les performances obtenues sont élevées par rapport à leurs paires.

Chapitre 4

Systeme de gestion de puissance basé sur la logique floue

4. Système de gestion de puissance basé sur la logique floue

4.1. Introduction

Après avoir détaillé la modélisation et la commande de chaque source constituant le système hybride PV-Batterie-Diesel. Dans ce chapitre, nous avons proposé la méthode de la gestion de puissance (PMS) appliquée sur la structure du système illustrée sur la Figure 4-1. Cette structure se compose d'un générateur PV et d'un banc de batteries qui sont connectées au bus DC via des convertisseurs DC/DC, unidirectionnels pour le PV et bidirectionnels pour les batteries ; ce dernier assure le contrôle de la charge et la décharge de ces batteries. Il est composé également du générateur diesel relié au bus DC via un redresseur non commandé (AC/DC) suivi d'un convertisseur Buck DC/DC. Il s'agit d'un système non connecté au réseau avec une structure de bus DC pour alimenter une charge isolée [3].

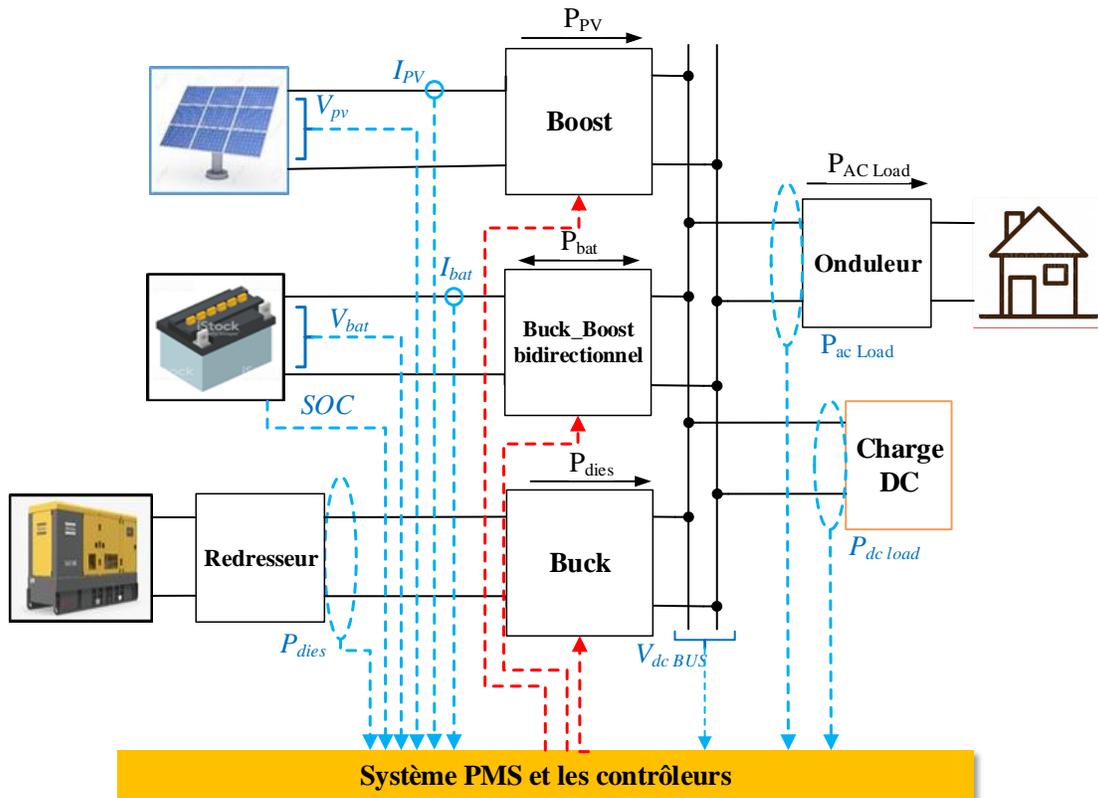


Figure 4-1. Le système hybride PV-Diesel-batterie

Le système de gestion de puissance (PMS) est nécessaire pour assurer une interaction efficace entre les sources d'alimentation et les charges pour équilibrer les puissances, protéger la batterie contre les décharges profondes ou les surcharges et empêcher le blackout du système. Le PMS détermine en temps réel le mode de fonctionnement du système et réagit aux valeurs données aux

différents convertisseurs du régulateur pour commander les puissances de chaque source, et cela en fonction des conditions externes (ensoleillement, température et demande de charge) et des paramètres surveillés (état de charge de la batterie, démarrage/arrêt de diesel...etc.).

4.2. La commande de la gestion de l'énergie utilisant une commande à logique floue (PMS-FLC)

Le défi le plus difficile du PMS est d'assurer la stabilité du bus DC, en particulier lors des transitions entre les différents modes de fonctionnement (par exemple, l'isolation de la batterie lorsqu'elle est complètement chargée ou à l'approche d'un état de décharge profonde, le démarrage/l'arrêt de diesel...etc.)[24]. De fait, ce comportement souhaitable fournit un meilleur bilan énergétique et augmente l'efficacité du système. Cependant, dans les PMS conventionnels des systèmes hybrides, la sélection entre les modes de fonctionnement, entraîne des puissances des références variant instantanément [24]. Ces types de références ne sont pas faciles à suivre par la plupart des régulateurs, en particulier les régulateurs conventionnels comme les régulateurs proportionnel-intégral (PI)[24]. De plus, ils provoquent des régimes transitoires, qui influencent la stabilité du système et minimisent son efficacité. Pour faire face à cette contrainte, l'introduction de FLC dans la structure PMS peut être une solution efficace capable de garantir une commutation douce et flexible entre ses différents modes par l'introduction d'une phase intermédiaire entre eux. Le PMS-FLC du système étudié est conçu et configuré pour assurer les scénarios suivants :[3]

- Les sources sélectionnées pour alimenter la charge sont planifiées par ordre de priorité ; le PV est considéré comme une source primaire, puis par batterie comme secondaire, et enfin, le générateur diesel,

- La charge de la batterie se fait uniquement en utilisant le surplus de puissance générée par le PV,

- Le générateur diesel démarre uniquement lorsque la batterie est déchargée et que la puissance du générateur PV est insuffisante.

4.2.1. Commande du système photovoltaïque

Il existe deux modes de fonctionnement pour le générateur PV. Le premier mode est le mode de poursuite du point de puissance maximale (MPPT), où le générateur PV fournit la puissance maximale pour alimenter la charge. En cas de surplus d'énergie, le générateur PV sera redirigé pour charger la batterie si celle-ci n'a pas été complètement chargée ($SOC \leq SOC_{max}$). Alternativement,

le deuxième mode est le mode de point de puissance limitée (LPP), où la batterie atteint sa pleine charge et le rôle du générateur PV est limité pour satisfaire la demande de charge [21], [67].

Pour assurer les deux modes de fonctionnement du générateur PV, ce dernier doit être connecté à un convertisseur DC/DC, considéré comme un adaptateur d'impédance entre le bus DC et ce générateur. Il doit être capable de changer son point de fonctionnement pour suivre le point de référence imposé par le système PMS-FLC.

La commande du système PV basée sur PMS-FLC est illustrée sur la Figure 4-2.a, a trois entrées ;

- L'écart (E_{PV}) entre les puissances demandées par la charge et celle délivrée par le générateur PV ; cette entrée permet de piloter le système en mode LPP,

- Le rapport entre la différence de puissance du générateur PV et la différence de sa tension ($\Delta P_{PV}/\Delta V_{PV}$) ; cette entrée permet de localiser le point de fonctionnement du générateur PV pour piloter le système en mode MPPT ou en mode LPP,

- L'état de charge de la batterie (SOC) ; cette entrée est nécessaire pour choisir entre les deux modes, LPP ou MPPT. En effet, il existe trois niveaux de SOC proposés : le niveau bas ($SOC=bas$) est le niveau où la batterie atteint la décharge profonde ; le niveau haut ($SOC=haut$) est le niveau où la batterie est en pleine charge, et le niveau moyen ($SOC=moyen$), défini entre les deux niveaux précédents. Selon ces trois niveaux, le PMS-FLC on choisit le mode de fonctionnement du PV comme indiqué dans le Tableau 4-1.

Comme illustré sur la Figure 4-2.b, les trois entrées mentionnées précédemment sont utilisées par le PMS-FLC pour donner une sortie unique représentant la tension de sortie requise du générateur PV. Cette tension de référence est la consigne du régulateur du convertisseur DC/DC.

Ce régulateur structuré en deux boucles en cascade avec deux régulateurs FLC, vise à donner le rapport cyclique approprié nécessaire pour générer le signal de commutation via le bloc de modulation de largeur d'impulsion (PWM), comme illustré à la Figure 4-2.c, IC_{PV_ref} et IL_{PV_ref} sont respectivement le courant de référence du condensateur C_{PV} et l'inductance L_{PV} . IL_{PV} et VL_{PV} sont respectivement le courant et la tension de l'inductance L_{PV} , $duty_{PV}$ est le rapport cyclique du convertisseur DC/DC.

Dans la Figure 4-2.b, l'erreur entre la puissance demandée par la charge et la puissance de PV, est $E_{PV} = P_L - P_{PV}$, où $P_L = I_{Load} V_{dc}$ et $P_{PV} = I_{PV} V_{PV}$ où V_{dc} , V_{PV} sont respectivement la tension

du bus DC et la tension de PV et I_{Load} , I_{PV} sont le courant de la charge et le courant de PV respectivement. La variation de puissance de PV est $\Delta P_{PV} = P_{PV}(K) - P_{PV}(K - 1)$ et la variation de tension du PV est $\Delta V_{PV} = V_{PV}(K) - V_{PV}(K - 1)$. La variation de la tension de référence du PV est $\Delta V_{PV_ref} = V_{PV_ref}(K) - V_{PV_ref}(K - 1)$, où V_{PV_ref} est la tension de référence de sortie du PV.

Tableau 4-1. Les modes sélectionnés du PV selon les trois niveaux de SOC.

SOC=bas	SOC=moyen	SOC=haut
mode MPPT	mode MPPT	mode LPP

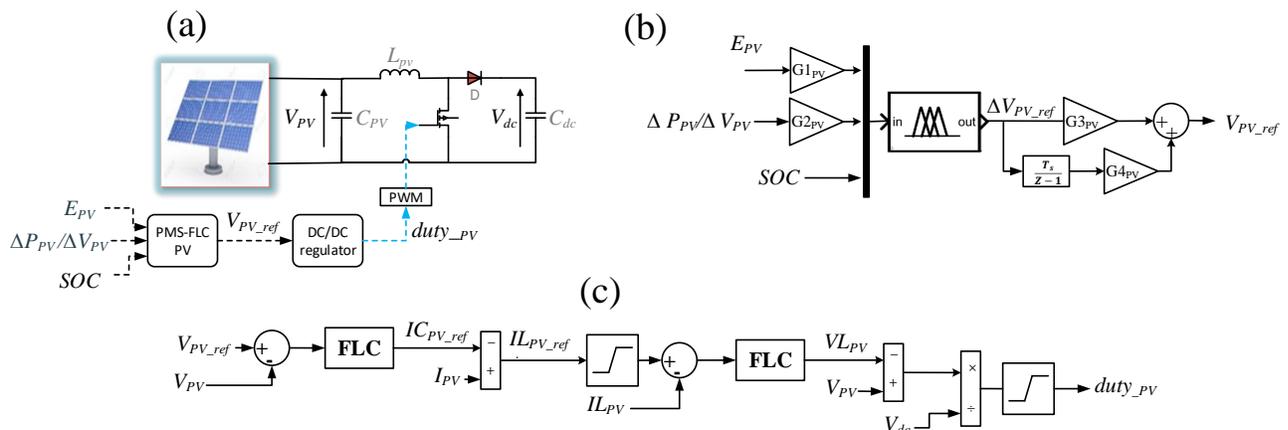


Figure 4-2. Le système de la commande du générateur PV ; (a) schéma global, (b) système PMS-FLC PV, (c) régulateur DC/DC.

