

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Univerisité Larbi Ben M'Hidi, Oum El Bouaghi
Faculté des Sciences et sciences appliquées



THÈSE

Présentée pour l'obtention du **diplôme de DOCTORAT** 3^{ème} cycle

Spécialité : Génie électrique Et Automatique

Thèse préparée au laboratoire de Génie Électrique et Automatique

Par : MEDDOUR Sami

Sujet

**Méthodologies de Conception et d'Optimisation d'Une
Chaîne de Conversion d'Énergie Renouvelable**

Soutenue publiquement, le 03/07/2023, devant le jury composé de :

M.	BARA kamel	Professeur	Université Oum El Bouaghi	Président
M.	RAHEM Djamel	Professeur	Université Oum El Bouaghi	Rapporteur
M.	LAIB Hichem	Maître de Conférences	Université Oum El Bouaghi	Co-Rapporteur
M.	BAHI Tahar	Professeur	Université de Annaba	Examineur
M.	CHAIBA Azzeddine	Professeur	Université de Khenchela	Examineur
Mme.	BENFERHI Louiza	Professeur	Université de Batna 2	Examinatrice

Je dédie ce modeste travail : A mes chers parents que
Dieu protège.

A mes chers frères et soeurs.

A tous les membres de ma famille.

A tous mes amis de ma vie sociale et universitaire.

A tous mes enseignants qui m'ont enseigné pendant toutes
mes années d'études, et particulièrement, Dr Rahem
Djamel et Laib hichem

Remerciement

Avant tout, je remercie ALLAH, le tout puissant, de m'avoir donné le courage et la volonté pour accomplir ce travail de recherche.

Je tiens d'abord à remercier profondément mon directeur de thèse le professeur **Djamel Rahem**, pour m'avoir encadré durant ces années de doctorat, la confiance qu'il m'a accordée, ses encouragements, ses précieux conseils, et pour son effort dans ces travaux. Qu'il me soit permis d'exprimer à Monsieur **Hichem Laïb** (Co-directeur) Maître de conférence à l'enseignement supérieur à l'université de Oum El bouaghi pour ses précieux conseils et son effort dans ces travaux.

Je tiens à exprimer mes plus sincères remerciements à Monsieur **BARA kamel**, Professeur de l'Université d'Oum El bouaghi, qui il ma fait l'honneur de présider le jury de ma soutenance. Je suis reconnaissant pour son encouragement et son soutien tout au long de la soutenance. Mes remerciements s'adressent également aux autres membres du jury examinateur qui ont honoré ma thèse de leur présence. Je tiens particulièrement à mentionner les noms suivants :

M. **BAHI Tahar** Prof. Université de Annaba. M. **CHAIBA Azzeddine** Prof. Université de Khenchela. Mme. **BENFERHI Louiza** Prof. Université de Batna 2.

Ma gratitude s'exprime pour Monsieur **Patrice Wira**, Professeur à l'Institut Universitaire de Technologie de Mulhouse-France, pour ses conseils scientifiques ainsi que ses qualités humaines. Je tiens à le remercier de m'avoir offert l'opportunité de travailler au sein du laboratoire Modélisation, Intelligence, Processus et Systèmes (MIPS), France.

Je souhaite exprimer ma gratitude envers toutes les personnes qui m'ont soutenu de manière directe ou indirecte tout au long de mes années de recherche et d'études. En outre, je tiens à exprimer ma reconnaissance à tous mes enseignants pour leur contribution essentielle à ma formation.

Enfin, je tiens à remercier ma famille pour son soutien et son amour pendant ces années de doctorat.

ملخص

الهدف من هذه الأطروحة هو تصميم وتحسين سلاسل تحويل الطاقة الكهروضوئية، مع أنظمة سواء كانت منفصلة أو متصلة بالشبكة عبر عدة استراتيجيات تحكم. يركز الجزء الأول من البحث على الأنظمة الكهروضوئية المتصلة بالشبكة. أين يتم استخدام محول طاقة DC-DC مع التحكم في تتبع نقطة الطاقة القصوى MPPT لإستخراج الطاقة القصوى من اللوحة الكهروضوئية. تتضمن الدراسة أيضا خوارزميات metaheuristic، مثل خوارزمية سرب الطيور PSO، للحصول على نموذج مكافئ للوحة الكهروضوئية، وبالتالي تحسين أداء وسرعة خوارزمية MPP عن طريق تقديم وحدة التحكم في النموذج التنبئي للحالات المحدودة FS-MPC لإدارة نقل الطاقة والمزامنة للاتصال بشبكة ثلاثية الأطوار. علاوة على ذلك، يتم تنفيذ خوارزمية الحيتان WOA كوحدة تحكم MPPT مع عاكس أحادي الطور متصل بالشبكة. كذلك، لتقليل عدد التبديلات في العاكس أحادي الطور، تم تطوير وحدة تحكم RS-FS-MPC لخفض عدد التبديلات في العاكس المتصل بالشبكة. من الضروري كذلك الحفاظ على جهد ثابت يوفره نظام التحكم في التيار المستمر، والذي تمت دراسته وتقديمه في هذا البحث أيضا. تعتمد الطرق المستخدمة لمحاكاة النظام على استخدام جهاز تحكم نسبي متكامل مضاد للتشبع PI.

في الجزء الثاني من الدراسة، تمت دراسة وتحسين نظام مستقل عن الشبكة، حيث تم تطوير خوارزمية تحسين سرب الطيور مع التطور التفاضلي DE-PSO للتغلب على حالات التظليل الجزئي للخلايا الكهروضوئية في ظروف مناخية مختلفة واكتشاف التغيرات في الحمل.

أخيراً، يتم اختبار أداء تقنيات التحكم المقترحة في ظروف مناخية مختلفة من خلال المحاكاة والتحقق التجريبي من النتائج اعتماداً على لوحة DSPICE 1104 في حالة النظام أحادي الطور المقترح. يتم أيضا تسليط الضوء على مزايا وقيود كل تقنية تحكم.

الكلمات المفتاحية :

تتبع الإستطاعة العظمى، خوارزمية سرب الطيور، الخوارزمية الجينية، خوارزمية الحيتان، التطور التفاضلي، محول رافع للجهد، محول خافض للجهد، محاكي ألواح كهروضوئية، التحكم التنبئي لنموذج من مجموعة محدودة، نظام التحكم التناسبي التكاملية.

Abstract

The objective of this thesis is to design and optimize photovoltaic (PV) power conversion chains for both island and grid-connected systems under various control strategies. The first part of the research focuses on grid-connected PV systems. A DC/DC converter with maximum power point tracking (MPPT) control is employed to extract the maximum power from the PV panel. The study incorporates metaheuristic MPPT algorithms, such as particle swarm optimization (PSO), to obtain an equivalent model of the PV panel, thereby improving the performance and speed of the MPPT algorithm. The finite-state predictive model controller (FS-MPC) is introduced to manage energy transfer and synchronization in a three-phase grid-connected inverter. Moreover, a Whale Optimization Algorithm (WOA) is implemented as an MPPT controller with a single-phase grid-connected inverter. Furthermore, to reduce the number of switches in a single-phase inverter, a reduced-switching FS-MPC (RS-FS-MPC) controller is developed. In a grid-connected inverter, It is necessary to maintain a constant voltage supplied by the DC-side system, which is studied and presented in this research. The methods used in the simulation of the system are based on the use of a proportional-integral anti-windup (PI) controller.

In the second part of the study, an autonomous system is considered, where a hybrid particle swarm optimization algorithm with differential evolution (DE-PSO) is developed to overcome the partial shading condition in different climatic conditions and detect changes in load.

Finally, the performance of the proposed control techniques is tested in different climatic conditions through simulation and experimental validation on a test bench based on a DSPACE 1104 board in the case of the proposed single-phase system. The advantages and limitations of each control technique are highlighted.

Keywords: Maximum Power Point Tracking, Particle Swarm Optimization, Particle Swarm Optimization, Whale Optimization Algorithm, Differential Evolution-Particle Swarm Optimization, Proportional Integral Controller, Boost, Buck, Photovoltaic Emulator, Finit Set Model Predictive Control, Reduction Switching-Finit Set Model Predictive Control.

Résumé

L'objectif de cette thèse est de concevoir et d'optimiser des chaînes de conversion d'énergie photovoltaïque (PV) pour des systèmes connectés au réseau et autonomes, en utilisant différentes stratégies de contrôle. La première partie de la recherche se concentre sur les systèmes PV connectés au réseau triphasé. Un convertisseur DC-DC avec contrôle de point de puissance maximale (MPPT) est utilisé pour extraire la puissance maximale du panneau PV. L'étude intègre des algorithmes MPPT méta-heuristiques, tels que l'optimisation de l'essaim de particules (PSO), pour obtenir un modèle équivalent du panneau PV, améliorant ainsi les performances et la vitesse de l'algorithme MPPT. Le contrôleur de modèle prédictif à états finis (FS-MPC) est introduit pour gérer le transfert d'énergie et la synchronisation dans un onduleur triphasé connecté au réseau. De plus, un algorithme d'optimisation de la baleine (WOA) est mis en œuvre en tant que contrôleur MPPT avec un onduleur monophasé connecté au réseau. En outre, pour réduire le nombre de commutation dans un onduleur monophasé, un contrôleur à commutation réduite FS-MPC (RS-FS-MPC) est utilisé. Dans un onduleur connecté au réseau, il est nécessaire de maintenir une tension constante fournie par le système côté courant continu, qui est étudié et présenté dans cette recherche. Les méthodes utilisées dans la simulation du système sont basées sur l'utilisation d'un contrôleur proportionnel-intégral anti-windup (PI).

Dans la deuxième partie de l'étude, un système autonome est considéré, où un algorithme d'optimisation hybride de l'essaim de particules avec évolution différentielle (DE-PSO) est développé pour surmonter la condition d'ombrage partiel (OP) dans différentes conditions climatiques et détecter les changements de charge.

Enfin, les performances des techniques de contrôle proposées sont testées dans différentes conditions climatiques par simulation et validation expérimentale sur une plate-forme de test basée sur une carte DSPACE 1104 dans le cas du système monophasé proposé. Les avantages et les limitations de chaque technique de contrôle sont mis en évidence.

Keywords : Recherche du Point de Puissance Maximale, Optimisation Par Essaims Particulaires, Algorithme Génétique, Optimisation Des Baleines, Évolution Différentielle, Régulateur Proportionnel Intégral, Boost, Buck, Emulateur Photovoltaïque, Modèle Prédictive a État Fini, Réduction De Commutation - Modèle Prédictive a État Fini.

Table des matières

Table des figures	i
Liste des tableaux	vi
Nomenclature	vii
Introduction Générale	1
1 Modélisation d'un système photovoltaïque	6
1.1 Introduction	6
1.2 Les énergies renouvelables	7
1.2.1 L'énergie éolienne	7
1.2.2 L'énergie hydroélectrique	8
1.2.3 L'énergie géothermique	9
1.2.4 L'énergie des vagues	9
1.2.5 L'énergie solaire photovoltaïque	10
1.3 Modélisation d'un générateur photovoltaïque	10
1.3.1 Introduction	10
1.3.2 L'effet photovoltaïque	10
1.4 Les Technologies	12
1.4.1 Cellule au silicium mono-cristallin	12
1.4.2 Cellule au silicium poly-cristallin	12
1.4.3 Cellule au silicium amorphe	13
1.4.4 Cellules solaires en polymère	14
1.4.5 Cellule multi-jonction	15
1.5 Constitution d'un générateur PV (GPV)	15
1.5.1 Modélisation d'une cellule PV	16
1.5.2 Influence de la température et de l'éclairement	18
1.5.3 Association des cellules PV	19

1.5.4	Facteur de remplissage	19
1.5.5	Le rendement de la cellule	20
1.5.6	Mismatch	20
1.5.7	Points chauds	21
1.5.8	L'effet d'ombrage	21
1.6	Principe de Conversion dans les Systèmes PV	22
1.6.1	Connexion directe entre le module PV et la charge	23
1.6.2	Étage d'Adaptation entre un Générateur PV et une Charge	23
1.7	Structure des installations PV	24
1.7.1	Les installations en site isolée	24
1.7.2	Les installations connectées au réseau électrique	24
1.8	Les convertisseurs DC-DC	28
1.8.1	Introduction	28
1.8.2	Convertisseur Buck	28
1.8.3	Convertisseur Boost	31
1.8.4	Convertisseur Buck-Boost	34
1.8.5	Conversion synchrone et asynchrone	36
1.9	Les onduleurs	37
1.10	Classification des onduleurs	38
1.10.1	Selon la caractéristique de sortie	38
1.10.2	Selon la source de l'onduleur	39
1.10.3	le nombre de phases de la charge	40
1.10.4	Selon le nombre de niveaux de sortie	40
1.11	Conclusion	42
2	Techniques d'MPPT et stratégies de commandes des onduleurs	43
2.1	Introduction	43
2.2	Perturbation et observation (P&O)	44
2.3	Méthode d'escalade	45
2.4	Incrémentation de conductance	46
2.5	Circuit ouvert et court-circuit	48
2.6	Les algorithmes méta-heuristiques	49
2.6.1	Optimisation par essais particuliers	50
2.6.2	Les algorithmes génétiques	52
2.6.3	Algorithme d'évaluation différentiel	54
2.6.3.1	Opération de mutation	55
2.6.3.2	Opération du croisement	55

2.6.3.3	Opération de sélection	56
2.6.4	Algorithme d'optimisation des baleines	56
2.6.4.1	Modèle mathématique	58
2.7	Les techniques de commande des onduleurs	59
2.8	Contrôle du courant	59
2.8.1	Contrôle du courant par hystérésis	60
2.8.2	Commande à modulation de largeur d'impulsion	62
2.8.2.1	Commande en pleine onde de type 180°	62
2.8.2.2	Modulation sinusoïdale (sinus-triangle)	62
2.8.3	Commande linéaire avec modulation par vecteur spatial	65
2.8.4	Commande prédictive d'un onduleur	68
2.8.5	Boucle à verrouillage de phase	69
2.8.6	Régulation du bus continu	72
2.9	Conclusion	73
3	Système photovoltaïque connecté au réseau électrique	75
3.1	Un MPPT PSO basé sur le modèle du module solaire pour un système PV triphasé en utilisant FS-MPC	75
3.1.1	Introduction	75
3.1.2	Description du système	76
3.1.3	Calcul de courant de référence et régulation du bus continu	76
3.1.4	Modèle d'onduleur triphasé à deux niveaux	77
3.1.5	La commande FS-MPC	79
3.1.6	Résultats et discussion	80
3.1.7	Conclusion	84
3.2	Un MPPT WOA basé sur le modèle du module solaire pour un système PV monophasé en utilisant RS-FS-MPC qui traite la minimisation de nombre de commutations	84
3.2.1	Introduction	84
3.2.2	Modélisation et commande du l'émulateur solaire	85
3.2.3	MPPT coté courant continu	87
3.2.4	Régulation du bus continue	87
3.2.5	Onduleur monophasé en pont complet connecté au réseau électrique	87
3.2.6	Modèle prédictive à état fini avec minimisation de nombre de commutations	88
3.2.7	Résultat de simulation	90
3.2.8	Les résultats expérimentaux	94

3.3	Conclusion	99
4	Algorithme GMPPT hybride proposé pour un système autonome	101
4.1	État de l'art de la recherche du point de puissance maximale globale (GMPPT)	101
4.2	Description du système proposé	102
4.3	Algorithme hybride proposée	103
4.4	Détection de la variation de la charge	106
4.5	Discussion et résultat de simulation	107
4.6	Conclusion	113
	Conclusion Générale	114
	Bibliographie	116
A		A

Table des figures

1.1	Augmentation annuelle de la capacité de production par énergies renouvelables, par technologie, de 2016 à 2021, et pour atteindre les scénarios de zéro émission en 2030 et 2050 [1].	7
1.2	Capacité mondiale d'énergie éolienne et augmentations annuelles, 2011-2021, [1]	8
1.3	Capacité hydroélectrique mondiale, parts des 10 premiers pays et du reste du monde, 2021, [1].	8
1.4	Capacité d'énergie géothermique et ajouts, 10 premiers pays et reste du monde. [1].	9
1.5	Capacité solaire PV mondiale et ajouts annuels, 2011-2021, [1].	10
1.6	Jonction $p - n$ d'un semi-conducteur [2].	11
1.7	Cellule au silicium mono-cristallin	12
1.8	Cellule au silicium poly-cristallin.	13
1.9	Cellule solaire 4V 30 A Fabricant WSL SOLAR.	14
1.10	Cellules solaires en polymère.	14
1.11	Cellule multi-jonction.	15
1.12	Diagramme de circuit équivalent d'une cellule PV. Diode unique à gauche. Diode double à droit.	16
1.13	Caractéristiques de la PV en présence d'une irradiation solaire variable et d'une température constante.	18
1.14	Caractéristiques de la sortie PV avec des températures variables et une irradiation solaire constante.	19
1.15	Des courbes de fonction $I(V)$ en fonction de la configuration électrique des modules en série et on parallèle.	20
1.16	Courbe $I-V$ et $P-V$ pour les deux cas. a) Un module non ombragé. b) Un module avec 75 % d'une cellule ombragée [3].	22
1.17	Connexion directe entre le module PV et la charge via une diode Anti-Retour.	23
1.18	Étage d'adaptation entre un GPV et une charge.	24

1.19	Composants de base typiques d'un système PV autonome.	25
1.20	Topologies d'onduleurs PV. Centralisée [4].	25
1.21	Topologies d'onduleurs en chaîne, et multi-chaîne [4].	26
1.22	Topologies d'onduleurs PV intégration de modules [4].	27
1.23	Schéma de convertisseur dc-dc dans un système PV autonome.	28
1.24	Circuit idéal de convertisseur Buck.	29
1.25	Circuit équivalent de convertisseur Buck lorsque l'interrupteur est sur ON et la diode est OFF.	29
1.26	Circuit équivalent de convertisseur Buck lorsque l'interrupteur est sur OFF est la diode est ON.	29
1.27	Formes d'onde idéales du courant et de la tension dans un convertisseur Buck.	30
1.28	Schéma simplifié et caractéristiques d'un convertisseur Boost.	31
1.29	Circuit équivalent de convertisseur Boost lorsque l'interrupteur est sur ON et la diode sur OFF.	31
1.30	Circuit équivalent de convertisseur Boost lorsque l'interrupteur est sur OFF est la diode est ON.	32
1.31	Formes d'onde idéales du courant et de la tension dans un convertisseur Boost.	32
1.32	Schéma simplifié du Convertisseur Buck-Boost.	34
1.33	Circuit équivalent de convertisseur Buck-Boost lorsque l'interrupteur est sur ON et la diode sur OFF.	34
1.34	Circuit équivalent de convertisseur Buck-Boost lorsque l'interrupteur est sur OFF est la diode est ON.	35
1.35	Formes d'ondes idéales du courant et de la tension dans un convertisseur Buck-Boost.	35
1.36	Circuit idéal de convertisseur Buck Synchrones.	37
1.37	Circuit idéal de convertisseur Boost Synchrones.	37
1.38	Formes d'ondes d'un onduleur.	38
1.39	Schémas d'un onduleur de courant et de tension.	39
1.40	Schémas d'un onduleur monophasé à pont complet et à demi-pont.	40
1.41	Différents types des onduleurs multi-niveaux.	41
1.42	Différentes topologies des onduleurs multi-niveaux.	41
2.1	Organigramme de l'algorithme de P&O.	44
2.2	Principe de fonctionnement de l'algorithme P&O présenté sur la courbe de P(V).	45

2.3	Organigramme de l'algorithme de d'escalade.	46
2.4	Organigramme de l'algorithme INC.	47
2.5	Principe de fonctionnement de l'algorithme INC, présenté sur la courbe de I(V) et P(V).	47
2.6	Principe de fonctionnement de l'algorithme circuit ouvert et court-circuit, présenté sur la courbe de I(V) et P(V).	48
2.7	Classification des algorithmes méta-heuristiques.	50
2.8	Strategy de recherche PSO.	51
2.9	Principe de fonction d'un algorithme génétique.	52
2.10	Présentation de terminologie utilisée dans GA, avec le croisement.	53
2.11	Principe de fonction d'un algorithme à évolution différentielle.	54
2.12	Schéma de navigation d'une baleine utilisant un filet de pêche à bulles à la recherche de proie [5].	57
2.13	Mise à jour de la position en spirale [5].	57
2.14	Contrôle du courant d'hystérésis pour un onduleur monophasé. a) Schéma de commande. b) courant de charge [6].	60
2.15	Contrôle du courant d'hystérésis pour un onduleur triphasé [6].	61
2.16	Différentes techniques de commande MLI.	62
2.17	MLI pour un onduleur monophasé [6].	63
2.18	MLI pour un onduleur triphasé [6].	64
2.19	a) Stratégie de contrôle SVM. b) Courant de référence et mesuré [6].	65
2.20	Vecteurs de tension et définition du secteur avec génération du vecteur de référence.	67
2.21	Classification des méthodes de contrôle prédictif utilisées en électronique de puissance.	69
2.22	Schéma MPC général pour les convertisseurs de puissance.	69
2.23	Schéma PLL pour les systèmes triphasé.	70
2.24	Tracé de Bode du système on boucle ouvert et on boucle fermée de PLL.	71
2.25	Tensions de ligne, composante d, composante q, l'effort de commande u, la phase.	72
2.26	Schéma de bloc d'un système en boucle fermée équipé d'un régulateur PI avec compensation anti-windup	72
3.1	Schéma principal de système PV avec MPPT connecté au réseau.	76
3.2	Schéma de modèle d'onduleur triphasé.	78
3.3	Principe de contrôle prédictif du courant pour un VSI triphasé.	79
3.4	Puissance extraite MPPT de l'algorithme P&O avec PSO.	81

3.5	Tension du bus continu.	81
3.6	Puissance transférée au réseau par l'algorithme P&O et PSO.	82
3.7	Tension du réseau $V_g/10$ (Rouge), courant de référence et courant du réseau.	82
3.8	Présentation de THD de courant de réseau des deux algorithmes.	83
3.9	Schéma de la commande en cascade proposée.	85
3.10	Tracé de Bode du système non compensé avec le système en boucle fermée d'EPV.	86
3.11	Schéma principal de la stratégie de contrôle EPV.	86
3.12	Schéma principal de la stratégie de contrôle.	89
3.13	Schéma de principe RS-FS-MPC.	89
3.14	Courant de référence de l'émulateur et courant mesuré de module PV, puissance et Tension à MPP.	91
3.15	Courant de référence de l'EPV et courant de mesure du PV, puissance PV, tension PV. Ensoleillement dynamique,	91
3.16	Courant de réseau mesuré avec courant de référence. Tension de réseau/2.	92
3.17	Courant de réseau en cas d'irradiation dynamique.	92
3.18	Tension de référence de bus continu comparée avec la tension mesurée contrôlée à l'aide d'un régulateur PI anti-windup.	93
3.19	Puissance actif et réactif injecté dans le réseau en utilisant la technique RS-FS-MPC.	93
3.20	Performance du RS-FS-MPC pour différente valeur de ξ . Nombre de commutations avec THD. l'Irradiation est fixée à 1000 kW/m^2	94
3.21	Photographie du banc d'essai expérimental.	95
3.22	Caractéristiques expérimentales P - V. a) 1000 W/m^2 . b) 800 W/m^2 . c) 600 W/m^2	96
3.23	Performances de l'EPV, courant de référence et courant mesuré.	97
3.24	Performances du MPPT, la puissance extraite et la tension du réseau électrique.	97
3.25	Performance du RS-FS-MPC sous des variations d'irradiance (I_{ref}, I_g).	98
3.26	Performances sous les variations d'irradiation. Puissance active (p), puissance réactive (q), tension du bus continu (V_{dc}).	99
4.1	Schéma du système PV proposé avec des modules PV dans des conditions d'OP.	102
4.2	Diagramme de l'algorithme DE-PSO hybride avec détection de variation de charge proposé.	105

4.3	Simulation et résultats pour le profil 1. a) Courbe P-V. b) Courbe de puissance de sortie de convertisseur et le rapport cyclique D de sortie de contrôleur MPPT.	108
4.4	Simulation et résultats pour le profil 2. a) Courbe P-V. b) Courbe de puissance de sortie de convertisseur et le rapport cyclique D de sortie de contrôleur MPPT.	109
4.5	Simulation et résultats pour le profil 3. a) Courbe P-V. b) Courbe de puissance de sortie de convertisseur et le rapport cyclique D de sortie de contrôleur MPPT.	110
4.6	Simulation et résultats pour le profil 4. a) Courbe P-V. b) Courbe de puissance de sortie de convertisseur et le rapport cyclique D de sortie de contrôleur MPPT.	111
4.7	Simulation et résultats pour le profil 5. a) Courbe P-V. b) Courbe de puissance de sortie de convertisseur et le rapport cyclique D de sortie de contrôleur MPPT.	112
4.8	Comportement du système proposé face aux changements de la charge. Puissance PV en bleu. Rapport cyclique D en vert.	112

Liste des tableaux

1.1	Caractéristiques électriques des topologies d'onduleurs PV	27
2.1	États de commutation, tensions de sortie correspondantes dans le repère (α - β) et angle le phase	67
3.1	Etats de commutation et tensions de sortie correspondantes.	78
3.2	Paramètres du module PV Aavid solar ASMS-220P.	80
3.3	État de commutation et tension de sortie du convertisseur en pont complet.	88
3.4	Caractéristiques électriques du système PV étudié.	90
4.1	Équations de tension, de courant et d'impédance des convertisseurs.	106
4.2	Paramètres du module PV Aavid solar ASMS-180P.	107
4.3	Profils d'irradiation proposer pour le test	107
4.4	Multiple test des paramètres de l'algorithme proposé avec déferent profil d'irradiation.	113
A.1	Modèle du panneau PV obtenu par l'algorithme WOA : résultats de tests multiples dans des conditions climatiques variées.	B

Nomenclature

Acronymes / Abréviations

MPP	Point De Puissance Maximale (Maximum Power Point)
MPPT	Suivi du Point de Puissance Maximale (Maximum Power Point Tracke)
DC	Courant Continu (Direct Current)
DE	Évolution Différentielle (Differential Evolution)
EA	Algorithme Évolutionnaire (Evolutionnair Algorithme)
FS-MPC	Modèle Prédicatif à États Fini (Finite Set Model Predictive Control)
GA	Algorithme Génétique (Genetic Algorithme)
GPV	Générateur Photovoltaïque (Photovoltaic Generator)
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
OP	Ombreage Partial
P&O	Perturbe et Observe (Perturb And Observe)
PI	Proportional-Integral
PLL	Boucle à Verrouillage de Phase (Phase-Locked Loop)
PSO	Optimisation Par Essaims Particulaires (Particle Swarm Optimization)
PV	Photovoltaïque
PWM	Pulse width modulation
SVM	Space Vector Modulation
THD	Taux De Distorsion Harmonique (Total Harmonic Distortion)
VSI	Onduleur De Source De Tension (Voltage-Source Inverter)

WOA Algorithme d'Optimisation Des Baleines (Whale Optimization Algorithm)

Symboles Grecs

η Le rendement
 θ La Phase de Réseau
 ξ Facteur De Minimisation De Nombre De Commutation
 ζ Taux d'Amortissement

Autres Symboles

a facteur d'idéalité De Diode
 G Eclairement Sur La Surface De La Cellule
 G_r Eclairement De Référence (1000 W/m²)
 R_s résistance en série
 R_{sh} résistance en parallèle
 I_0 Courant de saturation
 I_{ph} Courant Généré Par Lumière Incidente
 I_{pv} Courant de sortie
 I_{sc} Courant Du Court-Circuit (Short-Circuit Current)
 k Constante De Boltzmann (1.380610²³ J/K)
 q Charge D'électron (1.6 · 10¹⁹ C)
 I_{sh} Courant Résistances Shunt
 T_k Température Sur La Surface De La Cellule (en Kelvin)
 T_r Température De Référence (en Kelvin)
 V_{pv} Tension de sortie

Introduction Générale

Les combustibles fossiles sont des sources d'énergie à base de carbone provenant de la décomposition d'animaux et de plantes morts. Ils sont classés en trois types : le charbon, le pétrole et le gaz naturel. Les combustibles fossiles sont principalement utilisés pour alimenter les automobiles et les avions, ainsi que les centrales électriques. Cependant, malgré leurs inconvénients reconnus de la pollution environnementale, les énergies obtenues à base des énergies fossiles sont largement utilisées dans plusieurs domaines comme : les transports, les centrales de productions Électrique, ...etc.

Le défi de l'énergie renouvelable telle que l'éolienne [7], la bioénergie [8], la géothermique [9], énergie solaire [10], a conduit à des recherches scientifiques pour couvrir la consommation énergétique propre avec un coût de maintenance réduit.

L'énergie PV est une source d'énergie très sûre, avec un pourcentage de productivité et un tarif de fonctionnement en baisse régulière, en raison de la progression de la technologie et de la croissance du marché du PV. D'ici 2021, le marché du solaire PV a maintenu sa série de records, avec de nouvelles installations de capacité totalisant un total estimé à 175 *GW* en 2021 - en hausse de 36 *GW* par rapport à 2020. Il s'agit de la plus forte augmentation annuelle de capacité jamais enregistrée et cela a porté la capacité solaire PV mondiale cumulée à 942 *GW*. Figure 1.5. Le marché a poursuivi sa croissance régulière malgré des perturbations sur l'ensemble de la chaîne de valeur solaire, dues principalement à de fortes augmentations des coûts des matières premières et du transport maritime [1].

En Algérie, le taux annuel moyen de rayonnement solaire est estimé entre 2100 heures et environ 1700 *kWh/m²/an* dans le nord du pays et 2650 *kWh/m²/an* dans le Sud. Cela constitue une incitation suffisante pour investir dans la construction de structures PV. Le pays vise également à diversifier sa production énergétique, qui est largement dominée par le gaz et le pétrole, en atteignant 15 000 *MWc* d'énergie solaire d'ici 2035. Dans ce contexte, des appels d'offres sont en cours pour l'installation de centrales solaires dans plusieurs régions. C'est dans ce contexte que s'inscrit notre projet de recherche, qui sera détaillé par la suite.

Effectivement, l'augmentation de la performance des centrales PV est essentielle pour

accroître la puissance générée et ainsi augmenter les revenus tout en réduisant le coût de l'énergie produite. Cela permettra de rendre l'énergie solaire PV plus compétitive par rapport aux autres sources d'énergie.

Il est important de souligner que les installations solaires PV sont soumises à des normes et réglementations internationales qui assurent leur fiabilité et leur sécurité lorsqu'elles sont raccordées au réseau électrique. Les normes IEC 61727 et IEEE 1547-2003 permettent de contrôler la qualité du courant injecté et la distorsion harmonique totale (THD) afin de garantir la compatibilité avec le réseau. La norme IEC 61000 quant à elle, fixe les seuils de tolérance des intensités harmoniques à introduire sur le réseau électrique public. Ces normes garantissent que les centrales solaires PV sont en mesure de contribuer efficacement à la production d'électricité tout en respectant les normes en vigueur.

Problématique de recherche

Le rendement d'une installation PV dépend principalement de trois facteurs : le rendement du panneau PV (entre 8 et 23 % pour les panneaux commerciaux [11]), le rendement d'onduleur (95 à 98 % [12]) et le rendement de l'algorithme de suivi du point de puissance maximale (MPPT) (supérieur à 93 % [12]). Il n'est pas facile d'améliorer l'efficacité du panneau PV et d'onduleur, car cela dépend de la technologie disponible et peut nécessiter des meilleurs composants, ce qui peut augmenter considérablement le coût de l'installation. En revanche, améliorer le suivi du point de puissance maximale (MPP) et la commande d'onduleur à l'aide des nouveaux algorithmes de contrôle est plus facile, moins coûteux et peut être réalisé même dans des installations déjà en service en mettant à jour leurs algorithmes de contrôle, ce qui entraînerait une augmentation immédiate de la production d'électricité PV et, par conséquent, une réduction de son prix.

L'insertion des algorithmes MPPT dans la chaîne PV est nécessaire car les panneaux PV ont une caractéristique tension-courant non linéaire avec un point unique où la puissance produite est maximale. Ce point dépend de la température des panneaux et des conditions d'irradiation. Ces deux conditions changent au cours de la journée et sont également différentes en fonction de la saison de l'année. En outre, l'irradiation peut changer rapidement en raison de l'évolution des conditions atmosphériques telles que les nuages. Il est très important de suivre le MPP avec précision dans toutes les conditions possibles afin de toujours obtenir la puissance maximale disponible.

De nombreuses études ont été menées pour suivre l'MPP à partir de la sortie des systèmes PV soumis à des niveaux d'irradiance uniformes. Les méthodes de perturbation et observation (P&O) [13,14], de d'escalade (HL) [15], de conductance incrémentale (INC) [16, 17], de courant de court-circuit [18], de tension de circuit ouvert [19] sont les plus

populaires des approches conventionnelles de suivi du MPP. Les principaux avantages de ces méthodes sont l'utilisation d'une structure simple et une convergence rapide vers le MPP. Cependant, ces méthodes ne peuvent pas fournir une commande de rapport cyclique fiable et ils convergent juste lorsqu'un seul MPP existe à la sortie du système PV. De plus, en utilisant des diodes de bypass dans le circuit de la plupart des modules PV actuels, il est possible de rencontrer des conditions d'Ombre Partial (OP). La conséquence principale de ces conditions est l'apparition de plusieurs pics sur la caractéristique de puissance-tension de sortie. Lorsque plusieurs pics apparaissent en raison de présence d'OP, les méthodes conventionnelles ne parviennent pas à distinguer les MPP globaux (GMPPT) des MPP locaux. La raison principale de cet échec est que les techniques mentionnées sont basées sur la théorie de la montée de colline, où le point de fonctionnement se déplace dans la direction où la puissance de sortie est maximisée. Dans le quatrième chapitre, un état de l'art est présenté pour proposer des solutions à ces problèmes.

La mise en place d'une commande d'onduleur connecté au réseau efficace et fiable est essentielle pour garantir la sécurité et la fiabilité du système d'énergie solaire PV. En effet, les fluctuations de tension ou de courant peuvent endommager les équipements électriques et entraîner des coupures de courant. Il existe différentes méthodes pour contrôler l'onduleur de source de tension (VSI), telles que l'hystérésis [20], la modulation de largeur d'impulsion (PWM) [21], les modulations SVM [22] et leurs combinaisons. Les résultats de ces techniques dépendent de la performance de suivi des références de courant et du contenu harmonique produit par les dispositifs de commutation.

D'autres méthodes ont été développées et présentées, comme la méthode de commande orientée en tension (VOC) [23] et la méthode de commande directe de puissance (DPC) [24]. Bien que ces méthodes offrent une bonne performance de suivi, leur mise en œuvre est complexe car elles nécessitent de nombreuses boucles internes, un problème courant dans le spectre actuel.

La technique de commande prédictive à modèle fini (FS-MPC) offre une solution à ces problèmes. Cette approche est très intuitive, facile à mettre en œuvre, et offre une très bonne performance de suivi. De plus, elle peut être appliquée à de grandes topologies de convertisseurs [25]. Cette technique a entraîné des améliorations dans de nombreuses applications, telles que les énergies renouvelables avec des onduleurs multi-niveau [26], la commande de machines [27].

Objectifs du projet de recherche

La modélisation d'un système PV connecté au réseau et en cite isolé en utilisant un environnement MALAB/SIMULINK pour évaluer la fonctionnalité d'un système PV. Ce dernier est composé d'un module PV, d'un convertisseur hacheur avec contrôleur MPPT, et avec ou sans un onduleur et un réseau électrique. L'extraction de la puissance maximale à l'aide des algorithmes performants.

Diverses méthodes MPPT sont comparées sur la base de leurs caractéristiques communes afin d'aider les concepteurs MPPT à choisir la méthode la plus adaptée à un système d'exploitation PV qui fonctionne avec ces caractéristiques maximales quelles que soient les conditions climatiques.

Parmi les objectifs principaux et le développement d'un algorithme qui tient la problématique de l'OP en considération en vue de la poursuite du point de puissance maximale globale (GMPP).

Contribution scientifique

Les principaux travaux de recherches réalisés sont les suivants :

- Développent d'une nouvelle approche pour un système PV basé sur un algorithme méta-heuristique connecté au réseau en utilisant un contrôleur FS-MPC.

- Une étude comparative entre deux techniques d'MPPT (P&O et PSO) connectées au réseau.

- Implémentation d'un système PV basé sur un émulateur PV et un convertisseur Boost contrôlé par un algorithme méta-heuristique connecté au réseau électrique à l'aide d'un onduleur monophasé en utilisant un contrôleur FS-MPC avec minimisation de nombre de commutations.

- Proposition d'un algorithme GMPPT proposé, avec un contrôleur hybride (DE-PSO), basé sur l'évolution différentielle (DE) et l'optimisation par essais particulaire (PSO), destiné aux systèmes PV sous conditions d'OP et de variation de la charge.

Organisation de la thèse

Cette thèse est structurée en quatre chapitres principaux :

Le premier chapitre introduit en premier lieu le fonctionnement et les principales caractéristiques des différents éléments constituant une chaîne de conversion d'énergie PV, notamment le générateur PV, Ou on présente un aperçu des principales topologies des convertisseurs statiques comme les hacheurs et les onduleurs ayant cours actuellement.

Ensuite, nous avons arboré la modélisation de chacun de ces éléments. Ceci nous permet d'évaluer chaque étape de la chaîne de conversion PV et de déterminer les domaines d'action qui permettront d'améliorer l'efficacité énergétique.

Le deuxième chapitre est consacré, dans un premier temps, à une vue d'ensemble bibliographique concernant les techniques de commande MPPT populaire dans la littérature. Ensuite, quelques méthodes de commande d'onduleurs ont été présentées, en particulier la commande par modèle prédictif à états finis.

Le troisième chapitre sera dédié à l'étude des systèmes PV connecté au réseau électrique. Dans un premier temps, on présente une étude comparative entre deux techniques MPPT. Une conventionnelle (P&O) et l'autre méta-heuristique (PSO) basée sur le modèle d'un panneau PV. Les deux techniques sont connectées au réseau électrique à l'aide d'un onduleur triphasé contrôlé par une commande à modèle prédictif à état fini (FS-MPC). Dans un deuxième temps, en proposant une conception et mise en œuvre d'un algorithme méta-heuristique qui est le (WOA) pour le suivi du MPP basé sur un émulateur PV et un système à double étage connecté au réseau à travers un onduleur monophasé. Une commande FS-MPC avec réduction de nombre de commutations est proposée pour augmenter l'efficacité du système.

Dans le dernier chapitre, on propose le développement d'un algorithme d'intelligence artificielle hybride base sur DE-PSO capable de poursuivre la GMPP en présence d'OP et aussi de détecter la variation de la charge. La simulation est faite sous Matlab/Simulink.

Le travail de cette thèse s'achèvera sur une conclusion générale récapitulant l'essentiel des résultats obtenus et les suggestions et les recommandations pour la poursuite de ce travail.

Chapitre 1

Modélisation d'un système photovoltaïque

1.1 Introduction

Ces dernières années, la crise énergétique s'est intensifiée à travers le monde. L'augmentation de la demande énergétique a conduit à l'épuisement progressif des ressources en énergie fossile et à des conséquences néfastes pour l'environnement, notamment l'émission importante de gaz à effet de serre.