4.2.2. Mode de poursuite du point de puissance maximale (MPPT)

Ce mode s'applique tant que la batterie n'atteint pas la pleine charge, dans laquelle le générateur PV donnera sa puissance maximale, quel que soit le niveau de charge. Le point de puissance maximale (MPP) est situé au sommet de la courbe de puissance du PV. Si la puissance du PV est à gauche du MPP où le $(\Delta P_{PV} / \Delta V_{PV})$ est positif, le V_{PV_ref} doit être augmenté pour atteindre le MPP ; sinon, le V_{PV_ref} doit être réduit.

Il existe plusieurs méthodes dans la littérature pour atteindre le MPPT [9], et les meilleures d'entre elles sont celles qui ont un pas variable (ΔV_{PV_ref}) lors de la recherche du MPP pour donner un temps de réponse réduit et une faible ondulation autour de ce point, ce qui augmentera l'efficacité de l'utilisation d'un générateur PV [9], [68], [69]. Dans cette section, le MPPT est basé sur la logique floue à pas variables (ΔV_{PV_ref}). Cette méthode présente plusieurs avantages, tels que de meilleures performances, robustesse et simplicité [9], [68], [69]. La Figure 4-3 montre les sept fonctions d'appartenance triangulaires adoptées pour les entrées et sorties du MPPT, que la base

de règles du MPPT est montrée indiquée sur le Tableau 4-2. Les entrées E_{PV} , $(\Delta P_{PV} / \Delta V_{PV})$ et la sortie (ΔV_{PV_ref}) sont divisées en sept ensembles flous : NB (grand négatif), NM (moyen négatif), NS (petit négatif), Z (zéro), PS (petit positif), PM (moyen positif) et PB (grand positif).

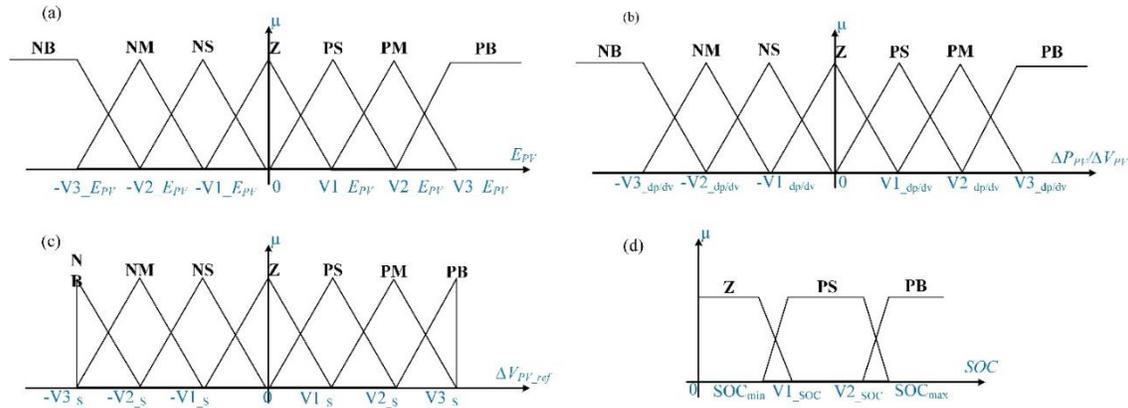


Figure 4-3. Les fonctions d'appartenance des entrées et de sortie; (a) E_{PV} , (b) $\Delta P_{PV} / \Delta V_{PV}$, (c) ΔV_{PV_ref} , (d) SOC.

4.2.3. Mode point de puissance limitée (LPP)

Ce mode est exécuté lorsque la batterie est complètement chargée ($SOC=$ haut) ; par conséquent, le PV fournit une puissance égale à la puissance demandée par la charge. Dans ce cas, le régulateur utilise les entrées $(\Delta P_{PV} / \Delta V_{PV})$ pour déterminer le point de fonctionnement actuel du générateur PV et l'entrée E_{PV} pour annuler l'erreur. Le PMS-FLC utilise la base de règles mentionnée dans le Tableau 4-2 pour fournir la sortie V_{PV_ref} . Il assure la régulation du côté où $(\Delta P_{PV} / \Delta V_{PV})$ est négatif, comme illustré sur la Figure 4-4.

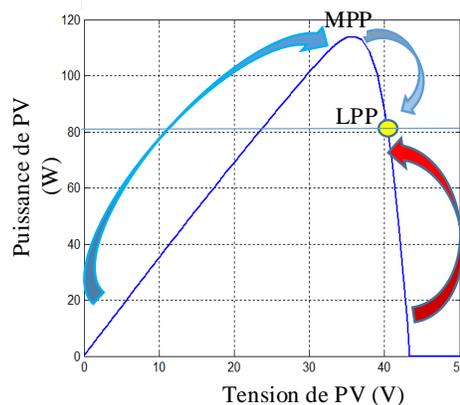


Figure 4-4. Le mode limité (LPP) du générateur PV.

4.2.4. PMS-FLC du générateur PV

Comme indiqué précédemment, le PMS-FLC appliqué sur le PV assure son mode de fonctionnement et sélectionne le mode de fonctionnement adapté en fonction de l'état de charge de la batterie (*SOC*) (Tableau 4-2). Dans ce cas, l'entrée *SOC* est divisée en trois ensembles flous *Z* (*SOC*=bas), *PS* (*SOC*=moyen) et *PB* (*SOC*=haut). Les fonctions d'appartenance correspondantes sont illustrées sur la Figure 4-3.d. Les deux autres entrées et sorties restent les mêmes que définies précédemment.

Tableau 4-2. Les règles de deux modes MPPT et LPP.

Mode	MPPT (<i>SOC</i> = <i>Z</i> or <i>SOC</i> = <i>PS</i>)							LPP (<i>SOC</i> = <i>PB</i>)						
E_{pv} $\Delta P_{pv}/\Delta V_{pv}$	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NB	NB	NB	PB	PM	PS	Z	NS	NM	NB
NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM	NM	PB	PM	PS	Z	NS	NM	NM
NS	NS	NS	NS	NS	NS	NS	NS	PB	PM	PS	Z	NS	NS	NS
Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z	NB	NM	NS	Z	Z	Z	Z
PS	PS	PS	PS	PS	PS	PS	PS	PS	PS	PS	PS	PS	PS	PS

4.2.5. Approche basée sur PSO pour déterminer le réglage optimisé des fonctions d'appartenances et les valeurs des gains

La performance du système PMS-FLC proposé est étroitement liée au bon choix des paramètres FLC, qui sont les paramètres des fonctions d'appartenance (MF), par exemple, les valeurs (*V1*, *V2*, *V3*) des MF présentées à la Figure 4-3 et les quatre les valeurs de gains *G1* à *G4* représentées sur la Figure 4-2.b. Pour gérer ce grand nombre d'inconnues, une méthode efficace basée sur l'algorithme PSO (*Particle Swarm Optimization*) est adoptée grâce à sa simplicité et son efficacité dans la résolution de problèmes d'optimisation complexes [70].

PSO est une méthode d'optimisation heuristique inspirée du comportement d'un groupe d'oiseaux ou de poissons ; elle a été développée par Eberhart et Kennedy en 1995 [71]. Dans cet algorithme, chaque particule essaie de trouver la meilleure solution autour de son espace de recherche en modifiant sa vitesse en fonction de sa solution actuelle, de sa meilleure solution propre et de la meilleure solution globale. Ce changement lui donnera une nouvelle position convergeant vers la meilleure solution. Cette opération reste répétitive tant qu'un critère n'est pas satisfait. Dans le PSO standard, les particules sont manipulées selon les équations suivantes :[70]

$$v_i^{t+1} = wv_i^t + c_1r_1(p_{i,d} - x_{i,d}^t) + c_2r_2(p_{g,d} - x_{i,d}^t) \tag{4-1}$$

$$x_{i,d}^{t+1} = x_{i,d}^t + v_i^{t+1} \tag{4-2}$$

où; v_i^{t+1} , v_i^t , sont les vitesses actuelle et future de la $i^{\text{ème}}$ particule, $x_{i,d}^{t+1}$, $x_{i,d}^t$ sont les positions actuelle et future de la $i^{\text{ème}}$ particule. w est une fonction de pondération pour régler l'effet de la vitesse actuelle de la particule sur sa vitesse future. La variable $p_{i,d}$ représente la meilleure solution de la particule i à l'itération t , et $p_{i,g}$ est la meilleure solution globale. Les deux facteurs de pondération, $c1$ et $c2$, déterminent l'importance des meilleures solutions locales et globales actuelles. Enfin, $r1$ et $r2$ sont deux nombres aléatoires dans la plage de $[0, 1]$.

Pour obtenir les meilleures solutions de PSO, sa mise en œuvre suit les étapes suivantes :[72]

- **Sélection des paramètres FLC à optimiser**

Les paramètres à optimiser à l'aide de PSO sont les valeurs $V1_{EPV}$, $V2_{EPV}$ et $V3_{EPV}$ des fonctions d'appartenance de l'entrée EPV , $V1_{dp/dv}$, $V2_{dp/dv}$ et $V3_{dp/dv}$ de l'entrée $\Delta P_{PV}/\Delta V_{PV}$ (la Figure 4-3.b). $V1_{SOC}$ et $V2_{SOC}$ de l'entrée SOC et $V1_s$, $V2_s$ et $V3_s$ de la sortie $\Delta V_{PV_{ref}}$ (la Figure 4-3.c) avec $0 < V1 < V2 < V3 < 1$ et $SOC_{min} < V1_{SOC}$ et $V2_{SOC} < SOC_{max}$ (la Figure 4-3.d), ainsi que les gains $0 < G1_{PV} < 1$ et $0 < G2_{PV} < 1$ de deux entrées et les deux gains de la sortie $G3_{PV}$, $G4_{PV}$ de la Figure 4-2.b. Les intervalles de recherche corrects pour chaque valeur donneront une meilleure solution avec moins d'itérations.

- **Réalisation de la simulation**

La simulation est faite pour couvrir tous les cas prévus de fonctionnement du système. Dans ce cas, le générateur PV fonctionne en deux modes (LPP et MPPT) sous la variation de l'ensoleillement, de la température et de la charge.

- **Définition de la fonction fitness**

Pour concevoir un PMS optimal, plusieurs fonctions objectives peuvent être utilisées [61], par exemple, la moyenne absolue de l'erreur (MAE), l'intégrale absolue de l'erreur (IAE), le carré moyen de l'erreur (MSE), le carré intégral de l'erreur (ISE), temps intégral absolu d'erreur (ITAE). Ici, le critère ITAE est adopté comme fonction objectif :

$$fitness = \int |E| dt \quad 4-3$$

L'erreur E en 4-3 est la différence entre les puissances souhaitées ($P_{PV_{ref}}$) en mode MPPT ou en mode LPP et la puissance actuelle du générateur PV (P_{PV}) comme indique l'équation suivante :

$$E = P_{PV_{ref}} - P_{PV} \quad 4-4$$

4.3. Commande de la batterie

Le système de gestion de l'énergie (PMS) proposé considère la batterie comme deuxième source d'énergie après le générateur PV. Il interviendra lorsque le générateur PV ne pourra pas fournir la puissance de charge demandée.

Il sera contrôlé en régulant la tension du bus DC via un convertisseur DC/DC bidirectionnel, comme présenté sur la Figure 4-5.a. Le régulateur du convertisseur DC/DC est basé sur deux boucles imbriquées ; la boucle externe est pour la régulation de la tension du bus continu (V_{dc}). L'interne est chargé de réguler le courant de la batterie (I_{bat}). Comme illustré sur la Figure 4-5.b, les deux boucles à base de régulateur FLC standard[73], avec l'erreur (E) et sa dérivée (ΔE) comme les entrées et la commande (com) de référence comme sortie.

Les deux entrées (E , ΔE) et une sortie (com) du régulateur FLC, illustrées à la Figure 4-5.c. sont représentés par sept variables floues notées NB, NM, NS, Z, PS, PM et PB. L'inférence floue du FLC se trouve sur la base de règles mentionnée dans le Tableau 4-3.

Tableau 4-3. Les règles du régulateur FLC.

E	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
ΔE							
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	Z
NM	NB	NB	NB	NM	NS	Z	PS
NS	NB	NB	NM	NS	Z	PS	PM
Z	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
PS	NM	NS	Z	PS	PM	PB	PB
PM	NS	Z	PS	PM	PB	PB	PB
PB	Z	PS	PM	PB	PB	PB	PB

L'état de charge de la batterie (SOC) doit rester entre deux limites : décharge profonde (SOC_{min}) et charge complète (SOC_{max}); les deux autres générateurs (PV et diesel) participent à la réalisation de cette condition.

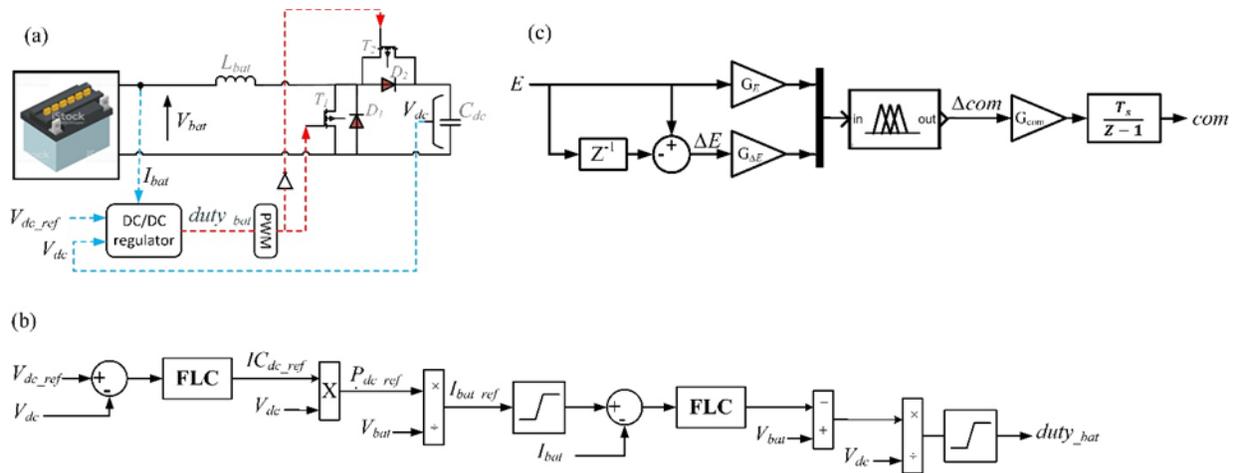


Figure 4-5. Le système de la commande de la batterie ; (a) schéma global, (b) boucle de réglage du convertisseur

DC/DC, (c) schéma du régulateur FLC.

4.4. Commande du générateur diesel

Le générateur diesel fonctionne lorsque la valeur de SOC de la batterie atteint son niveau minimum (SOC_{min}), alors que la puissance générée par le générateur PV est insuffisante. Dans ce cas, le générateur diesel complète la puissance du générateur PV pour couvrir la demande de la puissance nécessaire de la charge.

La tension du générateur diesel est redressée pour donner une tension fixe. Cette source DC est également connectée au bus DC via un convertisseur DC/DC, qui sera contrôlé par le PMS-FLC, comme illustré à la Figure 4-6.a.

Le PMS-FLC appliqué sur le générateur diesel nécessite trois entrées E_{dies} , ΔE_{dies} et SOC .

$E_{dies} = IL_{dies_ref} - I_{L_{dies}}$ est l'erreur du courant du générateur diesel, $I_{L_{dies}}$ est le courant de l'inductance du convertisseur DC/DC du générateur diesel, $I_{L_{dies_ref}}$ est le courant de référence de l'inducteur, $\Delta E_{dies} = E_{dies}(K) - E_{dies}(K-1)$ est la variation d'erreur du générateur diesel. Les entrées E_{dies} et ΔE_{dies} sont utilisées pour ajuster la puissance du générateur diesel et la troisième entrée (SOC) est utilisée pour l'allumer ou l'éteindre. La sortie de PMS-FLC donne le rapport cyclique du convertisseur DC/DC, comme illustré sur la Figure 4-6.b. Le générateur diesel fonctionne selon les modes de fonctionnement SOC fournis par le Tableau 4-4.

Tableau 4-4. Les modes d’opération du générateur diesel en fonction de SOC.

<i>SOC=Z</i>	<i>SOC=PS</i>	<i>SOC=PB</i>
démarrage	Arrêt	Arrêt

Les règles des modes de démarrage et d’arrêt sont indiquées dans le Tableau 4-5.

Tableau 4-5. Les règles de la commande du générateur diesel en modes de démarrage et d’arrêt.

Mode	Démarrage (<i>SOC=Z</i>)							Arrêt (<i>SOC=PS</i> or <i>SOC=PB</i>)							
<i>E_{dies}</i>	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB	
ΔE_{dies}															
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	Z	NS	NS	NS	NS	NS	NS	NS	
NM	NB	NB	NB	NM	NS	Z	PS	NS	NS	NS	NS	NS	NS	NS	
NS	NB	NB	NM	NS	Z	PS	PM	NS	NS	NS	NS	NS	NS	NS	
Z	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB	NS	NS	NS	NS	NS	NS	NS	
PS	NM	NS	Z	PS	PM	PB	PB	NS	NS	NS	NS	NS	NS	NS	
PM	NS	Z	PS	PM	PB	PB	PB	NS	NS	NS	NS	NS	NS	NS	
PB	Z	PS	PM	PB	PB	PB	PB	NS	NS	NS	NS	NS	NS	NS	

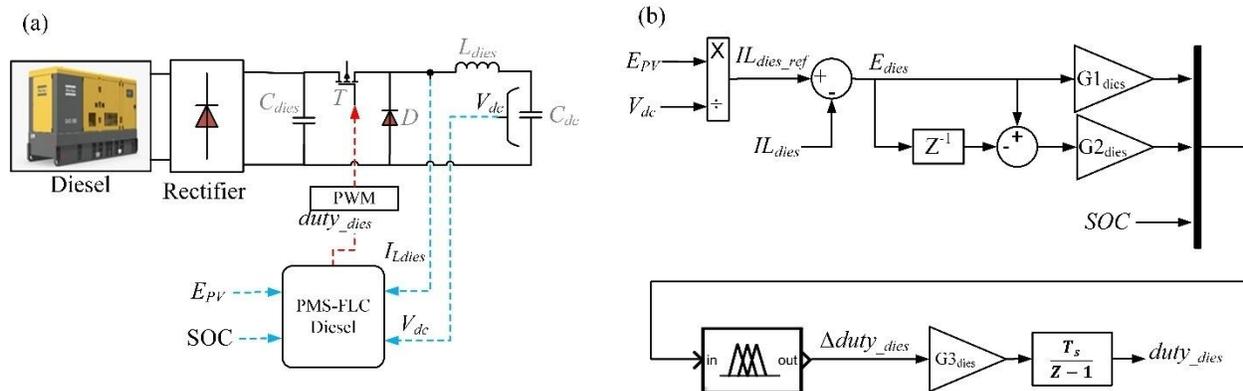


Figure 4-6. Système de la commande du générateur diesel ; (a) schéma global, (b) régulateur PMS-FLC.

4.5. Résultats et discussions

Pour vérifier l’efficacité du système de gestion de l’alimentation FLC proposé (PMS-FLC), le système proposé a été simulé sous l’environnement système MATLAB®/SIMULINK® (Simscape Electrical™). Le nombre de panneaux et de batteries a été choisi pour couvrir la charge, qui n’est autre qu’une maison. Les paramètres de chaque bloc sont indiqués dans le Tableau 4-6, où P_{max} est la puissance maximale du PV, $V_{oc,n}$ est la tension en circuit ouvert, $I_{sc,n}$ est le courant de court-circuit, V_{mp} et I_{mp} sont respectivement la tension et le courant du point de puissance maximale. Tous ces paramètres sont définis dans des conditions de test standard (STC).

Tableau 4-6. Paramètres de simulation de PV/Batteries/Diesel et convertisseurs DC/DC.

Générateur	Modèle	Convertisseur DC/DC
Générateur PV	Module : SAMSUNG SDI PV-MBA 1BG 250 $P_{max}= 250$ W, $V_{oc,n}=37.9$ V, $I_{sc,n}=8.85$ A $V_{mp}: 30.3$ V, $I_{mp}:8.24$ A, quantité: 4 en parallèle and 3 en séries	Boost, $L_{PV}=5$ mH, $C_{PV}=700$ uF, fréquence = 20 kHz.
Batteries	Modèle : Lithium-ion tension = 24 V, Capacité = 100 Ah, InitialeSOC = 50%, Quantité : 5 en séries	Buck-Boost $L_{bat}=3$ mH $C_{DC}=500$ uF fréquence = 20 kHz.
Générateur Diesel+ Redresseur		Buck, $L= 9$ mH, fréquence = 20 kHz

Le test de performance du PMS-FLC proposé a été réalisé en deux étapes. La première étape concerne les performances du générateur PV lorsqu'il fonctionne en mode MPPT ou en mode LPP, et la deuxième étape lorsqu'il y a un changement de mode de fonctionnement du système entre les trois sources (PV, Batterie et diesel)

4.5.1. Les performances PMS-FLC du générateur PV optimisés par PSO

Le PSO s'applique dans les conditions suivantes :

- La puissance demandée par la charge est égale à 2000 W. Un palier d'ensoleillement de 0 W/m² à 1000 W/m² est effectué à $t=0,1$ s sous $T^{\circ} = 25$ °C. La durée de simulation est de 0,5 s avec le générateur PV fonctionnant en mode MPPT pendant [0 0,3] s et en mode LPP pendant [0,3 0,5] s.

- La puissance de référence est fixée à $P_{PV_ref}=P_{MPP}=2996.5$ W pendant [0.1 0.3] s et $P_{PV_ref}=P_{LPP}=2000$ W pendant [0.3 0.5] s comme le montre laFigure 4-8.

La Figure 4-7 présente l'évolution de la fonction de fitness, qui atteint sa valeur minimale égale à 0,857 après 100 itérations.

Le Tableau 4-7 montre les valeurs des paramètres d'appartenance PMS-FLC du générateur photovoltaïque indiquées sur la Figure 4-3 optimisés par PSO.