En 2021, la capacité d'énergie renouvelable a augmenté de 17 % pour atteindre un nouveau record de plus de 314 *GW* grâce à l'expansion de l'énergie solaire PV et de l'énergie éolienne. Cependant, ces tendances ne sont pas suffisantes pour atteindre l'objectif de zéro émission nette d'ici 2050 fixé par l'AIE et les scénarios "World Energy Transitions Outlook" de l'Agence internationale pour les énergies renouvelables (IRENA). Pour atteindre cet objectif, le monde devrait ajouter 825 *GW* d'énergie renouvelable chaque année jusqu'en 2050, selon les scénarios énergétiques fixés par ces organismes. (Voir la Figure 1.1), [1].

Dans ce chapitre, nous présentons les différents types d'énergies renouvelables, puis nous nous concentrons sur les systèmes PV en commençant par la modélisation d'une cellule PV, d'un générateur PV, des structures d'installation PV, des convertisseurs DC-DC et des onduleurs.

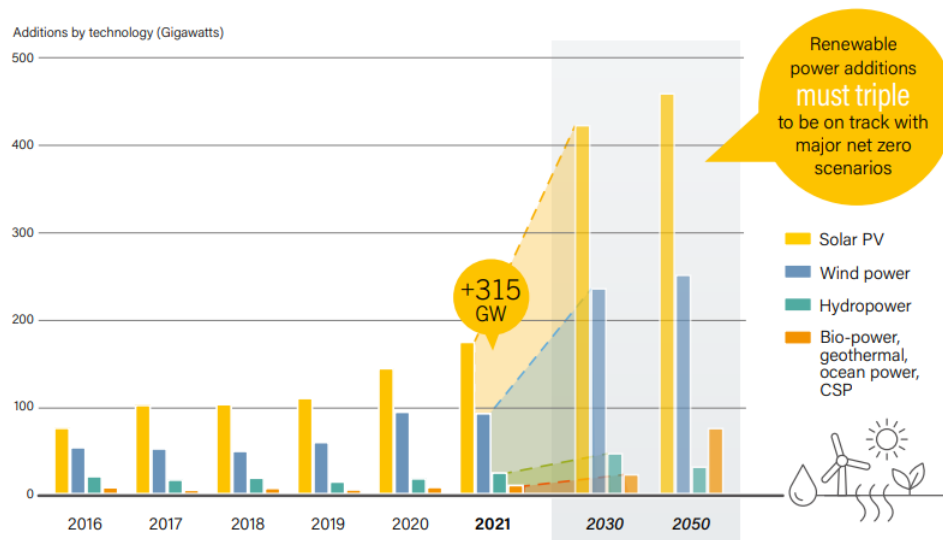


FIGURE 1.1 – Augmentation annuelle de la capacité de production par énergies renouvelables, par technologie, de 2016 à 2021, et pour atteindre les scénarios de zéro émission en 2030 et 2050 [1].

1.2 Les énergies renouvelables

1.2.1 L'énergie éolienne

Ces dix dernières années, l'augmentation de la demande en énergie ainsi que la préoccupation grandissante pour la préservation de l'environnement ont conduit à une utilisation croissante des sources d'énergie renouvelables. L'énergie éolienne est celle qui connaît la croissance la plus rapide dans le monde parmi les énergies renouvelables. La technologie a été considérablement améliorée et les coûts d'investissement ont baissé. C'est pourquoi, en 2021, le monde a enregistré une capacité d'installation record d'éoliennes de 102 *GW*, principalement en Chine et aux États-Unis. Les deux pays ont battu des records nationaux pour les nouvelles installations, en partie grâce à des changements de politique. Plus de 83 *GW* ont été installés sur terre et environ 19 *GW* en mer.

Les nouvelles installations totales ont augmenté d'environ 7 % par rapport à 2020, atteignant ainsi le niveau le plus élevé à ce jour. À la fin de l'année, la capacité installée totale d'énergie éolienne dans le monde avait augmenté de 13,5 % par rapport à 2020, dépassant 845 *GW* (791 *GW* à terre et le reste en mer). La capacité éolienne en exploitation dans le monde devrait fournir 7 % de la production totale d'énergie en 2021. Selon un rapport sur la situation mondiale des énergies renouvelables. La situation de l'énergie éolienne dans le monde est présentée dans la Figure 1.2. [1].

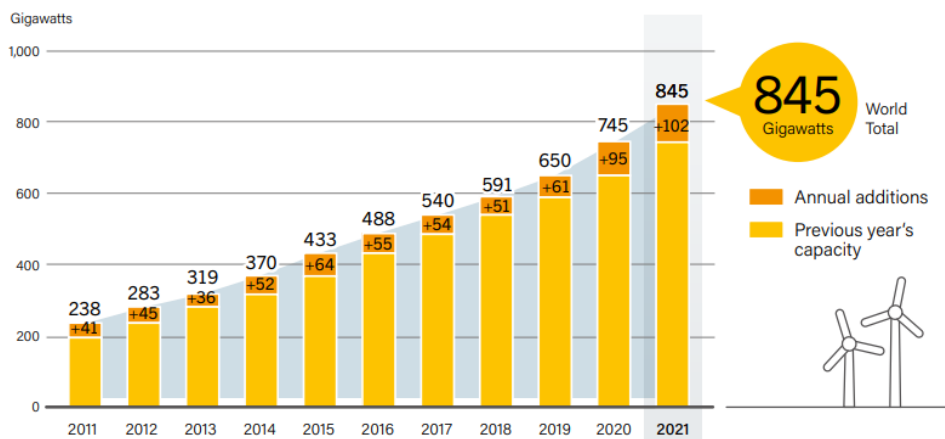


FIGURE 1.2 – Capacité mondiale d'énergie éolienne et augmentations annuelles, 2011-2021, [1]

1.2.2 L'énergie hydroélectrique

L'eau est une énergie renouvelable, qui est la plus propre, la plus durable et la plus fiable. L'hydroélectricité présente de nombreux avantages, tels qu'un faible coût d'exploitation, la possibilité d'écrêter les pics de consommation d'électricité et d'améliorer l'utilisation des ressources, ainsi que des avantages économiques et sociaux globaux. Actuellement, Le marché mondial de l'hydroélectricité a connu une progression en accord avec les tendances à long terme, avec une estimation de 26 gigawatts (GW) de nouvelles capacités installées en 2021, portant la capacité totale installée dans le monde à environ 1 197 GW. (Voir la Figure 1.3) [9].

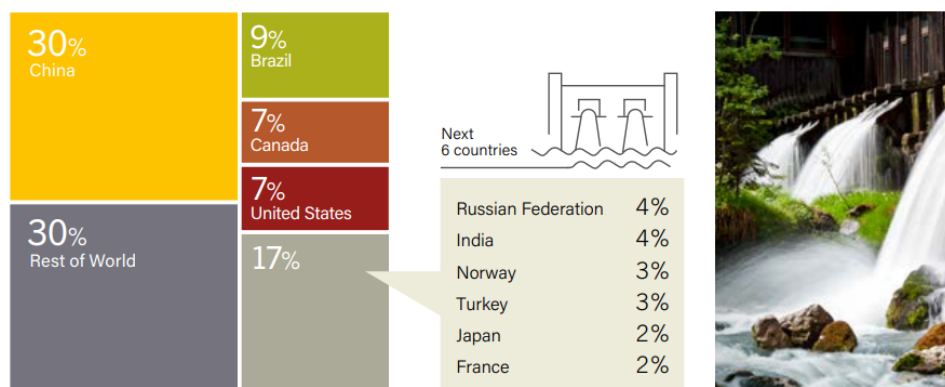


FIGURE 1.3 – Capacité hydroélectrique mondiale, parts des 10 premiers pays et du reste du monde, 2021, [1].

1.2.3 L'énergie géothermique

En 1904, la première centrale géothermique au monde a été construite en Italie et l'énergie géothermique a été officiellement introduite dans l'industrie des énergies renouvelables. La centrale était conçue comme une centrale à vapeur sèche produisant de l'électricité grâce à des turbines à vapeur [1].

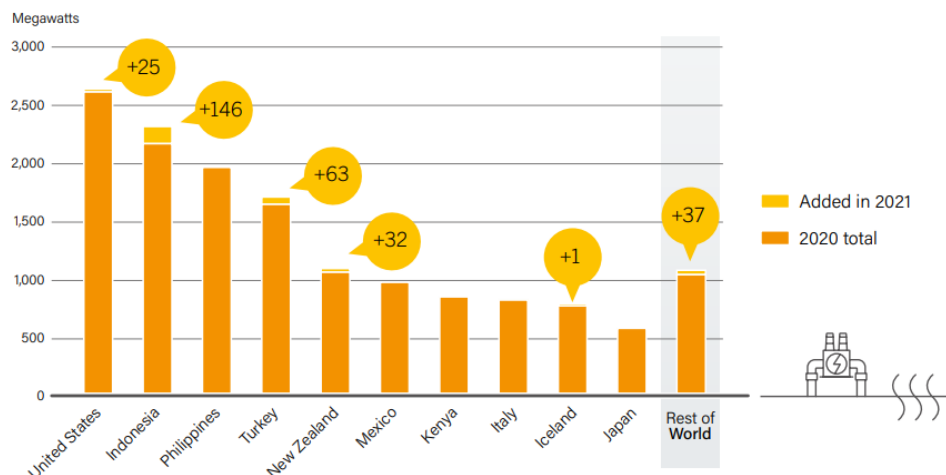


FIGURE 1.4 – Capacité d'énergie géothermique et ajouts, 10 premiers pays et reste du monde. [1].

Une nouvelle capacité de production d'énergie géothermique de 0,3 *GW*, a été mise en ligne en 2021, portant le total mondial à environ 14,5 *GW*. Ce chiffre représente plus du double des ajouts réalisés en 2020, mais il est inférieur à la moyenne quinquennale de 0,5 *GW* depuis 2016. Des capacités ont été ajoutées au Chili, au Taipei chinois, en Islande, en Indonésie, en Nouvelle-Zélande, en Turquie et aux États-Unis. (Voir la Figure 1.4), [1].

1.2.4 L'énergie des vagues

Les centrales hydroélectriques en milieu océanique convertissent l'énergie des marées et des vagues en électricité. Dans le contexte des marées, les turbines de faible chute exploitent l'énergie potentielle des marées, tandis que les turbines hydro-cinétiques exploitent l'énergie cinétique des marées et des courants marins. Dans le contexte de l'énergie des vagues, les dispositifs hydromécaniques convertissent le mouvement oscillatoire des vagues en énergie mécanique.

Les océans contiennent la plus grande source inexploitée d'énergie renouvelable. Bien que les technologies de production d'énergie des vagues représentent la plus petite part du marché des énergies renouvelables. Les déploiements effectués en 2020 ont permis d'ajouter environ 2 *MW*, ce qui porte la capacité installée opérationnelle totale à une estimation

de 527 *MW* à la fin de l'année. L'industrie est en train de passer des projets pilotes et de démonstration à petite échelle à des installations semi-permanentes et à des réseaux de dispositifs [1].

1.2.5 L'énergie solaire photovoltaïque

La Figure 1.5 montre que l'énergie solaire PV a atteint un nouveau record, avec de nouvelles installations estimées à 175 *GW*, portant la capacité totale mondiale à environ 942 *GW*, y compris la capacité en réseau et hors réseau.

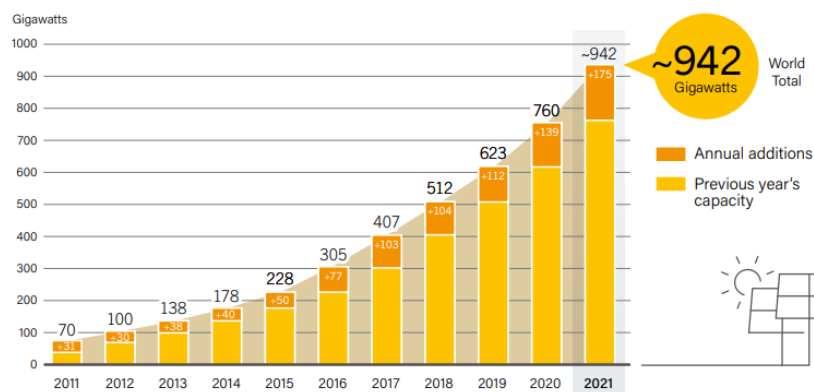


FIGURE 1.5 – Capacité solaire PV mondiale et ajouts annuels, 2011-2021, [1].

1.3 Modélisation d'un générateur photovoltaïque

1.3.1 Introduction

L'objectif de l'énergie PV est de convertir la lumière en électricité à courant continu, grâce à l'effet PV que présentent certains matériaux, tels que le silicium. Ces matériaux, utilisés dans les cellules solaires, sont des semi-conducteurs. Ainsi, une cellule solaire est une tranche de matériau semi-conducteur composée d'une couche supérieure de silicium de type n, dont le réseau cristallin contient un plus grand nombre d'électrons libres qu'une couche de silicium pur, et d'une couche inférieure de silicium dopé de type p qui contient moins d'électrons libres qu'une couche de silicium pur, et donc des trous chargés positivement. Ce phénomène est connu sous le nom de jonction $p - n$, [28].

1.3.2 L'effet photovoltaïque

L'effet PV a été découvert en 1839 par le physicien français Alexandre-Edmond Becquerel, qui a remarqué que la conductance augmentait avec l'éclairage. La première cellule

solaire monocristalline au silicium a été construite en 1941. Les matériaux qui présentent cet effet, appelés "semi-conducteurs", sont utilisés dans la construction de composants électroniques tels que les transistors.

Lorsqu'une jonction $p - n$ est formée entre une couche de silicium de type n , qui contient une forte concentration d'électrons libres, et une couche de silicium dopé de type p , qui contient un grand nombre de trous chargés positivement, un flux de diffusion est créé. Les électrons libres se déplacent de la couche n vers la couche p pour remplir les trous, créant une charge positive le long de la jonction de la région n et une charge négative le long de la jonction de la région p . Une couche d'appauvrissement se forme alors au centre de la jonction. Comme il n'y a pas d'électrons ni de trous dans cette zone, un champ électrique est créé sur ses côtés, comme illustré dans la Figure 1.6. Lorsque les photons

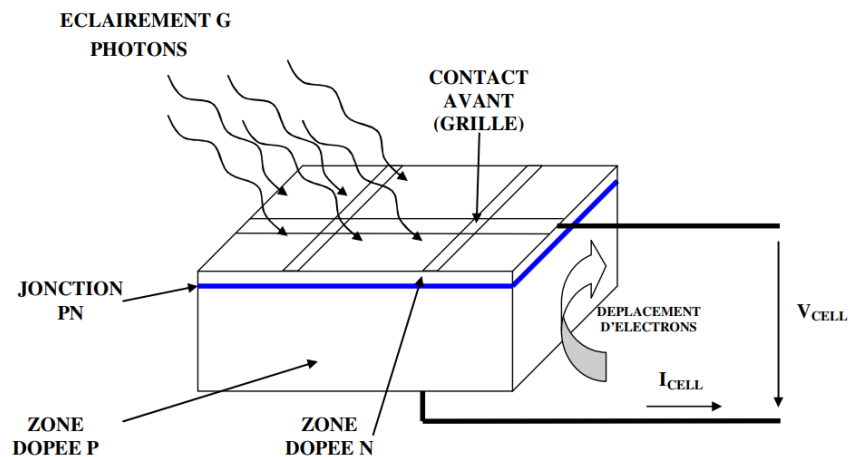


FIGURE 1.6 – Jonction $p - n$ d'un semi-conducteur [2].

du rayonnement solaire atteignent la couche n d'une cellule solaire, ils sont absorbés et brisent les liaisons du silicium, libérant des électrons. Cela crée des trous dans les atomes stimulés. Les électrons libres et les trous s'associent dans la zone d'appauvrissement, mais la force motrice de cette zone les chasse hors de celle-ci. Sous l'effet du champ électrique, les électrons libres et les trous se déplacent dans des directions opposées, créant une forte concentration d'électrons dans la région n et de trous dans la région p . Cela crée une différence de potentiel entre les deux couches.

Lorsqu'une charge est connectée entre les deux faces, un courant électrique traverse la cellule solaire, passant de la partie n à la partie p avant de se recombiner avec les trous. Les cellules solaires produisent ainsi du courant continu de manière indéfinie. Pour améliorer les performances, les cellules solaires utilisent généralement une couche n mince fortement dopée en électrons et une couche p épaisse légèrement dopée pour élargir la zone d'appauvrissement. [28].

1.4 Les Technologies

1.4.1 Cellule au silicium mono-cristallin

Le silicium mono-cristallin est le matériau de base des puces en silicium utilisées dans la plupart des équipements électroniques actuels. Il est également utilisé comme matériau PV dans la fabrication des cellules solaires. Le silicium mono-cristallin peut être préparé soit de manière intrinsèque, constitué uniquement de silicium extrêmement pur, soit dopé, contenant de très petites quantités d'autres éléments ajoutés pour modifier ses propriétés. La plupart des mono-cristaux de silicium sont obtenus par le procédé de Czochralski sous forme de lingots pouvant atteindre 2 mètres de long et peser plusieurs centaines de kilogrammes. Ces cylindres sont ensuite découpés en tranches minces de quelques centaines de microns pour être traités ultérieurement, (Voir la Figure 1.7) [29].



FIGURE 1.7 – Cellule au silicium mono-cristallin

1.4.2 Cellule au silicium poly-cristallin

Le silicium poly-cristallin, également connu sous le nom de poly-silicium ou poly-Si, est un type de silicium poly-cristallin très précieux utilisé en tant que matière première dans l'industrie de l'énergie solaire PV et de l'électronique. Le poly-silicium est produit à partir de silicium de qualité métallurgique par un processus de purification appelé processus Siemens. Ce processus élimine les composés volatils du silicium par distillation et les convertit en silicium par un processus de désintégration à haute température. L'industrie solaire PV utilise également une forme de silicium de qualité métallurgique (UMG-Si), qui fait appel à des procédés de purification métallurgiques et non chimiques. Lorsqu'il est fabriqué pour l'industrie électronique, le poly-silicium contient de faibles niveaux d'impuretés, inférieurs à une partie par milliard (ppb), tandis que le silicium poly-cristallin de qualité PV (SoGSi) est généralement moins pur, (Voir la Figure 1.8) [30].

La matière première du poly-silicium, des barres massives généralement cassées en morceaux de tailles spécifiques et emballées dans des salles blanches avant expédition,

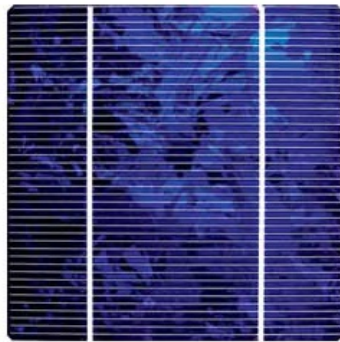


FIGURE 1.8 – Cellule au silicium poly-cristallin.

est soit directement coulée en lingots multi-cristallins, soit soumise à un processus de recristallisation pour obtenir des billes mono-cristallines. Ces produits sont ensuite sciés en fines tranches de silicium et servent à la fabrication de cellules PV, de circuits intégrés et d'autres composants semi-conducteurs [30].

1.4.3 Cellule au silicium amorphe

Le silicium amorphe (a-Si) est une forme non cristalline du silicium. Cette technologie de couches minces est sur le marché depuis plus d'une année et est largement utilisée dans les calculatrices de poche ainsi que dans l'alimentation de certaines maisons privées, bâtiments et installations éloignées. United Solar Systems Corp. (UniSolar) a été le pionnier des cellules solaires en silicium amorphe et reste aujourd'hui un fabricant majeur, tout comme Sharp et Sanyo. Les modules en silicium amorphe sont formés par le dépôt en phase vapeur d'une fine couche de matériau en silicium, d'environ 1 micromètre d'épaisseur, sur un matériau de substrat tel que le verre ou le métal. Le silicium amorphe peut également être déposé à très basse température, jusqu'à 75 degrés Celsius, ce qui permet de le déposer également sur du plastique. Dans sa forme la plus simple, la structure cellulaire comporte une seule séquence de couches p . Cependant, les cellules à couche unique subissent une dégradation importante de leur puissance lorsqu'elles sont exposées au soleil. Ce mécanisme de dégradation est appelé l'effet Staebler-Wronski, du nom de ses découvreurs. Pour une meilleure stabilité, il est nécessaire d'utiliser des couches plus fines afin d'augmenter l'intensité du champ électrique à travers le matériau. Cependant, cela réduit l'absorption de la lumière et donc l'efficacité des cellules. C'est pourquoi l'industrie a développé des dispositifs en double, voire en triple couche, contenant des cellules $p-i-n$ empilées les unes sur les autres, (Voir la Figure 1.9) [31].

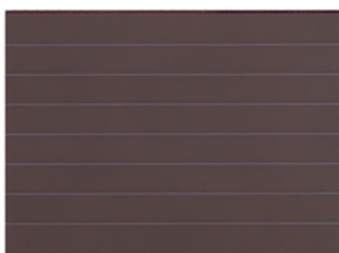


FIGURE 1.9 – Cellule solaire 4V 30 A Fabricant WSL SOLAR.

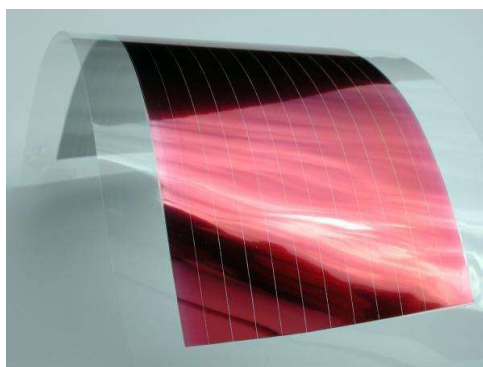


FIGURE 1.10 – Cellules solaires en polymère.

1.4.4 Cellules solaires en polymère

Le principe de base de la cellule solaire polymère et des autres formes de cellules solaires est cependant le même. La découverte de la capacité des polymères conjugués à transférer des électrons lorsqu'ils sont dopés à l'iode, pour fonctionner comme des semi-conducteurs, est une découverte pour laquelle J. Heeger, MacDiarmid et Hideki Shirakawa ont reçu le prix Nobel de chimie en 2000. Cette découverte a rendu possible la préparation de cellules solaires à partir de polymères, donnant ainsi naissance à un nouveau domaine de recherche. Les cellules solaires à base de polymères ont longtemps été à la traîne des cellules solaires traditionnelles en termes de performance et de stabilité. Cependant, elles ont toujours eu un avantage potentiel, à savoir leur capacité à être produites à partir d'une solution. Cela signifie qu'elles peuvent être imprimées ou revêtues, au lieu de recourir à un dépôt sous vide coûteux comme pour les cellules solaires au silicium de première génération. Aujourd'hui, des performances de 10 % ont été démontrées pour les cellules solaires en polymère. La durée de vie s'est également considérablement améliorée et des cellules solaires en plastique ayant une durée de vie de plusieurs années ont été démontrées, (Voir la Figure 1.10) [32].

1.4.5 Cellule multi-jonction

Il s'agit ici d'un type de cellule PV qui vise à maximiser le rendement de conversion global de la cellule en mettant en place une conception multi-couche dans laquelle deux ou plusieurs jonctions PV sont superposées. La cellule est composée de différents matériaux semi-conducteurs sous forme de films minces dans chaque couche individuelle.

Chaque couche a l'avantage d'extraire l'énergie de chaque photon d'une région particulière du spectre lumineux qui traverse la cellule. Cette superposition des matériaux PV augmente le rendement global, (Voir la Figure 1.11) [33].

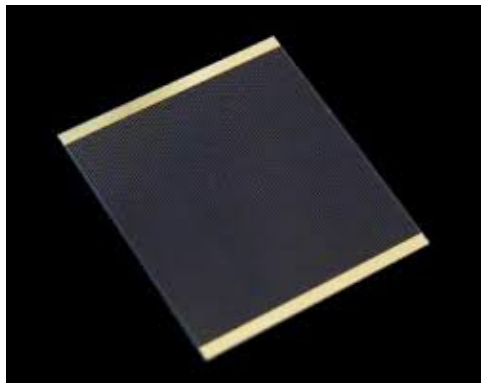


FIGURE 1.11 – Cellule multi-jonction.

1.5 Constitution d'un générateur PV (GPV)

La majorité des modules PV sont dotés d'une surface avant non réfléchissante afin d'absorber le plus de lumière possible. Ce matériau, généralement du verre à faible teneur en fer, protège les cellules contre l'eau, la poussière et d'autres éléments, les empêchant de se corroder ou d'être endommagées. Le revêtement frontal offre également une résistance mécanique et une rigidité, ainsi qu'une barrière de sécurité qui protège l'opérateur contre les chocs électriques, en raison de la nature fine et fragile des cellules. Par conséquent, il est important que les surfaces avant présentent une faible résistivité thermique, une résistance élevée aux chocs et à l'eau, ainsi qu'un niveau élevé de stabilité lorsqu'elles sont exposées aux rayons UV pendant une période prolongée. Les couches d'encapsulation constituent le deuxième composant des modules.

Ensuite, une surface arrière est nécessaire afin de protéger la partie arrière du module et de fournir un support aux éléments susmentionnés et au câblage. Typiquement, cette surface arrière est constituée d'un polymère, tel que l'EVA (éthylène-acétate de vinyle), qui est collé à la surface arrière du module et aux cellules solaires. Cela permet de protéger les cellules solaires contre l'humidité et d'assurer une liaison solide entre les différents composants. Enfin, un cadre en aluminium est ajouté au bord de cette série d'éléments

pour les fixer et éviter le dépôt latéral de saletés ou d'eau, augmentant ainsi la durée de vie du module. Le cadre offre également une protection mécanique contre les chocs et les vibrations, ainsi qu'une stabilité structurelle pour le module, [34].

1.5.1 Modélisation d'une cellule PV

Une cellule PV est constituée de deux couches de matériaux semi-conducteurs, généralement du silicium, assemblées en sandwich pour former une jonction $p-n$ qui absorbe principalement les photons de la lumière solaire et permet aux photons incidents de produire des paires électron-trou avec les atomes de la cellule. Comme mentionné précédemment.

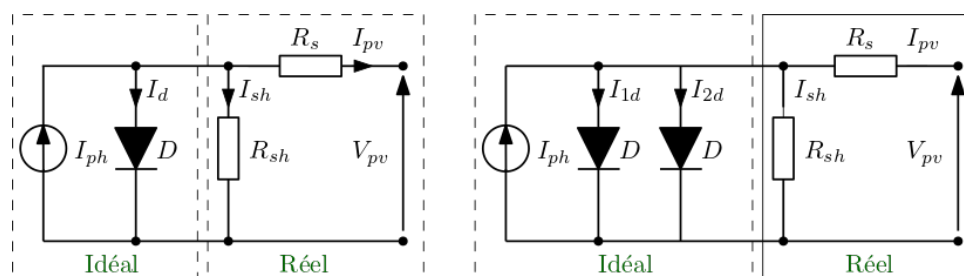


FIGURE 1.12 – Diagramme de circuit équivalent d'une cellule PV. Diode unique à gauche. Diode double à droit.

Afin d'étudier le comportement électronique d'une cellule PV, il est important de disposer d'un modèle de circuit électrique équivalent composé de composants électriques de base. Une cellule PV peut être représentée comme une source de courant connectée en parallèle à une diode simple ou à une diode double, deux modèles physiques couramment utilisés, comme le montre la Figure 1.12.

Dans cette thèse, nous avons adopté le modèle PV à diode unique présenté à gauche sur la Figure 1.12. Selon la loi du courant de Kirchhoff, les équations mathématiques d'un module PV à diode unique général sont écrites comme suit [35] :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_d - I_{sh} \quad (1.1)$$

$$I_{ph} = [I_{sc} + k_i (T_k - T_r)] \cdot \frac{G}{G_{ref}} \quad (1.2)$$

D'après la théorie des semi-conducteurs, l'équation mathématique fondamentale qui décrit les caractéristiques courant-tension (I-V) de la cellule PV, connue sous le nom d'équation de courant de diode de Shockley, est illustrée dans l'équation 1.3 [36,37].

$$I_d = I_0 \left[e^{\frac{(V_{pv} + IR_s)}{V_t}} - 1 \right] \quad (1.3)$$

$$I_{sh} = \frac{(V_{pv} + IR_s)}{R_{sh}} \quad (1.4)$$

En remplaçant I_{ph} , I_d et I_{sh} dans l'équation 1.1, on obtient :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_0 \left[e^{\frac{(V_{pv} + IR_s)}{V_t}} - 1 \right] - \frac{(V_{pv} + IR_s)}{R_{sh}} \quad (1.5)$$

Le courant de saturation inverse I_0 et le courant de saturation I_{rs} sont calculés en utilisant les équations 1.6 et 1.7.

$$I_0 = I_{rs} \left[\frac{T_k}{T_r} \right]^3 e^{\left[\left(\frac{q E_g}{a k} \right) \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T_k} \right) \right]} \quad (1.6)$$

$$I_{rs} = I_{sc} / \left[e^{\frac{V_{oc}}{N_s V_t}} - 1 \right] \quad (1.7)$$

Où V_t est la tension thermique qui dépend de la température et qui est désignée comme suit :

$$V_t = \frac{a k T_k}{q} \quad (1.8)$$

L'effet de R_{sh} et R_s peut être négligé, car R_s a une petite valeur et que R_{sh} a une grande valeur. Par conséquent, l'élément I_{sh} a une faible valeur par rapport à I_{ph} et I_d dans l'équation 1.5. De ce fait, l'effet de l'élément I_{sh} peut être négligé également. Cette hypothèse est pratique et appropriée. Sous ces hypothèses, l'équation simplifiée est la suivante :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_0 \left[e^{\frac{(V_{pv} + IR_s)}{V_t}} - 1 \right] \quad (1.9)$$

Si l'on considère que les cellules PV sont couplées de manière série-parallèle, alors l'équation 1.9 peut être modifiée et illustrée par l'équation 1.10 comme suit :

$$I_{pv} = N_p I_{ph} - N_p I_0 \left[e^{\frac{(V_{pv} + IR_s)}{N_s V_t}} - 1 \right] \quad (1.10)$$

1.5.2 Influence de la température et de l'éclairement

La quantité de courant et de tension disponibles à partir d'une cellule PV dépende de l'irradiation solaire et de la température ambiante. L'augmentation de l'irradiation solaire entraîne une augmentation du courant de sortie de la cellule PV, tandis qu'une température plus élevée entraîne une diminution de la tension de sortie. Les équations 1.1 et 1.5 décrivent cette relation entre le courant et la tension de la cellule PV.

La Figure 1.13 illustre les courbes des caractéristiques (I-V) et (P-V) d'un module PV à une température constante de 25 °C sur sa surface avec différents niveaux d'irradiation solaire : 1000, 800, 600, 400 et 200 W/m². Les valeurs de V_{oc} sont presque identiques pour les différentes irradiations solaires. Cette caractéristique a été adoptée par certains chercheurs, et elle est adoptée dans cette thèse.

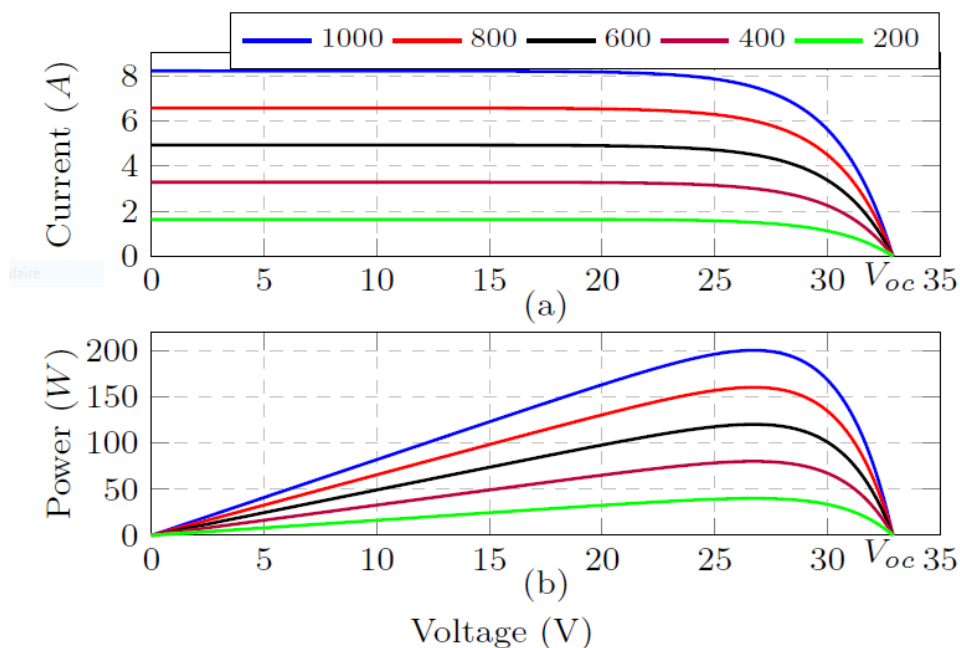


FIGURE 1.13 – Caractéristiques de la PV en présence d'une irradiation solaire variable et d'une température constante.

Figure 1.14, montre les courbes des caractéristiques (I-V) et (P-V) sous un rayonnement solaire constant de $G = 1000 \text{ W/m}^2$ avec différentes températures T de la surface du module PV $T = 15, 25$ et 35 °C . Cependant, en raison de la lenteur de la variation de

la température, Les effets de celle-ci doivent être pris en compte pour une longue durée de fonctionnement et peuvent être ignorés pour une courte durée de fonctionnement [35].

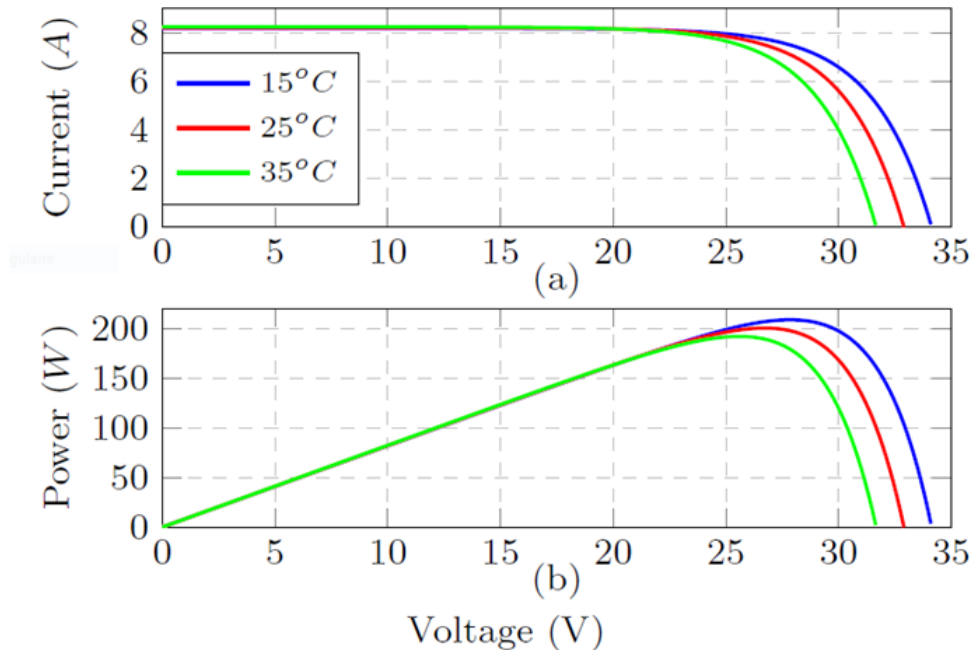


FIGURE 1.14 – Caractéristiques de la sortie PV avec des températures variables et une irradiation solaire constante.

1.5.3 Association des cellules PV

Un module PV se forme lorsque plusieurs cellules solaires sont assemblées et encapsulées à l'aide de connecteurs de barres omnibus, dans le but de maximiser leur puissance de sortie. De la même manière, si plusieurs modules sont assemblés en série, ils forment des chaînes solaires.

Les modules solaires ne peuvent être connectés que par deux manières : en parallèle ou en série. Lorsque les modules sont connectés en parallèle, le courant (en ampères) est additif, mais la tension reste la même. En revanche, si les modules sont connectés en série, le courant reste le même, mais la tension (en volts) est additive, (Voir la Figure 1.15).

1.5.4 Facteur de remplissage

Le facteur de remplissage, également appelé facteur de forme et abrégé en FF, est une mesure de la qualité d'une cellule PV. Il est défini comme le rapport entre la puissance maximale de la cellule PV et le produit de la tension de circuit ouvert V_{oc} par le courant de court-circuit I_{cc} , comme indiqué dans l'équation 1.11 ci-dessous. La tension de circuit

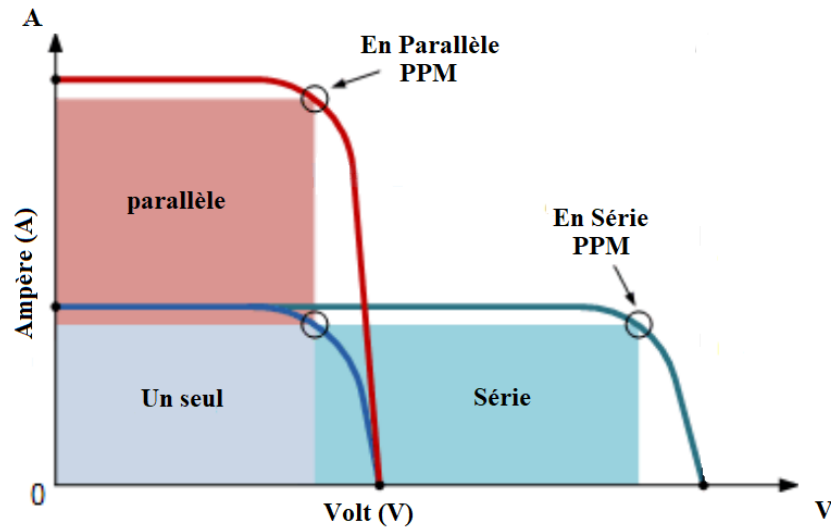


FIGURE 1.15 – Des courbes de fonction $I(V)$ en fonction de la configuration électrique des modules en série et en parallèle.

ouvert et le courant de court-circuit sont les paramètres maximaux d'une cellule solaire. Cependant, lorsque la cellule fonctionne à ces points de fonctionnement, la puissance de sortie est égale à zéro. Pour cette raison, le FF, ainsi que V_{oc} et I_{cc} , détermine le rendement, c'est-à-dire la puissance maximale disponible, d'une cellule solaire [38].

$$FF = \frac{(V_{mp} \cdot I_{mp})}{(V_{oc} \cdot I_{cc})} \quad (1.11)$$

1.5.5 Le rendement de la cellule

Le rendement d'une cellule solaire donne souvent une idée fiable de ses performances et permet à l'utilisateur de la comparer à un autre type de cellule. Ce rendement dépend du spectre et de l'intensité de la lumière qui arrive à la cellule et il est généralement mesuré dans des conditions standards de test (STC). En général, les cellules solaires standards ont un rendement inférieur à 20 %. Ce rendement est déterminé comme le rapport entre l'énergie électrique de sortie et l'énergie solaire incidente, qui est calculée comme le produit de l'irradiance et de la surface :

$$\eta = \frac{(V_{mp} \cdot I_{mp})}{P_{incident\ solaire}} \quad (1.12)$$

1.5.6 Mismatch

Parfois, dans une structure de modules interconnectés, des pertes et des dysfonctionnements peuvent apparaître en raison du comportement différent des cellules ou des

modules dans des conditions variables. Lorsque les paramètres électriques d'une cellule ou d'un module diffèrent de ceux des autres cellules ou modules, des pertes par désadaptation apparaissent. Ces effets de désadaptation font que, dans la plupart des cas, le module fonctionne avec la puissance la plus faible de la série, comme expliqué précédemment. De plus, cela peut entraîner une dissipation d'énergie très localisée, provoquant un échauffement local qui peut causer des dommages irréversibles aux dispositifs [3].