Tableau 4-7. Les valeurs des paramètres des fonctions d'appartenance optimisées par PSO

Entrée E_{PV}		Entrée $\Delta P_{PV}/\Delta V_{PV}$		Sortie ΔV_{PV_ref}		Les gains		EntréeSOC	
V1_ E_{PV}	0.0290	V1_dp/dv	0.3074	V1_s	0.4341	G1 $_{PV}$	0.0001	SOC_max	90
V2_ E_{PV}	0.4947	V2_dp/dv	0.5401	V2_s	0.5316	G2 $_{PV}$	0.0231	SOC_min	20
V3_ E_{PV}	0.8032	V3_dp/dv	0.5985	V3_s	0.7536	G3 $_{PV}$	0.1630	V1_soc	30
						G4 $_{PV}$	0.0535	V2_soc	80

La Figure 4-8 illustre les résultats obtenus en utilisant des paramètres optimaux à l'aide de l'algorithme PSO. Ces résultats sont comparés à ceux obtenus par la méthode classique utilisant la méthode P&O pour atteindre le MPP ou le LPP comme dans [21], [67]. Le Tableau 4-8 donne les performances de chaque méthode, dans laquelle la méthode proposée montre de meilleurs résultats à la fois dans les performances dynamiques (temps de montée réduits) et statiques (ondulations réduites) ce qui conduit au meilleur rendement. En revanche, la méthode P&O avec un pas plus élevé (0,1 V) présente de bonnes performances dynamiques avec un temps de montée réduit. Cependant, les performances statiques se sont détériorées avec la présence de fortes ondulations. En revanche, P&O avec un pas inférieur (0,01 V) réduit les ondulations en régime permanent, mais le temps de montée augmente en retour. Cette technique classique a du mal à fournir de bonnes performances à la fois dynamiques et statiques, rendant le compromis entre elles une nécessité.

Le rendement de chaque méthode présentée dans le tableau 8 est calculé selon la relation 3-5 [74].

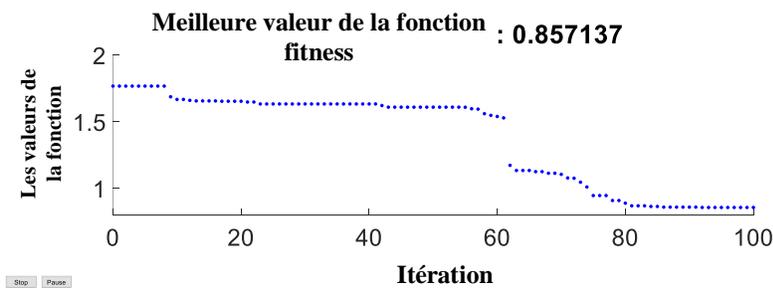


Figure 4-7. Fonction de fitness par rapport au nombre d'itérations

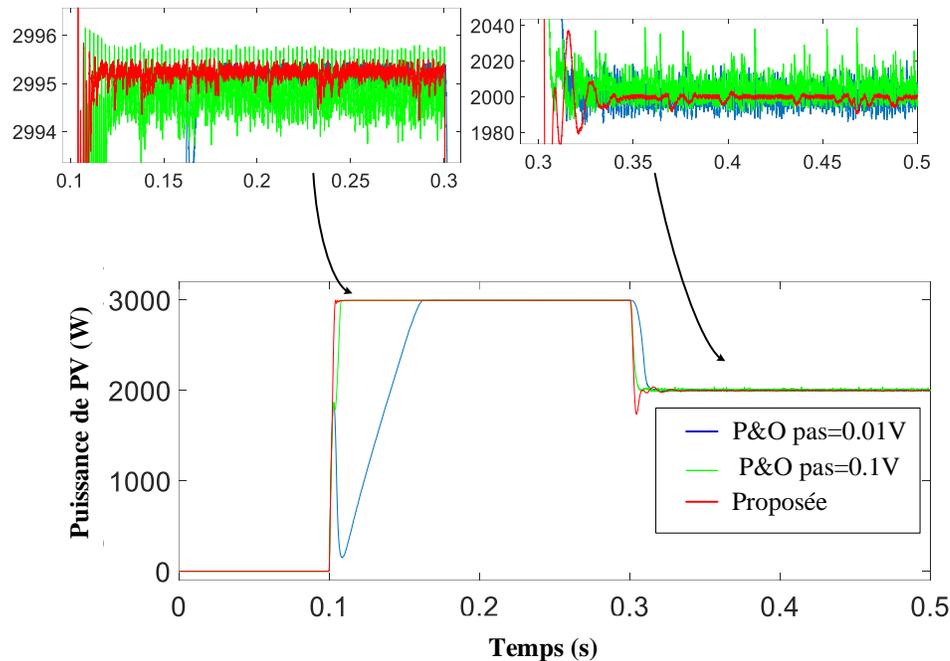


Figure 4-8. Puissance du générateur PV par les différentes méthodes (P&O et méthode proposée)

Tableau 4-8. Performances des différentes méthodes (P&O et méthode proposée)

	Mode MPPT		Mode LPP		rendement (%)
	Temps de réponse	ondulation	Temps de réponse	ondulation	
P&O (Pas=0.01 V)	0.062 s	0.5 W	0.013 s	18 W	91.8 %
P&O (Pas=0.1 V)	0.008 s	1.8 W	0.006 s	23 W	99.35 %
PMS-FLC proposée	0.004 s	0.4 W	0.003 s	3.1 W	99.50 %

4.5.2. Performances du PMS-FLC du système global sous le changement des modes de fonctionnement

Le PMS-FLC proposé est comparé à la méthode classique adoptée dans plusieurs articles [21], [67] pour gérer les systèmes hybrides multisources. La comparaison est faite pour les deux scénarios suivants :

Scénario 1 : Sous un ensoleillement maximum (1000 W/m^2), le générateur PV, fonctionnant en mode MPPT, alimente la charge et il charge la batterie simultanément. Lorsque la batterie atteint sa pleine charge ($SOC = SOC_{max}$), le générateur PV passe du mode MPPT au mode LPP.

Scénario 2 : Sous un ensoleillement nul, la batterie alimente une charge fixe, et lorsqu'elle atteint sa décharge profonde ($SOC = SOC_{min}$), le diesel démarre et alimente cette charge.

Comme indiqué sur la Figure 4-9.a, la batterie atteint son état de pleine charge ($SOC = 80 \%$) à $t = 2,5 \text{ s}$. À cet instant, le mode de fonctionnement du générateur PV passe de MPPT ($P_{PV} = 2996$

W) à LPP ($P_{PV} = 200$ W), comme illustré sur la Figure 4-9.b. Ce changement génère une perturbation brutale au niveau de la tension du bus continu, comme représenté sur la Figure 4-9.c. La Figure 4-9.d confirme que la batterie est complètement chargée puisque sa puissance passe de -2696 W à 0 W.

Le PMS classique basé sur le changement de mode brusque entraîne des oscillations de puissance des générateurs (PV et batterie) et des pics (3.5%) de tension du bus DC. Ces inconvénients sont fortement réduits lorsque le PMS basé sur la logique floue est appliqué. En effet, le PMS-FLC peut diminuer la perturbation de la tension du bus DC (atténuation de 2%) et réduire le dépassement au niveau de la puissance de PV et de la batterie, il réduit également le temps de réponse des puissances. Cela est dû au changement doux de mode anticipé par le PMS proposé utilisant l'entrée *SOC* (Figure 4-3).

La Figure 4-10 représente les réponses du système lors de l'exécution du deuxième scénario. La batterie démarre en alimentant seule une charge isolée de 1500 W. Comme le montre la Figure 4-10.a, la batterie atteint son état de décharge profonde ($SOC = 20\%$) à l'instant $t = 3$ s. Cela peut se manifester par un changement de puissance de la batterie de 1500 W à 0 W, comme présenté sur la Figure 4-10.d. simultanément, la puissance diesel passe de 0 W à une puissance de 1500 W, comme le montre la Figure 4-10.b, satisfaisant le besoin de charge. En plus, le PMS proposé, basé sur un système flou, assure la même balance des puissances que le système classique, mais avec une augmentation progressive de la puissance du générateur diesel (Figure 4-10.b).

Cette transition douce est obtenue grâce à l'insertion d'une phase intermédiaire contrôlée par l'entrée *SOC*, dont les fonctions d'appartenance sont données à la Figure 4-3.d, ce qui entraîne moins de perturbations sur la tension du bus continu (0,5 %), comme illustré à la Figure 4-10.c.

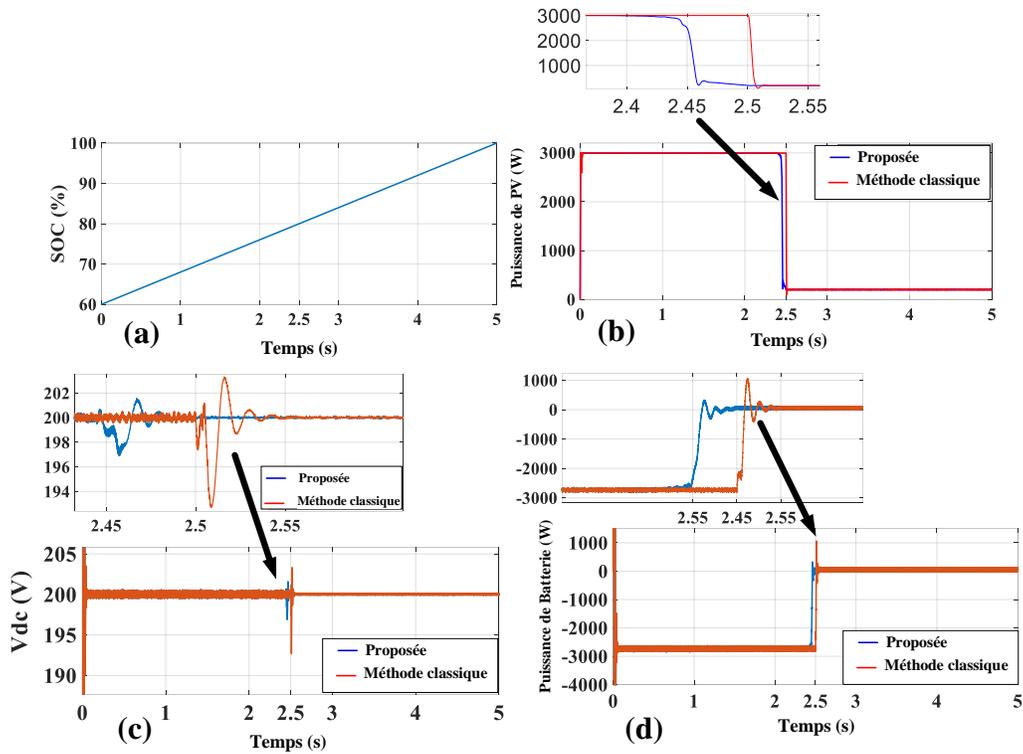


Figure 4-9. Résultats du premier scénario ; (a) SOC (%), (b) puissance PV, (c) tension DC-Bus, (d) puissance de la batterie.

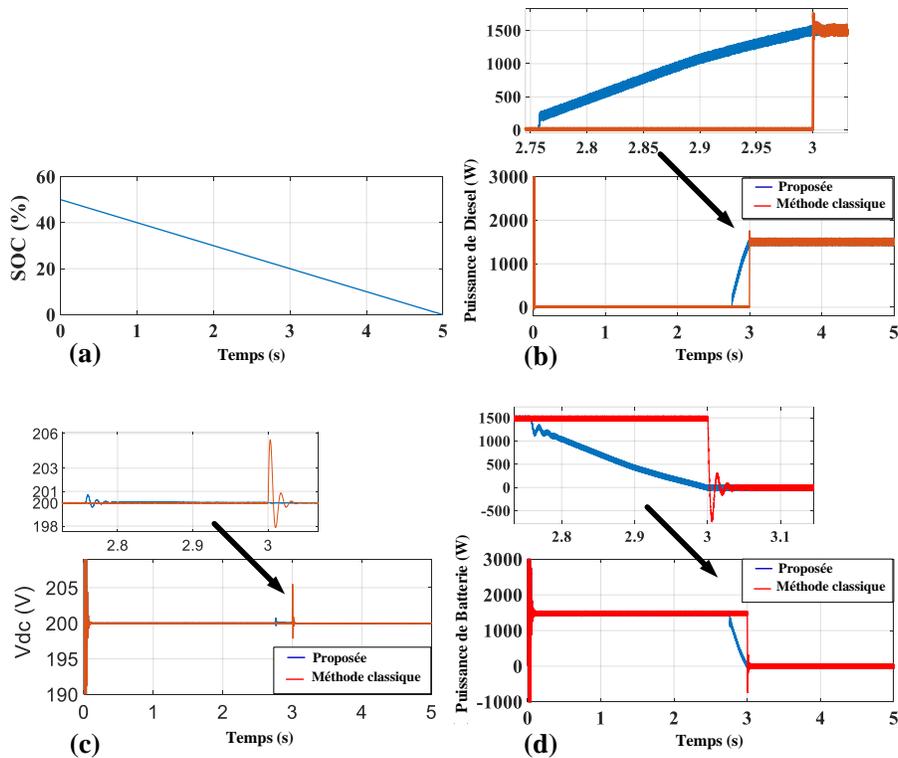


Figure 4-10. Résultats du deuxième scénario ; (a) SOC (%), (b) Puissance du diesel, (c) tension de Bus DC, (d) Puissance de la batterie.