L'impact de ces effets dépend du type d'appareil (et donc de ses paramètres), de la configuration électrique et de son point de fonctionnement. Le courant de court-circuit ou la tension en circuit ouvert sont les causes les plus courantes de déséquilibre.

1.5.7 Points chauds

Les points chauds sont le résultat de la génération d'un faible courant par une seule cellule solaire (peut-être à cause de l'ombrage) dans une connexion en série. Lorsque cela se produit, le courant de fonctionnement de l'ensemble de la chaîne commence à baisser jusqu'au courant de court-circuit de la cellule ombragée, et le courant global est alors limité. Cependant, le courant supplémentaire produit par les cellules en fonctionnement normal suit une polarisation directe à travers elles, mais lorsque la chaîne est court-circuitée, cette polarisation directe peut provoquer une polarisation inverse en raison de la production d'une tension plus élevée par les cellules fonctionnant correctement sur la cellule ombragée. Par conséquent, toute la capacité de production d'énergie de la chaîne se dissipe dans cette cellule défectueuse. Cette énorme dissipation en un point local chauffe la cellule, ce qui entraîne des dommages importants et destructeurs, tels que la fissuration du verre, la soudure des circuits, la dégradation ou la fusion de la cellule, et la réduction de la durée de vie de la cellule.

1.5.8 L'effet d'ombrage

La production d'énergie en sortie d'une cellule est proportionnelle à l'éclairement énergétique qu'elle reçoit. Lorsqu'une cellule est ombragée, sa production d'énergie diminue proportionnellement à la quantité d'ombrage. Comme nous l'avons déjà mentionné, les conditions d'ombrage partiel ont un fort impact sur la puissance de sortie d'un module ou d'un générateur PV. Les nuages, la neige, l'ombre des arbres ou des bâtiments peuvent projeter des zones ombragées sur le module et affecter la puissance de sortie de l'ensemble du système, (Voir la Figure 1.16).

Des études menées en Allemagne ont montré que l'ombrage peut réduire la production d'un système PV jusqu'à 20 % [39]. Même si une seule cellule est ombragée, la puissance

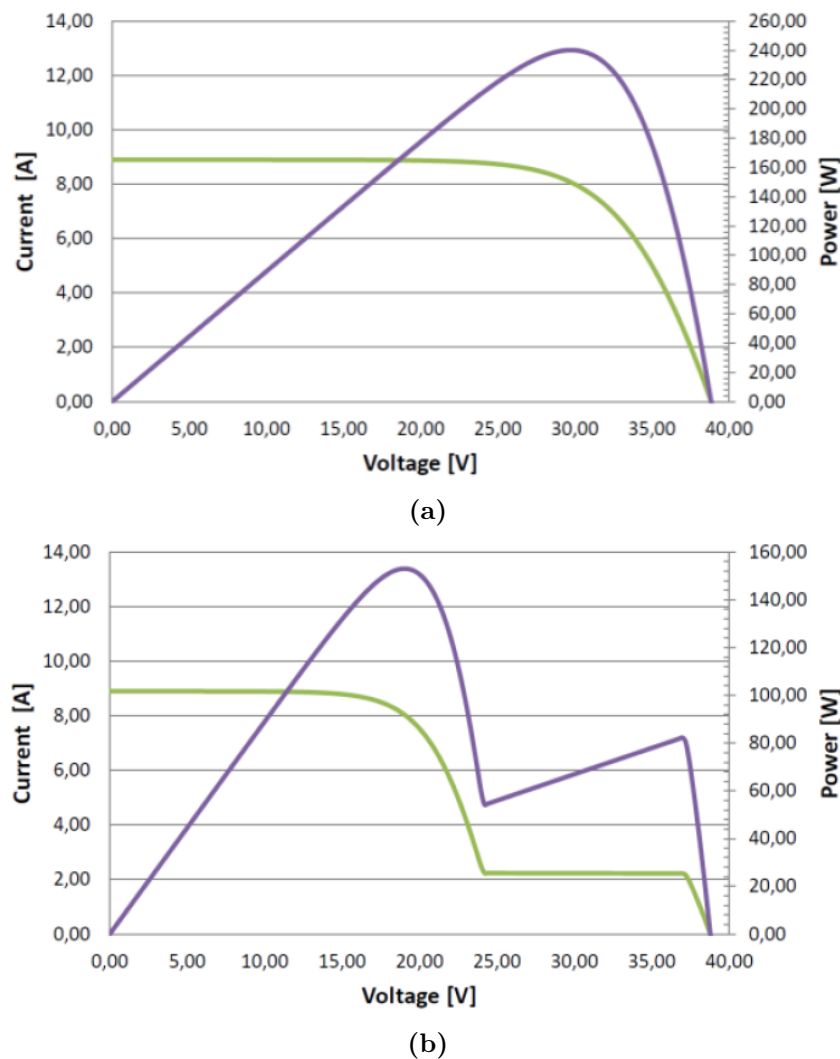


FIGURE 1.16 – Courbe I-V et P-V pour les deux cas. a) Un module non ombragé. b) Un module avec 75 % d'une cellule ombragée [3].

de sortie de toute la chaîne est affectée. Cela est dû au fait que lorsqu'une cellule solaire est ombragée alors que les autres ne le sont pas, cette cellule fonctionne comme une diode en sens inverse, dissipant une grande quantité de puissance dans la cellule ombragée, ce qui entraîne une surchauffe locale. Ce phénomène peut causer des points chauds dans la cellule ombragée [37].

1.6 Principe de Conversion dans les Systèmes PV

Le générateur PV est le composant le plus important d'un système PV. Pourtant, d'autres composants sont nécessaires pour une mise en œuvre pratique, comme le stockage de l'énergie, la régulation du flux d'énergie et l'alimentation du réseau à AC. Ces

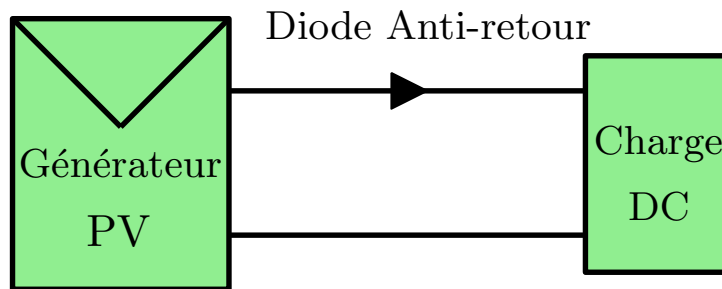


FIGURE 1.17 – Connexion directe entre le module PV et la charge via une diode Anti-Retour.

composants supplémentaires ajoutent un coût important, réduisent l'efficacité et ont un impact significatif sur le comportement et les performances du système global.

1.6.1 Connexion directe entre le module PV et la charge

La configuration de base pour une installation solaire consiste en un module solaire PV et une charge à DC qui utilise l'énergie produite par le PV. La quantité d'énergie produite dépend de l'irradiation solaire, de la température et du type de charge. Cette configuration est souvent utilisée car elle est facile à installer et peu coûteuse, car elle ne nécessite pas d'électronique de puissance, sauf dans certains cas où une diode d'anti-retour est requise pour éviter un retour de courant. Veuillez vous référer à la Figure 1.17 pour plus de détails.

1.6.2 Étage d'Adaptation entre un Générateur PV et une Charge

Les caractéristiques (I-V) d'un module solaire PV ne sont pas linéaires et varient en fonction du niveau de rayonnement solaire et de la température de la cellule. De plus, la puissance réellement transmise à la charge connectée peut différer de la puissance maximale produite en mode de raccordement direct, en raison des propriétés de la charge. Pour optimiser le transfert de puissance, il est nécessaire d'installer un étage d'adaptation entre le GPV et la charge, comme illustré sur la Figure 1.18, qui agit comme une interface et garantit le transfert de la puissance maximale produite par le GPV. Cependant, cette configuration ne permet pas de contrôler efficacement la puissance fournie, car elle dépend de la relation entre la courbe courant-tension du GPV et la charge connectée. Par conséquent, le transfert de puissance ne peut pas être optimal si les caractéristiques varient, [2].

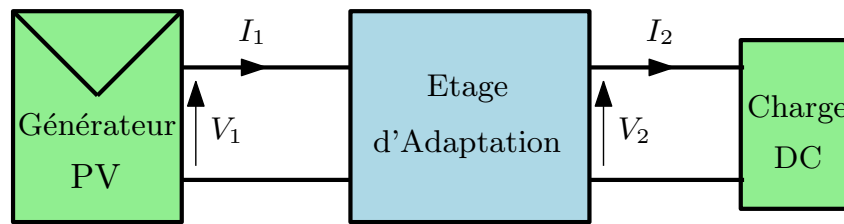


FIGURE 1.18 – Étage d'adaptation entre un GPV et une charge.

1.7 Structure des installations PV

Il existe une grande variété de topologies de systèmes de production d'énergie PV, compte tenu de la diversité des besoins et de l'évolution rapide de l'état de l'art. Les topologies PV ont évolué en termes de praticité et de complexité pour devenir un domaine de recherche très actif ces derniers temps, notamment en ce qui concerne les applications de haute puissance [40, 41].

1.7.1 Les installations en site isolée

Les systèmes PV en site isolé, Figure 1.19, parfois appelés systèmes PV autonome, sont conçus et dimensionnés pour alimenter des charges en courant continu, des batteries ou des charges en courant alternatif sans avoir besoin d'une connexion au réseau électrique. Ces systèmes continueront à fournir de l'électricité pendant la journée jusqu'à ce que le niveau d'irradiation devienne insuffisant, moment où le système bascule vers l'extraction de l'énergie stockée dans les batteries afin d'alimenter les charges la nuit ou les jours nuageux (système hybride). Les convertisseurs électroniques de puissance jouent un rôle crucial dans le fonctionnement des systèmes PV. Les convertisseurs DC-DC assurent l'alimentation des charges et la charge/décharge des batteries, quelles que soient les conditions climatiques. Dans les systèmes PV autonomes, les convertisseurs DC-AC assurent la conversion et la connexion pour alimenter les charges en courant alternatif [42].

1.7.2 Les installations connectées au réseau électrique

Les systèmes PV raccordés au réseau sont conçus pour permettre le partage et le transfert d'énergie entre les clients et le réseau électrique, ainsi que pour fonctionner en parallèle avec d'autres sources d'énergie décentralisées. Ces systèmes gagnent en popularité car ils permettent de produire de l'énergie verte et durable avec des spécifications adaptées, à condition qu'ils soient équipés d'interfaces électroniques de puissance avancées. Les caractéristiques électriques des topologies d'onduleurs PV sont présentées dans le Tableau 1.1. Pour les configurations de systèmes PV raccordés au réseau, il existe quatre classes

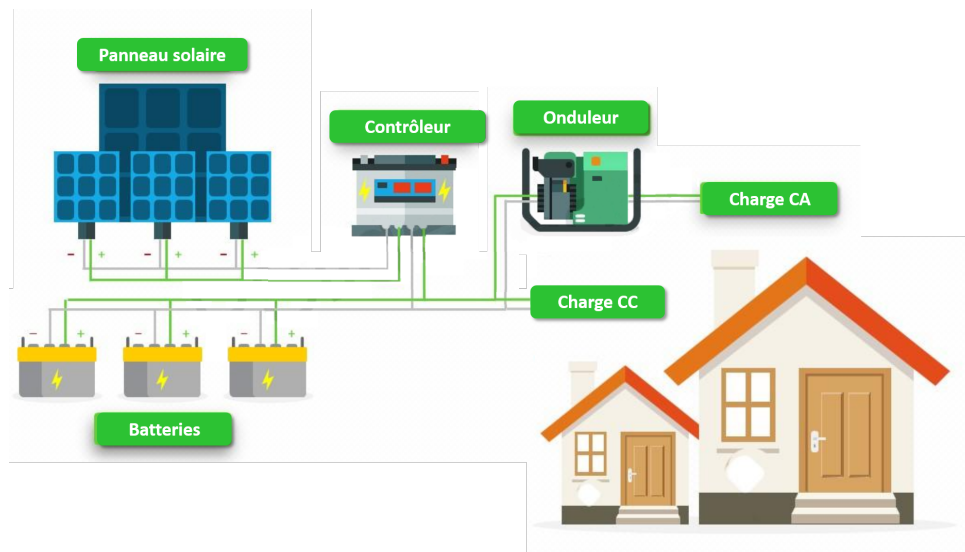


FIGURE 1.19 – Composants de base typiques d'un système PV autonome.

générales de topologies : 1) Centralisée, 2) Chaîne, 3) Modules AC, et 4) Multi-chaîne [43, 44].

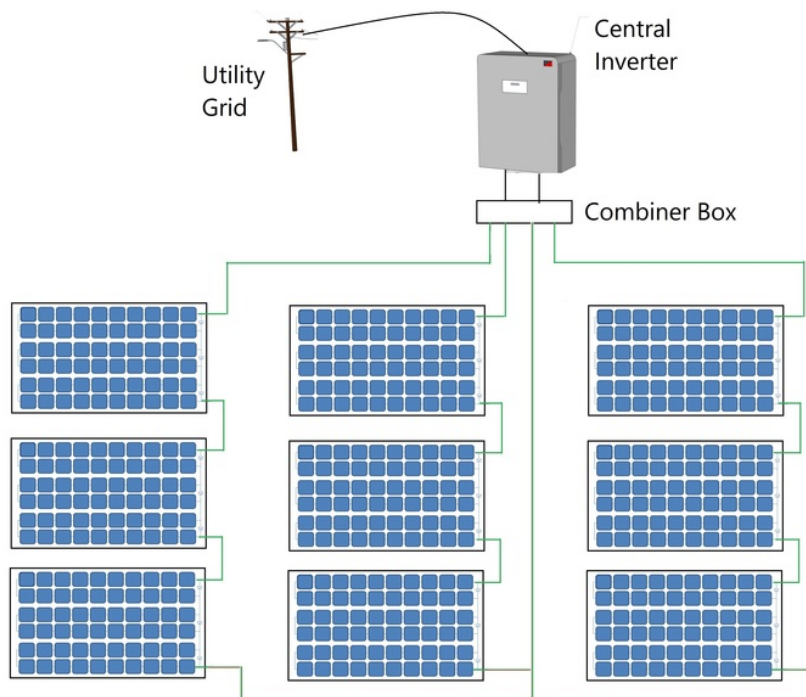


FIGURE 1.20 – Topologies d'onduleurs PV. Centralisée [4].

a) Topologie centralisée

Il s'agit de l'une des configurations les plus courantes pour les systèmes PV raccordés au réseau. Elle est souvent employée dans les gros projets PV dont la puissance peut

atteindre quelques MW . Avec cette configuration, seul un onduleur est relié au réseau. Les principaux avantages de la configuration centralisée sont son coût inférieur par rapport aux autres configurations et la simplicité de la maintenance de l'onduleur. Cependant, elle n'est pas suffisamment efficace dans la mesure où la panne de l'onduleur entraîne l'arrêt du système complet. De même, il peut y avoir une perte de puissance considérable en cas de déséquilibre des modules et de présence d'OP, en raison de l'utilisation d'un seul onduleur pour suivre le MPP. (Voir la Figure 1.20), [43].

b) Topologie de chaîne

Avec la topologie en chaînes, chaque chaîne est reliée à un seul onduleur, ce qui améliore la fiabilité du système. En outre, les pertes d'OP sont limitées puisque chaque chaîne peut fonctionner à son propre MPP. La configuration en chaînes facilite la conception des systèmes PV, car il suffit d'ajouter plus de chaînes pour augmenter la capacité de puissance du système. En général, chaque chaîne peut avoir une puissance nominale allant jusqu'à 2 ou 3 kW. Cependant, cette topologie a pour inconvénient principal l'augmentation du coût due à l'augmentation du nombre d'onduleurs nécessaires. (Voir la Figure 1.21), [43].

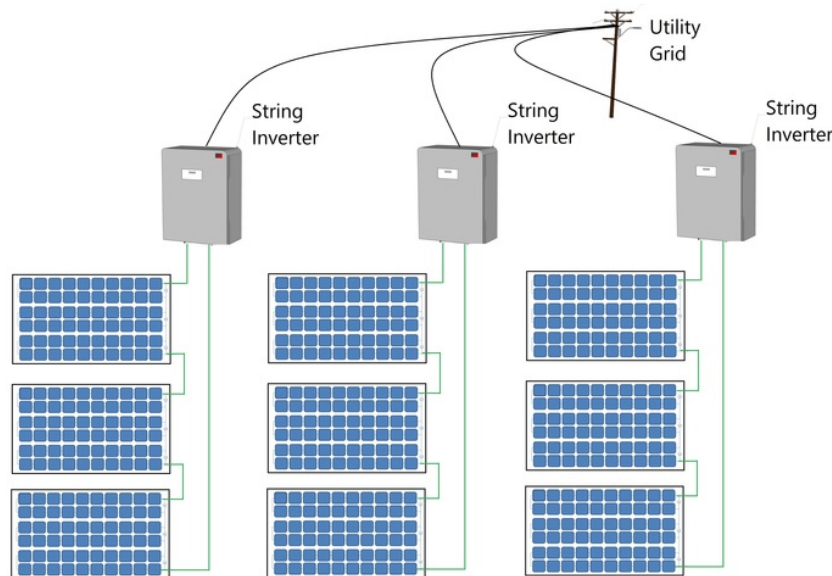


FIGURE 1.21 – Topologies d'onduleurs en chaîne, et multi-chaîne [4].

c) Topologie multi-chaîne

Avec cette topologie, chacune des branches d'un réseau est reliée à un convertisseur DC-DC pour le suivi du MPP et l'augmentation de la tension. Ensuite, la totalité des convertisseurs est reliée à un unique onduleur par l'intermédiaire d'un bus continu. Ce type de topologie cumule à la fois tous les avantages des topologies chaînées et centralisées, étant

donné qu'il permet une augmentation de la puissance de sortie par un suivi indépendant du MPP, tout en employant un onduleur central à un coût moins élevé. En revanche, la fiabilité du système est plus faible que celle de la topologie en chaîne et les pertes dues aux convertisseurs DC-DC s'ajoutent aux pertes du système. (Voir la Figure 1.21), [43].

d) La topologie modulaire

Cette configuration est la dernière topologie en cours. Elle est également appelée "modules AC", car un onduleur est intégré dans chaque module. Elle présente de nombreux avantages, tels que la diminution des pertes liées à l'OP, une surveillance optimale en cas de dysfonctionnement du module et une meilleure flexibilité dans la conception. Cependant, cette topologie ne convient qu'aux applications de petite puissance (jusqu'à 500 W) et est relativement coûteuse. De plus, la durabilité de l'onduleur est réduite car il est monté à l'air libre avec le module PV, ce qui augmente sa contrainte thermique, comme le montre la Figure 1.22, [43].

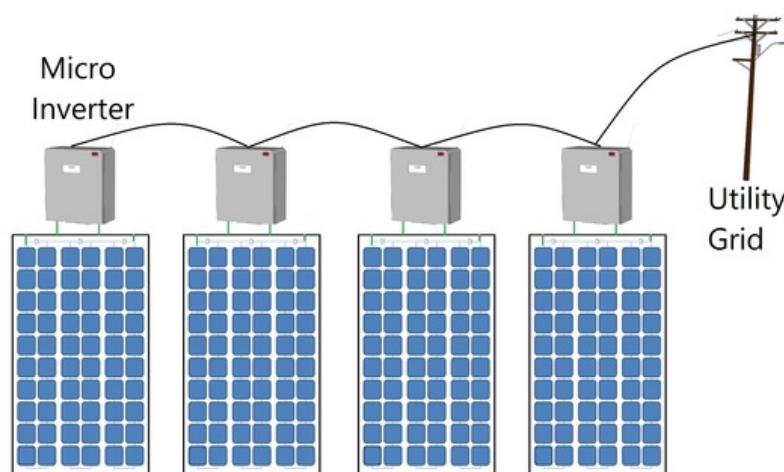


FIGURE 1.22 – Topologies d'onduleurs PV intégration de modules [4].

TABLEAU 1.1 – Caractéristiques électriques des topologies d'onduleurs PV

Topologie de l'onduleur	P (KW)	V_{in} MPPT DC (V)	V_{out} AC (V)	f (Hz)
Centralisée	100-1500	400-1000	270-400	50, 60
Chaîne	0.4-5	200-500	110-230	50, 60
Multi-chaîne	2-30	200-800	270-400	50, 60
Module intégré	0.06-0.4	20-100	110-230	50, 60

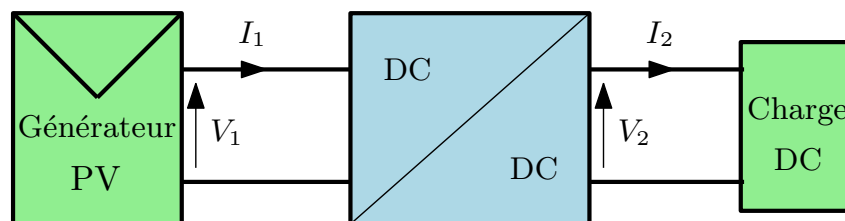


FIGURE 1.23 – Schéma de convertisseur dc-dc dans un système PV autonome.

1.8 Les convertisseurs DC-DC

1.8.1 Introduction

Comme mentionné précédemment, un étage d'adaptation est nécessaire dans la chaîne de conversion PV pour assurer une optimisation du transfert d'énergie et une performance optimale du générateur PV grâce à la commande MPPT. Cet étage d'adaptation est généralement un convertisseur de puissance DC-DC comme indiqué sur la Figure 1.23, est également appelé hacheur ou régulateur. Les deux types de convertisseurs de base que l'on trouve dans une chaîne de conversion PV sont généralement des convertisseurs Buck (abaisseur) ou Boost (élevateur), en fonction de l'adaptation requise entre le générateur PV et la charge. Dans cette section, nous présentons le principe de fonctionnement de quelques convertisseurs, les composants électroniques qui les composent et leur équation.

Les convertisseurs DC-DC modernes sont conçus pour assurer une conversion efficace de l'énergie afin de fournir une alimentation en courant continu contrôlée, sûre et régulée. En général, les convertisseurs de puissance peuvent être classés en convertisseurs non isolés et convertisseurs isolés. Le premier a une structure simple et une compacité élevée, mais le rapport de gain de tension est relativement faible. Le second peut obtenir un rapport de tension élevé, mais les composants magnétiques basés sur une structure couplée augmentent le coût, le volume et le poids. Pour gagner en compacité et en espace pour le système. Les convertisseurs non isolés ne seront pas pris en considération pour le reste des études de cette thèse.

1.8.2 Convertisseur Buck

Le convertisseur Buck, présenté dans la Figure 1.24, est souvent désigné comme un convertisseur abaisseur dans la littérature. Cela donne une idée de son application typique qui consiste à abaisser la tension d'entrée pour obtenir une tension de sortie plus faible, où le rapport de conversion $M = v_o/v_i$ varie en fonction du rapport cyclique D du commutateur.

La Figure 1.25 illustre la conception du circuit correspondant d'un convertisseur Buck

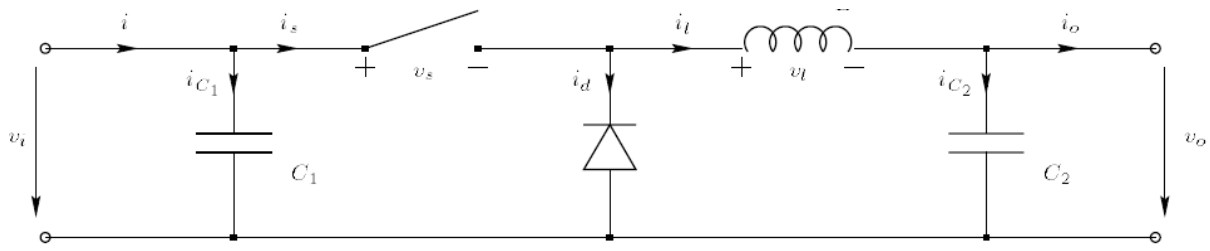


FIGURE 1.24 – Circuit idéal de convertisseur Buck.

lorsque l'interrupteur est fermé pendant l'intervalle de temps $D T_s$. La tension d'entrée est transmise à la charge et le courant circule à travers l'inducteur i_l , qui augmente linéairement à un rapport $(v_i - v_o)/L$. La diode de puissance (d) est bloquée. La Figure 1.26 montre le convertisseur lorsque l'interrupteur est ouvert pendant l'intervalle de temps $(1 - D) T_s$, l'énergie accumulée dans l'inductance est utilisée pour alimenter la charge et la tension de sortie diminue. Le courant qui traverse l'inducteur diminue aussi linéairement et proportionnellement à $-v_o/L$. La diode de puissance (d) fonctionne en mode roue libre pour fournir un chemin au courant de charge.

Les formes d'onde idéale du courant et de la tension dans un convertisseur Buck est présentée à la Figure 1.27.

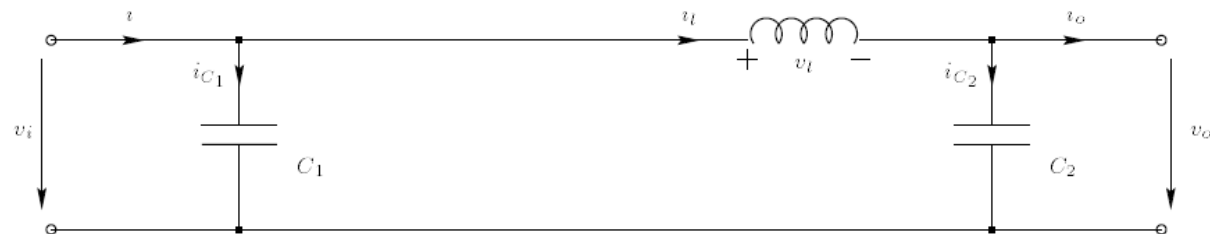


FIGURE 1.25 – Circuit équivalent de convertisseur Buck lorsque l'interrupteur est sur ON et la diode est OFF.

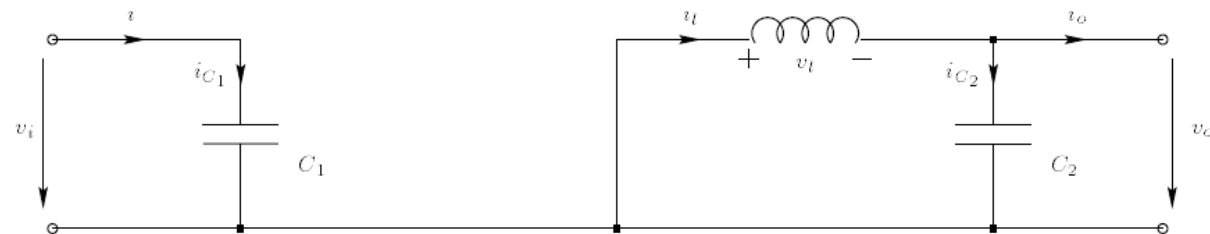


FIGURE 1.26 – Circuit équivalent de convertisseur Buck lorsque l'interrupteur est sur OFF et la diode est ON.

On applique les équations de condition du régime permanent et on utilisant l'approximation de faible ondulation. Cette approximation consiste à négliger la composante

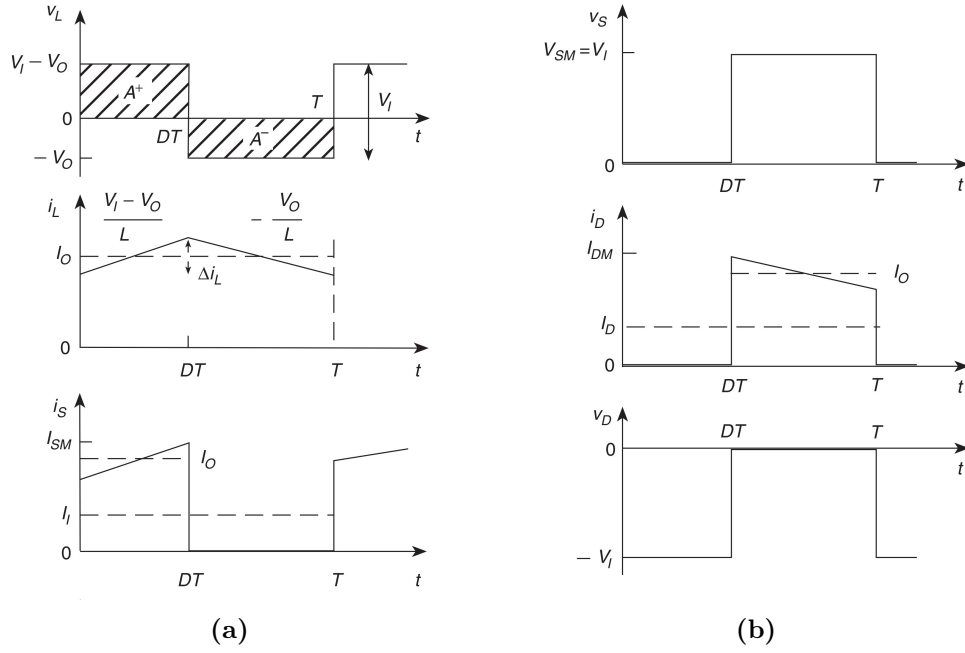


FIGURE 1.27 – Formes d'onde idéales du courant et de la tension dans un convertisseur Buck.

ondulatoire de la tension, en conservant uniquement la partie continue.

$$\frac{v_i - \bar{v}_o}{L} DT = + \frac{\bar{v}_o}{L} (1 - D)T \quad (1.13)$$

$$Dv_i - D\bar{v}_o = \bar{v}_o - D\bar{v}_o \quad (1.14)$$

$$\bar{v}_o = Dv_i \quad (1.15)$$

La valeur d'inductance critique se calcule par les équations qui suivent :

$$v_L = L \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (1.16)$$

$$v_i - \bar{v}_o = L \frac{2\bar{i}_o}{DT} \quad (1.17)$$

$$L_{crit} = \frac{v_i - \bar{v}_o}{2\bar{i}_o} DT \quad (1.18)$$

La valeur d'inductance sélectionnée détermine le mode de fonctionnement du convertisseur comme suit :

$$\begin{cases} L > L_{crit} & \text{CCM.} \\ L = L_{crit} & \text{BCM.} \\ L < L_{crit} & \text{DCM.} \end{cases} \quad (1.19)$$

La valeur de la capacité minimale est calculée par :

$$\Delta Q_c = C \Delta v_c \quad (1.20)$$

$$C = \frac{\Delta Q_c}{\Delta v_c} \quad (1.21)$$

$$\Delta Q_c = \frac{1}{2} \frac{T}{2} \frac{\Delta i_L}{2} \quad (1.22)$$

$$\Delta Q_c = \frac{T \Delta i_L}{8} \quad (1.23)$$

$$C = \frac{T \Delta i_L}{8 \Delta v_o} \quad (1.24)$$

1.8.3 Convertisseur Boost

Comme son nom l'indique, un convertisseur Boost ou élévateur de tension permet de convertir une tension d'entrée plus faible en une tension de sortie plus élevée et stabilisée. La Figure 1.28 présente un schéma simplifié du circuit ainsi que les principales formes de courant et de tension.

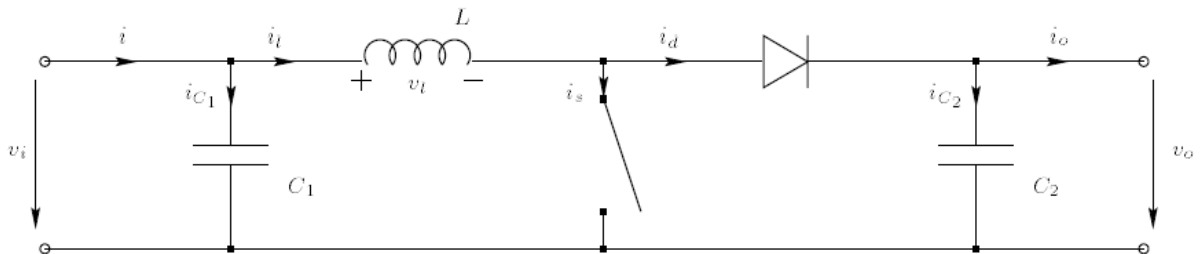


FIGURE 1.28 – Schéma simplifié et caractéristiques d'un convertisseur Boost.

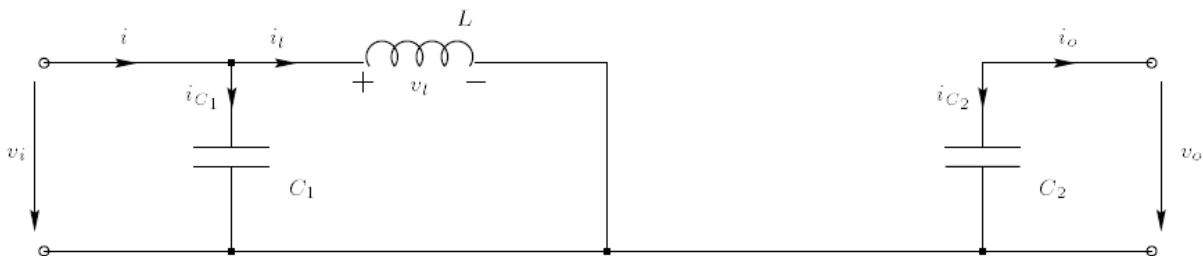


FIGURE 1.29 – Circuit équivalent de convertisseur Boost lorsque l'interrupteur est sur ON et la diode sur OFF.

Avec l'interrupteur S fermé (Voir la Figure 1.29), le courant circule à travers l'inducteur i_t , qui augmente linéairement à un rapport v_i/L . Pendant cette période, le courant de

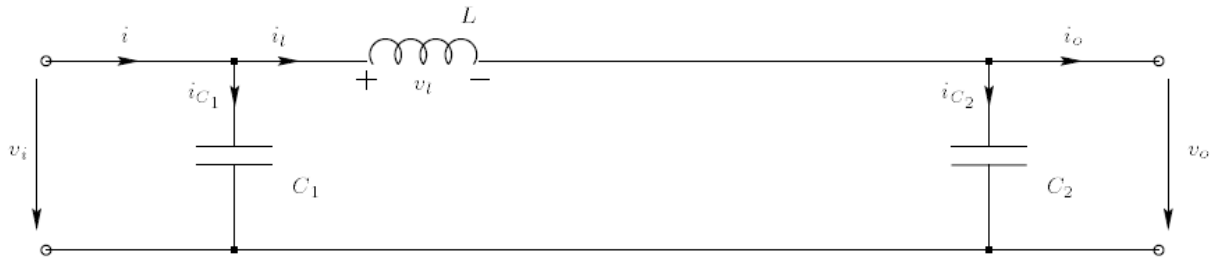


FIGURE 1.30 – Circuit équivalent de convertisseur Boost lorsque l'interrupteur est sur OFF est la diode est ON.

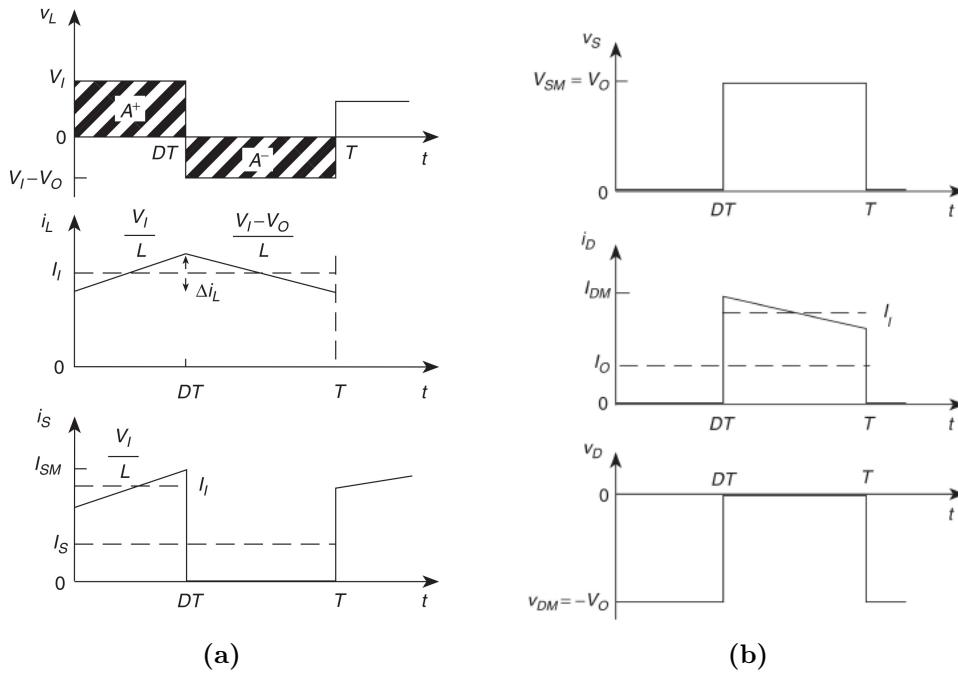


FIGURE 1.31 – Formes d'onde idéales du courant et de la tension dans un convertisseur Boost.

charge est fourni par l'énergie stockée dans C_2 . Lorsque l'interrupteur est à nouveau ouvert (Voir la Figure 1.30), l'énergie stockée dans l'inducteur provoque une tension de sortie élevée. Le courant résultant passe par la diode de roue libre d pour alimenter la charge et recharger C_2 . Le courant qui traverse l'inducteur diminue linéairement et proportionnellement à $(v_i - v_o)/L$. Les formes d'onde idéale du courant et de la tension dans un convertisseur Boost est présentée à la Figure 1.31. On applique les équations de condition du régime permanent et on utilisant l'approximation de faible ondulation.

$$\Delta i_L = \frac{V_{in}}{L}DT = -\frac{(v_i - \overline{V_{out}})}{L}(1 - D)T \tag{1.25}$$

$$V_{in}D = (-V_{in} + \overline{V_{out}})(1 - D) \quad (1.26)$$

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{(1 - D)} \quad (1.27)$$

La valeur critique de l'inductance se calcule par :

$$V_L = L \frac{di}{dt} = L \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (1.28)$$

$$L = v_L \frac{\Delta t}{\Delta i} = v_i \Delta i_{peak} \quad (1.29)$$

$$L_{crit} = \frac{v_i DT}{2 \cdot \overline{i_i}} \quad (1.30)$$

La valeur de l'inductance critique peut également être calculée à l'aide des équations suivantes :

$$v_i \overline{i_i} = \frac{\overline{v_o^2}}{R} \quad (1.31)$$

$$\overline{i_i} = \frac{\overline{v_o^2}}{v_i R} \quad (1.32)$$

$$L_{crit} = \frac{v_i^2 DTR}{2\overline{v_o^2}} \quad (1.33)$$

La valeur d'inductance choisissant détermine le mode d'opération de convertisseur comme suite :

$$\begin{cases} L > L_{crit} & \text{CCM.} \\ L = L_{crit} & \text{BCM.} \\ L < L_{crit} & \text{DCM.} \end{cases} \quad (1.34)$$

La valeur de capacité de sortie se calcule par l'équation suivante

$$i_c = C \frac{dv}{dt} = C \frac{\Delta v}{\Delta t} \quad (1.35)$$

$$C = i_c \frac{\Delta t}{\Delta v} = \overline{i_o} \frac{DT}{\Delta V_o} \quad (1.36)$$

$$C = \frac{\overline{v_o}DT}{R\Delta v_o} \quad (1.37)$$

1.8.4 Convertisseur Buck-Boost

Le convertisseur Buck-Boost permet de convertir une tension d'entrée en une tension de sortie négative régulée qui peut être supérieure ou inférieure à la valeur absolue de la tension d'entrée. Le schéma simplifié de la Figure 1.32 montre le schéma de base du circuit.

Dans ce circuit, lorsque l'interrupteur S est fermé (Voir la Figure 1.33), un courant i_L , qui augmente proportionnellement à v_i/L dans l'inductance L . La diode d bloque toute circulation de courant dans la charge. Pendant ce temps, le courant de charge est fourni par le condensateur de sortie C_2 . Lorsque l'interrupteur S est ouvert (Voir la Figure 1.34), l'énergie stockée dans L fait passer l'extrémité de l'inducteur au négatif (l'autre extrémité de l'inducteur est mise à la terre). Le courant inversé circule alors dans la charge, composée de C_2 et R_L via d . Ce courant diminue proportionnellement à $-v_o/L$. En raison du sens de circulation du courant, la tension de sortie est négative par rapport au potentiel de la masse. Par conséquent, cette topologie est adaptée pour générer des tensions négatives uniquement. Les formes d'onde idéale du courant et de la tension dans un convertisseur Buck-Boost est présentée à la Figure 1.35.

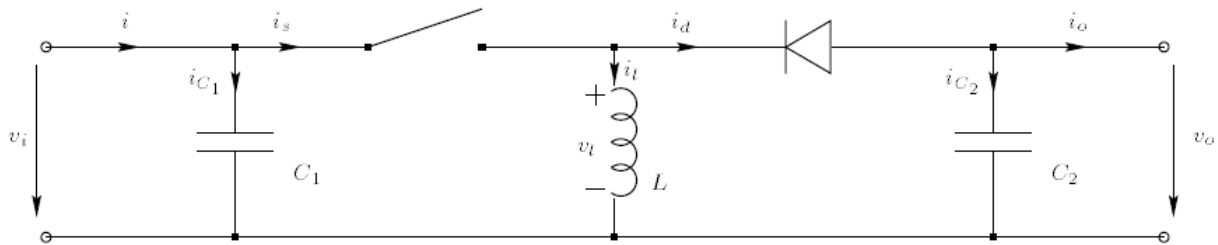


FIGURE 1.32 – Schéma simplifié du Convertisseur Buck-Boost.

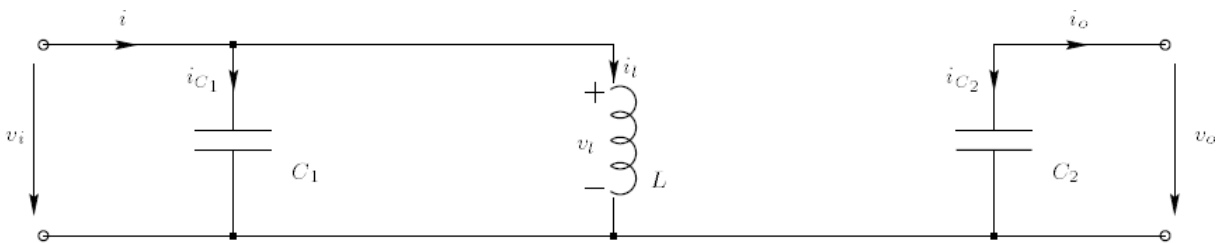


FIGURE 1.33 – Circuit équivalent de convertisseur Buck-Boost lorsque l'interrupteur est sur ON et la diode sur OFF.

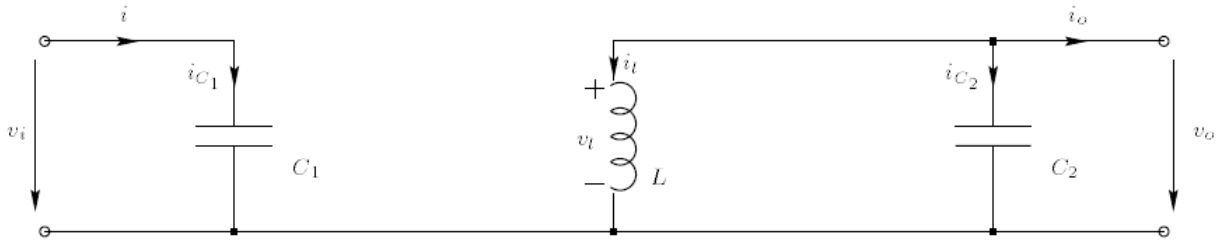


FIGURE 1.34 – Circuit équivalent de convertisseur Buck-Boost lorsque l'interrupteur est sur OFF est la diode est ON.

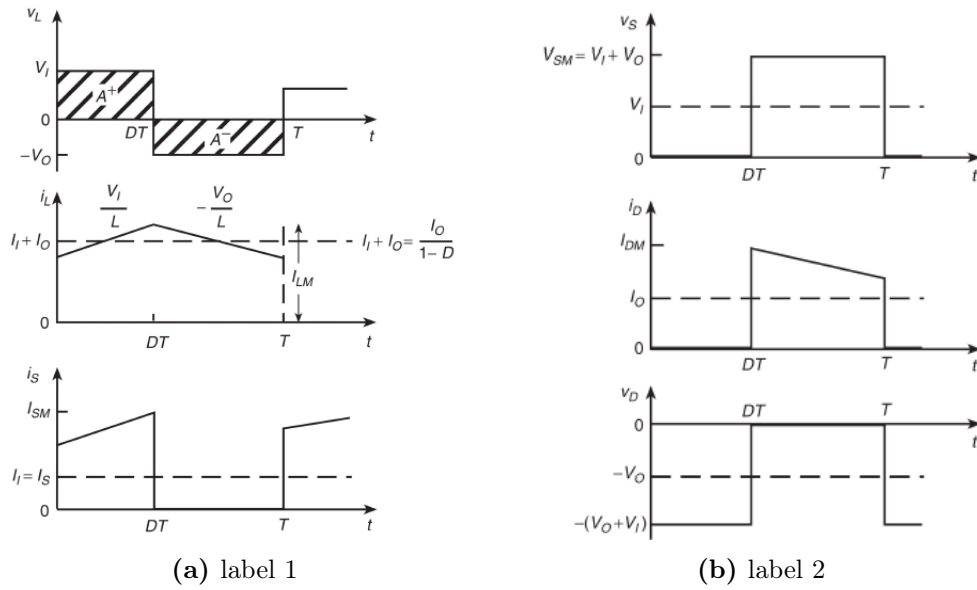


FIGURE 1.35 – Formes d'ondes idéales du courant et de la tension dans un convertisseur Buck-Boost.

La dérivation de la fonction de transfert est similaire à celle des sections précédentes. Ou les équations de base sont présentées dans les équations suivantes :

$$\Delta i_L = 0 = \frac{v_i}{L} DT + \frac{-\bar{v}_o}{L} (1 - D) T \quad (1.38)$$

$$\bar{v}_o (1 - D) = v_i \cdot D \quad (1.39)$$

$$\bar{v}_o = \frac{D}{(1 - D)} \cdot v_i \quad (1.40)$$

La valeur critique de l'inductance se calcule par :

$$v_L = L \frac{\Delta i_i}{\Delta t} \quad (1.41)$$

$$v_i = L_{crit} \frac{i_{peak}}{DT} = L_{crit} \frac{2(\bar{i}_i + \bar{i}_o)}{DT} \quad (1.42)$$

$$L_{crit} = \frac{v_i DT}{2(\bar{i}_i + \bar{i}_o)} \quad (1.43)$$

Par la supposition de $i_i = \frac{v_o \bar{i}_o}{v_i}$ et $i_o = \frac{v_o}{R}$ dans l'équation 1.43 on trouve

$$L_{crit} = \frac{v_i DTR}{2\bar{v}_o(1 + \frac{\bar{v}_o}{v_i})} \quad (1.44)$$

La valeur de conductance ce calcule par :

$$i = C \frac{dv}{dt} = C \frac{\Delta v}{\Delta t} \quad (1.45)$$

$$\bar{i}_o = C \frac{\Delta v}{DT} \quad (1.46)$$

$$C = \bar{i}_o \frac{DT}{\Delta v} \quad (1.47)$$

$$C = \bar{v}_o \frac{DT}{R\Delta v} \quad (1.48)$$

L'avantage d'un convertisseur Buck-Boost est qu'il permet de réguler une tension de sortie même lorsque la tension d'entrée peut varier entre des valeurs supérieures ou inférieures à cette tension de sortie. Par exemple, cela peut être particulièrement utile dans les applications qui nécessitent une tension de sortie stabilisée de 12 V, même si la tension de la batterie d'entrée (par exemple, une batterie plomb-acide de 12 V) peut varier entre 9 V lorsqu'elle est déchargée et 14 V lorsqu'elle est complètement chargée.

1.8.5 Conversion synchrone et asynchrone

Dans les topologies présentées précédemment, une diode est utilisée dans toutes les conceptions. Une alternative serait de remplacer la diode par un FET qui est activé avec un signal déphasé par rapport au signal MLI pour prendre la fonction de la diode. Un circuit utilisant un FET plus une diode est dit asynchrone et un circuit utilisant deux FET est dit synchrone. Les Figures 1.36 et 1.37 montrent respectivement les deux circuits alternatifs d'un convertisseur Buck Synchrone et d'un convertisseur Boost synchrone.

Le remplacement de la diode par un FET présente plusieurs avantages. Le $R_{DS,ON}$ d'un FET est très faible et il n'a pas de chute de tension directe à travers lui comme une diode, donc une conception synchrone sera plus efficace à la fois à des courants d'entrée élevés et à des tensions de sortie faibles. L'augmentation de l'efficacité peut être très importante dans des conditions de pleine charge, car la puissance dissipée par la diode de capture peut être réduite d'un facteur de quatre dans un convertisseur synchrone typique

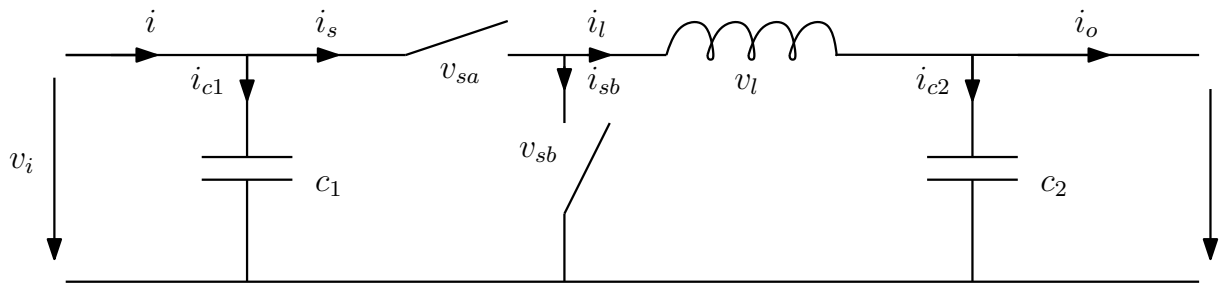


FIGURE 1.36 – Circuit idéal de convertisseur Buck Synchrone.

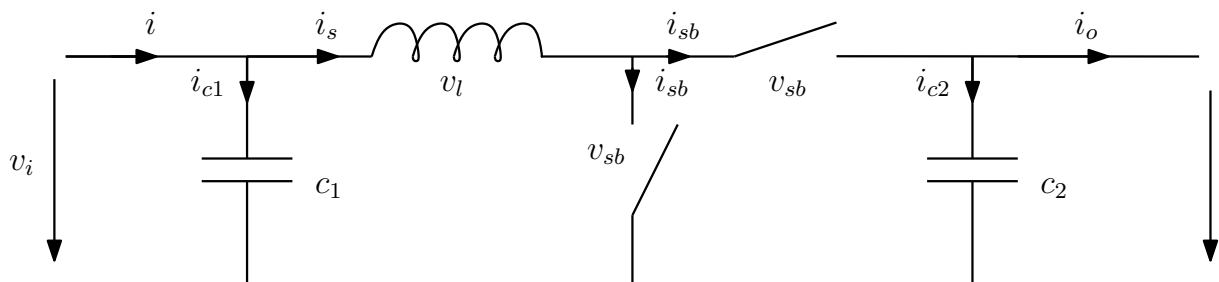


FIGURE 1.37 – Circuit idéal de convertisseur Boost Synchrone.

de puissance moyenne par rapport à une conception asynchrone.

Un autre avantage est qu'un FET à courant élevé est généralement plus petit qu'une diode de puissance, ce qui permet de gagner de la place sur le PCB. L'inconvénient du circuit synchrone par rapport au circuit asynchrone est que le coût des composants est plus élevé, non seulement pour le FET supplémentaire et son circuit de commande, mais aussi pour le circuit de synchronisation qui empêche les deux FET d'être alimentés en même temps. Un autre inconvénient est qu'à très faible charge (<10 % de pleine charge), la conception synchrone peut être moins efficace que la conception asynchrone. L'un des facteurs est la perte supplémentaire dans le circuit de commutation du FET côté bas, qui dissipe également de l'énergie en chargeant et déchargeant la capacité de grille du FET côté bas. Une autre raison est que dans une conception asynchrone, le courant de l'inducteur est bloqué par la diode, alors que dans une conception synchrone, les courants positifs et négatifs de l'inducteur peuvent circuler. Tout courant négatif représente une perte de puissance supplémentaire que le circuit asynchrone.

1.9 Les onduleurs

La quasi-totalité des besoins domestiques, commerciaux et industriels sont satisfaits par une source d'alimentation en AC. Cependant, l'AC ne peut pas être stocké pour une utilisation ultérieure, ce qui constitue sa principale difficulté. Pour résoudre ce problème,

l'AC est converti en DC, qui est ensuite stocké dans des batteries ou des supercondensateurs. Lorsque l'AC est nécessaire, le DC est reconverti en AC à l'aide d'un équipement appelé onduleur. L'onduleur peut également être utilisé pour modifier l'amplitude de la tension, le nombre de phases, la fréquence ou la différence de phase, en fonction des besoins spécifiques de l'équipement alimenté.

1.10 Classification des onduleurs

Les onduleurs peuvent être classés en fonction de leur sortie, de leur source, du type de charge et d'autres critères. Ci-dessous, vous trouverez une classification complète des circuits d'onduleurs :

1.10.1 Selon la caractéristique de sortie

Il existe trois types d'onduleurs différents en fonction de leur caractéristique de sortie : l'onduleur à onde carrée, l'onduleur sinusoïdal et l'onduleur sinusoïdal modifié.

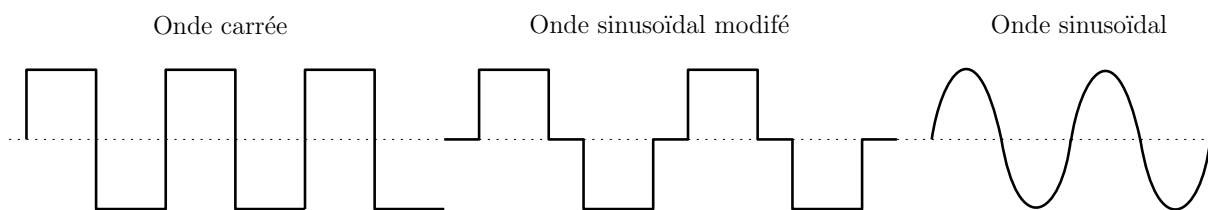


FIGURE 1.38 – Formes d'ondes d'un onduleur.

a) Onduleur à onde carrée

L'onduleur à onde carrée a une forme d'onde de tension de sortie en forme d'onde carrée. Comme tous les appareils sont conçus pour une alimentation en onde sinusoïdale, ce type d'onduleur est le moins utilisé. Si nous utilisons une onde carrée pour alimenter un appareil conçu pour une onde sinusoïdale, cela peut endommager l'appareil ou entraîner des pertes importantes. Bien que cet onduleur soit peu coûteux, il est rarement utilisé. Il peut être utilisé pour les outils de base équipés d'un moteur universel (Voir la Figure 1.38).

b) Onduleur sinusoïdal

L'onduleur sinusoïdal a une forme d'onde de tension de sortie sinusoïdale, ce qui donne une sortie très similaire à l'alimentation du service public. C'est le principal avantage de cet onduleur car tous les appareils que nous utilisons sont conçus pour une onde sinusoïdale. C'est donc une sortie parfaite qui assure le bon fonctionnement des équipements.

Cette forme d'onduleur est plus coûteuse, mais elle est largement utilisée dans les milieux résidentiels et commerciaux (Voir la Figure 1.38).

c) Onduleur sinusoïdal modifié

L'onduleur sinusoïdal modifié a une construction plus complexe que celle d'un simple onduleur à onde carrée, mais moins complexe qu'un onduleur à onde sinusoïdale pure. La sortie de cet onduleur n'est ni une onde sinusoïdale pure ni une onde carrée. La sortie est la combinaison de deux ondes carrées, ce qui donne une forme d'onde de sortie qui ressemble à une onde sinusoïdale mais qui n'est pas exactement sinusoïdale (Voir la Figure 1.38).

1.10.2 Selon la source de l'onduleur

Il y'a deux types :

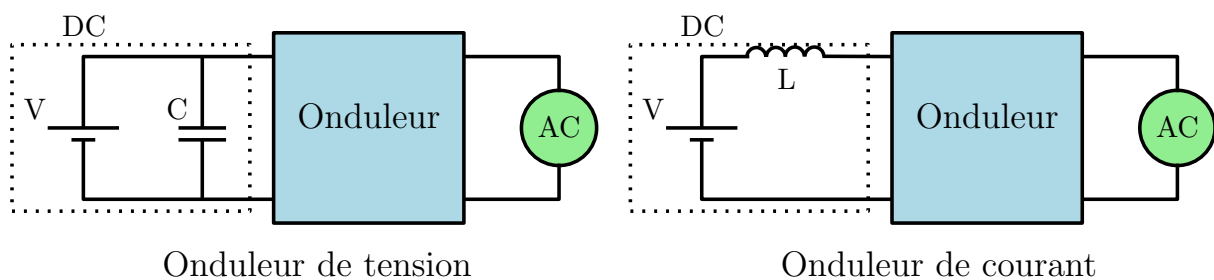


FIGURE 1.39 – Schémas d'un onduleur de courant et de tension.

a) Onduleur à source de tension

L'onduleur à source de tension, appelé VSI, est alimenté par une source de tension continue qui a une faible impédance interne. La tension d'entrée ne varie pas en même temps que le courant qui la traverse, ce qui signifie que la source de tension impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. Cela est illustré dans la Figure 1.39.

b) Onduleur à source de courant

L'onduleur à source de courant, appelé CSI, a une impédance interne très élevée, de sorte que le courant qui le parcourt ne peut pas être influencé par les fluctuations de tension qui peuvent survenir. L'entrée est une source de courant, et ce type d'onduleur est utilisé dans des applications industrielles de moyenne tension où des formes d'onde de courant de haute qualité sont nécessaires. Cependant, les CSI ne sont pas populaires, comme illustré dans la Figure 1.39.

1.10.3 le nombre de phases de la charge

a) Onduleur monophasé

L'électricité monophasée est généralement utilisée par les charges résidentielles et commerciales. Pour ce type d'application, on utilise un onduleur monophasé. L'onduleur monophasé se subdivise en deux composants :

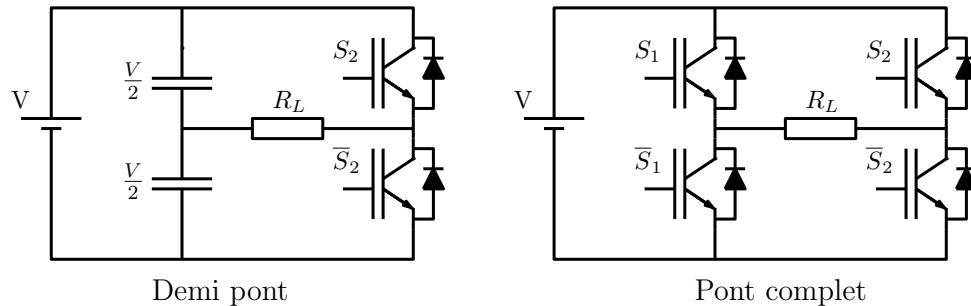


FIGURE 1.40 – Schémas d'un onduleur monophasé à pont complet et à demi-pont.

- Onduleur monophasé à demi-pont et à pont complet

L'inconvénient de l'onduleur à demi-pont est que sa tension de sortie est égale à la moitié de la tension d'alimentation, et que la source est utilisée seulement 50 % du temps. La solution à ce problème est l'onduleur en pont complet, qui peut produire une tension de sortie AC identique à la tension d'alimentation DC et qui utilise la source à 100 % de sa capacité. La forme d'onde de la tension de sortie est une forme d'onde carrée, qui peut être convertie en une onde sinusoïdale en utilisant des filtres. (Voir la Figure 1.40).

b) Onduleur triphasé

Les charges industrielles nécessitent une alimentation en AC triphasé, pour lesquelles l'onduleur triphasé est utilisé. Ce type d'onduleur utilise six interrupteurs et six diodes qui sont connectés comme indiqué dans la Figure 3.2.

1.10.4 Selon le nombre de niveaux de sortie

a) Onduleur à deux niveaux

Les onduleurs à deux niveaux ont seulement des niveaux de tension à leur sortie, c'est-à-dire une tension de crête positive et une tension de crête négative. Parfois, un niveau de tension nul est également considéré comme un onduleur à deux niveaux, comme illustré dans la Figure 1.38 à gauche.

b) Topologies d'onduleurs multi-niveaux

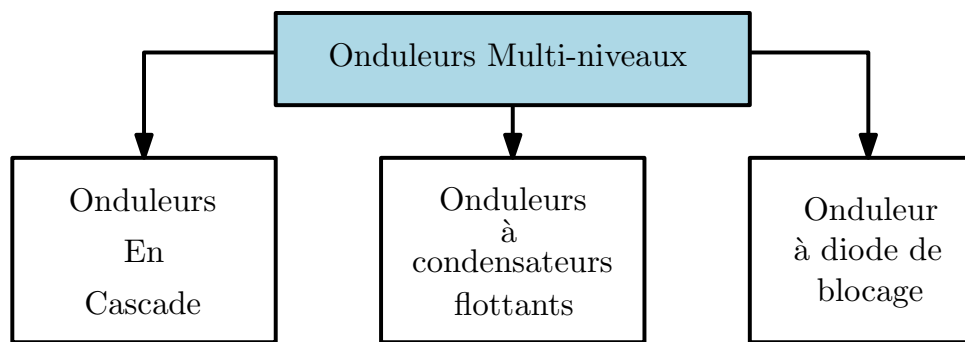


FIGURE 1.41 – Différents types des onduleurs multi-niveaux.

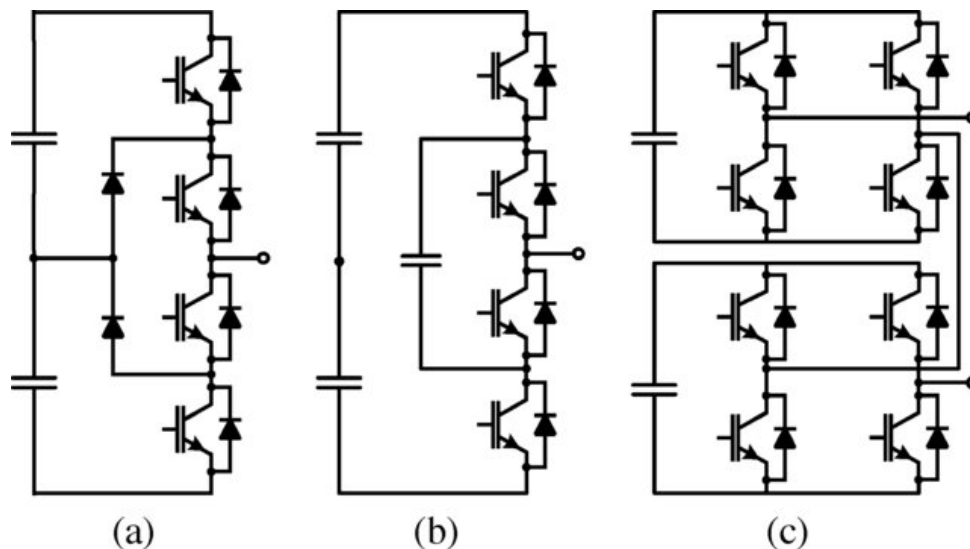


FIGURE 1.42 – Différentes topologies des onduleurs multi-niveaux.

Pour les systèmes PV reliés au réseau, les onduleurs peuvent avoir plusieurs niveaux de tension à leur sortie. Les onduleurs multi-niveaux sont divisés en trois parties comme et illustré dans la Figure 1.41, chacune ayant sa propre conception pour fonctionner. Nous avons expliqué brièvement ces onduleurs pour donner une idée générale à leur sujet.

1) Onduleur à diodes :

Le CD-MLI à diodes de blocage est une topologie qui n'utilise pas de condensateurs flottants, mais plutôt des diodes de blocage. Les diodes sont connectées en série pour répartir la tension de blocage, formant ainsi une structure connue sous le nom d'onduleur à fixation du point neutre (NPC). La Figure 1.42 (a) illustre une branche d'un onduleur NPC à trois niveaux.

2) Onduleur à condensateurs flottants :

Le FC-MLI à condensateurs flottants est une topologie qui utilise des capacités flottantes, ce qui signifie que les condensateurs ne sont pas directement liés aux côtés positifs ou

négatifs du courant continu, mais sont flottants. La valeur de la tension de sortie est soumise à la variation de la tension dans les condensateurs adjacents. La Figure 1.42 (b) montre une branche d'un FC-MLI à trois niveaux. Cependant, cette configuration présente des inconvénients tels que des tensions déséquilibrées dans les condensateurs et la diode de blocage MLI.

3) Onduleur en cascade de type H :

Comme son nom l'indique, cet onduleur multiniveau utilise des ponts en H connectés en série pour produire un AC inversé à partir de sources DC distinctes. Ces sources de DC peuvent être n'importe quelle ressource naturelle, comme un module PV, une éolienne ou autre. La Figure 1.42 (c) montre un exemple d'onduleur en cascade de type H.

1.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé des informations générales sur les différentes techniques de production d'énergie renouvelable. Nous avons ensuite défini et modélisé chaque élément d'un système de conversion PV, en commençant par le module PV, puis en explorant les types d'installations et les technologies d'installation. Enfin, nous avons présenté les différents types de convertisseurs DC-DC et d'onduleurs, en exposant leurs principes de fonctionnement respectifs.

Chapitre 2

Techniques d'MPPT et stratégies de commandes des onduleurs

2.1 Introduction

Les panneaux PV ont des caractéristiques non linéaires en raison de leur nature de diode inversée. Les caractéristiques P-V peuvent être obtenues à partir des courbes caractéristiques non linéaires du I-V. Pour différentes irradiations et températures, un ensemble de courbes peut être généré où l'MPP correspond au maximum de chaque courbe. Un régulateur de tension est utilisé pour coupler le générateur PV à la charge ou au réseau électrique, identifiant ainsi le MPP. Le point de fonctionnement du générateur PV est l'intersection de la courbe caractéristique I-V et de la ligne de charge. Les suivis de MPP à commande en boucle fermée visent à rapprocher le point de fonctionnement du MPP de la courbe I-V pour toute condition donnée. Dans ce chapitre, nous discutons certaines des méthodes MPPT conventionnelle les plus populaires, ainsi les techniques d'optimisation tels que les algorithmes méta-heuristique.

Dans le domaine de l'électronique de puissance, les onduleurs sont des équipements essentiels pour la conversion de l'énergie électrique, en particulier dans les systèmes de conversion des énergies renouvelables et les applications industrielles. Les onduleurs convertissent l'énergie électrique DC en énergie à AC, fournissant ainsi une alimentation appropriée aux charges électriques. Pour ce faire, les onduleurs sont équipés de techniques de contrôle qui régulent la tension et la fréquence de sortie. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous étudions certaines des techniques de contrôle les plus couramment utilisées dans les onduleurs, telles que le Contrôle Prédictif par Modèle (MPC), le contrôle linéaire avec Modulation par Vecteur Spatial (SVM), le contrôle par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) et le contrôle par Hystérésis.

2.2 Perturbation et observation (P&O)

L'algorithme MPPT le plus couramment utilisé est la méthode P&O. Cet algorithme utilise un dispositif de contrôle simple et peu de paramètres mesurés. Le principe de l'algorithme P&O a été démontré théoriquement dans la référence [12]. Cependant, l'inconvénient majeur de cet algorithme est le retard produit lorsqu'il y a un changement de l'irradiation et de la température.

L'équation 2.1 décrit les cas de l'algorithme comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dP}{dV} = 0 & \text{Au point MPP} \\ \frac{dP}{dV} > 0 & \text{A gauche du point MPP} \\ \frac{dP}{dV} < 0 & \text{A droit du point MPP} \end{cases} \quad (2.1)$$

Comme son nom l'indique, la méthode P&O consiste à observer l'impact des changements

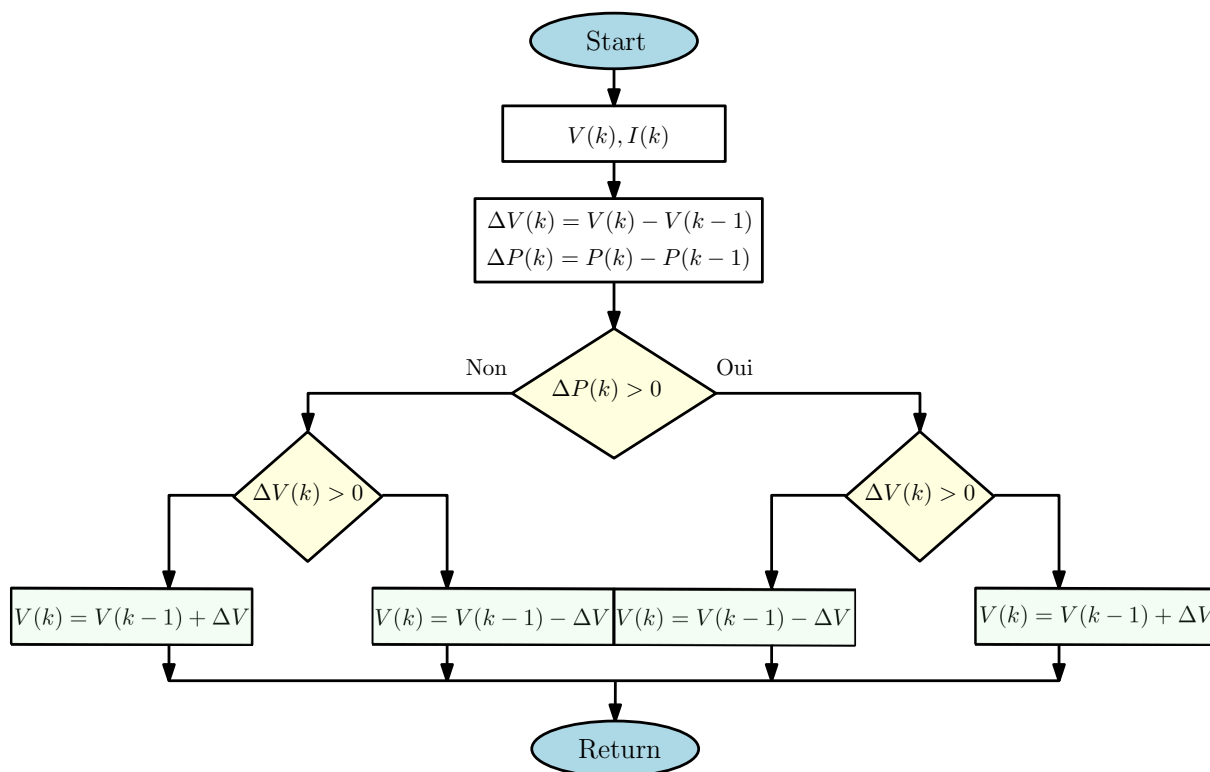


FIGURE 2.1 – Organigramme de l'algorithme de P&O.

de tension sur la puissance de sortie du panneau PV. L'organigramme de l'algorithme est présenté à la Figure 2.1 et le principe de fonctionnement est présenté dans la Figure 2.2. À chaque cycle, à partir des caractéristiques de puissance par rapport à la tension d'un générateur PV, on peut observer que sur la gauche de la courbe, lorsque la tension augmente, la puissance augmente également. Et sur la partie droite de la courbe, la puis-

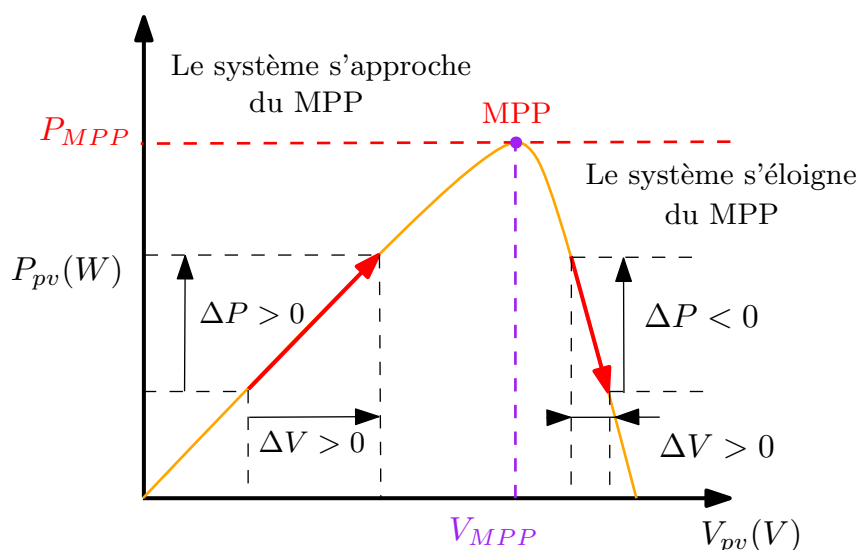


FIGURE 2.2 – Principe de fonctionnement de l'algorithme P&O présenté sur la courbe de $P(V)$.

sance diminue avec l'augmentation de la tension. La région du point de répartition de la courbe est le MPP. Par conséquent, si une perturbation positive de la tension entraîne une augmentation de la puissance, la perturbation suivante de la tension doit être poursuivie dans la même direction. Tandis que pour une perturbation de tension positive qui entraîne une diminution de la puissance, la perturbation suivante de la tension doit être négative. Ce processus se répète périodiquement jusqu'à ce que le MPP soit atteint. Une fois le MPP atteint, le système oscille autour du point MPP car la tension (V_{pv}) continue d'être perturbée par la taille de la tension de la perturbation unique (ΔV).

2.3 Méthode d'escalade

L'avantage de la technique MPPT de type Hill Climbing (HC) est sa simplicité [45]. Elle utilise le rapport cyclique du convertisseur comme paramètre de jugement lors de l'exécution de la tâche du MPPT. L'organigramme de l'algorithme HC est présenté à la Figure 2.3. Le rapport cyclique dans chaque période d'échantillonnage est déterminé par la comparaison de la puissance au moment présent et au moment précédent. Si l'incrément de puissance $dD > 0$, le rapport cyclique doit être augmenté pour que $dD > 0$. Si $dP < 0$, le rapport cyclique est alors réduit pour que $dD < 0$. Le principal problème associé à cette technique est le compromis entre la stabilité du système dans une période de rayonnement constant et la réponse rapide dans un rayonnement qui change rapidement. La période de rayonnement stable nécessite une très petite valeur de variation du rapport cyclique, dD , afin d'éviter une forte oscillation de la puissance autour du MPP, ce qui

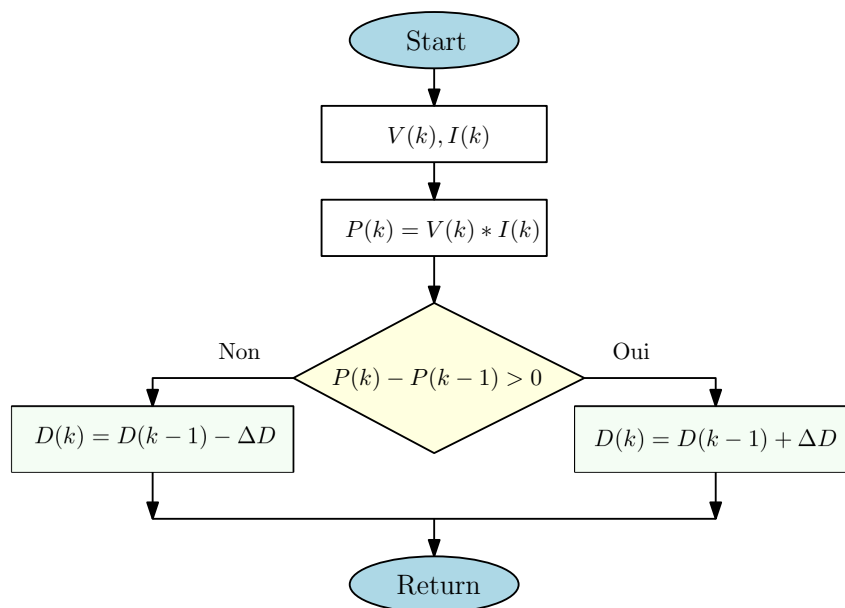


FIGURE 2.3 – Organigramme de l'algorithme de l'escalade.

réduit l'énergie capturée par le PV, tandis que le rayonnement qui change rapidement nécessite une valeur plus élevée du rapport cyclique pour obtenir rapidement la puissance maximale. Une technique HC modifiée a été introduite [45].