4.6. Implémentation en temps réel dans une configuration HIL

Hardware-in-the-loop est un outil très efficace pour tester l'efficacité des systèmes en temps réel dans des conditions réelles. Pour cette raison, nous avons l'utilisé pour tester l'exécution en temps réel du PMS-FLC proposé pour commander le système hybride. La description de la structure de l'installation est présentée à la Figure 4-11.

Le simulateur en temps réel (OP4510) de RT-LAB se compose d'un microprocesseur de 3,5 GHz et d'un convertisseur analogique-numérique 128 bits de haute qualité comme indiquer la Figure 4-12. Les cartes Dspace (DS 1007) et op 4510 sont interfacées via la carte I/O (CP 2201) pour assurer la liaison et adapter les signaux. La configuration du système (HIL) est illustrée à la Figure 4-12, dans laquelle les différents convertisseurs de puissance électroniques du système sont émulés dans un simulateur Opal-RT en temps réel. En même temps, la partie contrôle, qui contient l'algorithme proposé, est chargée sur le dSPACE DS 1007.

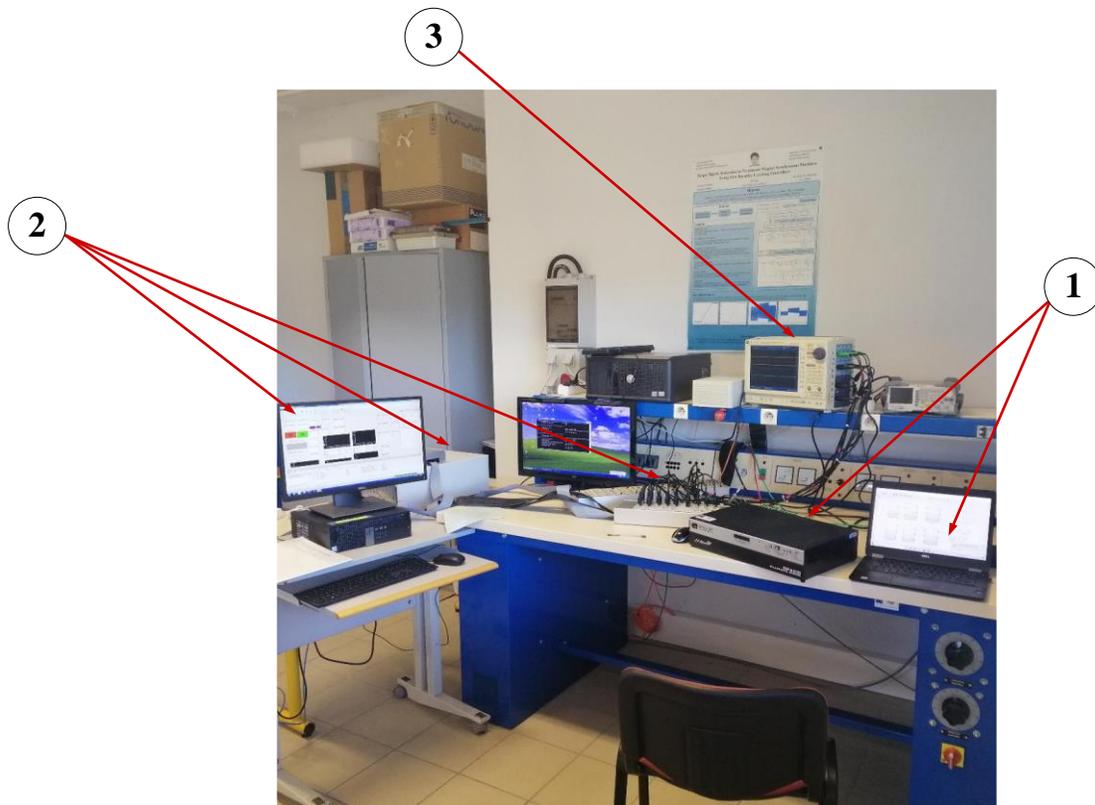


Figure 4-11. Système HIL ; (a) Les différentes composant du système HIL: (1) OP 4510, (2) DspaceDs 1007, (3) oscilloscope

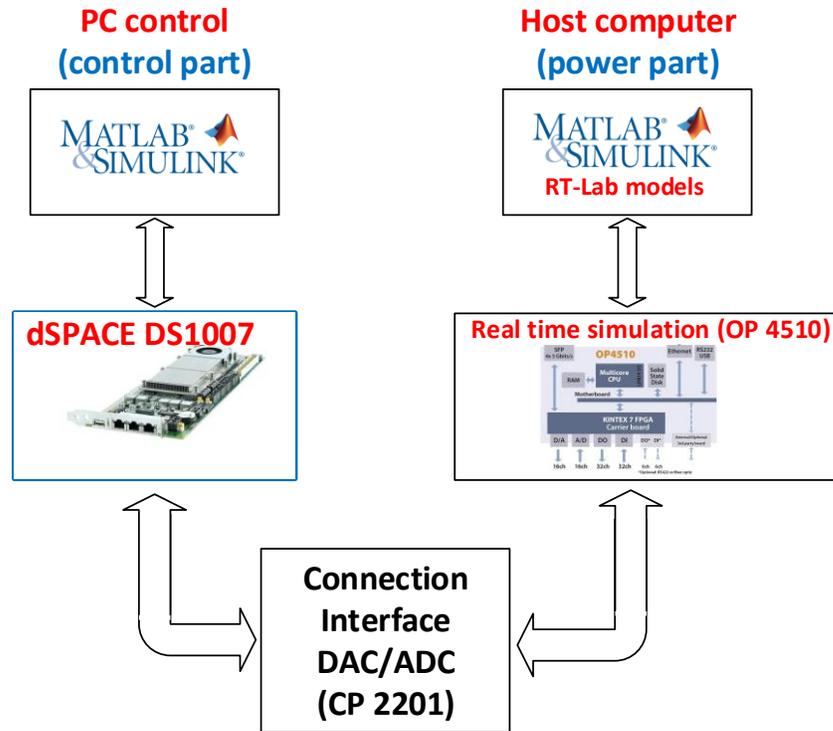


Figure 4-12. Configuration du système HIL.

Afin que le système hybride proposé piloté par PMS-FLC puisse fonctionner dans tous les modes, les entrées telles que : l'ensoleillement, la référence de puissance de charge et le SOC sont données selon la Figure 4-13.

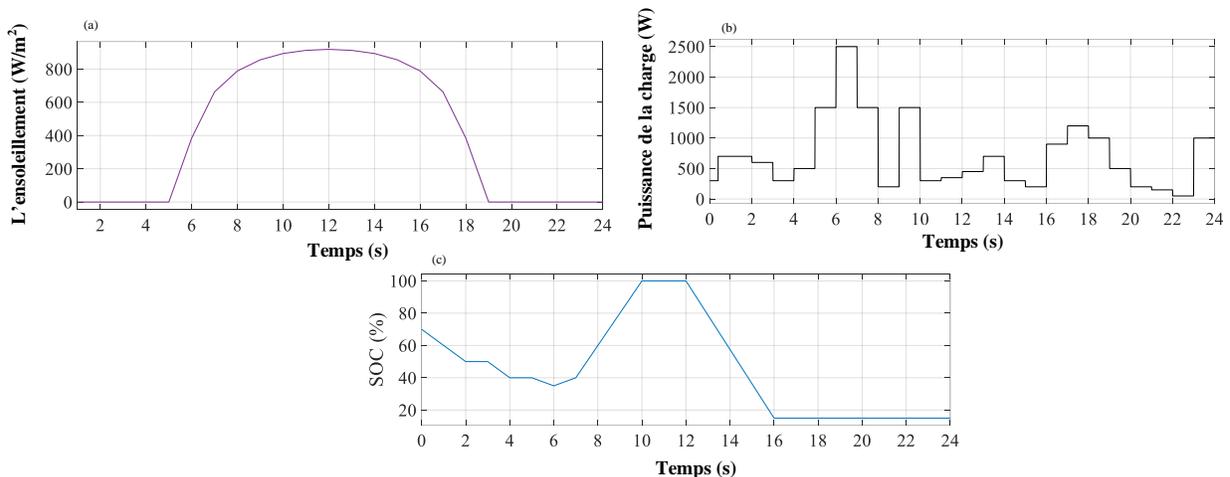


Figure 4-13. Les entrées du système ; (a) Enssoleillement, (b) la puissance demandée par la charge, (c) SOC.

Les puissances délivrées par les trois générateurs (PV, batterie et diesel) et consommées par la charge pendant les différents modes de fonctionnement sont représentées sur la Figure 4-14.

1) Mode 1 : pendant les intervalles de temps [7, 9]s et [13, 18.5]s

Dans ce mode, le générateur PV fonctionne en MPPT, délivrant la puissance demandée par la charge et celle nécessaire à la batterie fonctionnant avec $SOC < SOC_{max}$. Dans ce cas, la batterie sera chargée par la différence entre les puissances générées et consommées de sorte que $P_{bat} = P_{MPPT} - P_L$. Dans cette situation, le diesel est à l'arrêt.

2) Mode 2 : pendant l'intervalle de temps [9, 13]s

Dans ce cas, le générateur PV fonctionnant en mode LPP délivre juste la puissance nécessaire à la charge. Dans ce mode, la batterie est complètement chargée avec $SOC \geq SOC_{max}$. Par conséquent, la batterie ne reçoit aucune puissance et le diesel est toujours à l'arrêt.

3) Mode 3 : pendant l'intervalle de temps [0, 7]s

C'est le mode où le générateur PV fonctionne en mode MPPT, mais il n'y a pas de l'ensoleillement ([0,5] s) ou il y a un faible ensoleillement ([5,7] s), ce qui rendra la puissance générée inférieure à la puissance demandée par la charge. Dans ce cas, la batterie intervient pour compenser cet écart en alimentant seule la charge ou en supportant le générateur PV en période de faible ensoleillement. Cela se fait à condition que le SOC reste supérieur au $SOC_{min} = 20\%$.

4) Mode 4 : pendant l'intervalle de temps [18.5, 24]s

Ce mode est similaire au mode 3, dans lequel le générateur PV fonctionne avec MPPT, mais sa puissance générée reste insuffisante pour couvrir le besoin de charge. Lorsque la batterie atteint sa décharge profonde ($SOC \leq SOC_{min} = 20\%$), elle ne peut plus délivrer la puissance manquante. Dans cette situation, elle sera remplacée par le générateur diesel, qui pourra fournir la différence de puissance $P_{dies} = P_{PV} - P_L$ pendant la période [18.5, 19]s sous faible ensoleillement ou $P_{dies} = P_L$ pendant la période [19,24]s en cas d'absence totale d'ensoleillement.