2.4 Incrémentation de conductance

Une autre méthode de MPPT, appelée "incrémentation de conductance" (INC), a été proposée [46]. L'organigramme de l'algorithme INC est présenté dans la Figure 2.4 et le principe de fonctionnement est présenté dans la Figure 2.5. La technique d'INC exploite le fait que la pente de la courbe de puissance du GPV est nulle au MPP, positive à gauche du MPP et négative à droite du MPP. Les équations correspondantes sont les suivantes :

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{d(I)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (2.2)$$

L'équation 2.2, peut être décrite comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} & \text{Au point MPP} \\ \frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V} & \text{A gauche du point MPP} \\ \frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V} & \text{A droit du point MPP} \end{cases} \quad (2.3)$$

Afin d'éviter que la différence de tension (dV) ne se stabilise à zéro, ce qui peut se produire lorsque le MPP a été atteint dans le cycle précédent ou grâce à une stabilisation

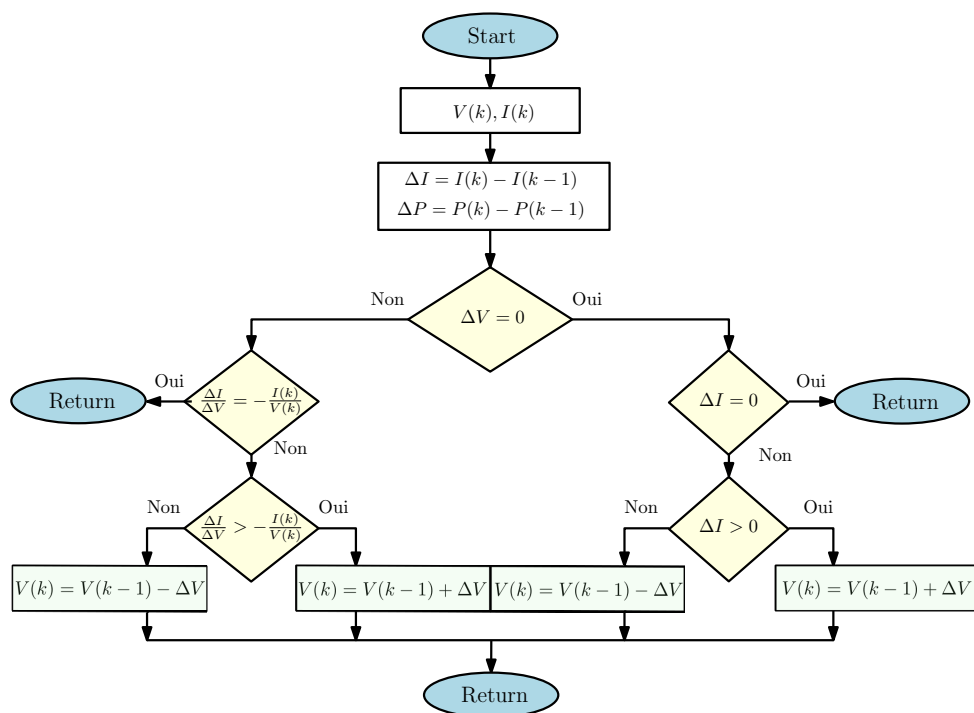


FIGURE 2.4 – Organigramme de l’algorithme INC.

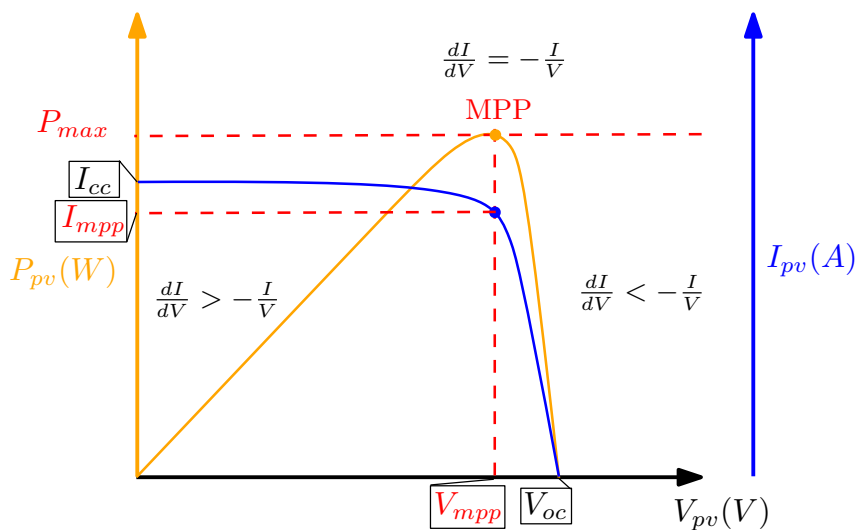


FIGURE 2.5 – Principe de fonctionnement de l’algorithme INC, présenté sur la courbe de $I(V)$ et $P(V)$.

du point de fonctionnement, l’algorithme vérifie d’abord la valeur de dV . Si dV est nul, l’algorithme teste ensuite la valeur de dI . Si dI est également nul, cela signifie que le MPP a été atteint sans nécessiter de modification de l’algorithme. Cependant, si dI n’est pas nul, l’algorithme vérifie le signe de dI pour déterminer la position correcte du MPP et ajuste la tension de référence en conséquence [46].

2.5 Circuit ouvert et court-circuit

La méthode MPPT basée sur la tension en circuit ouvert ou le courant de court-circuit utilise le fait que la tension et le courant du panneau PV correspondant à la puissance maximale présentent une relation linéaire pour différents niveaux d'irradiation et de température.

$$V_{mpp} = k \cdot V_{oc} \quad (2.4)$$

$$I_{mpp} = k \cdot I_{cc} \quad (2.5)$$

Cette relation peut être modélisée par une constante k qui dépend des caractéristiques du panneau PV et qui doit être déterminée au préalable en mesurant le V_{OC} pour différents niveaux d'irradiation et de température. La constante k est généralement comprise entre 0.71 et 0.75 [47]. Le principe de fonctionnement est présenté dans la Figure 2.6.

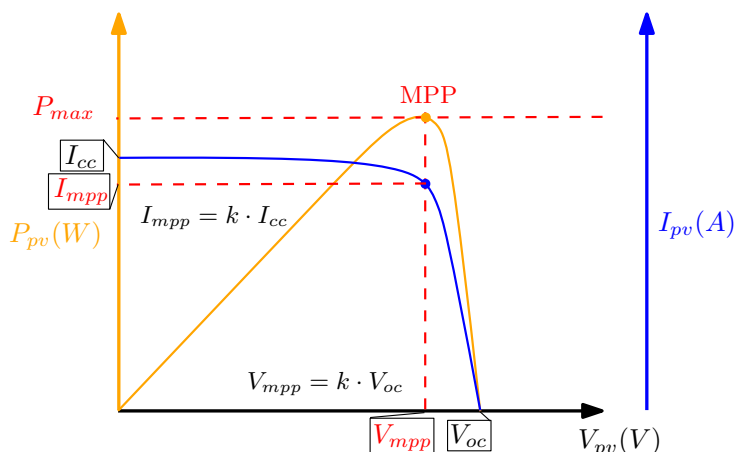


FIGURE 2.6 – Principe de fonctionnement de l'algorithme circuit ouvert et court-circuit, présenté sur la courbe de $I(V)$ et $P(V)$.

Cette méthode est la plus simple de toutes les méthodes MPPT décrites dans la littérature. Cependant, son principal inconvénient est que le générateur PV doit être déconnecté de la charge pour mesurer la tension ou le courant du générateur, entraînant ainsi une perte de puissance. De plus, si la période d'échantillonnage entre deux mesures successives de la tension ou du courant du générateur est trop longue, il peut y avoir une perte considérable dans le système. Si un changement d'irradiation se produit entre deux échantillonnages successifs, le nouveau MPP ne sera pas suivi avant le prochain échantillon.

Pour surmonter ces inconvénients, certaines solutions ont été proposées, telles que

l'utilisation de cellules pilotes pour mesurer le V_{oc} [48]. Ces cellules solaires représentent les cellules du champ PV et sont utilisées pour mesurer le V_{oc} sans perturber les convertisseurs de puissance. Cependant, cela peut augmenter le coût du système. Une autre solution consiste à ajouter un commutateur supplémentaire au convertisseur de puissance pour court-circuiter périodiquement la chaîne PV et mesurer I_{cc} , mais cette méthode a également ses inconvénients. Un autre handicap est que le vrai MPP n'est pas atteint car la relation proportionnelle est une approximation.

2.6 Les algorithmes méta-heuristiques

Les algorithmes méta-heuristiques sont des techniques d'optimisation générales qui sont utilisées pour résoudre une variété de problèmes d'optimisation dans différents domaines tels que l'ingénierie, la finance, la biologie, la physique et bien d'autres. Ils sont particulièrement utiles pour résoudre des problèmes d'optimisation difficiles dans lesquels les méthodes d'optimisation classiques ne sont pas efficaces ou ne donnent pas les résultats souhaités. Chaque algorithme méta-heuristique a ses propres caractéristiques, avantages et inconvénients et peut être mieux adapté à certains types de problèmes d'optimisation.

Il existe plusieurs classifications d'algorithmes méta-heuristiques, mais voici les principales, (Voir la Figure 2.7) :

- **Les algorithmes de recherche locale** : ce sont des algorithmes qui explorent les solutions voisines d'une solution initiale et cherchent à améliorer progressivement la solution courante en se déplaçant dans l'espace de recherche. Les algorithmes de recherche locale sont souvent rapides, mais peuvent être bloqués dans un minimum local.

- **Les algorithmes évolutionnaires** : Les EA sont en effet une sous-catégorie des algorithmes à population. Ils sont inspirés de la théorie de l'évolution naturelle et utilisent des opérateurs de mutation, de croisement et de sélection pour générer une population de solutions et les faire évoluer vers des solutions meilleures. Comparés aux algorithmes de recherche locale, les algorithmes évolutionnaires sont souvent plus lents mais sont plus robustes et peuvent éviter les minimums locaux.

- **Les algorithmes de population** : ce sont des algorithmes qui utilisent une population de solutions et des mécanismes de coopération et de compétition pour explorer l'espace de recherche. Les algorithmes de population incluent les algorithmes de colonies de fourmis, les algorithmes de colonies d'abeilles et les algorithmes d'optimisation par essaim.

- **Les algorithmes de recherche tabou** : ce sont des algorithmes qui interdisent temporairement certaines solutions de l'espace de recherche pour éviter les cycles de re-

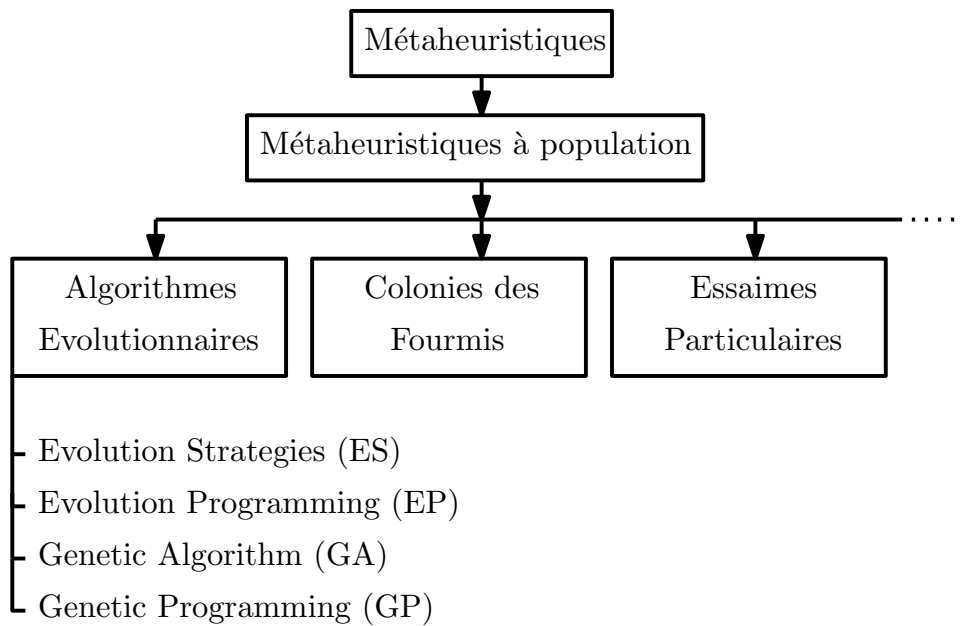


FIGURE 2.7 – Classification des algorithmes méta-heuristiques.

cherche et améliorer la diversité de la recherche.

2.6.1 Optimisation par essais particuliers

L'optimisation par PSO est une méthode d'optimisation intelligente développée par Eberhart et Kennedy en 1995. Le principe de cet algorithme s'inspire du comportement de recherche de nourriture des oiseaux et des bancs de poissons, et les deux chercheurs ont appliqué ce phénomène pour surmonter les problèmes liés à la recherche et à l'optimisation. Dans cet algorithme, plusieurs oiseaux sont utilisés en collaboration, et chaque oiseau, appelé particule, volant dans l'espace a sa propre valeur de fitness qui est représentée par une fonction objective et une vitesse qui est utilisée pour déterminer la direction et la distance de leur mouvement. Chaque particule échange les informations obtenues dans son processus de recherche respectif. Le processus typique d'optimisation des particules est illustré dans la Figure 2.8 [49, 50].

Le mouvement des particules est influencé par deux variables : le $P_{i,best}$ qui est utilisé pour stocker la meilleure position de chaque particule en tant que meilleure position individuelle par l'équation 2.8, et le G_{best} qui est trouvé en comparant les positions individuelles de l'essaim de particules et en les stockant en tant que meilleure position de l'essaim. L'essaim de particules utilise ce processus pour se déplacer vers la meilleure position et ajuster continuellement sa direction et sa vitesse. De cette façon, chaque particule converge rapidement vers une position globale optimale ou proche d'une position optimale. La méthode PSO peut être définie par les équations suivantes :

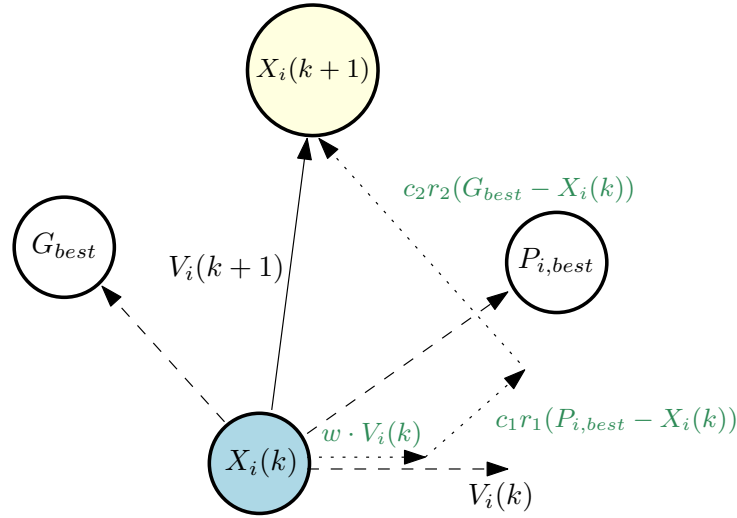


FIGURE 2.8 – Strategy de recherche PSO.

$$V_i(k + 1) = w * V_i(k) + c_1 r_1 (P_{i,best} - X_i(k)) + c_2 r_2 (G_{best} - X_i(k)) \quad (2.6)$$

$$X_i(k + 1) = X_i(k) + V_i(k + 1) \quad (2.7)$$

$i = 1, 2, 3, \dots, N$

Où X_i et V_i sont respectivement la position et la vitesse de la particule, k représente le nombre d'itérations, w est le poids d'inertie, r_1, r_2 sont des variables aléatoirement distribuées entre $[0, 1]$. c_1, c_2 sont les coefficients cognitifs et sociaux. $P_{i,best}$ est la meilleure position individuelle de la particule i . Si le critère d'arrêt est satisfait, La méthode est stoppée.

$$P_{i,best} = X_i(k) \text{ Si } f(x_i(k)) > f(P_{i,best}) \quad (2.8)$$

Le principe de fonctionnement de la méthode PSO peut être décrit en cinq étapes :

Étape 1 (Initialisation PSO) : Les particules sont initialisées de manière aléatoire en suivant une distribution uniforme sur l'espace de recherche. ou sont placées sur des points de départ qui couvrent l'espace de recherche. Les vitesses initiales sont également prises au hasard.

Étape 2 (évaluation de la valeur d'aptitude) : La valeur d'aptitude de chaque particule est évaluée en fournissant la solution candidate à la fonction objective.

Étape 3 (mise à jour des meilleures données individuelles et globales) : Les meilleures valeurs de fitness individuelles et globales ($P_{i,best}$ et G_{best}) ainsi que les positions sont mises à jour en comparant les nouvelles valeurs de fitness calculées aux précédentes. et en remplaçant les $P_{i,best}$ et G_{best} .

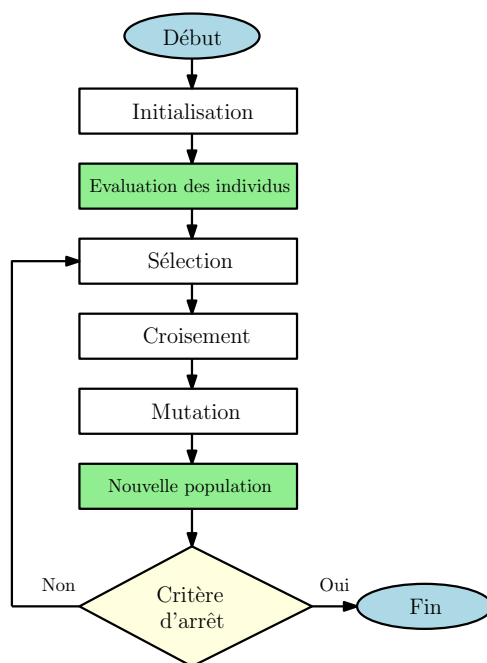


FIGURE 2.9 – Principe de fonction d'un algorithme génétique.

Étape 4 (Mise à jour de la vitesse et de la position de chaque particule) : La vitesse et la position de chaque particule dans l'essaim sont mises à jour en utilisant les équations 2.6 et 2.7.

Étape 5 (Détermination de la convergence) : Le critère de convergence est vérifié. Si le critère de convergence est satisfait. Le processus peut être terminé ; sinon. Le nombre d'itérations augmente de 1 et on passe à l'étape 2.

2.6.2 Les algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques (En anglais GA) sont des méthodes d'optimisation qui visent à trouver la ou les meilleures solutions à un problème de calcul donné en maximisant ou minimisant une fonction spécifique. Ils font partie de la catégorie des algorithmes évolutionnistes [51] car ils imitent les mécanismes biologiques de reproduction et de sélection naturelle pour trouver les meilleures solutions [52]. Comme dans le processus d'évolution, de nombreux processus des GA sont aléatoires, mais cette technique d'optimisation permet de définir le niveau de hasard et le degré de contrôle [52]. Bien qu'ils soient beaucoup plus performants et efficaces que les algorithmes de recherche aléatoire et de recherche exhaustive [51]. Ces algorithmes ne nécessitent pas de connaissances particulières sur un problème précis. Cette caractéristique leur permet de résoudre des problèmes que les autres techniques d'optimisation ne parviennent pas à résoudre en raison de l'absence de continuité, de dérivées, de linéarité ou d'autres caractéristiques. Comme les GA sont

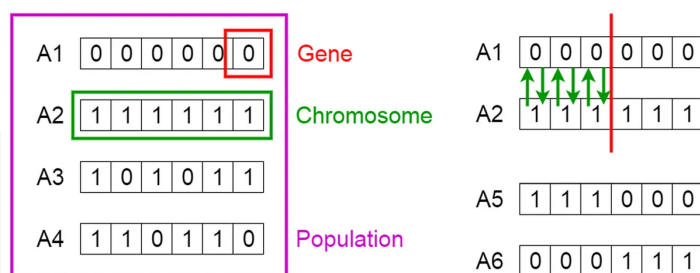


FIGURE 2.10 – Présentation de terminologie utilisée dans GA, avec le croisement.

censés imiter un processus biologique, une grande partie de la terminologie utilisée est empruntée à la biologie (voir la Figure 2.10). Dans l'organigramme décrit à la Figure 2.9, le processus de recherche par GA commence par la génération de paramètres avec des valeurs telles que le nombre de gènes, le nombre d'individus, le nombre de générations, la probabilité de croisement et la probabilité de mutation.

Ensuite, une génération de chromosomes contenant X gènes avec un code binaire aléatoire est créée (population initiale). Le nombre de gènes représente la séquence de chromosomes de chacun d'entre eux.

L'étape suivante est la sélection, qui est effectuée en utilisant la méthode du classement. Chaque chromosome est classé en fonction de sa valeur de fitness, les chromosomes ayant la valeur maximale de fitness étant en tête de liste, et ainsi de suite. La moitié du nombre de chromosomes ayant le rang le plus élevé est conservée dans la population, tandis que les chromosomes de rang inférieur sont éliminés ou disparaissent.

Le croisement est effectué par la méthode des n points. Tous les chromosomes sont croisés avec chaque paire de chromosomes parents, produisant deux chromosomes enfants. En fonction de la valeur de la probabilité de croisement, un total de 75 % du nombre de gènes de chaque chromosome est croisé.

La mutation se fait par des méthodes faisant appel au code binaire. Les chromosomes sont soumis à une certaine probabilité de mutation. Des nombres aléatoires sont générés pour déterminer l'ordre des gènes à muter. Le nombre de gènes mutés dépend de la probabilité de mutation, qui est de 10 %. Le chromosome muté est utilisé comme parent dans la prochaine population générée.

L'ensemble du processus ci-dessus est bouclé jusqu'à ce que le nombre de générations soit atteint. En effet, le nombre de générations est une condition nécessaire à l'arrêt de l'algorithme.

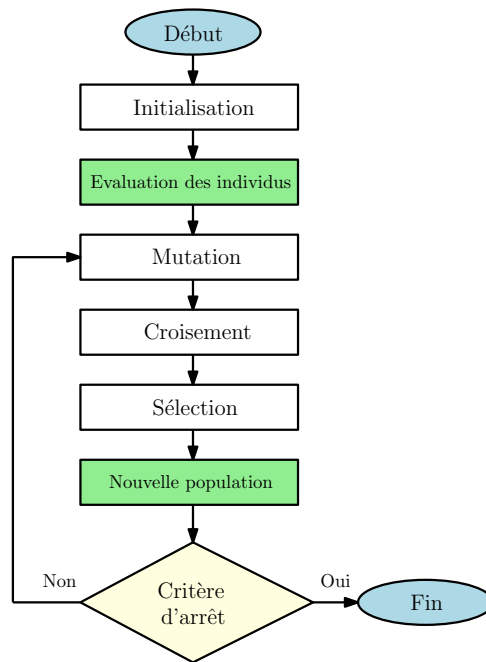


FIGURE 2.11 – Principe de fonction d'un algorithme à évolution différentielle.

2.6.3 Algorithme d'évaluation différentiel

L'algorithme d'évaluation différentiel (En anglais Differential Evolution (DE)) est un algorithme basé sur la population, similaire aux algorithmes génétiques, qui utilise les mêmes opérateurs : croisement, mutation, et sélection. La différence fondamentale dans la création de meilleures solutions est que les algorithmes génétiques reposent sur le croisement, alors que l'algorithme DE repose sur les opérations de mutation. Cette opération primaire est basée sur les différences entre des paires de solutions sélectionnées au hasard dans la population [53]. L'organigramme de l'algorithme DE est illustré sur la Figure 2.11.

La population initiale est supposée couvrir au mieux tout l'espace de recherche en générant de façon uniforme et aléatoire des individus au sein de l'espace de recherche restreint par les limites minimale et maximale des paramètres $X_{min} = [X_{min,1}, \dots, X_{min,D}]$ et $X_{max} = [X_{max,1}, \dots, X_{max,D}]$. Par exemple, la valeur initiale du $j^{\text{ème}}$ paramètre dans le $i^{\text{ème}}$ individu à la génération est générée par :

$$X_{j,i} = X_{min,j} + rand \cdot (X_{max,j} - X_{min,j}) \quad (2.9)$$

Où $rand$ est une distribution uniforme qui peut générer toute valeur réelle entre 0 et 1.

2.6.3.1 Opération de mutation

Après l'initialisation, DE utilise l'opération de mutation pour générer un vecteur mutant $V_{i,G+1}$ par rapport à chaque individu $X_{i,G}$ dans la population actuelle, appelé vecteur cible. Pour chaque vecteur cible à la génération G , un vecteur mutant associé $V_{i,G+1}$ peut être généré en utilisant une stratégie de mutation spécifique. Par exemple, les cinq stratégies de mutation les plus couramment utilisées dans les codes DE sont présentées dans les équations suivantes [53] :

DE/rand/1

$$V_{i,G+1} = X_{r_1^i,G} + F \cdot (X_{r_2^i,G} - X_{r_3^i,G}) \quad (2.10)$$

DE/best/1

$$V_{i,G+1} = X_{best,G} + F \cdot (X_{r_1^i,G} - X_{r_2^i,G}) \quad (2.11)$$

DE/rand-to-best/1

$$V_{i,G+1} = X_{i,G} + F \cdot (X_{best,G} - X_{i,G}) + F \cdot (X_{r_1^i,G} - X_{r_2^i,G}) \quad (2.12)$$

DE/best/2

$$V_{i,G+1} = X_{best,G} + F \cdot (X_{r_1^i,G} - X_{r_2^i,G}) + F \cdot (X_{r_3^i,G} - X_{r_4^i,G}) \quad (2.13)$$

DE/rand/2

$$V_{i,G+1} = X_{r_1^i,G} + F \cdot (X_{r_2^i,G} - X_{r_3^i,G}) + F \cdot (X_{r_4^i,G} - X_{r_5^i,G}) \quad (2.14)$$

Les indices r_1^i , r_2^i , r_3^i , r_4^i , sont des entiers exclusifs générés aléatoirement dans l'intervalle $[1, N]$, différents de l'indice i . Ces indices sont générés aléatoirement une fois pour chaque vecteur mutant. Le facteur F est un paramètre de contrôle positif entre $[0, 2]$. $X_{best,G}$ est le vecteur correspondant au meilleur individu de la population à la génération G , ayant la meilleure valeur de fitness [54].

2.6.3.2 Opération du croisement

Après la phase de mutation, une opération de croisement est appliquée à chaque paire formée par le vecteur cible $X_{i,G}$ et son vecteur mutant correspondant $V_{i,G+1}$ pour générer un vecteur d'essai $U_{i,G+1}$. Dans la version de base, DE utilise le croisement défini comme suit :

$$U_{i,G+1} = \begin{cases} V_{ji,G+1} & \text{si } rand_{j,i} \leq CR \text{ ou } (j = j_{rand}) \\ X_{ji,G} & \text{si } rand_{j,i} > CR \text{ ou } (j \neq j_{rand}) \end{cases} \quad (2.15)$$

$$i = 1, 2, \dots, N$$

$$j = 1, 2, \dots, D$$

Dans l'équation 2.15, CR est le coefficient de croisement spécifiée par l'utilisateur dans la plage $[0, 1]$. j_{rand} est un entier choisi au hasard dans l'intervalle $[1, D]$. L'opérateur de croisement copie la valeur du $j^{\text{ème}}$ paramètre du vecteur mutant $V_{i,G+1}$ dans l'élément correspondant du vecteur d'essai $U_{i,G+1}$ si la condition de l'équation 2.15 est satisfaite. Sinon, la valeur est copiée à partir du vecteur cible $X_{ji,G}$ correspondant. La condition $j = j_{rand}$ est introduite pour s'assurer que le vecteur d'essai $U_{i,G+1}$ diffère d'au moins un paramètre de son vecteur cible correspondant [54].

2.6.3.3 Opération de sélection

L'étape finale de l'algorithme DE est le processus de sélection. Chaque individu de la population temporaire (d'essai) est comparé à son homologue dans la population actuelle. Celui dont la valeur de la fonction objectif est la plus élevée ou la plus basse (selon les besoins) survit au tournoi de sélection et passe à la génération suivante. Par conséquent, tous les individus de la génération suivante sont aussi bons ou meilleurs que leurs homologues de la génération actuelle. Un point notable dans le schéma de sélection de DE est qu'un vecteur d'essai n'est pas comparé à tous les individus de la génération actuelle, mais seulement à un individu, son homologue, de la génération actuelle. La population de la génération suivante est donc sélectionnée à partir des individus de la population actuelle et de son vecteur d'essai correspondant selon la règle suivante :

$$X_{i,G+1} = \begin{cases} U_{i,G} & \text{si } f(U_{i,G}) \geq f(X_{i,G}) \\ X_{i,G} & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.16)$$

2.6.4 Algorithme d'optimisation des baleines

L'algorithme d'optimisation des baleines (An anglais Whale Optimization Algorithm (WOA)) est un algorithme d'optimisation méta-heuristique récemment développé. Son objectif est de trouver la meilleure solution globale à un problème d'optimisation, tout en étant capable de localiser la solution optimale. Cet algorithme s'inspire du comportement de chasse des baleines à bosse dans la nature, en particulier de la stratégie de chasse au filet à bulles.

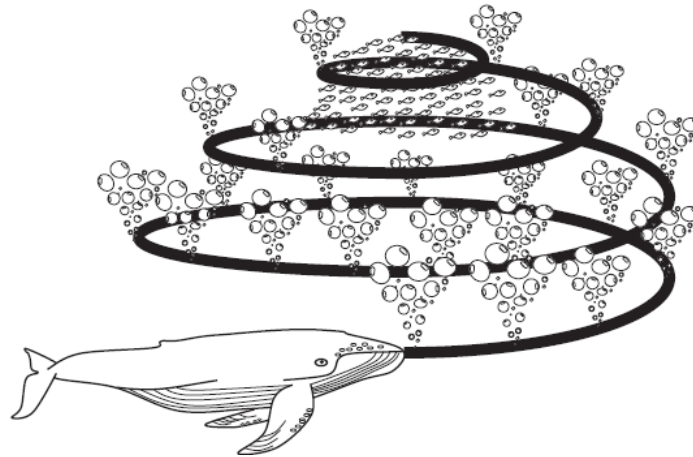


FIGURE 2.12 – Schéma de navigation d'une baleine utilisant un filet de pêche à bulles à la recherche de proie [5].

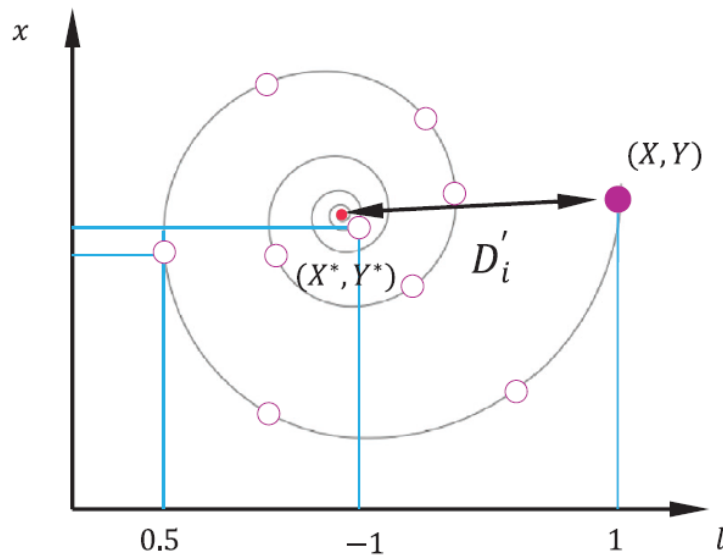


FIGURE 2.13 – Mise à jour de la position en spirale [5].

L'avantage de l'WOA est qu'il possède une structure de chasse et de recherche de nourriture à la fois flexible et simple, sans nécessiter de dérivation mathématique. Le processus de recherche est basé sur la méthode de chasse des baleines à bosse, qui consiste à suivre les poissons, en particulier les petits nouveau-nés, à proximité de la surface, tout en créant et en soufflant différentes bulles autour du poisson qu'elles chassent, créant ainsi un chemin circulaire, comme le montre la Figure 2.12.

Les emplacements des baleines à bosse sont utilisés comme des variables de décision distinctes, tandis que la distance qui les sépare de la nourriture est utilisée pour évaluer la fonction de coût. Il faut noter que l'emplacement des baleines est mesuré grâce à trois processus opérationnels : L'encerclement des proies, la méthode d'attaque à filet de bulles

pendant la phase d'exploitation, et la recherche de proies pendant la phase d'exploration. Les détails mathématiques et descriptifs de ces processus sont fournis dans les sous-sections suivantes [55, 56].

2.6.4.1 Modèle mathématique

a) Encercler la proie

Les baleines à bosse sont connues pour leur capacité à reconnaître l'emplacement des proies et à les encercler. De même, l'algorithme WOA suppose que la meilleure solution candidate actuelle est proche de la proie cible, bien que la position exacte de la solution optimale dans l'espace de recherche ne soit pas connue à l'avance. Les autres solutions de l'algorithme sont alors mises à jour en se rapprochant de la meilleure solution trouvée jusqu'à présent. Cette approche permet à l'algorithme de rechercher efficacement des solutions optimales tout en explorant de nouvelles régions de l'espace de recherche.

$$\vec{D} = |\vec{C} \cdot \vec{X}^*(k) - \vec{X}(k)| \quad (2.17)$$

$$\vec{X}(k+1) = \vec{X}^*(k) - \vec{A} \cdot \vec{D} \quad (2.18)$$

Où, k indique l'itération actuelle, \vec{A} et \vec{C} sont des vecteurs de coefficients, \vec{X}^* est le vecteur de position de la meilleure solution, et \vec{X} indique le vecteur de position.

$$\vec{A} = 2\vec{a} \cdot \vec{r}_1 - \vec{a} \quad (2.19)$$

$$\vec{C} = 2 \cdot \vec{r}_2 \quad (2.20)$$

Où, \vec{a} est un coefficient décroissant de 2 à 0 au cours des itérations (mécanisme d'encercllement rétractable, phases d'exploration), et r_1, r_2 sont des vecteurs aléatoires entre $[0, 1]$ [5, 57, 58].

b) Recherche de proie

La recherche des baleines à bosse dans l'algorithme WOA est effectuée de manière aléatoire en fonction de la position des autres baleines. Pour ce faire, l'algorithme utilise une variable A avec des valeurs aléatoires supérieures à 1 ou inférieures à -1 pour éloigner l'agent de recherche de la baleine de référence. Contrairement à la phase d'exploitation, où la position d'un agent est mise à jour en fonction du meilleur agent de recherche découvert jusqu'à présent, la position d'un agent de recherche dans la phase d'exploration est mise à jour en se basant sur un agent choisi au hasard. Le mécanisme $|A| > 1$ favorise l'exploration et permet à l'algorithme WOA de réaliser une recherche globale. Le modèle mathématique

correspondant est le suivant.

$$\vec{D} = |\vec{C} \cdot \vec{X}_{rand} - \vec{X}(k)| \quad (2.21)$$

$$\vec{X}(k+1) = \vec{X}_{rand} - \vec{A} \cdot \vec{D} \quad (2.22)$$

Où, \vec{X}_{rand} est un vecteur de position choisi au hasard (une baleine aléatoire) dans la population actuelle.

c) Mise à jour de la position de la spirale

Pendant la phase d'exploitation de l'algorithme WOA, les stratégies d'encerclement de la position de la proie et de mise à jour en spirale sont utilisées. comme le montre La Figure 2.13, les positions individuelles sont modifiées pour imiter le mouvement en forme d'hélice des baleines à bosse. Cette modification des positions individuelles est décrite comme suit :

$$\vec{X}(k+1) = \vec{D}' \cdot e^{b \cdot l} \cdot \cos(2 \pi l) + \vec{X}^*(k) \quad (2.23)$$

Où $\vec{D}' = |\vec{X}^* - \vec{X}(k)|$ est la distance entre le $i^{\text{ème}}$ élément et la meilleure solution obtenue, b est la forme de la spirale logarithmique, et l est une valeur aléatoire entre $[-1, 1]$. La probabilité est supposée être de 50 % pour utiliser la formule d'encerclement rétractable ou la formule en forme de spirale pour mettre à jour la position des baleines pendant la phase d'optimisation. Cette probabilité force l'agent de recherche à s'éloigner de la baleine de référence.

$$\vec{X}(K+1) = \begin{cases} \vec{X}^*(t) - \vec{A} \cdot \vec{D} & \text{si } P \geq 0.5 \\ \vec{D}' \cdot e^{b \cdot l} \cdot \cos(2 \pi l) + \vec{X}^*(k) & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.24)$$

Où P est un nombre entier déterministe compris entre 0 et 1 [5, 57, 58].

2.7 Les techniques de commande des onduleurs

2.8 Contrôle du courant

La principale déformation de la forme d'onde de la tension provient du fonctionnement transitoire du système ou de la variation de la puissance, il est donc nécessaire de contrôler le courant.

L'un des sujets les plus étudiés dans la commande des convertisseurs de puissance est le contrôle du courant, notamment avec le contrôleur par hystérésis et la commande linéaire par modulation de largeur d'impulsion (MLI). Dans le contrôleur de courant linéaire, tel

que le contrôleur de courant PI, le contrôleur de courant PR [59, 60], et le contrôleur de courant Deadbeat [61].

2.8.1 Contrôle du courant par hystérésis

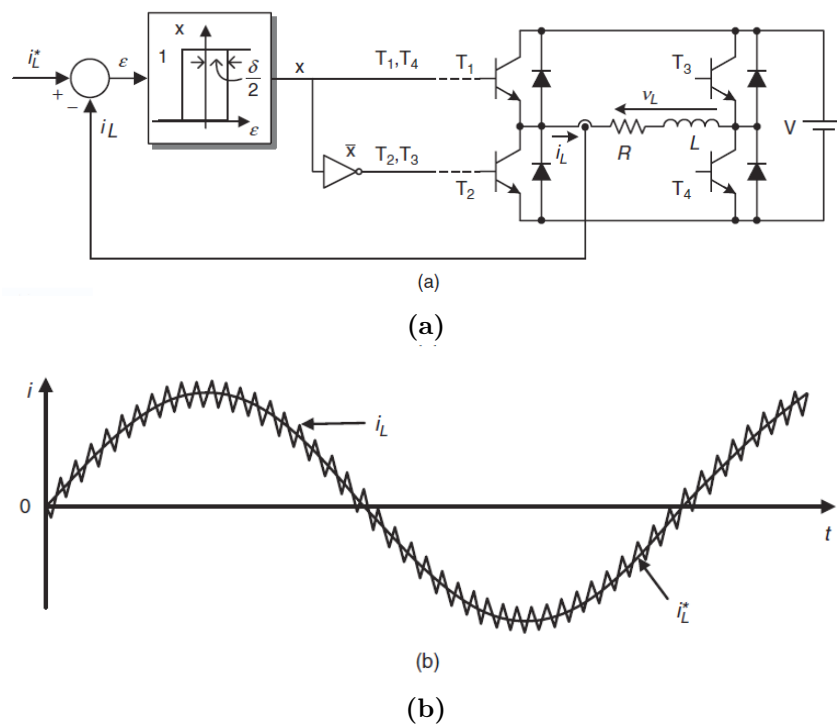


FIGURE 2.14 – Contrôle du courant d’hystérésis pour un onduleur monophasé. a) Schéma de commande. b) courant de charge [6].

L’idée de base de la commande de courant par hystérésis est de maintenir le courant à l’intérieur de la bande d’hystérésis en changeant l’état de commutation du convertisseur chaque fois que le courant atteint la limite. La Figure 2.14a montre le schéma de commande par hystérésis pour un convertisseur monophasé. Ici, l’erreur de courant est utilisée comme entrée du comparateur et si l’erreur de courant est supérieure à la limite supérieure $\delta/2$, les interrupteurs de puissance T_1, T_4 sont activés et T_2, T_3 sont désactivés. Les états de commutation opposés sont générés si l’erreur est inférieure à $-\delta/2$. On peut observer sur la Figure 2.14b qu’avec cette stratégie très simple, le courant de charge i_L suit très bien la forme d’onde du courant de référence i_L^* , qui dans ce cas est sinusoïdal.