Pendant les quatre modes, le système PMS-FLC assure un bon équilibre entre la puissance demandée par la charge et celles générées par les trois sources (PV, Batterie et Diesel) avec une douceur notable lors des transitions entre ces modes. Un autre point positif peut être vu sur la Figure 4-14. La stabilité du bus DC est assurée en régulant la tension DC à son point de consigne de 200 V. De plus, les temps transitoires sont maintenus très petits d'une manière qui indique l'efficacité du PMS-FLC proposé.

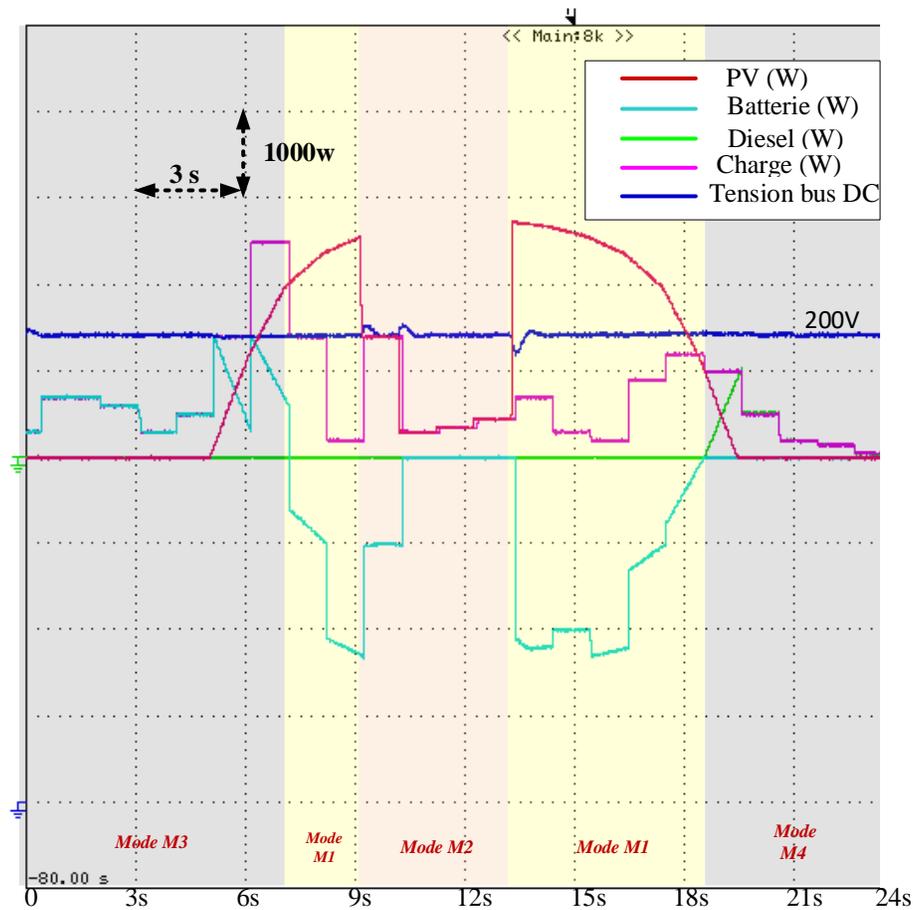


Figure 4-14. Les courbes des puissances du système.

4.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons exposé de manière très explicite la méthode PMS proposée, basée sur la logique floue pour maximiser l'efficacité du système hybride (photovoltaïque-diesel-batterie) à bus DC, alimentant une charge isolée. Après avoir développé le fonctionnement de PMS sur chaque ces sources du système. Une simulation a été établie pour les différentes conditions de fonctionnement du système hybride. Les résultats présentent une excellente stabilité du bus DC et une faible ondulation de la puissance des sources en régime transitoire, ce qui traduit l'avantage du PMS-FLC proposé par rapport au classique PMS utilisant la transition directe. Cela est dû au changement doux entre les modes de fonctionnement du système tout en maintenant le *SOC* des batteries entre 20% et 80%.

Conclusion générale et perspective

Conclusion générale et perspective

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse consistent en l'étude et l'optimisation du système de gestion de la puissance appliqué à un système hybride (photovoltaïque-Diesel-Batterie) pour alimenter une charge isolée. Ce système est très compétitif par rapport au système conventionnel utilisé actuellement et qui ne contient que le Diesel et les batteries pour l'électrification des zones éloignées du point de vue économique et écologique, notamment devant l'évolution exponentielle de l'utilisation des énergies renouvelables grâce aux avantages et aux solutions qu'elles offrent aux stratégies proposées par de nombreux pays visant à réduire les gaz à l'effet de serre et la pollution engendrée à grande échelle par les énergies fossiles. Cependant l'intégration des sources renouvelables tel que le photovoltaïque nécessite une stratégie de commande performante, et un choix de structure simple, fiable et à moindre coût du système pour exploiter cette hybridation avec un rendement maximum en prenant en compte les spécifications de ce type de source qui sont fortement reliées aux conditions climatiques.

Le 1^{er} chapitre a donné une plateforme de connaissance sur les systèmes hybrides qui peuvent exister en fonction de plusieurs facteurs, tel que le coût de la technologie d'hybridation et de la disponibilité des ressources naturelles. Le système PV-Diesel-Batterie est une alternative avantageuse pour les zones éloignées où le gisement solaire est très élevé comme le Sud algérien. Dans ce système, les batteries sont utilisées pour absorber le surplus ou compenser l'insuffisance de la puissance du générateur PV et éliminer le problème de l'intermittence de ce générateur. Le diesel reste comme une source de secours pour le système. La structure de bus DC a été choisie dans ce travail parmi les autres grâce aux avantages présentés, notamment la simplicité de la régulation, où il n'y a pas de régulation de fréquence ni synchronisation entre les différentes sources comme le cas de bus AC. Par la suite, une partie du chapitre a été consacré aux différentes stratégies de la gestion d'énergie appliquée sur le micro-réseau DC.

Dans le 2^{ème} chapitre, après une description de fonctionnement de chaque sous-système (source avec le convertisseur dédié), une modélisation détaillée a été faite pour chacun, qui a démontré la non-linéarité des sources et des convertisseurs. Les schémas des régulateurs PI de chaque convertisseur ont été également développés. La validation de cette étude a été faite par simulation sur SIMPOWER system de Matlab. Après avoir déterminé les paramètres électriques de chaque des sources (PV-Diesel-batterie) et leurs convertisseurs ainsi que les paramètres des régulateurs PI, les résultats de simulation ont montré l'influence des conditions climatiques

(l'ensoleillement et la température) sur les caractéristiques et le point de fonctionnement du générateur PV. Ce dernier présente un point de fonctionnement où il délivre sa puissance maximale qui est le but des algorithmes MPPT.

Ils ont montré également que la commande des convertisseurs des sources avec des régulateurs classiques PI peut engendrer un grand dépassement qui va perturber la tension du bus continu et minimiser les performances et l'efficacité du système global.

Le 3^{ème} chapitre a traité les différentes méthodes du MPPT et leurs performances. Deux méthodes de MPPT ont été proposées, la première est basée totalement sur la logique floue avec deux boucles, a donné des performances élevées devant la méthode MPPT conventionnelle basée sur la logique floue. Ces résultats ont été prouvés par la simulation et la validation expérimentale. La deuxième méthode combine la logique floue et le mode glissant intégral et dérive, la méthode proposée est comparée avec celle qui utilise uniquement le mode glissant intégral et dérive et a donné une amélioration prouvée par les résultats de simulation.

Le 4^{ème} chapitre est la contribution principale de cette thèse, qui a traité la méthode proposée de PMS appliqué sur le système étudié dans les chapitres précédents. Il s'agit d'un système hybride (PV-Batterie-Diesel) de structure de bus DC alimentant une charge isolée. Le PMS appliqué est un système de gestion de puissance centralisée de type maître-esclave qui donne la priorité au générateur PV, ensuite les batteries, si la puissance de deux sources reste toujours inférieure, le Diesel va démarrer. La spécification de PMS proposé assure une transition douce entre tous les modes de fonctionnement contrairement aux PMS classiques qui utilisent des transitions brusques dues aux changements des conditions de modes dans l'organigramme de celui-ci. Cette propriété de PMS a donné une stabilité plus élevée du bus continu. Ce PMS est basé totalement sur la logique floue optimisée par l'algorithme PSO. La validation des résultats par simulation et HIL a prouvé les performances du PMS proposé devant des travaux récents utilisant un PMS classique basé sur un organigramme pour déterminer le mode de fonctionnement.

- **Perspectives**

Ce sujet d'actualité est très vaste et les portes restent ouvertes sur plusieurs aspects pour les chercheurs qui veulent continuer dans cet axe de recherche, on propose :

- D'intégrer d'autres types de source renouvelable telle que l'éolien et d'autre type de stockage d'énergie pour généraliser cette méthode.

-
- De développer d'autres types de MPPT pour des conditions d'ombrage partiel.
 - De combiner plusieurs fonctions objectives (fitness) dans le système PMS.
 - D'utiliser pour la logique floue :
 - d'autre forme des fonctions d'appartenance pour améliorer les résultats.
 - la méthode SUGENO pour simplifier les calculs
 - De changer le structure de bus, en utilisant AC ou mixte et proposer d'autres topologies de convertisseurs plus efficaces.
 - D'effectuer des essais expérimentaux sur un système réel et faire des études technicoéconomiques pour étudier la rentabilité et l'efficacité de l'étude sur les tous axes.

Annexes

A. Conception des contrôleurs PI

A.1. Les régulateurs des convertisseurs DC/DC

La méthode utilisée pour trouver les correcteurs des convertisseurs DC/DC est similaire pour les trois types de convertisseurs utilisés : Boost pour le générateur PV, Buck Boost pour la batterie ou Buck pour générateur diesel. Par conséquent, pour éviter la répétition, nous prenons l'exemple de générateur PV.

Après avoir détaillé le modèle moyen du convertisseur et établi les deux boucles de réglage en cascade, l'externe pour le réglage de tension aux bornes du condensateur et l'interne pour le réglage le courant aux bornes de l'inductance, on peut schématiser le système réglé par la figure A.1.

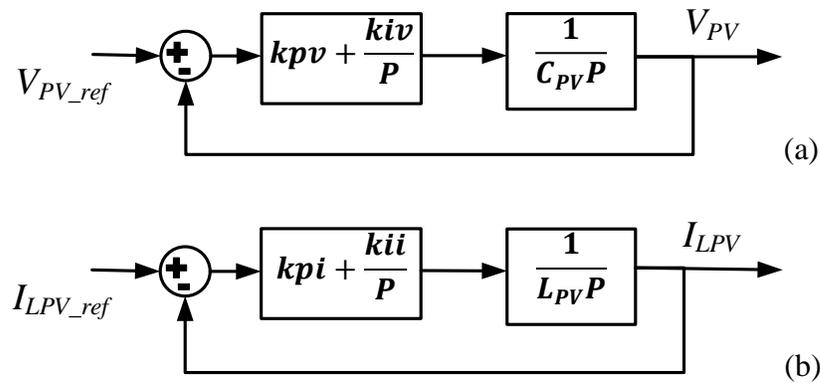


Figure A.1. Les boucles de courant et de tension du convertisseur DC/DC

Le modèle mathématique de la boucle de tension de la figure A.1.a. peut être représenté par la formule suivante :

$$\frac{dV_{PV}}{dt} = \frac{1}{C_{PV}} I_{C_{PV}} \quad \text{A.1}$$

Et la boucle du courant représenté par la figure est donnée par la formule suivante

$$\frac{dI_{LPV}}{dt} = \frac{1}{L_{PV}} V_{L_{PV}} \quad \text{A.2}$$

- **La boucle de réglage de tension**

La fonction transfert en boucle ouverte du système est donnée par la formule suivante :

$$F_{BO} = (kp_v + \frac{ki_v}{P}) \frac{1}{C_{PV}P} = \frac{kp_vP + ki_v}{C_{PV}P^2} \quad A.3$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par la formule suivante :

$$F_{BF} = \frac{kp_vP + ki_v}{C_{PV}P^2 + kp_vP + ki_v} \quad A.4$$

C'est un système linéaire de 2^{ème} ordre la forme générale de son dénominateur est :

$$P^2 + 2\zeta\omega_nP + \omega_n^2 \quad A.5$$

ζ : Coefficient d'amortissement

ω_n : pulsation naturelle

Par identification, nous trouvons :

$$\begin{cases} ki_v = C_{PV}\omega_n^2 \\ kp_v = 2C_{PV}\zeta\omega_n \end{cases} \quad A.6$$

L'abaque ci-dessous donne le temps de réponse à 5% ($tr_{5\%}\omega_n$) en fonction du coefficient d'amortissement ζ .

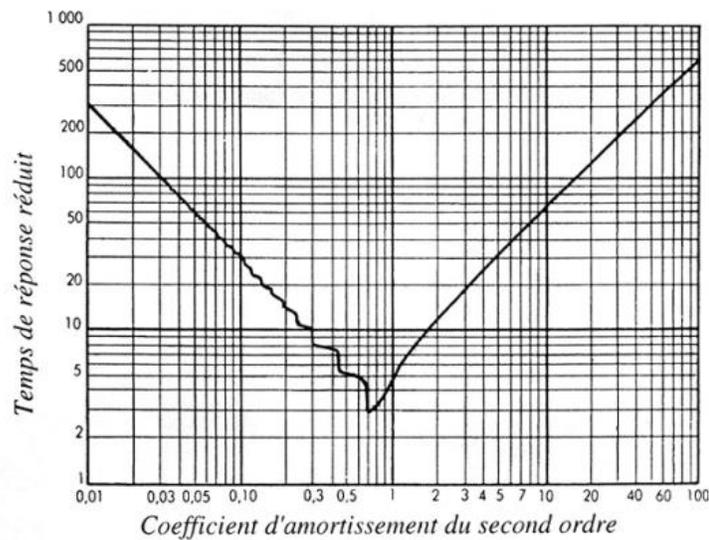


Figure A.2. L'abaque du temps de réponse en fonction du Coefficient d'amortissement

À partir de la courbe ci-dessus ($tr_{5\%} = f(\zeta)$), le temps de réponse minimum est obtenu à partir du point $(\zeta, \omega_n tr) = (0.707, 3)$, en choisissant le temps de réponse approprié, nous pouvons obtenir la fréquence naturelle résultante sur ce point.

$$\begin{cases} \omega_n = \frac{tr}{3} \\ \zeta = 0.707 \end{cases} \quad \text{A.7}$$

- **La boucle de réglage de courant**

Nous considérons les mêmes étapes de la boucle de tension en les appliquant sur la figure A.1.b. Si la boucle courant c'est une boucle interne par rapport à la boucle de la tension, le temps de réponse de la boucle interne doit être au moins plus rapide dix fois que celui de la boucle externe.

A.2. Conception des contrôleurs PI de la boucle de réglage de vitesse du diesel

Le schéma de bloc de Diesel est représenté par un système de deuxième ordre avec un retard pur.

La méthode de réglage par compensation du pôle dominant consiste à :

- Régler la pulsation de coupure de l'intégrateur afin qu'elle soit égale à la pulsation de coupure la plus faible de la fonction de transfert, dans le cas du diesel, il correspond le pôle mécanique
- Puis régler le coefficient k_p de façon à assurer la marge de phase souhaitée de la fonction de transfert de la boucle ouverte par diagramme de Bode ou déterminer le 1^{er} dépassement de la réponse indicielle.

Références

Références

- [1] A. Khelif, A. Talha, M. Belhamel, and A. Hadj Arab, "Feasibility study of hybrid Diesel-PV power plants in the southern of Algeria: Case study on AFRA power plant," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 43, no. 1, pp. 546–553, 2012, doi: 10.1016/j.ijepes.2012.06.053.
- [2] KHELIF Amar. *Etude Technico-économique d'une Installation Hybride Photovoltaïque Diesel*. Thèse de doctorat: Electronique. USTHB, 2013, 178 p.
- [3] A. Atoui, M. Seghir Boucherit, K. Benmansour, S. Barkat, A. Djerioui, and A. Houari, "Unified fuzzy logic controller and power management for an isolated residential hybrid PV/diesel/battery energy system," *Clean Energy*, vol. 6, no. 4, pp. 671–681, 2022, doi: 10.1093/ce/zkac047.
- [4] M. A. Green, Y. Hishikawa, E. D. Dunlop, D. H. Levi, J. Hohl-Ebinger, and A. W. Y. Ho-Baillie, "Solar cell efficiency tables (version 51)," *Prog. Photovoltaics Res. Appl.*, vol. 26, no. 1, pp. 3–12, 2018, doi: 10.1002/pip.2978.
- [5] F. Dimroth *et al.*, "Four-junction wafer-bonded concentrator solar cells," *IEEE J. Photovoltaics*, vol. 6, no. 1, pp. 343–349, 2016, doi: 10.1109/JPHOTOV.2015.2501729.
- [6] A. Atoui, F. Akel, M. S. Boucherit, and K. Benmansour, "An Effective Low Cost Implementation of Adaptive Fuzzy Logic Based Indirect MPPT Method Using ARDUINO DUE Board," *Lect. Notes Networks Syst.*, vol. 361 LNNS, pp. 285–294, 2022, doi: 10.1007/978-3-030-92038-8_29.
- [7] S. Motahhir, A. El Hammoumi, and A. El Ghzizal, "The most used MPPT algorithms: Review and the suitable low-cost embedded board for each algorithm," *J. Clean. Prod.*, vol. 246, 2020, doi: 10.1016/j.jclepro.2019.118983.
- [8] M. A. G. De Brito, L. Galotto, L. P. Sampaio, G. De Azevedo Melo, and C. A. Canesin, "Evaluation of the main MPPT techniques for photovoltaic applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 3, pp. 1156–1167, 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2198036.
- [9] H. Rezk and A. M. Eltamaly, "A comprehensive comparison of different MPPT techniques for photovoltaic systems," *Sol. Energy*, vol. 112, pp. 1–11, 2015, doi: 10.1016/j.solener.2014.11.010.
- [10] R. Ahmad, A. F. Murtaza, H. Ahmed Sher, U. Tabrez Shami, and S. Olalekan, "An analytical approach to study partial shading effects on PV array supported by literature," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 74, no. December 2016, pp. 721–732, 2017, doi: 10.1016/j.rser.2017.02.078.
- [11] M. Abdulkadir, A. H. M. Yatim, and S. T. Yusuf, "An improved PSO-based MPPT control strategy for photovoltaic systems," *Int. J. Photoenergy*, vol. 2014, no. Ic, 2014, doi: 10.1155/2014/818232.
- [12] S. Mohanty, B. Subudhi, and P. K. Ray, "A new MPPT design using grey Wolf optimization technique for photovoltaic system under partial shading conditions," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 7, no. 1, pp. 181–188, 2016, doi: 10.1109/TSTE.2015.2482120.
- [13] J. Ahmed and Z. Salam, "A Maximum Power Point Tracking (MPPT) for PV system using Cuckoo Search with partial shading capability," *Appl. Energy*, vol. 119, pp. 118–130, 2014, doi: 10.1016/j.apenergy.2013.12.062.
- [14] K. Sundareswaran, S. Peddapati, and S. Palani, "MPPT of PV systems under partial shaded conditions through a colony of flashing fireflies," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 29, no. 2, pp. 463–472, 2014, doi: 10.1109/TEC.2014.2298237.
- [15] J. Prasanth Ram and N. Rajasekar, "A Novel Flower Pollination Based Global Maximum Power Point Method for Solar Maximum Power Point Tracking," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 11, pp. 8486–8499, 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2645449.
- [16] K. Sundareswaran, P. Sankar, P. S. R. Nayak, S. P. Simon, and S. Palani, "Enhanced energy output from a PV system under partial shaded conditions through artificial bee colony," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 6, no. 1, pp. 198–209, 2015, doi: 10.1109/TSTE.2014.2363521.

-
- [17] F. Belhachat and C. Larbes, "Comprehensive review on global maximum power point tracking techniques for PV systems subjected to partial shading conditions," *Sol. Energy*, vol. 183, no. March, pp. 476–500, 2019, doi: 10.1016/j.solener.2019.03.045.
- [18] J. Kartite and M. Cherkaoui, "Study of the different structures of hybrid systems in renewable energies: A review," *Energy Procedia*, vol. 157, no. 2018, pp. 323–330, 2019, doi: 10.1016/j.egypro.2018.11.197.
- [19] A. S. Aziz, M. F. N. Tajuddin, M. R. Adzman, M. A. M. Ramli, and S. Mekhilef, "Energy management and optimization of a PV/diesel/battery hybrid energy system using a combined dispatch strategy," *Sustain.*, vol. 11, no. 3, 2019, doi: 10.3390/su11030683.
- [20] A. Belila, M. Benbouzid, E. M. Berkouk, and Y. Amirat, "On energy management control of a PV-diesel-ESS based microgrid in a stand-alone context," *Energies*, vol. 11, no. 8, pp. 1–22, 2018, doi: 10.3390/en11082164.
- [21] A. Choudar, D. Boukhetala, S. Barkat, and J. M. Brucker, "A local energy management of a hybrid PV-storage based distributed generation for microgrids," *Energy Convers. Manag.*, vol. 90, pp. 21–33, 2015, doi: 10.1016/j.enconman.2014.10.067.
- [22] A. Guichi, A. Talha, E. M. Berkouk, S. Mekhilef, and S. Gassab, "A new method for intermediate power point tracking for PV generator under partially shaded conditions in hybrid system," *Sol. Energy*, vol. 170, no. February, pp. 974–987, 2018, doi: 10.1016/j.solener.2018.06.027.
- [23] Z. Yi, W. Dong, and A. H. Etemadi, "A unified control and power management scheme for PV-Battery-based hybrid microgrids for both grid-connected and islanded modes," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 9, no. 6, pp. 5975–5985, 2018, doi: 10.1109/TSG.2017.2700332.
- [24] X.-P. Ji, Q.-J. Liu, Z. Liu, Y.-Y. Xie, and J.-T. Zhai, "Coordinated control and power management of diesel-PV-battery in hybrid stand-alone microgrid system," *J. Eng.*, vol. 2019, no. 18, pp. 5245–5249, 2019, doi: 10.1049/joe.2018.9290.
- [25] S. Koohi-Kamali, N. A. Rahim, and H. Mokhlis, "Smart power management algorithm in microgrid consisting of photovoltaic, diesel, and battery storage plants considering variations in sunlight, temperature, and load," *Energy Convers. Manag.*, vol. 84, pp. 562–582, 2014, doi: 10.1016/j.enconman.2014.04.072.
- [26] A. Derrouazin, M. Aillerie, N. Mekkakia-Maaza, and J. P. Charles, "Multi input-output fuzzy logic smart controller for a residential hybrid solar-wind-storage energy system," *Energy Convers. Manag.*, vol. 148, pp. 238–250, 2017, doi: 10.1016/j.enconman.2017.05.046.
- [27] Z. Roumila, D. Rekioua, and T. Rekioua, "Energy management based fuzzy logic controller of hybrid system wind/photovoltaic/diesel with storage battery," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 42, no. 30, pp. 19525–19535, 2017, doi: 10.1016/j.ijhydene.2017.06.006.
- [28] CHOUDAR Adel. *A Local Energy Management and Coordinated Control of an Active PV Generator Connected to an Electric Smart Microgrid*. Thèse de doctorat: Automatique. ENP, 2017, 129 p.
- [29] BOUKERDJA Mahdi. *Contribution to develop the advanced control techniques for DC microgrid*. Thèse de doctorat: Automatique. L'université de M'sila, 2021, p187.
- [30] P. Roy, J. He, T. Zhao, and Y. V. Singh, "Recent Advances of Wind-Solar Hybrid Renewable Energy Systems for Power Generation: A Review," *IEEE Open J. Ind. Electron. Soc.*, vol. 3, no. January, pp. 81–104, 2022, doi: 10.1109/OJIES.2022.3144093.
- [31] E. Kabalci, *Hybrid Renewable Energy Systems and Microgrids*. ELSEVIER 2020.
- [32] M. H. Nehrir *et al.*, "A review of hybrid renewable/alternative energy systems for electric power generation: Configurations, control, and applications," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 2, no. 4, pp. 392–403, 2011, doi: 10.1109/TSTE.2011.2157540.
- [33] M. S. Alam and S. A. Arefifar, "Energy Management in Power Distribution Systems: Review, Classification, Limitations and Challenges," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 92979–93001, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2927303.