Pour un onduleur triphasé, les courants de charge mesurés pour chaque phase sont comparés aux références correspondantes à l’aide de comparateurs à hystérésis, comme indiqué sur la Figure 2.15a. Chaque comparateur détermine l’état de commutation de la branche respective de l’onduleur (S_a, S_b et S_c) de sorte que les courants de charge soient

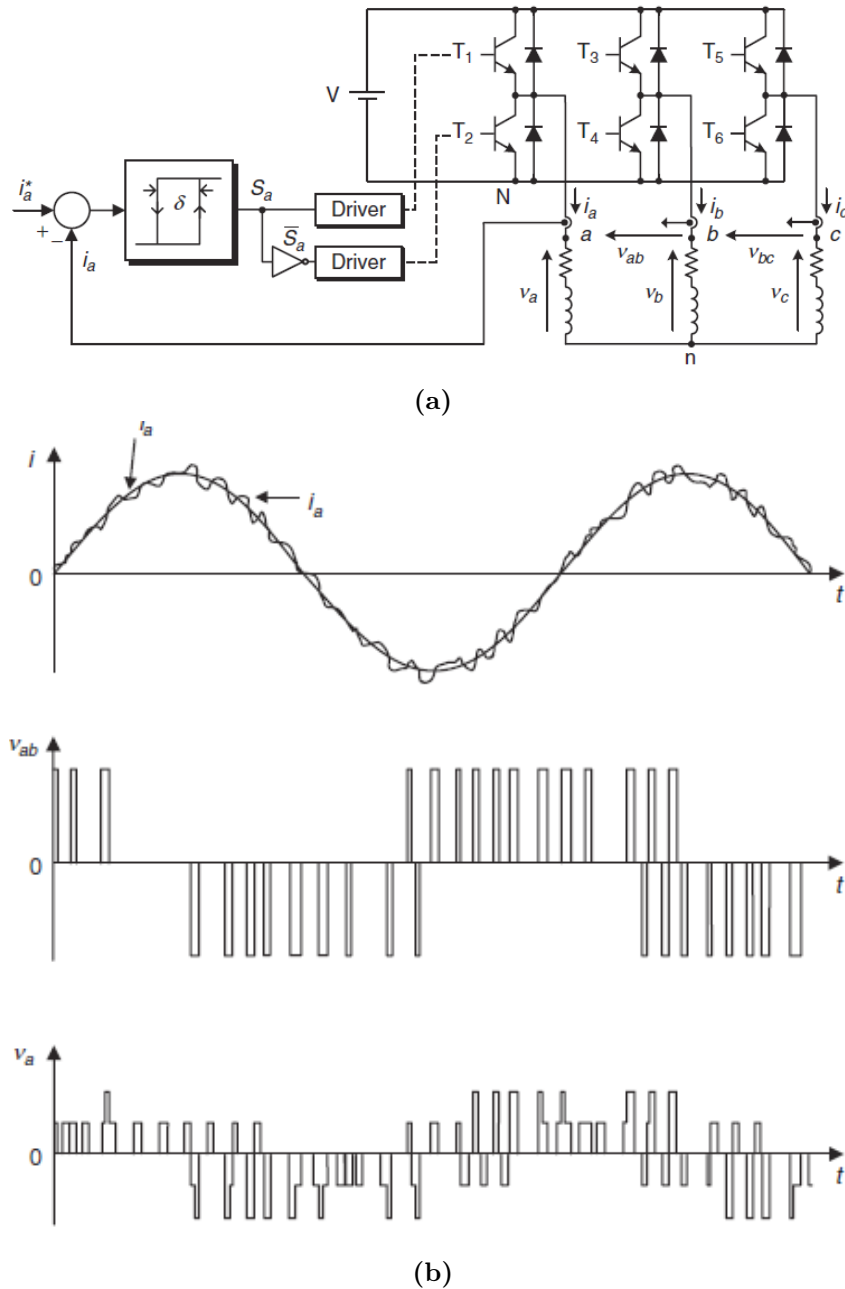


FIGURE 2.15 – Contrôle du courant d’hystérésis pour un onduleur triphasé [6].

forcés de rester dans la bande d’hystérésis. En raison de l’interaction entre les phases, l’erreur de courant n’est pas strictement limitée à la valeur de la bande d’hystérésis. La Figure 2.15b présente un schéma simplifié de cette stratégie de contrôle.

Cette méthode est conceptuellement simple, et sa mise en œuvre ne nécessite pas de circuits ou de processeurs complexes. Les performances du contrôleur à hystérésis sont bonnes, avec une réponse dynamique rapide. La fréquence de commutation change en fonction des variations de la largeur de l’hystérésis, des paramètres de charge et des

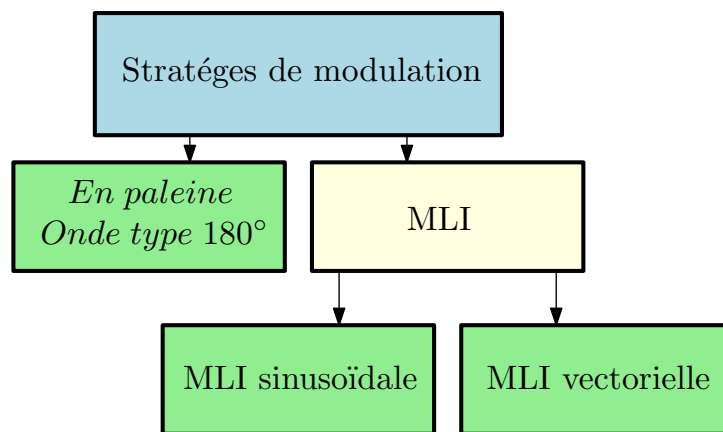


FIGURE 2.16 – Différentes techniques de commande MLI.

conditions de fonctionnement. Cependant, c'est l'un des principaux inconvénients de la commande à hystérésis, car la fréquence de commutation variable peut entraîner des problèmes de résonance. En outre, les pertes de commutation limitent l'application de la commande par hystérésis aux faibles puissances. Plusieurs modifications ont été proposées afin de contrôler la fréquence de commutation du contrôleur à hystérésis [6].

2.8.2 Commande à modulation de largeur d'impulsion

La MLI est une technique de modulation utilisée dans le contrôle d'onduleurs pour réguler la tension et la fréquence de sortie en modifiant la largeur des impulsions de tension envoyées aux interrupteurs. La Figure 2.16 présente les différentes techniques de commande MLI.

2.8.2.1 Commande en pleine onde de type 180°

La forme de la tension obtenue grâce à la méthode de commande à pleine onde est de forme rectangulaire, et sa transformation en série de Fourier a permis de constater que cette forme d'onde est fortement harmonisée. Ce genre de commande est adapté à des onduleurs à deux niveaux.

2.8.2.2 Modulation sinusoïdale (sinus-triangle)

La tension de référence est comparée à un signal porteur triangulaire dans le modulateur de largeur d'impulsion, et la sortie du comparateur est utilisée pour faire fonctionner les commutateurs de l'onduleur. Les Figures 2.17 et 2.18 illustrent l'utilisation d'une MLI dans un onduleur monophasé et triphasé, respectivement. Cette technique exige une commande indépendante de chaque bras de l'onduleur.

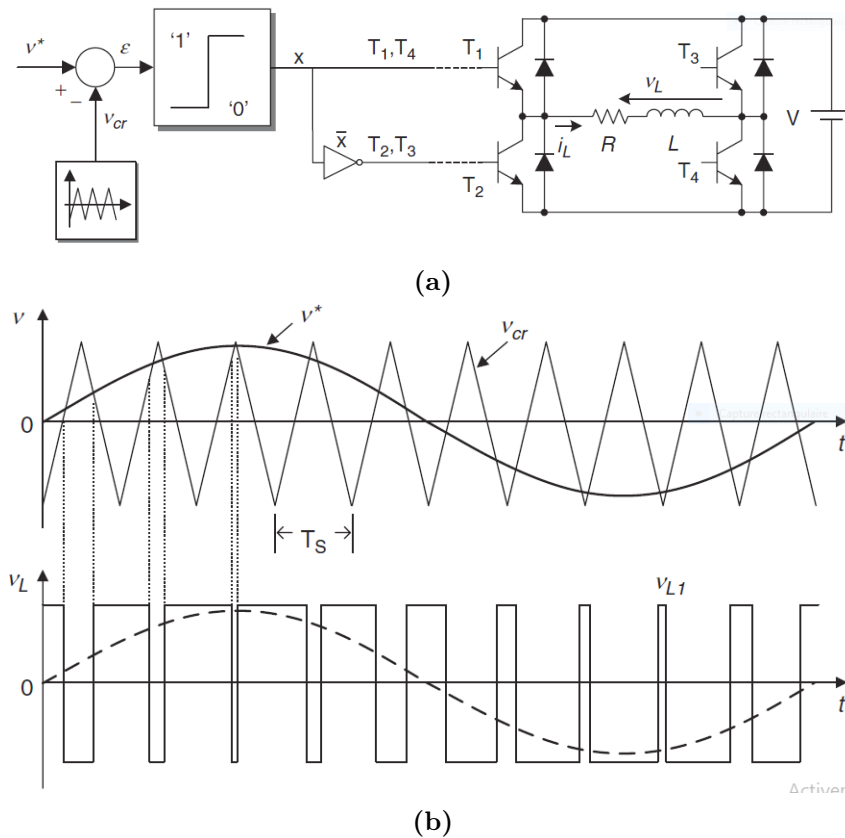


FIGURE 2.17 – MLI pour un onduleur monophasé [6].

Pour une référence sinusoïdale, on obtient les caractéristiques suivantes :

- Le facteur de modulation m correspond au rapport entre la fréquence de la porteuse f_p et la fréquence de référence f_m :

$$m = f_p / f_m \tag{2.25}$$

- Le facteur d'ajustement r correspond au rapport entre l'amplitude de référence A_m et l'amplitude de crête A_p :

$$r = A_m / A_p \tag{2.26}$$

- Le facteur de performance du MLI est le facteur total de distorsion d'harmoniques de sortie (THD), qui est défini en fonction du rapport entre la valeur efficace des harmoniques de tension V_{rms} et la valeur efficace de la tension fondamentale V_1 :

$$THD = \frac{\sqrt{V_{rms}^2 - V_1^2}}{V_1} \tag{2.27}$$

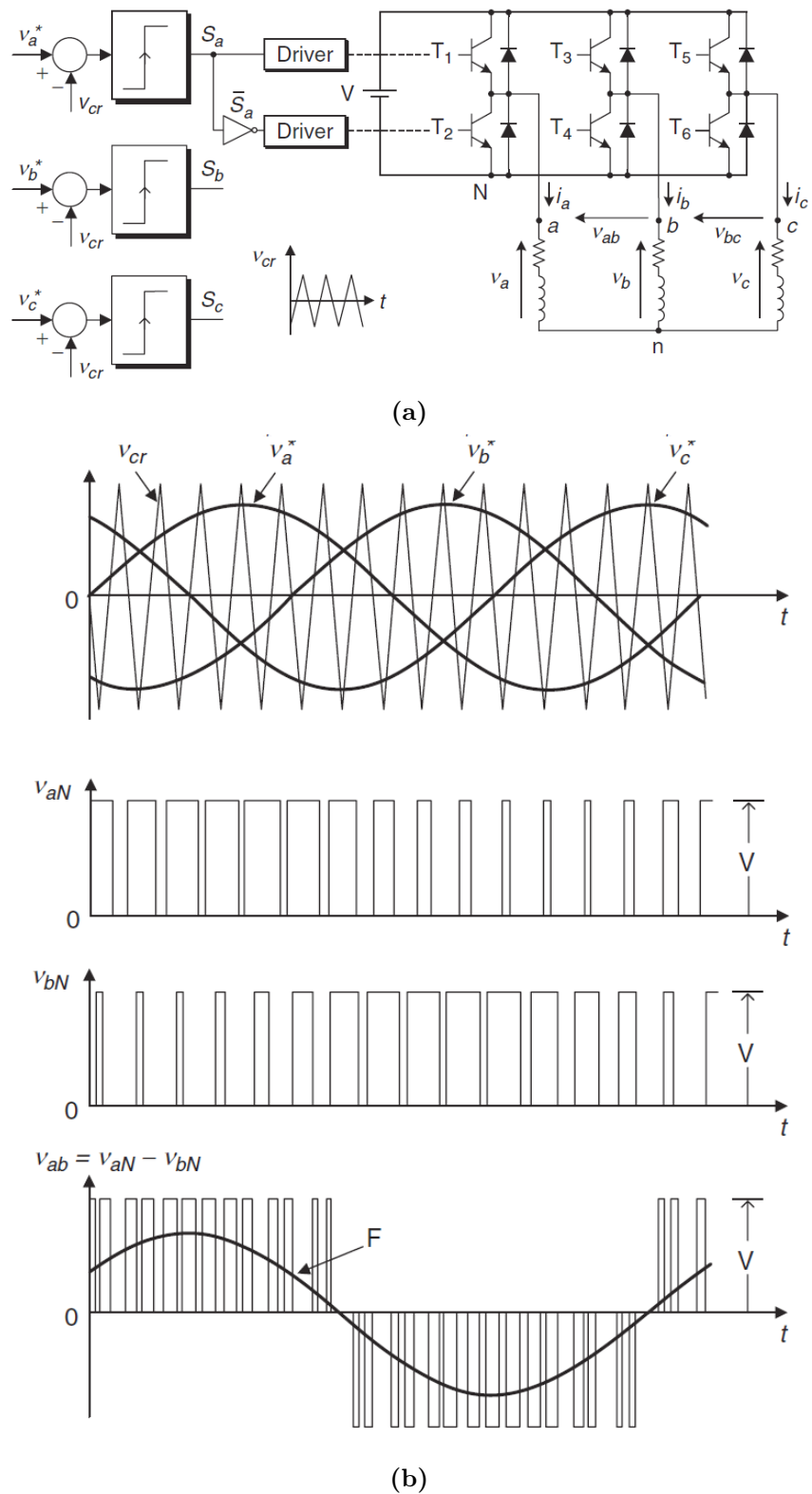


FIGURE 2.18 – MLI pour un onduleur triphasé [6].

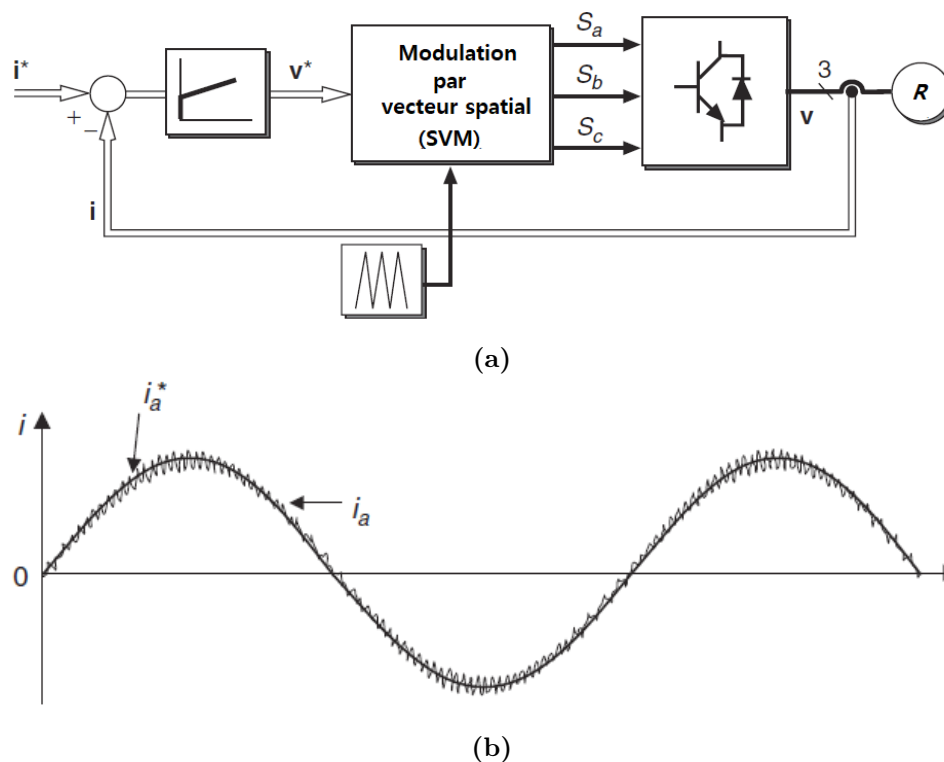


FIGURE 2.19 – a) Stratégie de contrôle SVM. b) Courant de référence et mesuré [6].

2.8.3 Commande linéaire avec modulation par vecteur spatial

La modulation par vecteur spatial (SVM) est une version de la MLI dans laquelle les temps d'application des vecteurs de tension du convertisseur sont calculés à partir du vecteur de référence. La stratégie de contrôle du courant basée sur le SVM est présentée dans la Figure 2.19a et les courbes de courant de référence et courant mesuré sont présentées sur la Figure 2.19b. Elle est basée sur la représentation vectorielle des tensions triphasées, qui sont spécifiées comme suit.

$$V = \frac{2}{3} * (V_{as} + a \cdot V_{bs} + a^2 \cdot V_{cs}) \quad (2.28)$$

Dans lequel V_{as} , V_{bs} et V_{cs} sont les tensions de phase à neutre (s) de l'onduleur et $a = e^{j2\pi/3}$. Les tensions de sortie dépendent de l'état de commutation de chaque phase et de la tension de bus continu présentée dans l'équation suivante :

$$V_{x,s} = S_x \cdot V_{dc} \quad (2.29)$$

Où $x = a, b, c$.

Ensuite, en tenant compte des combinaisons des états de commutation de chaque phase, l'onduleur triphasé génère les vecteurs de tension énumérés dans le Tableau 2.1 et repré-

sentés sur la Figure 2.20.

Le plan $\alpha - \beta$ est divisé en six secteurs basés sur les vecteurs de tension générés par l'onduleur, comme illustré à la Figure 2.20. Par conséquent, un vecteur de tension de référence V^* donné, placé dans un secteur *sec*, peut être synthétisé à l'aide des vecteurs voisins V_k , V_{k+1} et V_0 , qui sont appliqués pendant T_K , T_{K+1} et T_0 , respectivement. La transformation des références de tension vers le repère concordia est basée sur les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{a,s} \\ V_{b,s} \\ V_{c,s} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

En effectuant le calculs avec l'équation suivante, il est possible de déterminer la tension de référence et l'angle de phase.

$$V^* = \sqrt{(V_\alpha)^2 + (V_\beta)^2} \quad (2.31)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{V_\beta}{V_\alpha} \right) \quad (2.32)$$

Le temps d'application de chaque vecteur peut être estimé à l'aide de relations trigonométriques pour $\theta < \frac{\pi}{3}$, ce qui donne :

$$\frac{V^*}{\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)} = \frac{V_k}{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)} = \frac{V_{k+1}}{\sin(\theta)} \quad (2.33)$$

$$V_k = \frac{2}{\sqrt{3}} V^* \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (2.34)$$

$$V_{k+1} = \frac{2}{\sqrt{3}} V^* \sin(\theta) \quad (2.35)$$

$$t_k = \frac{T_p}{V_{dc}} \cdot V_k \quad (2.36)$$

$$t_{k+1} = \frac{T_p}{V_{dc}} \cdot V_{k+1} \quad (2.37)$$

$$T_p = t_k + t_{k+1} + t_0 \quad (2.38)$$

La formule généralisée pour tout angle est présentée de la manière suivante :

$$t_k = \frac{2 T_p}{\sqrt{3} V_{dc}} V^* \cdot \sin\left(\frac{sec \cdot \pi}{3} - \theta\right) \quad (2.39)$$

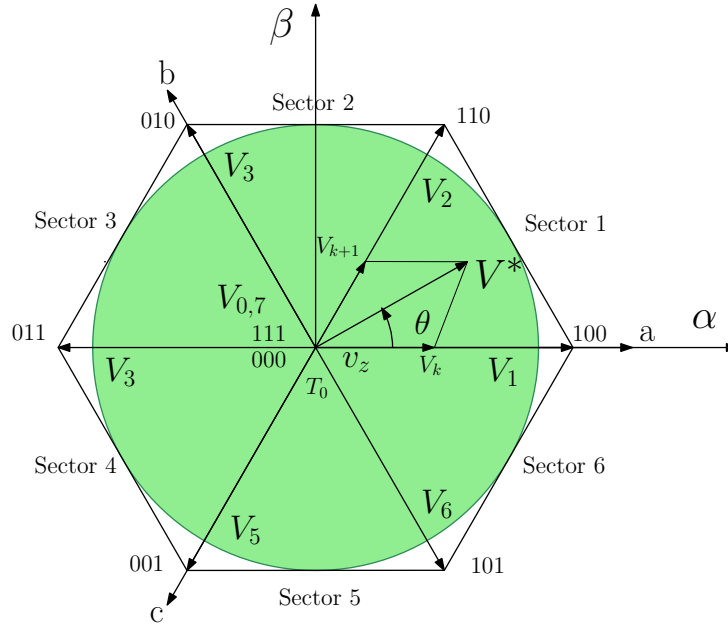


FIGURE 2.20 – Vecteurs de tension et définition du secteur avec génération du vecteur de référence.

TABLEAU 2.1 – États de commutation, tensions de sortie correspondantes dans le repère $(\alpha\text{-}\beta)$ et angle le phase

S_a	S_b	S_c	Vecteurs	Angle
0	0	0	$V_0 = 0$	0°
1	0	0	$V_1 = \frac{2}{3} + 0j$	0°
1	1	0	$V_2 = \frac{1}{3} + j\frac{1}{\sqrt{3}}$	60°
0	1	0	$V_3 = \frac{-1}{3} + j\frac{1}{\sqrt{3}}$	120°
0	1	1	$V_4 = \frac{2}{3} + 0j$	180°
0	0	1	$V_5 = \frac{-1}{3} - j\frac{1}{\sqrt{3}}$	240°
1	0	1	$V_6 = \frac{1}{3} - j\frac{1}{\sqrt{3}}$	300°
1	1	1	$V_7 = 0$	0°

$$t_{k+1} = \frac{2 T_p}{\sqrt{3} V_{dc}} V^* \cdot \sin \left(\theta - \frac{(\text{sec} - 1) \cdot \pi}{3} \right) \quad (2.40)$$

$$t_0 = T_p - t_k - t_{k+1} \quad (2.41)$$

Où T_p est la période de la porteuse et les rapports cycliques de leurs vecteurs correspondants sont t_k/T_p , t_{k+1}/T_p et t_0/T .

Un contrôleur PI est utilisé pour créer les tensions de charge de référence en traitant la différence entre les courants de charge de référence et les courants mesurés.

Une fréquence de commutation constante, fixée par la porteuse, est produite en utilisant cette approche. La performance de cette méthode de contrôle est déterminée par la conception des paramètres du contrôleur et la fréquence du courant de référence. Bien

que le contrôleur PI garantisse une erreur en régime permanent de 0 % pour les références continues, il peut introduire une erreur considérable pour les références sinusoïdales. Cette imprécision croît proportionnellement à la fréquence du courant de référence et peut devenir indésirable dans certaines applications.

Pour surmonter le problème du contrôleur PI avec des références sinusoïdales, la solution standard consiste à modifier le schéma original en considérant une transformation de coordonnées vers un cadre de référence rotatif dans lequel les courants de référence sont des valeurs constantes [6].

2.8.4 Commande prédictive d'un onduleur

La Figure 2.21 illustre une catégorisation de plusieurs stratégies de commande prédictive présentée dans [6]. La commande prédictive fait référence à une large classe de contrôleurs qui ont récemment été appliqués aux convertisseurs de puissance.

L'utilisation de la commande prédictive généralisée (GPC) permet de résoudre le problème d'optimisation de manière analytique, lorsque le système est linéaire et qu'il n'y a pas de contraintes, en fournissant une loi de commande explicite qui peut être facilement mise en œuvre. Le schéma de commande de MPC général pour les convertisseurs de puissance est illustré dans la Figure 2.22. Ce schéma de commande a été utilisé dans plusieurs applications de convertisseurs de puissance. Cependant, cette simplification ne tient pas compte de la nature discrète des convertisseurs de puissance [62].

Le calcul de l'actionnement optimal par l'évaluation en ligne de chaque état de commutation est une possibilité réelle qui permet plus de flexibilité et de simplicité dans le schéma de contrôle.

La commande prédictive présente plusieurs avantages qui la rendent adaptée à la commande des convertisseurs de puissance : les concepts sont intuitifs et faciles à comprendre ; elle peut être appliquée à une variété de systèmes ; les contraintes et les non-linéarités peuvent être facilement intégrées ; les systèmes multivariables peuvent être considérés ; et le contrôleur résultant est facile à mettre en œuvre. Elle nécessite un nombre élevé de calculs, par rapport à un schéma de commande classique, mais les microprocesseurs rapides disponibles aujourd'hui rendent possible la mise en œuvre de la commande prédictive. En général, la qualité du contrôleur dépend de la qualité du modèle [6].

$$g = |i_{\alpha}^*(k+1) - i_{\alpha}^p(k+1)| + |i_{\beta}^*(k+1) - i_{\beta}^p(k+1)| \quad (2.42)$$

Cette technique appliquée aux onduleurs sera examinée et améliorée dans le chapitre suivant.

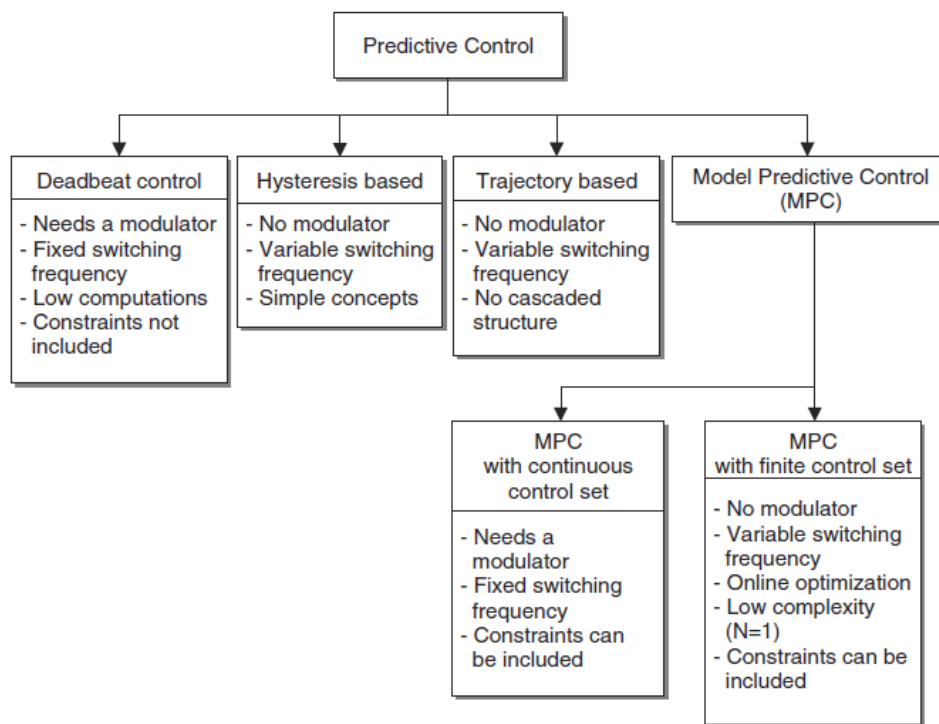


FIGURE 2.21 – Classification des méthodes de contrôle prédictif utilisées en électronique de puissance.

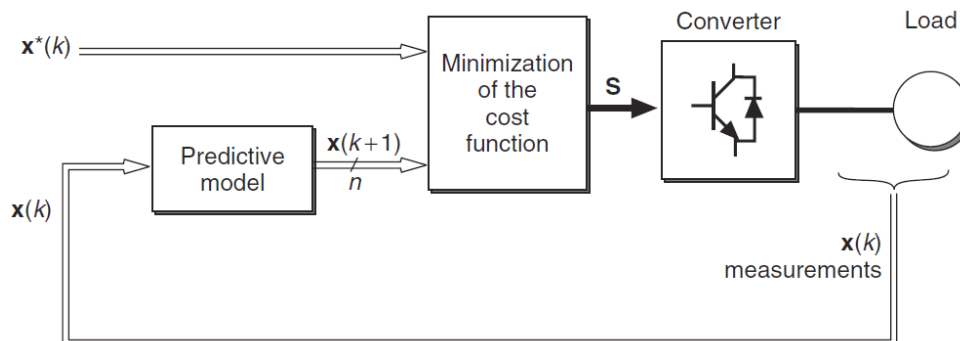


FIGURE 2.22 – Schéma MPC général pour les convertisseurs de puissance.

2.8.5 Boucle à verrouillage de phase

La boucle à verrouillage de phase, également connue sous le nom de Phase Locked Loop (PLL) en anglais, est un système à boucle fermée utilisé pour synchroniser la fréquence et la phase du signal de sortie avec le signal d'entrée. La Figure 2.23 présente la structure d'une PLL de second ordre, principalement constituée de trois éléments [63] : (1) le discriminateur de phase (PD), (2) le filtre passe-bas (LP), et (3) l'oscillateur commandé en tension (VCO).

Supposons que la tension d'entrée soit v_a , v_b et v_c , présenté dans l'équations 2.43.

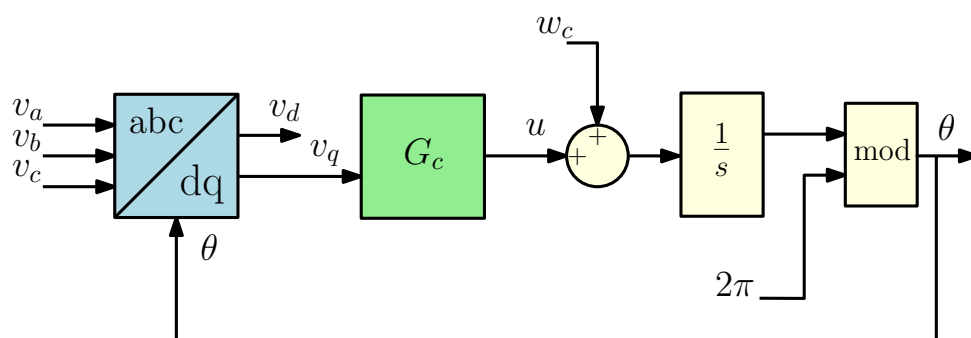


FIGURE 2.23 – Schéma PLL pour les systèmes triphasé.

$$\begin{cases} v_a = V_g \sin(\omega t) \\ v_b = V_g \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ v_c = V_g \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (2.43)$$

La transformation abc en dq est définie ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Le régulateur est conçu pour piloter la composante q à zéro, alignant ainsi la phase θ sur le pic de la tension de la phase a. Le régulateur est un régulateur PI illustré ci-dessous :

$$G_c(s) = \frac{k_p \cdot s + k_i}{s} \quad (2.45)$$

Le signal de sortie du contrôleur est le signal de commande qui est ajouté à la pulsation centrale w_c . La sortie obtenue par le bloc de sommation est la pulsation en radians et elle est intégrée pour obtenir l'angle θ .

La sortie de l'intégrateur et la constante 2π sont passées à une opération modulo. La sortie du bloc modulo enveloppe correctement l'angle θ et le maintient entre 0 et 2π .

La fonction de transfert en boucle ouverte est la suivante :

$$G_{BO}(s) = V_g \cdot \frac{k_p s + k_i}{s} \cdot \frac{1}{s} \quad (2.46)$$

$$G_{BF}(s) = \frac{V_g \cdot (k_p s + k_i)}{s^2 + V_g k_p s + V_g k_i} \quad (2.47)$$

$$w_n = \sqrt{V_g k_i} \quad (2.48)$$

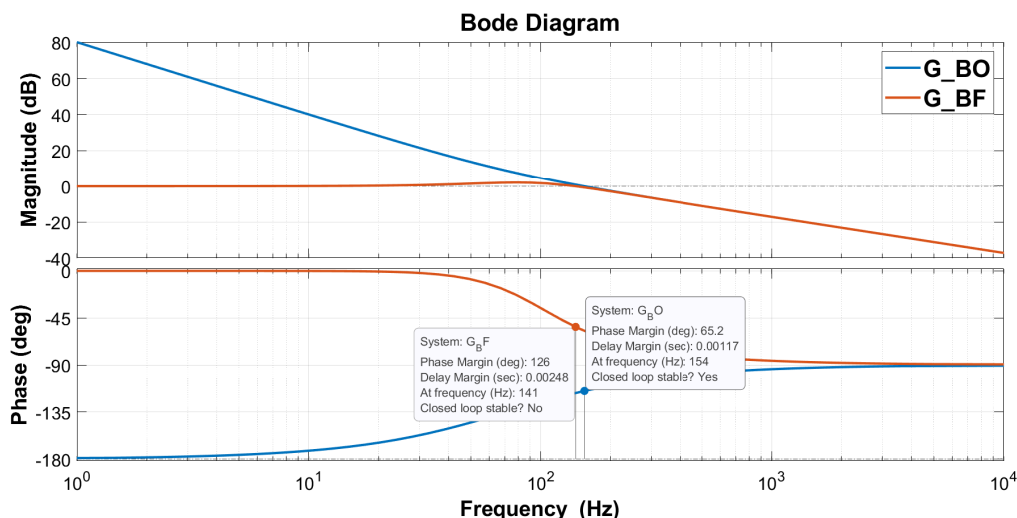


FIGURE 2.24 – Tracé de Bode du système on boucle ouvert et on boucle fermée de PLL.

$$\zeta = \frac{V_g k_p}{2\sqrt{V_g k_i}} \quad (2.49)$$

Nous allons développer la boucle de régulation pour un taux d'amortissement de $\zeta = 0,7$ et une fréquence naturelle de 100Hz , en supposant que la tension du réseau est de 311 . Le Tracé de Bode du système on boucle ouvert et on boucle fermé est présenté sur la Figure 2.24.

$$k_p = 2.8284 \quad k_i = 1269.4 \quad (2.50)$$

La Figure 2.25 présentée montre la réponse de la PLL pour différentes conditions de fonctionnement. Tout d'abord, nous avons testé la robustesse de la PLL en changeant les trois phases avec un step dans l'amplitude de 10% à l'instant 0.025S . La PLL a réagi rapidement aux changements de phase et a pu suivre les variations avec une faible erreur de suivi. Cela indique que la PLL est capable de maintenir une synchronisation précise avec le signal d'entrée, même en présence de perturbations.

Ensuite, nous avons changé la phase avec 6.2rad à l'instant 0.045S pour tester sa capacité à suivre des variations importantes. Encore une fois, la réponse a été rapide et précise, indiquant une bonne capacité de suivi. Cependant, nous avons noté un léger délai avant la stabilisation.

Finalement, nous avons ajouté un déséquilibre avec l'ajout de 10% à l'instant 0.07S dans la première phase pour tester la capacité de la PLL à maintenir une synchronisation précise dans des conditions de déséquilibre. Comme on peut le voir sur la figure 2.25, elle a été capable de suivre les variations de phase avec la présence des sinus dans V_d et V_q .

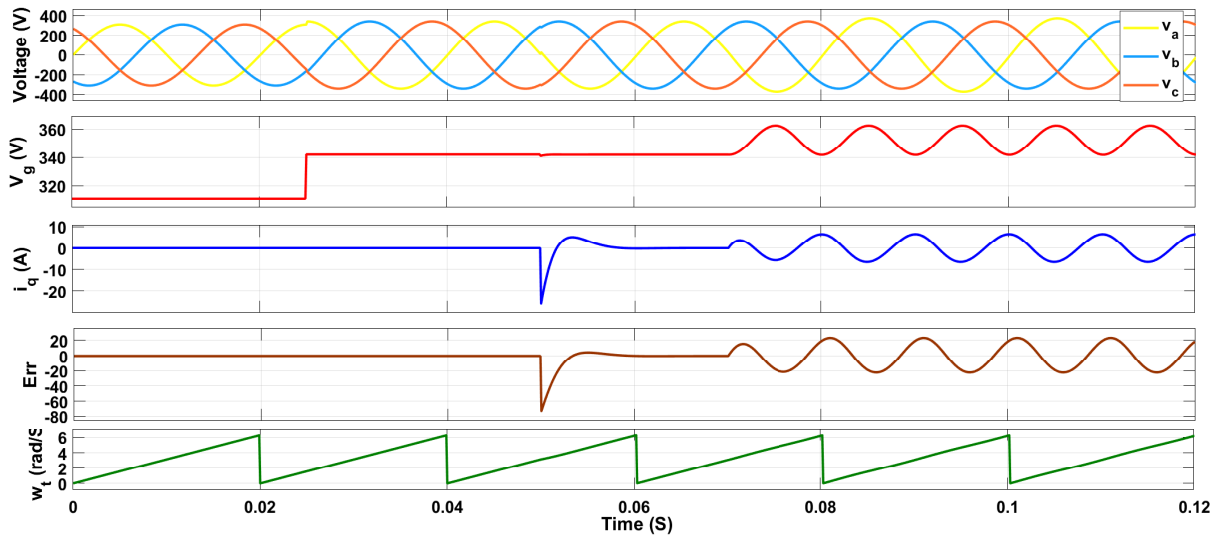


FIGURE 2.25 – Tensions de ligne, composante d, composante q, l'effort de commande u, la phase.

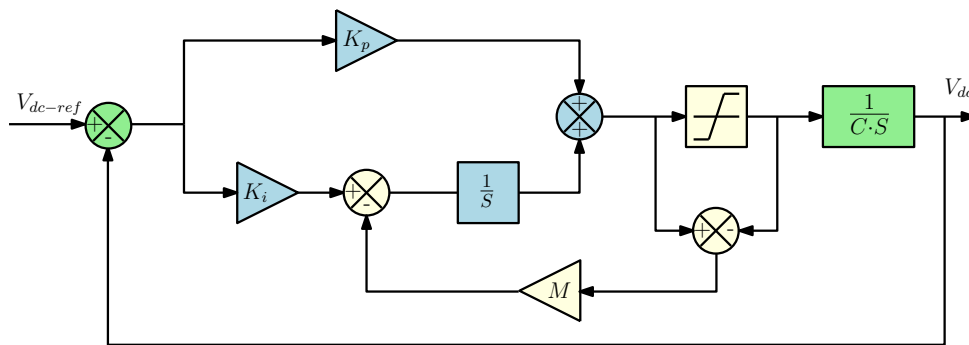


FIGURE 2.26 – Schéma de bloc d'un système en boucle fermée équipé d'un régulateur PI avec compensation anti-windup

2.8.6 Régulation du bus continu

La régulation du bus continu est essentielle pour assurer un fonctionnement stable et fiable des systèmes d'alimentation à découpage. Un contrôleur PI (proportionnel-intégral) est l'une des techniques de commande les plus couramment utilisées pour réguler la tension du bus continu.

Le contrôleur PI anti-windup utilise une technique de limitation de la sortie pour éviter le dépassement et la saturation de la sortie. Cette technique de limitation de la sortie est couplée avec une technique d'intégration anti-windup pour éviter les erreurs d'intégration dues au dépassement de la commande, (Voir la Figure 2.26) [64].

Le calcul des gains K_p et K_i du régulateur PI nécessite un placement des pôles de la boucle fermée, qui est donnée par la fonction de transfert suivante :

$$\frac{V_{dc}(s)}{V_{dc-ref}(s)} = \frac{\left(\frac{K_p \cdot s + K_i}{C}\right)}{s^2 + \left(\frac{K_p \cdot s}{C}\right) + \frac{K_i}{C}} \quad (2.51)$$

D'après l'équation 2.51, nous constatons que la boucle fermée est une fonction de transfert du second ordre :

$$\frac{V_{dc}(s)}{V_{dc-ref}(s)} = \frac{k \cdot w_n^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot w_n \cdot s + w_n^2} \quad (2.52)$$

Après avoir fait une comparaison entre les deux relations 2.51 et 2.52, nous obtenons :

$$K_p = 2 \cdot \zeta \cdot w_n \cdot C \quad (2.53)$$

$$K_i = C \cdot w_n^2 \quad (2.54)$$

2.9 Conclusion

Dans ce chapitre, dans la première partie, nous avons présenté les différents principes des commandes MPPT classiques existant dans la littérature et nous avons remarqué que : Les méthodes des contrôleurs MPPT classiques conduisant souvent à une convergence lente et donc à des chutes d'efficacité.

Afin de résoudre les problèmes liés à la commande des systèmes PV, nous avons étudié les techniques d'intelligence artificielle telles que les métaheuristiques, dans le but de proposer une commande améliorée permettant une meilleure compréhension des variations du système PV en fonction des conditions méthodologiques. Nous avons examiné en détail ces techniques de recherche et leur impact sur le fonctionnement des systèmes de contrôle MPPT, ce qui devrait permettre d'augmenter leur performance sans augmenter leur coût ou leur complexité. La deuxième partie, à été consacrée pour examiner d'autres techniques telles que la commande par hystérésis, la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) et la commande par modulation de vecteur d'espace. Chacune de ces techniques offre ses avantages et ses limites en termes d'efficacité énergétique, de régulation de la tension et de qualité de la sortie.

Cependant, nous avons également présenté la commande prédictive, une technique de commande plus récente qui offre une meilleure précision de commande et une réponse plus rapide aux changements dans le système électrique. La commande prédictive utilise des modèles mathématiques pour prédire le comportement futur du système et ajuster la commande en conséquence. Cette technique permet également une meilleure réduction

des pertes d'énergie et une meilleure régulation de la tension de sortie.

En fin de compte, le choix de la technique de commande d'onduleur dépend des exigences spécifiques du système électrique et des objectifs de performance souhaités. La commande prédictive peut offrir des avantages significatifs dans les systèmes où une précision de commande élevée.

Chapitre 3

Systeme photovoltaïque connecté au réseau électrique

3.1 Un MPPT PSO basé sur le modèle du module solaire pour un système PV triphasé en utilisant FS-MPC

3.1.1 Introduction

La conception et le contrôle des systèmes PV connectés au réseau sont des tâches complexes en raison des caractéristiques non linéaires de ces systèmes et des variations des conditions externes telles que la température et l'irradiation. Ainsi, l'utilisation de commandes MPPT est presque indispensable pour une extraction optimale de la puissance que le module peut fournir.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté quelques algorithmes de commandes MPPT ainsi que leurs principes de fonctionnement. Dans cette première partie de chapitre, nous présentons une nouvelle topologie de commandes d'un système PV connecté au réseau électrique, en utilisons un algorithme PSO pour avoir un modèle de module PV. Ensuite le contrôle de convertisseur Boost et le bus continu sont la nécessité de l'utilisation d'un contrôleur PI. Nous présenterons également dans ce travail la technique de commande FS-MPC pour le contrôle d'un onduleur triphasé connecté au réseau électrique. Les résultats de cette technique de commande ont montré une réduction significative des harmoniques, une excellente qualité de courant de l'onduleur, ainsi qu'un rendement élevé et l'élimination de la puissance réactive. Les résultats de simulation, ainsi que les différentes techniques de simulation utilisées son réalisée sous l'environnement Matlab/Simulink. Les

résultats obtenus sont comparés et validés.

3.1.2 Description du système

Le système proposé comporte deux étages d'adaptations. Premièrement, le convertisseur Boost est mis en œuvre avec des techniques MPPT pour extraire la puissance maximale du module solaire. Ensuite, l'onduleur de source de tension trépassé (VSI) est connecté au réseau et contrôlé à l'aide d'un contrôleur FS-MPC pour améliorer le facteur de puissance, ainsi que la distorsion harmonique totale (THD) dans le courant du réseau (voir la Figure 3.1).

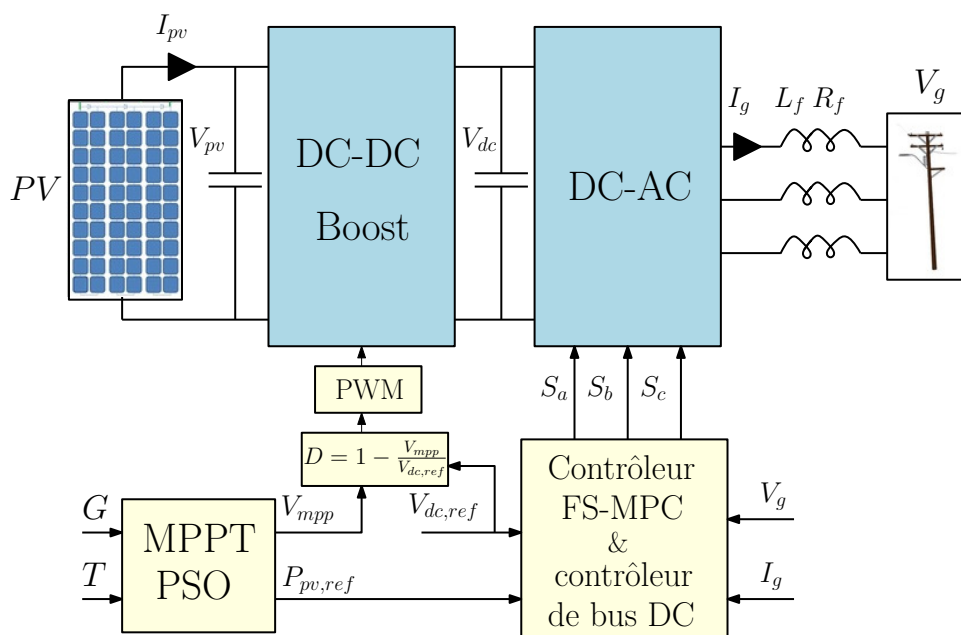


FIGURE 3.1 – Schéma principal de système PV avec MPPT connecté au réseau.

Ensuite, le système proposé est comparé au système communément utilisé basé sur l'algorithme P&O. Les deux algorithmes sont évalués en termes de puissance de sortie extraite du système PV, de suivi de la référence cas de variations brusques de l'irradiation solaire ainsi que de l'oscillation en régime permanent au MPP [12].

3.1.3 Calcul de courant de référence et régulation du bus continu

Le MPP d'entrée et la puissance active de sortie de DC/AC doivent être équilibrés avec un facteur I_r selon la théorie de la puissance instantanée. Dans ce cas, cela donne :

$$P_g = I_r \cdot P_{mpp} \quad (3.1)$$

Ou I_r présente le rendement approximatif de la chaîne. La théorie de la puissance

instantanée a été présentée a [65]. En utilisant le référentiel synchrone $d - q$, il est possible de calculer la puissance active instantanée P_g ainsi que la puissance réactive Q_g comme suit :

$$\begin{cases} P_g = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) \\ Q_g = \frac{3}{2} (V_q I_d - V_d I_q) \end{cases} \quad (3.2)$$

En supposant que le PLL est aligné avec le vecteur de tension de charge sur l'axe d du référentiel $d - q$ (c'est-à-dire $V_q = 0$), La puissance active peut être calculée comme suit :

$$P_g = I_r P_{mpp} = \frac{3}{2} V_d I_d \quad (3.3)$$

En supposant aussi que la puissance à la sortie du convertisseur est égale au MPP calculé à partir de la technique d'MPPT, alors la référence de courant est calculée à partir de l'équation suivante :

$$I_d = \frac{2 P_{mpp}}{3 V_d} I_r + m (V_{dc,ref} - V_{dc}) \quad (3.4)$$

Où m est un facteur de correction de déviation. Au moment du démarrage du système PV, la valeur de tension de condensateur du bus continu est inconnue. Il est donc nécessaire d'ajouter l'erreur entre les deux grandeurs.

3.1.4 Modèle d'onduleur triphasé à deux niveaux

Un convertisseur de puissance triphasé à deux niveaux est utilisé dans un système PV connecté au réseau. La sortie de VSI présente une forte concentration d'harmoniques en raison du fonctionnement et des commutateurs, (voir le Tableau 3.1). La structure standard d'un convertisseur triphasé à deux niveaux contient trois bras (a, b, c), constitués en parallèle de deux diodes/transistors. Elle ne présente que deux niveaux de tension, ainsi que deux paires de commutateurs interconnectés dans chaque bras. Cette structure est illustrée à la Figure 3.2.

L'état des commutateurs est présenté comme :

$$\text{Phase 1 } a = \begin{cases} 1 & \text{si } S_a \text{ ON et } \bar{S}_a \text{ OFF} \\ 0 & \text{si } S_a \text{ OFF et } \bar{S}_a \text{ ON} \end{cases} \quad (3.5)$$

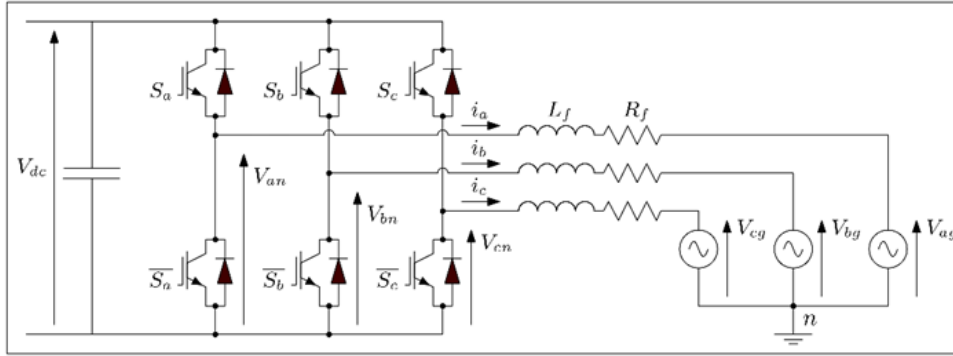


FIGURE 3.2 – Schéma de modèle d'onduleur triphasé.

$$\text{Phase 2 } b = \begin{cases} 1 & \text{si } S_b \text{ ON et } \bar{S}_b \text{ OFF} \\ 0 & \text{si } S_b \text{ OFF et } \bar{S}_b \text{ ON} \end{cases} \quad (3.6)$$

$$\text{Phase 3 } c = \begin{cases} 1 & \text{si } S_c \text{ ON et } \bar{S}_c \text{ OFF} \\ 0 & \text{si } S_c \text{ OFF et } \bar{S}_c \text{ ON} \end{cases} \quad (3.7)$$

Comme le montre le Tableau 3.1, il existe huit vecteurs de tension de commutation différents possibles. Deux d'entre eux sont des vecteurs de tension nuls, tandis que les six autres ont deux niveaux, soit un V_{dc} positif, soit négatif. En conséquence, seules sept combinaisons de commutation sont valables, comme illustré dans le Tableau suivant.

TABLEAU 3.1 – Etats de commutation et tensions de sortie correspondantes.

Vecteur	S_a	S_b	S_c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$
2	1	1	0	$1/3$	$1/3$	$-2/3$
3	0	1	0	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$
4	0	1	1	$-2/3$	$1/3$	$1/3$
5	0	0	1	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$
6	1	0	1	$1/3$	$-2/3$	$1/3$
7	1	1	1	0	0	0

Les états de commutation du convertisseur de puissance triphasé à deux niveaux S_x sont représentés par l'équation suivante :

$$S = \frac{2}{3} * (S_a + aS_b + a^2S_c) \quad (3.8)$$

Où $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$.

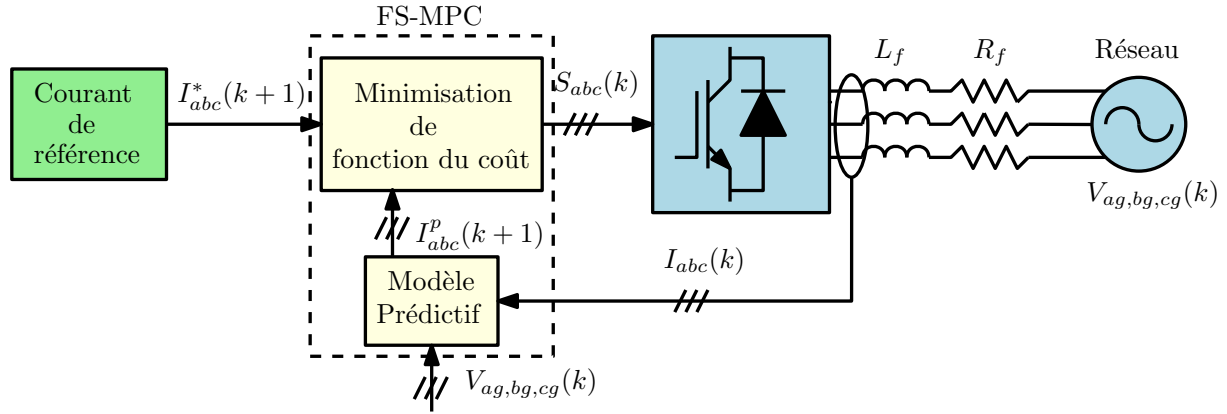


FIGURE 3.3 – Principe de contrôle prédictif du courant pour un VSI triphasé.

La tension de sortie générée par l'onduleur est définie par l'équation 3.9, par rapport au neutre (V_{an} , V_{bn} , V_{cn}).

$$V = \frac{2}{3} * (V_{an} + aV_{bn} + a^2V_{cn}) \quad (3.9)$$

Les courants [i_a , i_b , i_c] sont ceux du convertisseur VSI, et le modèle du convertisseur pour chaque phase est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_a}{dt} = V_{an} - V_{ag} + R_f i_a \\ L_f \frac{di_b}{dt} = V_{bn} - V_{bg} + R_f i_b \\ L_f \frac{di_c}{dt} = V_{cn} - V_{cg} + R_f i_c \end{cases} \quad (3.10)$$

En outre, la tension du bus continu à l'entrée de l'onduleur est donnée par l'équation suivante :

$$V = V_{DC} \cdot S \quad (3.11)$$

Il est important de noter que l'angle de phase de la tension du réseau est calculé à l'aide de la méthode de la PLL. Cet angle est ensuite utilisé pour générer les courants de référence pour le VSI.

3.1.5 La commande FS-MPC

La technique de commande du FS-MPC est illustrée à la Figure 3.3. Cette technique est basée sur la détermination de tous les cas de commande du VSI à l'aide du modèle prédictif, qui est présenté dans le Tableau 3.1. Pour ces états de commutation [S_a , S_b , S_c], une fonction de coût prédéfinie (F_n) est minimisée.

La procédure de prédiction est obtenue à partir du modèle décrit par les équations

3.12, qui est obtenu par discrétisation en utilisant une approximation d'Euler directe avec un intervalle d'échantillonnage (T_s). Ce modèle est appliqué à l'équation 3.10 de VSI mentionné précédemment.

$$\begin{cases} i_a^p(k+1) = \frac{T}{L_f} \cdot (V_{an} - V_{ag}(k)) + (1 - \frac{R_f T}{L_f}) \cdot i_a(k) \\ i_b^p(k+1) = \frac{T}{L_f} \cdot (V_{bn} - V_{bg}(k)) + (1 - \frac{R_f T}{L_f}) \cdot i_b(k) \\ i_c^p(k+1) = \frac{T}{L_f} \cdot (V_{cn} - V_{cg}(k)) + (1 - \frac{R_f T}{L_f}) \cdot i_c(k) \end{cases} \quad (3.12)$$

La formulation de la fonction de coût F_n tient compte de la performance souhaitée. Dans le cas de la commande de courant, la fonction de coût est une erreur entre la référence de courant et le courant prédéfini, comme l'indique l'équation suivante :

$$F_n = |i_a^*(k+1) - i_a^p(k+1)| + |i_b^*(k+1) - i_b^p(k+1)| + |i_c^*(k+1) - i_c^p(k+1)| \quad (3.13)$$

3.1.6 Résultats et discussion

Pour évaluer les performances et la réponse dynamique du système proposé pendant la variation de l'irradiation solaire, une simulation a été effectuée en utilisant l'environnement Matlab/Simulink. Les conditions climatiques suivantes ont été utilisées : la température a été maintenue constante à ($T = 25$ °C).

TABLEAU 3.2 – Paramètres du module PV Aavid solar ASMS-220P.

Paramètres	Valeur	Unités
P_{max}	220.5	(W)
V_{oc}	36.8	(V)
I_{cc}	8.08	(A)
V_{mpp}	30	(A)
I_{mpp}	7.35	(A)
T_s	$1e^{-5}$	(S)

Dans le premier cas, l'irradiation solaire a été réduite de $1000 W/m^2$ à $800 W/m^2$, puis à $600 W/m^2$, avant de revenir à $1000 W/m^2$. À la fin de cette phase, un changement soudain de l'irradiation solaire est survenu, passant de $1000 W/m^2$ à $600 W/m^2$, après une augmentation lente jusqu'à $1000 W/m^2$. Les deux algorithmes de contrôle ont été testés sur un convertisseur Boost avec les paramètres suivants : $L = 12.16 mH$, $C_{in} = 13 uF$, $C_{dc} = 1.1 mF$, $F = 15 kHz$, $T_s = 10^{-5} S$.

Le type de module PV utilisé était le Aavid Solar ASMS-220P, dont les caractéristiques

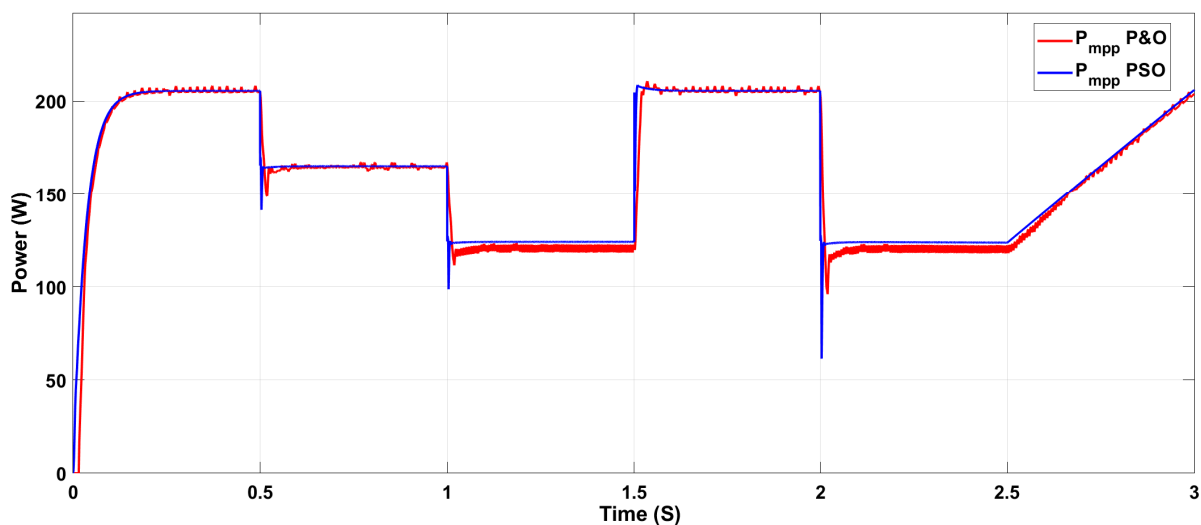


FIGURE 3.4 – Puissance extraite MPPT de l’algorithme P&O avec PSO.

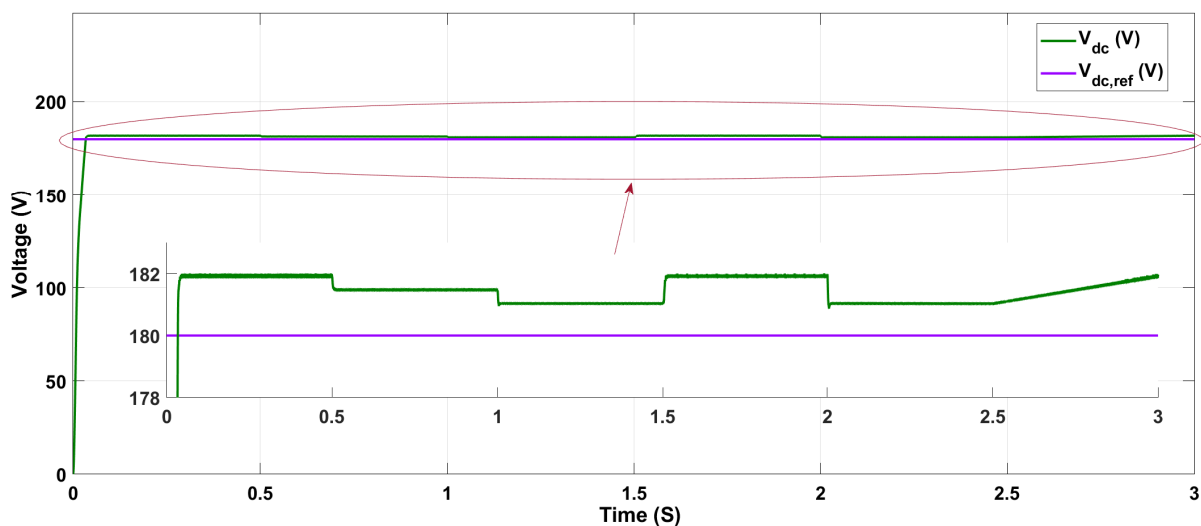


FIGURE 3.5 – Tension du bus continu.

sont présentées dans le Tableau 3.2. La Figure 3.4 illustre la réponse dynamique des puissances PV des deux algorithmes comparés (P&O et PSO).

Le système proposé converge rapidement vers le MPP et avec moins d’oscillations à l’état stationnaire, tandis que le système basé sur la méthode P&O présente une oscillation de la puissance due au courant élevé du module PV. Lors d’une baisse soudaine de l’irradiation de 1000 W/m^2 à 800 W/m^2 à 0.5 S puis de 800 W/m^2 à 600 W/m^2 à 1 S , le système basé sur la méthode P&O converge après le système proposé. En revanche, le système basé sur la PSO assure un bon suivi du MPP à faibles niveaux d’irradiation.

En poursuivant les tests, une variation de l’irradiation de 600 W/m^2 à 1000 W/m^2 a été appliquée à 1.5 S , suivie d’une baisse de 1000 W/m^2 à 600 W/m^2 (2 S), puis

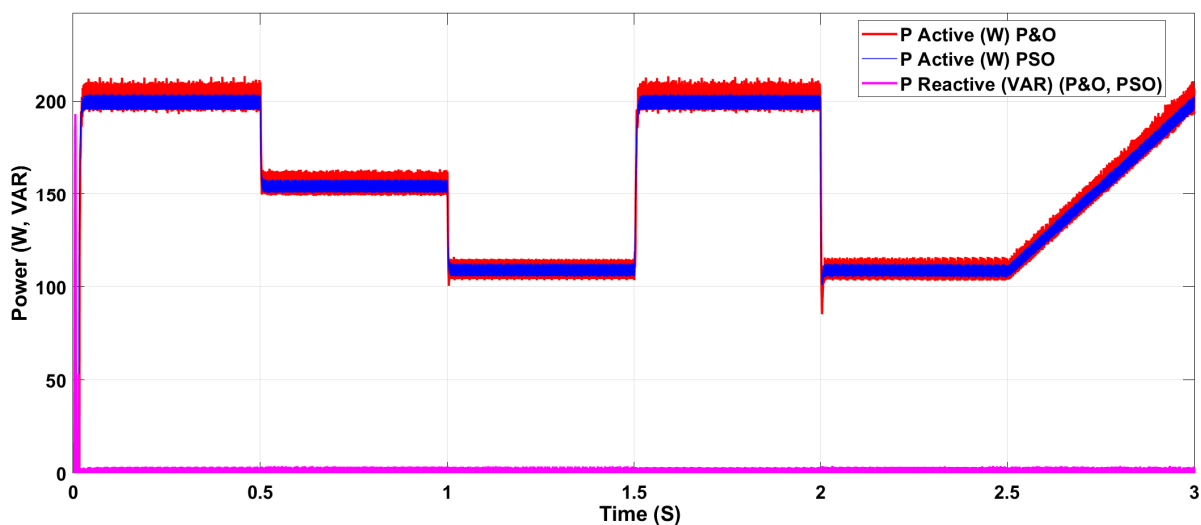


FIGURE 3.6 – Puissance transférée au réseau par l’algorithme P&O et PSO.

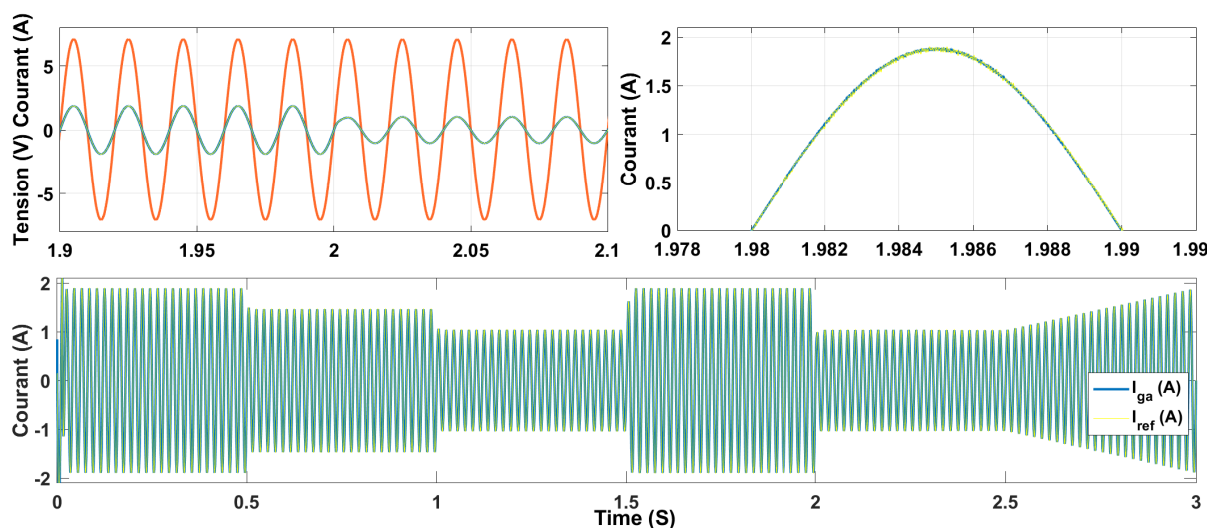
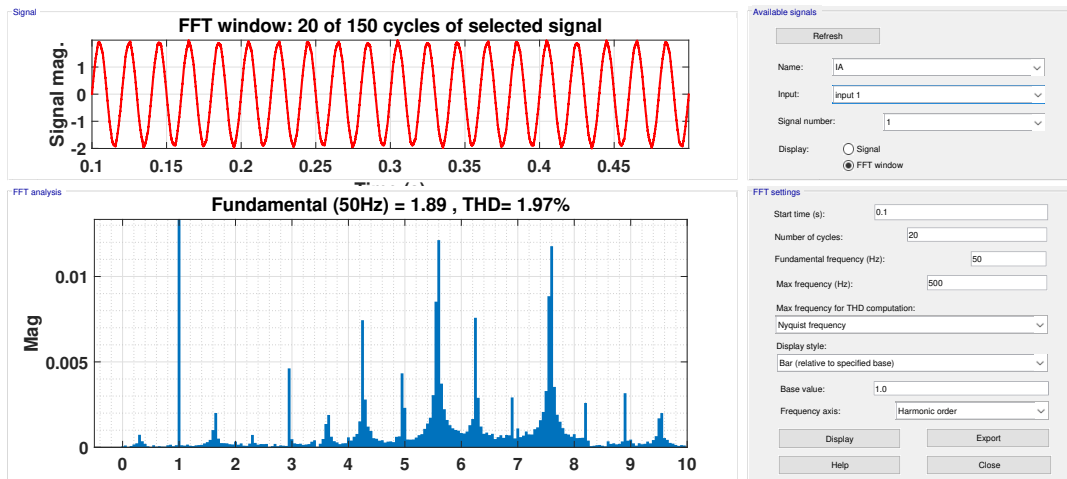


FIGURE 3.7 – Tension du réseau $V_g/10$ (Rouge), courant de référence et courant du réseau.

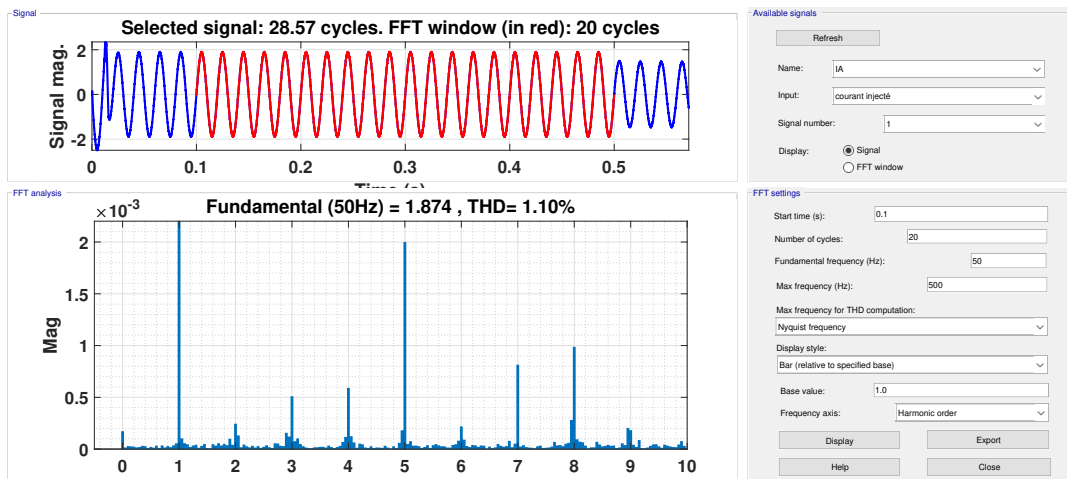
d’une augmentation progressive jusqu’au point de départ à $2.5 S$. Ce test a confirmé que l’algorithme PSO est plus performant que la méthode P&O, en offrant un meilleur suivi de la référence du MPP.

La tension du bus continu dans le système proposé reste stable même en cas de variation soudaine du profil d’irradiation, et l’erreur en régime stationnaire est inférieure à $2 V$, correspondant à une erreur statique maximale de $1,1 \%$, comme le montre la Figure 3.5. Son contrôleur utilise simplement l’erreur entre la référence et la tension mesurée pour assurer une régulation efficace.

La Figure 3.6 présente la puissance transférée au réseau avec la stratégie de contrôle FS-MPC dans en utilisent les deux algorithmes. Les paramètres du réseau électrique sont



(a) THD de courant de réseau (P&O).



(b) THD de courant de réseau (PSO).

FIGURE 3.8 – Présentation de THD de courant de réseau des deux algorithmes.

$V_g = 50 \text{ V}$, $V_{dc} = 180 \text{ V}$, $L = 25 \text{ mH}$, $F = 50 \text{ Hz}$. Dans le système proposé, la puissance active a moins d'oscillations à l'état stable du côté du réseau électrique, avec un temps de réponse de 0.13 S .

Les variations de tension et de courant du côté AC sont illustrées à la Figure 3.7, qui montre un meilleur suivi du MPP avec les variations d'irradiation. La tension et le courant sont en phase, ce qui implique que la puissance réactive est nulle. De plus, le courant de réseau suit également le courant de référence, assurant ainsi une régulation efficace du système.

En utilisant le contrôleur FS-MPC avec la topologie proposée, le système PV est relié au réseau électrique avec une performance élevée, un facteur de puissance optimal et une faible distorsion harmonique de courant de seulement 1,1 %, garantissant ainsi le transfert de puissance en toute efficacité (voir les Figures 3.8a et 3.8b). Ces résultats sont nettement

meilleurs que ceux obtenus avec la technique précédente, qui avait une THD de 1,97 %.

3.1.7 Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté une nouvelle approche de commande pour les systèmes PV connectés au réseau. Cette approche est basée sur l'algorithme méta-heuristique PSO et vise à surmonter les inconvénients des techniques MPPT conventionnelles. De plus, la régulation de la tension du bus continu est améliorée dans la commande proposée.

Nous avons effectué une comparaison entre deux systèmes PV (P&O, PSO) avec le même profil d'irradiation et les mêmes paramètres du convertisseur DC-DC, du composant VSI et du modèle de module PV. Les résultats obtenus ont montré que le système PV proposé a des performances élevées en termes de suivi de référence, de réponse dynamique rapide, de faible oscillation et d'erreur dans le régime permanent.

Le système PV a été connecté au réseau à l'aide d'un contrôleur FS-MPC, ce qui assure le transfert de puissance vers le réseau électrique avec un bon rendement, un facteur de puissance optimal et un taux de distorsion harmonique (THD) très faible.

L'approche proposée montre une amélioration significative par rapport aux techniques MPPT conventionnelles pour les systèmes PV connectés au réseau. Les résultats de simulation ont prouvé l'efficacité de la méthode PSO pour le suivi du MPP avec des variations d'irradiation et l'efficacité du contrôleur FS-MPC pour le transfert de puissance vers le réseau. Ces résultats peuvent aider à optimiser la production d'énergie solaire et à améliorer l'efficacité énergétique.

3.2 Un MPPT WOA basé sur le modèle du module solaire pour un système PV monophasé en utilisant RS-FS-MPC qui traite la minimisation de nombre de commutations

3.2.1 Introduction

Cette partie de recherche propose l'optimisation d'un système PV connecté au réseau basé sur un émulateur PV (EPV), un convertisseur boost et un onduleur monophasé en pont complet. L'objectif principal est de suivre et d'extraire la plus grande quantité de puissance du système PV fonctionnant sous un rayonnement solaire variable tout en réduisant les pertes et le temps de réponse dans chaque étage du convertisseur. Le principal

défaut de l'algorithme classique de suivi du MPPT est sa performance. La conception de la loi de contrôle est basée sur un contrôleur PI Anti-windup dans l'EPV, un algorithme méta-heuristique d'optimisation basé sur les baleines (WOA) pour le MPPT, et un contrôle prédictif par modèle à état fini à commutation réduite (RS FS-MPC) pour l'onduleur monophasé à pont complet. Les techniques de contrôle proposées héritent de la propriété de robustesse et traitent avec succès le comportement non linéaire du système.

La validation des performances et l'efficacité des techniques de contrôle proposées sont étayées par des simulations Matlab/Simulink et sont également vérifiées expérimentalement sur un système réalisé sous une irradiation solaire variable.

Cette partie est organisée comme suit : nous commençons par la présentation de la conception et de la modélisation de l'EPV. Nous poursuivons en démontrant la modélisation et le contrôle du côté réseau, puis en illustrant les résultats de la simulation et leurs discussions. Enfin, nous présentons le banc d'essai expérimental du PI-EPV développé, de la stratégie MPPT (WOA) proposée et du RS-FS-MPC pour les systèmes PV monophasés.

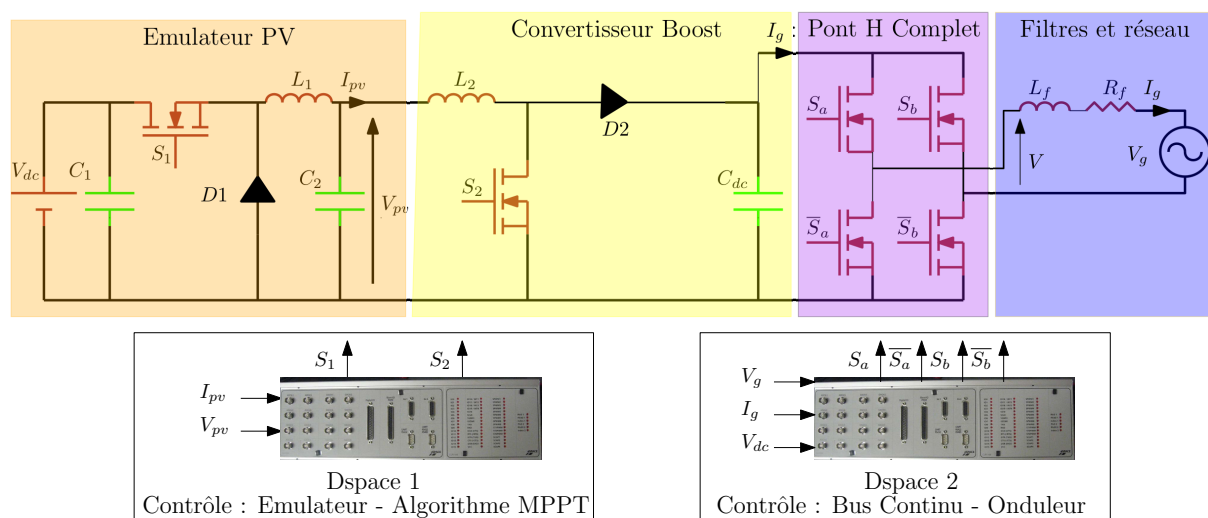


FIGURE 3.9 – Schéma de la commande en cascade proposée.

3.2.2 Modélisation et commande du l'émulateur solaire

Étant donné le coût élevé du système complet et sa dépendance aux conditions climatiques, il est nécessaire de trouver un moyen d'émuler le fonctionnement du module PV avec la possibilité de simuler les variations de certaines conditions atmosphériques en laboratoire.

La réalisation d'un EPV consiste à reproduire la courbe caractéristique P-V d'un module PV, ce qui permet d'émuler n'importe quel module PV pour différents niveaux

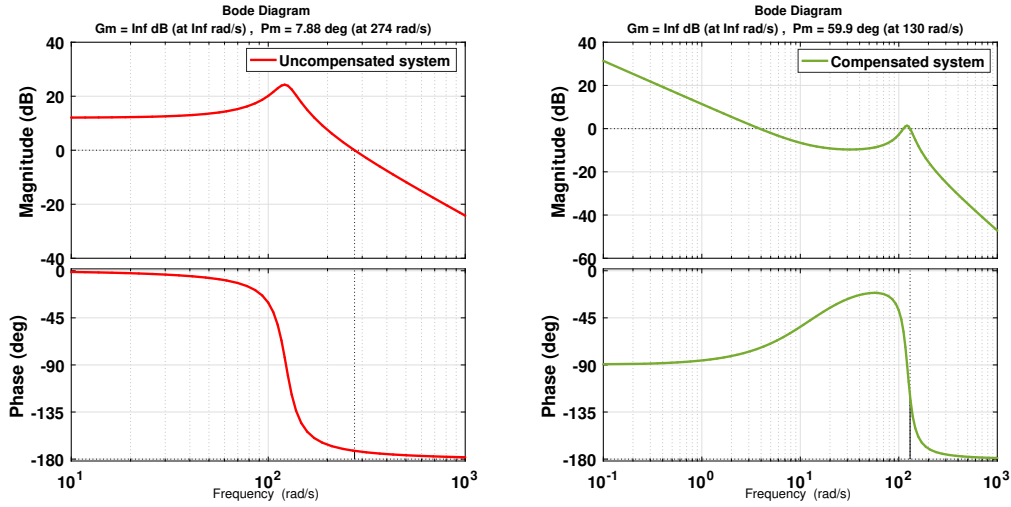


FIGURE 3.10 – Tracé de Bode du système non compensé avec le système en boucle fermée d'EPV.

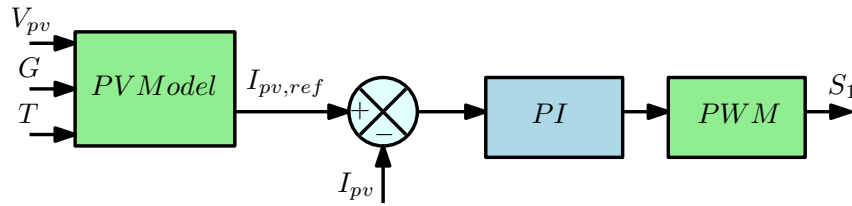


FIGURE 3.11 – Schéma principal de la stratégie de contrôle EPV.

d'irradiation, températures et variations de charge.