-
- [34] F. S. Al-Ismail, "DC Microgrid Planning, Operation, and Control: A Comprehensive Review," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 36154–36172, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3062840.
- [35] M. S. Alam, M. A. Y. Abido, and I. El-Amin, "Fault current limiters in power systems: A comprehensive review," *Energies*, vol. 11, no. 5, 2018, doi: 10.3390/en11051025.
- [36] G. Ensermu, A. Bhattacharya, and N. Panigrahy, "Real-Time Simulation of Smart DC Microgrid with Decentralized Control System Under Source Disturbances," *Arab. J. Sci. Eng.*, vol. 44, no. 8, pp. 7173–7185, 2019, doi: 10.1007/s13369-019-03842-6.
- [37] H. Alrajhi Alsiraji and R. El-Shatshat, "Virtual Synchronous Machine/Dual-Droop Controller for Parallel Interlinking Converters in Hybrid AC–DC Microgrids," *Arab. J. Sci. Eng.*, vol. 46, no. 2, pp. 983–1000, 2021, doi: 10.1007/s13369-020-04794-y.
- [38] A. G. Tsikalakis and N. D. Hatziargyriou, "Centralized control for optimizing microgrids operation," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 1, pp. 241–248, 2008, doi: 10.1109/TEC.2007.914686.
- [39] I. Federico, E. Jose, and F. Luis, "Master-slave DC droop control for paralleling auxiliary DC/DC converters in electric bus applications," *IET Power Electron.*, vol. 10, no. 10, pp. 1156–1164, 2017, doi: 10.1049/iet-pel.2016.0590.
- [40] A. Kaur, J. Kaushal, and P. Basak, "A review on microgrid central controller," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 55, pp. 338–345, 2016, doi: 10.1016/j.rser.2015.10.141.
- [41] A. K. Nanda, B. Panda, C. K. Panigrahi, A. Pradhan, and N. Hannon, "Trends in Microgrid Control," *Microgrids Des. Challenges, Prospect.*, vol. 5, no. 4, pp. 119–135, 2021, doi: 10.1201/9781003121626-6.
- [42] T. L. Vandoorn, J. C. Vasquez, J. De Kooning, J. M. Guerrero, and L. Vandevelde, "Microgrids: Hierarchical control and an overview of the control and reserve management strategies," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 7, no. 4, pp. 42–55, 2013, doi: 10.1109/MIE.2013.2279306.
- [43] X. Lu, S. Member, J. M. Guerrero, S. Member, K. Sun, and J. C. Vasquez, "Tpel.2013.2266419," no. c, 2013.
- [44] S. Peyghami, H. Mokhtari, P. C. Loh, P. Davari, and F. Blaabjerg, "Distributed Primary and secondary power sharing in a droop-controlled lvdc microgrid with merged AC and DC characteristics," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 9, no. 3, pp. 2284–2294, 2018, doi: 10.1109/TSG.2016.2609853.
- [45] C. Jin, P. Wang, J. Xiao, Y. Tang, and F. H. Choo, "Implementation of hierarchical control in DC microgrids," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 8, pp. 4032–4042, 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2286563.
- [46] T. L. Vandoorn, B. Meersman, J. D. M. De Kooning, and L. Vandevelde, "Analogy between conventional grid control and islanded microgrid control based on a global DC-link voltage droop," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 27, no. 3, pp. 1405–1414, 2012, doi: 10.1109/TPWRD.2012.2193904.
- [47] Vinod, R. Kumar, and S. K. Singh, "Solar photovoltaic modeling and simulation: As a renewable energy solution," *Energy Reports*, vol. 4, pp. 701–712, 2018, doi: 10.1016/j.egy.2018.09.008.
- [48] G. Farivar and B. Asaei, "A new approach for solar module temperature estimation using the simple diode model," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 26, no. 4, pp. 1118–1126, 2011, doi: 10.1109/TEC.2011.2164799.
- [49] KERMADI Mostefa. *A Hybrid Global Maximum Power Point Tracker For Photovoltaic Systems Under Complex Partial Shading Conditions*. Thèse de doctorat: Automatique. ENP, 2018, 159 p.
- [50] Byungcho Choi, "Pulsewidth Modulated Dc-to-Dc Power Conversion," *IEEE Press*, 2022.
- [51] L. M. Hajagos and M. J. Basler, *Changes to IEEE 421.5 recommended practice for excitation system models for power system stability studies*, vol. 1. 2005.
- [52] V. G. R. Kummara *et al.*, *A comprehensive review of DC–DC converter topologies and modulation strategies with recent advances in solar photovoltaic systems*, vol. 9, no. 1. 2020.
- [53] M. Kermadi, S. Mekhilef, Z. Salam, J. Ahmed, and E. M. Berkouk, "Assessment of maximum power point trackers performance using direct and indirect control methods," *Int. Trans. Electr. Energy Syst.*, vol. 30, no.

- 10, pp. 1–18, 2020, doi: 10.1002/2050-7038.12565.
- [54] Y. Wang, Y. Li, and X. Ruan, “High-Accuracy and Fast-Speed MPPT Methods for PV String under Partially Shaded Conditions,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 235–245, 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2465897.
- [55] S. H. Hanzaei, S. A. Gorji, and M. Ektesabi, “A scheme-based review of MPPT techniques with respect to input variables including solar irradiance and PV arrays’ temperature,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 182229–182239, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3028580.
- [56] A. O. Baba, G. Liu, and X. Chen, “Classification and Evaluation Review of Maximum Power Point Tracking Methods,” *Sustain. Futur.*, vol. 2, no. November 2019, p. 100020, 2020, doi: 10.1016/j.sfr.2020.100020.
- [57] A. K. Podder, N. K. Roy, and H. R. Pota, “MPPT methods for solar PV systems: A critical review based on tracking nature,” *IET Renew. Power Gener.*, vol. 13, no. 10, pp. 1615–1632, 2019, doi: 10.1049/iet-rpg.2018.5946.
- [58] H. J. El-Khozondar, R. J. El-Khozondar, K. Matter, and T. Suntio, “A review study of photovoltaic array maximum power tracking algorithms,” *Renewables Wind. Water, Sol.*, vol. 3, no. 1, 2016, doi: 10.1186/s40807-016-0022-8.
- [59] R. Ahmad, A. F. Murtaza, and H. A. Sher, “Power tracking techniques for efficient operation of photovoltaic array in solar applications – A review,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 101, no. October 2018, pp. 82–102, 2019, doi: 10.1016/j.rser.2018.10.015.
- [60] A. Belay Kebede and G. Biru Worku, “Comprehensive review and performance evaluation of maximum power point tracking algorithms for photovoltaic system,” *Glob. Energy Interconnect.*, vol. 3, no. 4, pp. 398–412, 2020, doi: 10.1016/j.gloi.2020.10.008.
- [61] A. Noshadi, J. Shi, W. S. Lee, P. Shi, and A. Kalam, “Optimal PID-type fuzzy logic controller for a multi-input multi-output active magnetic bearing system,” *Neural Comput. Appl.*, vol. 27, no. 7, pp. 2031–2046, 2016, doi: 10.1007/s00521-015-1996-7.
- [62] A. O. Baba, G. Liu, and X. Chen, “Classification and Evaluation Review of Maximum Power Point Tracking Methods,” *Sustain. Futur.*, vol. 2, no. February, p. 100020, 2020, doi: 10.1016/j.sfr.2020.100020.
- [63] G. K. I. Mann, B. G. Hu, and R. G. Gosine, “Analysis of direct action fuzzy PID controller structures,” *IEEE Trans. Syst. Man, Cybern. Part B Cybern.*, vol. 29, no. 3, pp. 371–388, 1999, doi: 10.1109/3477.764871.
- [64] A. Kihal, F. Krim, A. Laib, B. Talbi, and H. Afghoul, “An improved MPPT scheme employing adaptive integral derivative sliding mode control for photovoltaic systems under fast irradiation changes,” *ISA Trans.*, vol. 87, pp. 297–306, 2019, doi: 10.1016/j.isatra.2018.11.020.
- [65] S. Motahhir, A. El Ghzizal, S. Sebti, and A. Derouich, “MIL and SIL and PIL tests for MPPT algorithm,” *Cogent Eng.*, vol. 4, no. 1, 2017, doi: 10.1080/23311916.2017.1378475.
- [66] N. Ould Cherchali, A. Morsli, M. S. Boucherit, and L. Barazane, “Robust controller to extract the maximum power of a photovoltaic system,” *J. Electr. Electron. Eng.*, vol. 7, no. 1, pp. 117–122, 2014.
- [67] A. Guichi, A. Talha, E. M. Berkouk, and S. Mekhilef, “Energy management and performance evaluation of grid connected PV-battery hybrid system with inherent control scheme,” *Sustain. Cities Soc.*, vol. 41, pp. 490–504, 2018, doi: 10.1016/j.scs.2018.05.026.
- [68] J. Macaulay and Z. Zhou, “A fuzzy logical-based variable step size P&O MPPT algorithm for photovoltaic system,” *Energies*, vol. 11, no. 6, 2018, doi: 10.3390/en11061340.
- [69] Y. T. Chen, Z. H. Lai, and R. H. Liang, “A novel auto-scaling variable step-size MPPT method for a PV system,” *Sol. Energy*, vol. 102, pp. 247–256, 2014, doi: 10.1016/j.solener.2014.01.026.
- [70] M. Amer, A. Namaane, and N. K. M’Sirdi, “Optimization of hybrid renewable energy systems (HRES) using PSO for cost reduction,” *Energy Procedia*, vol. 42, pp. 318–327, 2013, doi: 10.1016/j.egypro.2013.11.032.
- [71] J. Kennedy and R. Eberhart, “Particle Swarm Optimization,” *Proc. IEEE Int. Conf. neural networks*, no. 27

-
- Nov. 1 Dec, pp. 1942–1948, 1995.
- [72] P. C. Cheng, B. R. Peng, Y. H. Liu, Y. S. Cheng, and J. W. Huang, “Optimization of a fuzzy-logic-control-based MPPT algorithm using the particle Swarm optimization technique,” *Energies*, vol. 8, no. 6, pp. 5338–5360, 2015, doi: 10.3390/en8065338.
- [73] M. R. Douiri, M. Cherkaoui, and A. Essadki, “Genetic algorithms based fuzzy speed controllers for indirect field oriented control of induction motor drive,” *Int. J. Circuits, Syst. Signal Process.*, vol. 6, no. 1, pp. 21–28, 2012.
- [74] M. Kermadi, Z. Salam, J. Ahmed, and E. M. Berkouk, “A High-Performance Global Maximum Power Point Tracker of PV System for Rapidly Changing Partial Shading Conditions,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, no. 3, pp. 2236–2245, 2020, doi: 10.1109/tie.2020.2972456.