Un EPV est composé de trois parties principales : un modèle de module PV, une alimentation connectée à un convertisseur Buck et un contrôleur pour assurer les meilleures performances.

La Figure 3.9 montre le convertisseur Buck avec le commutateur S_1 , les deux condensateurs C_1 , C_2 et l'inductance L_1 . Le mode de conduction continue (CCM) est utilisé pour faire fonctionner le convertisseur.

La fonction de transfert du convertisseur Buck est la suivante :

$$G_s(s) = \frac{\overline{I_{pv}}}{\overline{d}(s)} = \frac{V_{dc}}{R} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot \frac{L}{R} + s^2 \cdot LC} \quad (3.14)$$

$$G_c(s) = \frac{k_p \cdot s + k_i}{s} \quad (3.15)$$

Où $G_s(s)$ et $G_c(s)$ sont les fonctions de transfert du convertisseur Buck et du compensateur, respectivement. Les valeurs de K_p et K_i du contrôleur PI sont respectivement de 0.0655 et 0.8321.

Dans le système non compensé, la marge de phase était de 6.11 degrés. Les paramètres PI ont été calculés pour ajouter de la stabilité et de la robustesse au système (dans le système compensé, la marge de phase est de 58 degrés).

Les diagrammes de Bode pour les systèmes non compensés et compensés en boucle ouverte ainsi que le schéma principal de la stratégie de contrôle EPV sont illustrés sur les Figures 3.10 et 3.11 [58].

3.2.3 MPPT coté courant continu

Le schéma fonctionnel du système proposé est illustré à la Figure 3.9. Le convertisseur Boost est composé d'un commutateur S_2 , d'une inductance L_2 et d'une diode D_2 . Les équations d'entrée et de sortie du convertisseur boost sont présentées dans le chapitre 1 et l'algorithme WOA pour le MPPT dans le chapitre 2.

3.2.4 Régulation du bus continue

Dans un onduleur connecté au réseau, la tension du bus continu est maintenue à une valeur de référence pour garantir le bon fonctionnement de ce dernier. Pour cela, un contrôleur PI Anti-windup est mis en œuvre pour ajuster cette tension.

Il convient de noter que la synchronisation avec la tension du réseau électrique est assurée par une PLL. La position du vecteur de tension V est estimée à l'aide de cette technique, où w représente la fréquence de la tension du réseau électrique. En outre, la référence de courant I_{ref} est synchronisée avec le réseau électrique par le produit de $\sin(\omega t)$ et de la sortie du contrôleur de bus continu, comme indiqué sur la Figure 3.12.

3.2.5 Onduleur monophasé en pont complet connecté au réseau électrique

Figure 3.9 présente le schéma de l'onduleur monophasé à pont complet, où il y a quatre commutateurs : un commutateur en complément pour chaque bras (S_a, \bar{S}_a) et (S_b, \bar{S}_b). Le côté réseau électrique est connecté aux points milieux entre S_a et \bar{S}_a dans le bras gauche et S_b et \bar{S}_b dans le bras droit, respectivement. Il peut générer une tension de sortie de $(+V_{dc}, 0, -V_{dc})$ à partir des différentes combinaisons de commutation possibles, comme indiqué dans le Tableau 3.3. En outre, quatre diodes sont utilisées pour fournir des chemins pour le courant de charge qui est entraîné par l'énergie stockée dans l'inducteur de charge.

T_S représente le temps d'échantillonnage. La tension de sortie de l'onduleur $V(t)$ est liée à la tension du bus continu V_{dc} par l'équation suivante :

TABLEAU 3.3 – État de commutation et tension de sortie du convertisseur en pont complet.

Vecteur de commutation	État de commutation				Tension de sortie
	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	
V1	1	0	0	1	$+V_{dc}$
V2	1	0	1	0	0
V3	0	1	1	0	$-V_{dc}$
V4	0	1	0	1	0

$$V(t) = V_{dc} \cdot (S_a(t) \cdot \bar{S}_b(t) - S_b(t) \cdot \bar{S}_a(t)) \quad (3.16)$$

Selon la Figure 3.9, l'équation différentielle de l'onduleur monophasé en pont complet connecté au réseau est la suivante :

$$V = L_f \frac{dI_g}{dt} + R_f \cdot I_g + V_g \quad (3.17)$$

Où V et I_g sont respectivement la tension de sortie de l'onduleur et le courant de réseau électrique, et L_f et R_f sont respectivement l'inductance et la résistance interne de celui-ci.

3.2.6 Modèle prédictive à état fini avec minimisation de nombre de commutations

L'idée principale de la stratégie RS-FS-MPC utilisée dans cette partie est de prédire l'étape suivante du courant connecté au réseau pour chaque combinaison d'états de commutation possible, en se basant sur le modèle à temps discret de l'onduleur. La Figure 3.13 illustre cette approche.

$$\frac{dI_g}{dt} = \frac{I_g(k+1) - I_g(k)}{T} \quad (3.18)$$

Pour prédire la valeur future du courant connecté au réseau, la formule d'approximation d'Euler peut être utilisée pour un temps d'échantillonnage T_s au même échantillon k .

Le courant de réseau prédit est calculé en appliquant la formule de l'équation 3.18 à l'équation 3.17 :

$$I_g^p(k+1) = \left(1 - \frac{R_f T}{L_f}\right) \cdot I_g(k) + \frac{T}{L_f} \cdot (V(k) - V_g(k)) \quad (3.19)$$

Fonction de coût : Le RS-FS-MPC prédit le comportement futur du courant de sortie du réseau pour chacun des niveaux de tension au moment de l'échantillonnage suivant, en fonction du modèle de pont complet. Chacune des prédictions à quatre états est évaluée

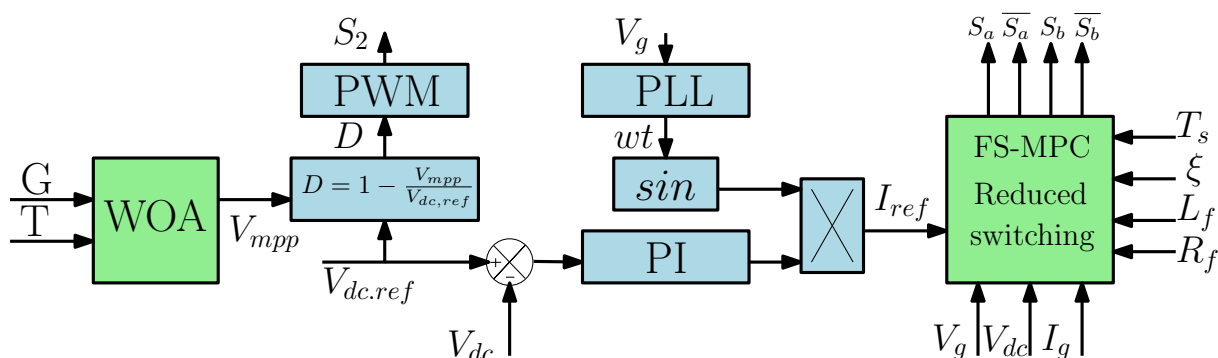


FIGURE 3.12 – Schéma principal de la stratégie de contrôle.

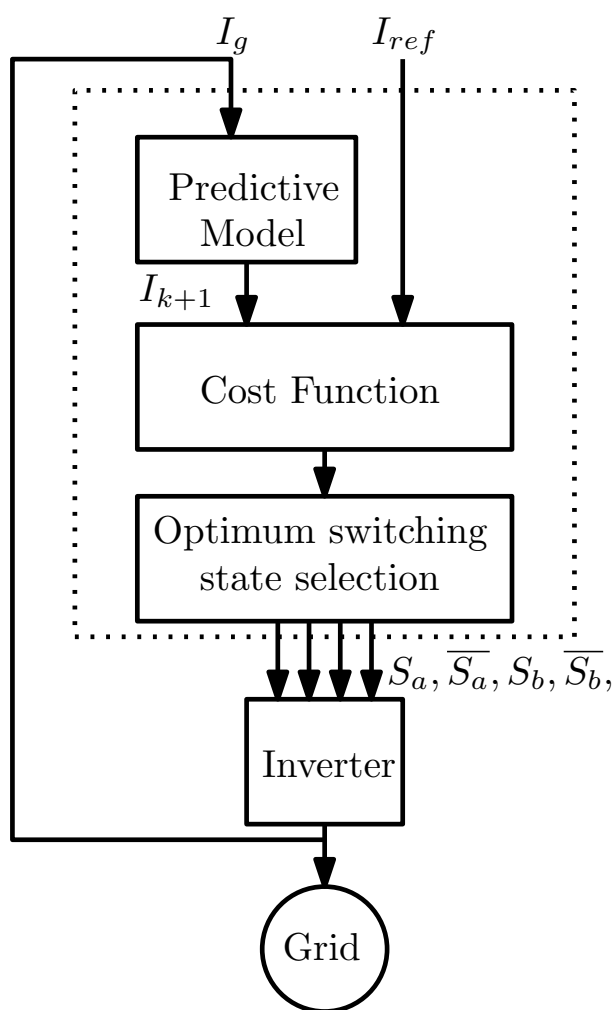


FIGURE 3.13 – Schéma de principe RS-FS-MPC.

à l'aide de l'équation de la fonction de coût. L'état de commutation qui minimise l'erreur entre le courant du réseau et le courant de référence [58].

$$F_n = | I_{ref}(k+1) - I_g^p(k+1) | + \xi \cdot \alpha \quad (3.20)$$

ξ est le terme responsable de la réduction du nombre de commutations dans l'onduleur au cours d'une seule période en ajoutant les états qui ont changé. Par conséquent, cela permet de réduire les pertes et d'améliorer la fiabilité et la durée de vie de l'onduleur en utilisant l'équation suivante.

$$\alpha = \sum_{i=1}^4 (S_i(k+1) - S_i(k)) \quad (3.21)$$

3.2.7 Résultat de simulation

Les techniques de contrôle proposées sont validées en termes de performances et d'efficacité grâce à des simulations effectuées avec Matlab/Simulink. Elles sont également vérifiées expérimentalement sur le système PV étudié, qui fonctionne sous une irradiation solaire variable et avec les caractéristiques électriques décrites dans le Tableau 3.4.

TABLEAU 3.4 – Caractéristiques électriques du système PV étudié.

Caractéristiques	Valeur (Unité)	(Unité)
Inductance de filtre L_f	25	(mH)
Résistance de filtre R_f	0.1	(Ω)
Tension du réseau V_g	50	(V)
Condensateur convertisseur Buck	1100	(μF)
Condensateur convertisseur Boost	1100	(μF)
Inductance convertisseur Buck	24	(mH)
Inductance convertisseur Boost	24	(mH)

Pour démontrer l'efficacité de la technique proposée, les scénarios météorologiques commencent par une irradiation et une température fixe de $1000 W/m^2$ et $25^\circ C$, respectivement. Comme le montre la Figure 3.14, il est clair que l'algorithme proposé atteint le MPP en moins de $5 mS$. En outre, la technique de MPPT proposée est très stable et assure une stabilisée parfaite pendant les périodes de temps clair. Ensuite, une variation d'ensoleillement est réalisée de $1000 W/m^2$ avec une diminution de l'irradiation à $800 W/m^2$, puis à $600 W/m^2$, et enfin une augmentation lente jusqu'à $1000 W/m^2$, comme le montre la Figure 3.15. On constate que, quelle que soit la variation de l'irradiation, la stratégie de contrôle proposée permet au système d'atteindre rapidement le MPP dans un court laps de temps.

Les courbes de tension du réseau, le courant de mesure du réseau et le courant de référence du réseau sont illustrés à la Figure 3.16. On observe que la transition vers la

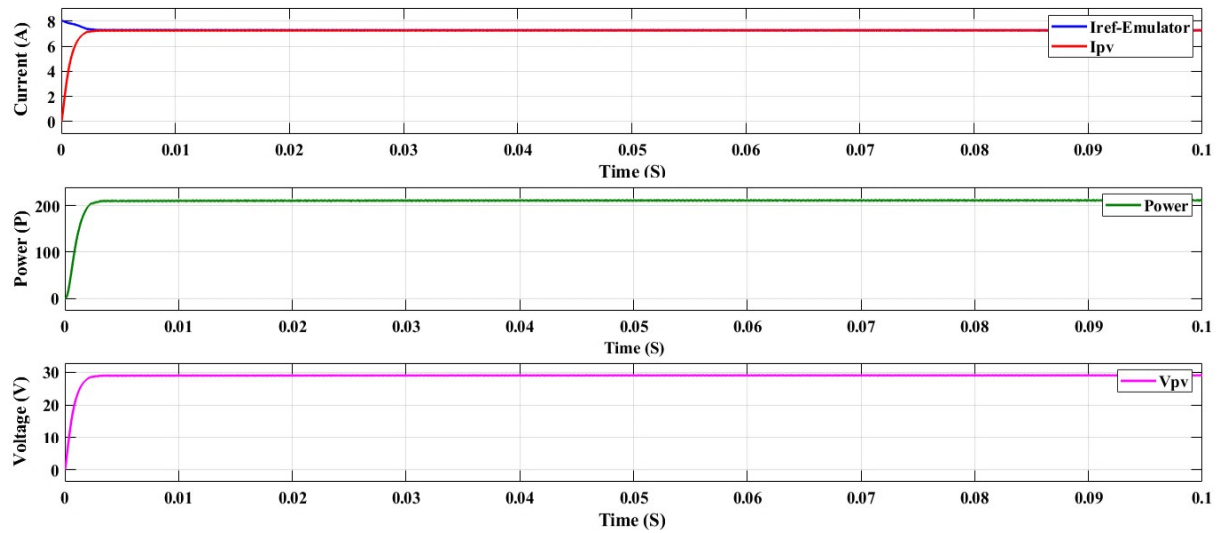


FIGURE 3.14 – Courant de référence de l’émulateur et courant mesuré de module PV, puissance et Tension à MPP.

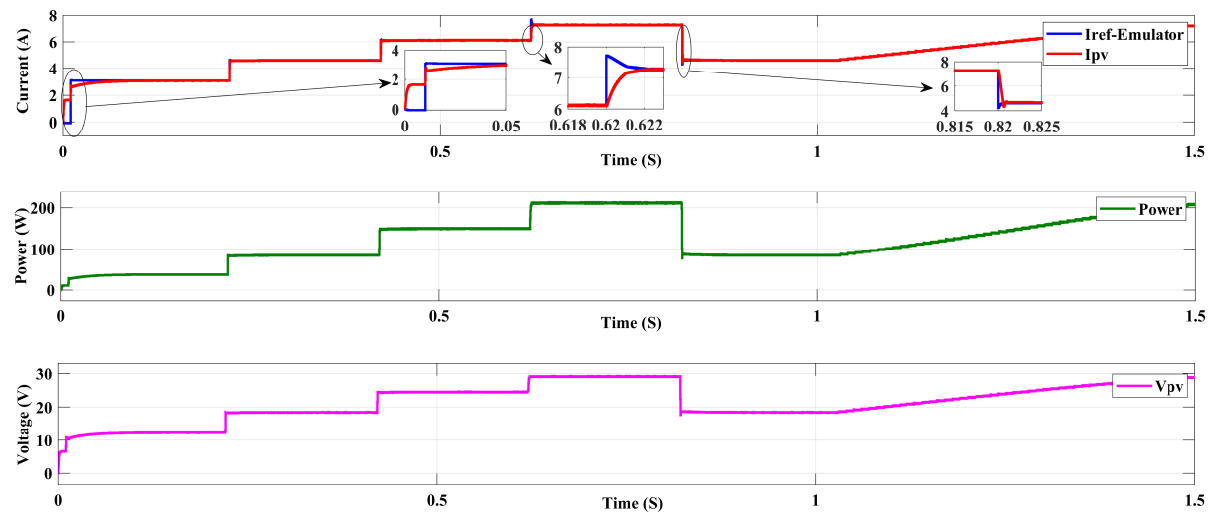


FIGURE 3.15 – Courant de référence de l’EPV et courant de mesure du PV, puissance PV, tension PV. Ensoleillement dynamique,

nouvelle référence est rapide et fluide, et que la tension du réseau est en phase avec son courant. Le THD du courant est de 1.67 % et le facteur de puissance est proche de 1, ce qui montre que le courant du réseau est de très bonne qualité. Une variation des conditions climatiques est nécessaire pour évaluer la performance dynamique du contrôleur

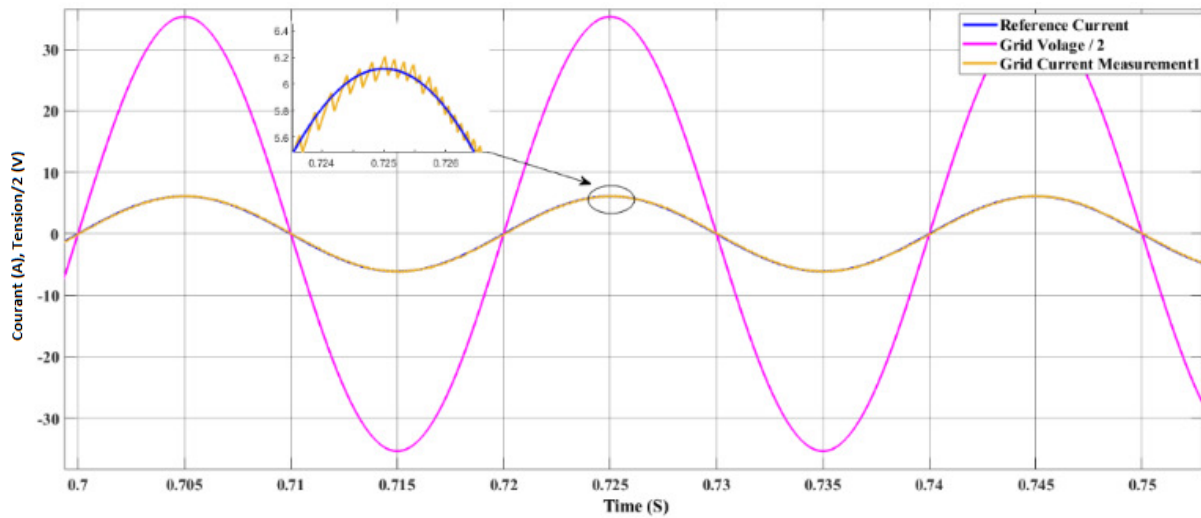


FIGURE 3.16 – Courant de réseau mesuré avec courant de référence. Tension de réseau/2.

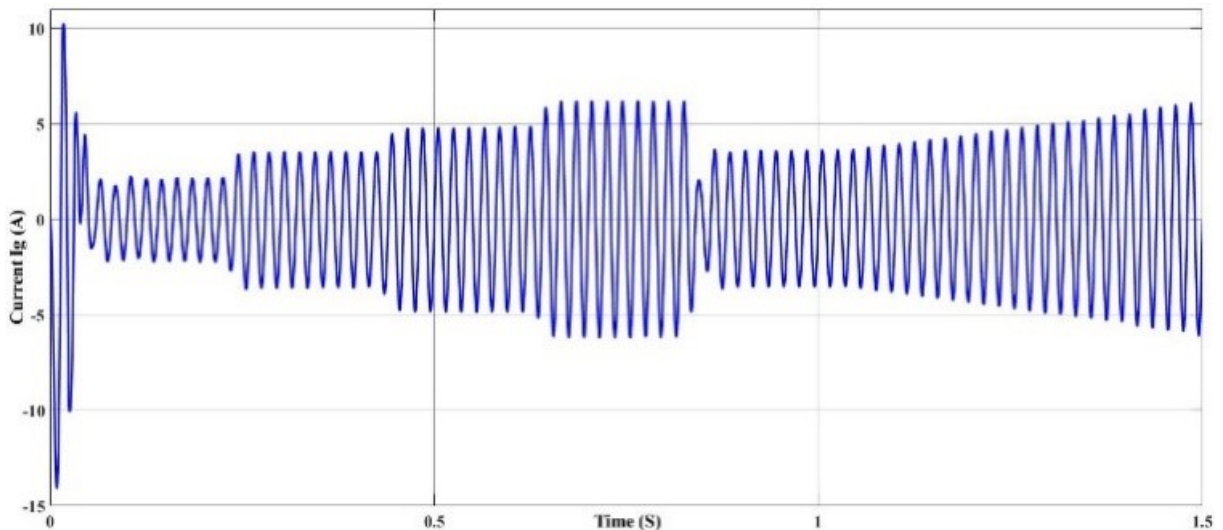


FIGURE 3.17 – Courant de réseau en cas d'irradiation dynamique.

de courant. Le résultat de la performance est illustré à la Figure 3.17.

La Figure 3.18 montre la tension du bus continu ainsi que sa référence, prouvant que le régulateur PI Anti-windup fonctionne parfaitement car la tension V_{dc} suit parfaitement sa référence.

La Figure 3.19 présente la puissance active injectée dans le réseau par la technique RS-FS-MPC ainsi que la compensation de la puissance réactive avec une valeur presque 0 VAR, pour un temps d'échantillonnage de 10^{-6} S.

Enfin, la Figure 3.20 montre une réduction du nombre de commutations de l'onduleur monophasé, ce qui permet de protéger les transistors de ce dernier et de maintenir le THD du courant en dessous d'un taux acceptable. Pour le système présenté, lorsque la

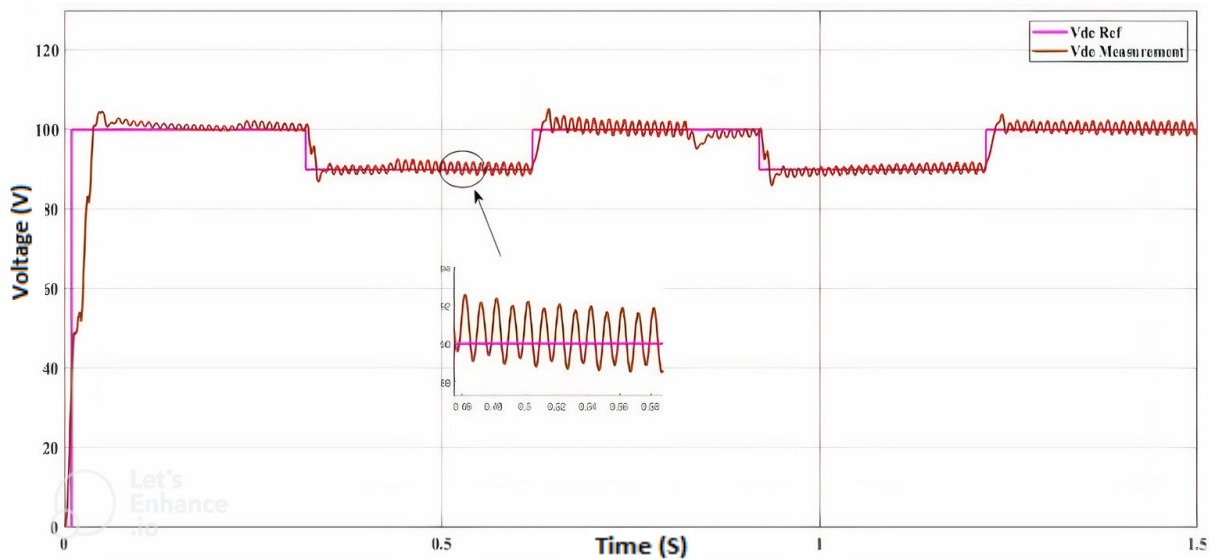


FIGURE 3.18 – Tension de référence de bus continu comparée avec la tension mesurée contrôlée à l'aide d'un régulateur PI anti-windup.

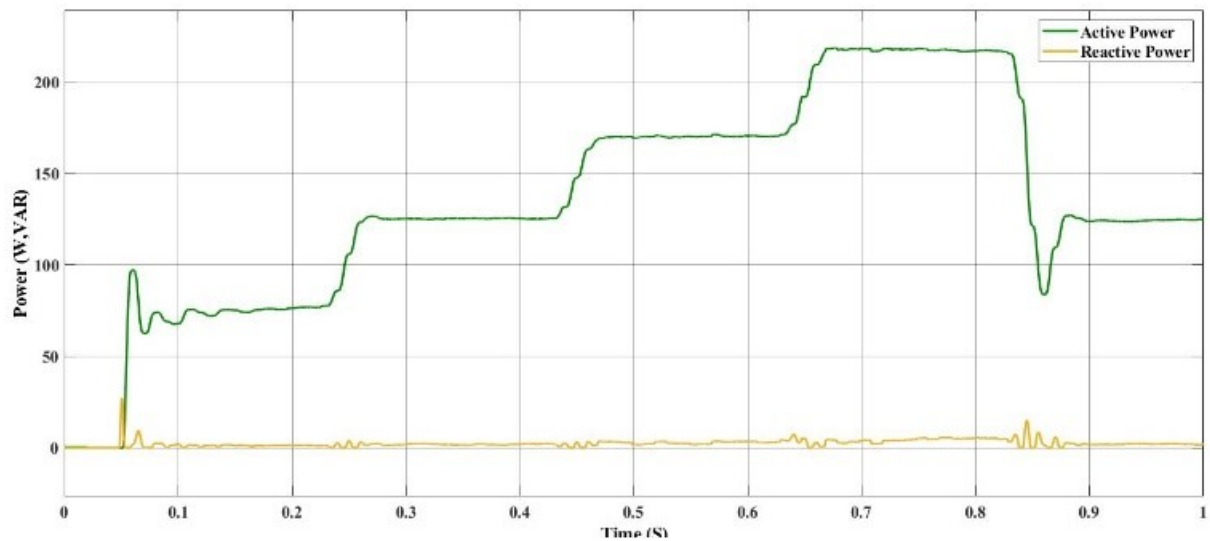


FIGURE 3.19 – Puissance actif et réactif injecté dans le réseau en utilisant la technique RS-FS-MPC.

stratégie de contrôle est effectuée sans coefficient de pondération (Équation (3.21)), le courant THD est presque de 1.67 % avec 400 commutations par période. En revanche, lorsque le coefficient de pondération est défini à ($\xi = 0.02$), le courant THD est augmenté à 2.1 % avec une baisse du nombre de commutations de 400 à 187, et chaque fois que ξ est augmenté, la commutation diminue et le THD du courant augmente de même.

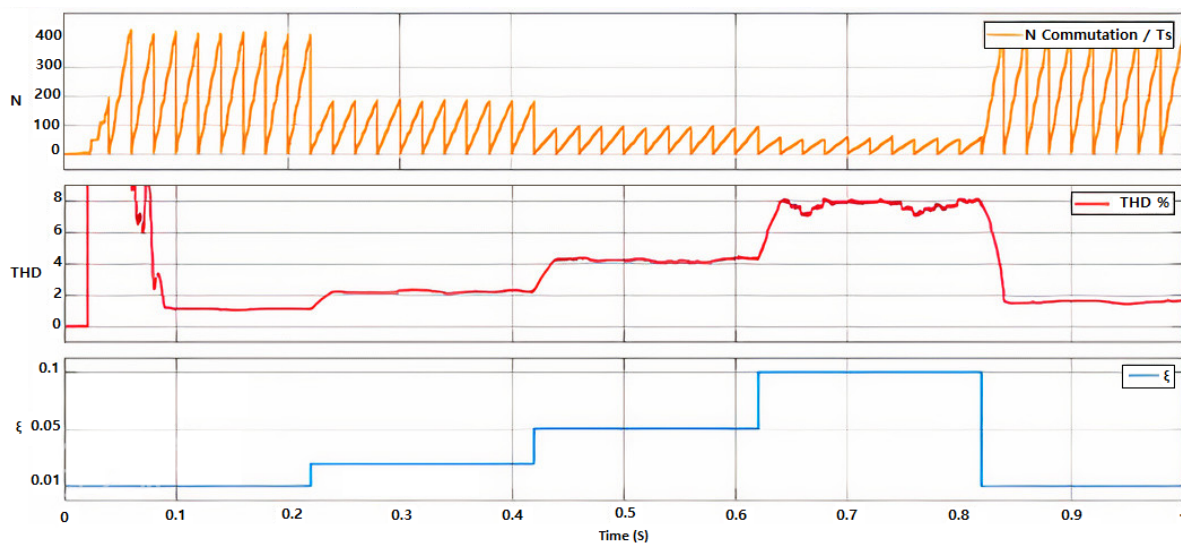


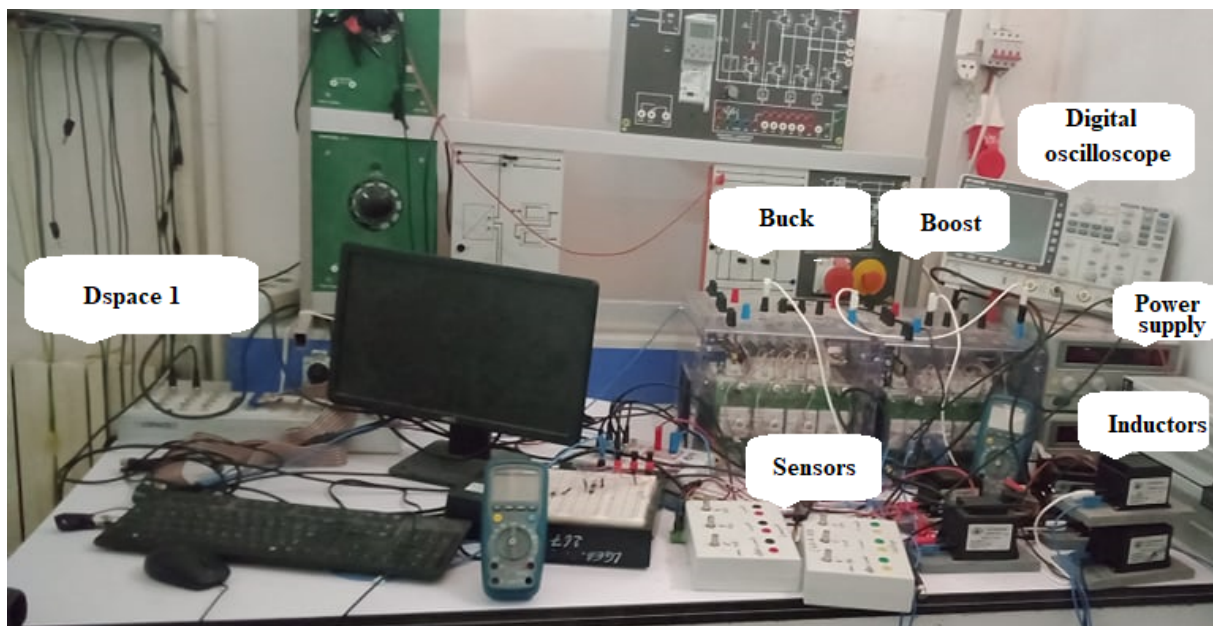
FIGURE 3.20 – Performance du RS-FS-MPC pour différente valeur de ξ . Nombre de commutations avec THD. Irradiation est fixée à 1000 kW/m^2 .

3.2.8 Les résultats expérimentaux

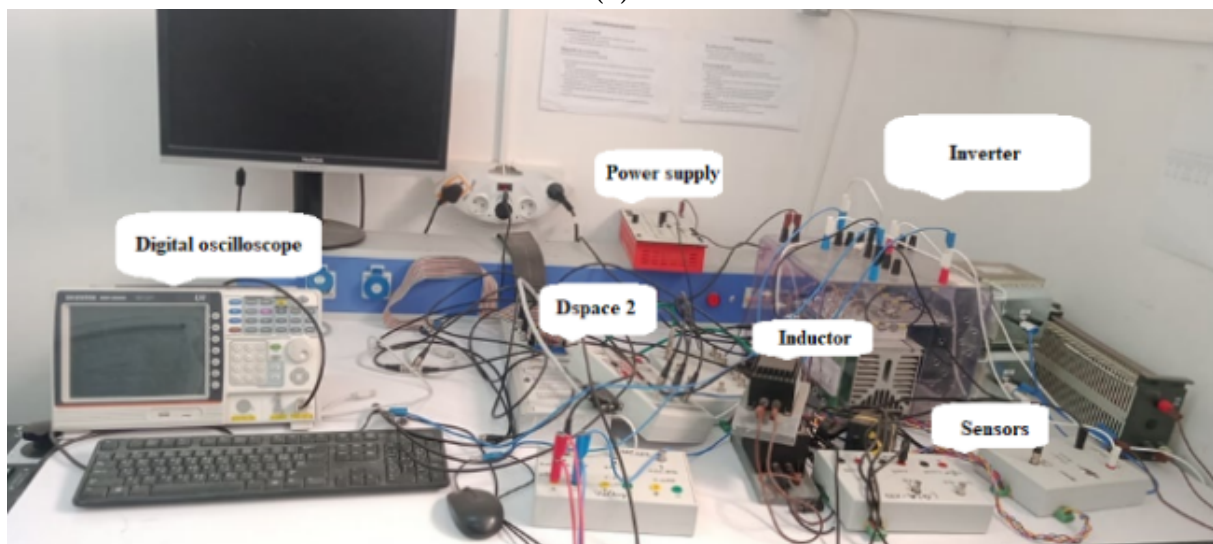
Le dispositif expérimental a été établi sur la base d'un IGBT SEMIKRON (750 V/30 A), un pour chaque convertisseur (Buck, Boost, et l'onduleur monophasé). Le EPV a une puissance nominale égale au module choisi qui est de 220 W . Les deux convertisseurs DC et l'onduleur sont connectés en cascade. Le montage expérimental est illustré à la Figure 3.21, où deux cartes DSpace ont été employées comme contrôleurs pour mettre en œuvre le système proposé ; un DSpace pour le contrôle PI-EPV et WOA (technique MPPT), que l'on peut voir à la Figure 3.21a et l'autre pour assurer le contrôle PI (régulation du bus continu) et le contrôle côté réseau électrique (technique RS-FS-MPC), que l'on peut voir à la Figure 3.21b. Le courant et la tension sont mesurés à l'aide des capteurs LA-25 et LV-25, pour la mesure du courant et la tension respectivement.

Les résultats expérimentaux pour le fonctionnement de la courbe P-V pour différents niveaux d'irradiation afin de valider la stratégie de contrôle PI-EPV sont présentés dans les Figures 3.22a, 3.22b et 3.22c. Les résultats expérimentaux pour les performances dynamiques du courant de référence et du courant mesuré du EPV sont présentés à la Figure 3.23. On constate que les performances en termes de suivi de la vitesse de réponse et d'oscillation sont très bonnes.

La Figure 3.24 décrit les performances dynamiques de la méta-heuristique WOA proposée en termes de puissance de poursuite/extraction et de temps de réponse. Le test a débuté avec une irradiation de 1000 W/m^2 et une puissance fixe de 212 W . La valeur a été soudainement changée à 800 W/m^2 , et le temps de réponse de l'algorithme était inférieur à 30 ms , la puissance étant réduite à 170 W . Après une autre réduction de



(a)



(b)

FIGURE 3.21 – Photographie du banc d'essai expérimental.

l'irradiation à 600 W/m^2 , la puissance est tombée à 142 W en moins de 25 mS . Ensuite, une augmentation soudaine de l'irradiation a été appliquée pour tester l'algorithme dans des conditions extrêmes. Cela a provoqué une augmentation de la puissance et un retour à la puissance de départ en moins de 60 mS . Le temps de réponse après la variation du niveau d'ensoleillement était très court.

Afin de minimiser le nombre de calculs et d'éviter de lancer l'algorithme à chaque fois pour effectuer les mêmes calculs pour les mêmes conditions climatiques, une table de consultation a été développée hors ligne et remplie avec tous les paramètres MPP pour

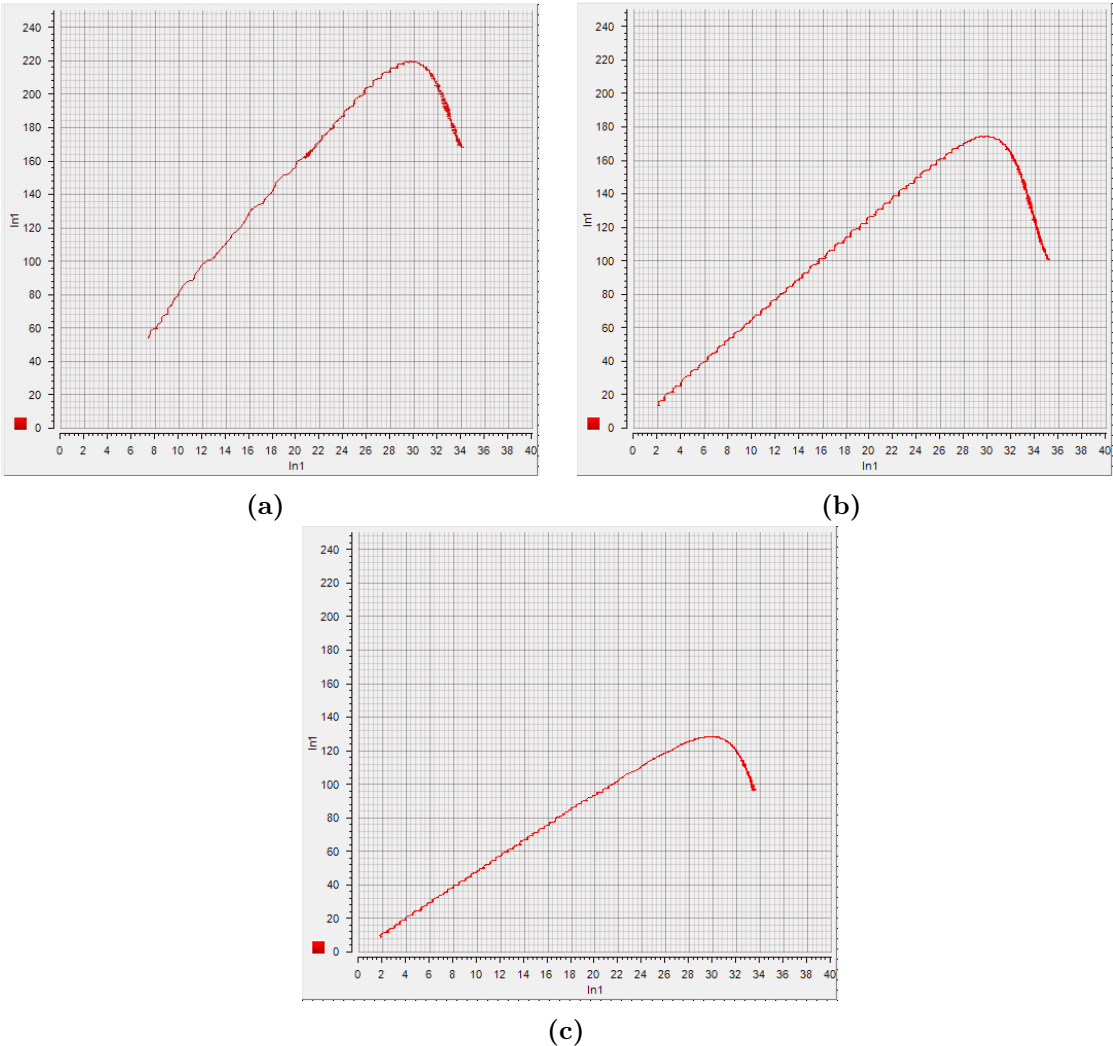


FIGURE 3.22 – Caractéristiques expérimentales P - V. a) 1000 W/m^2 . b) 800 W/m^2 . c) 600 W/m^2



FIGURE 3.23 – Performances de l'EPV, courant de référence et courant mesuré.

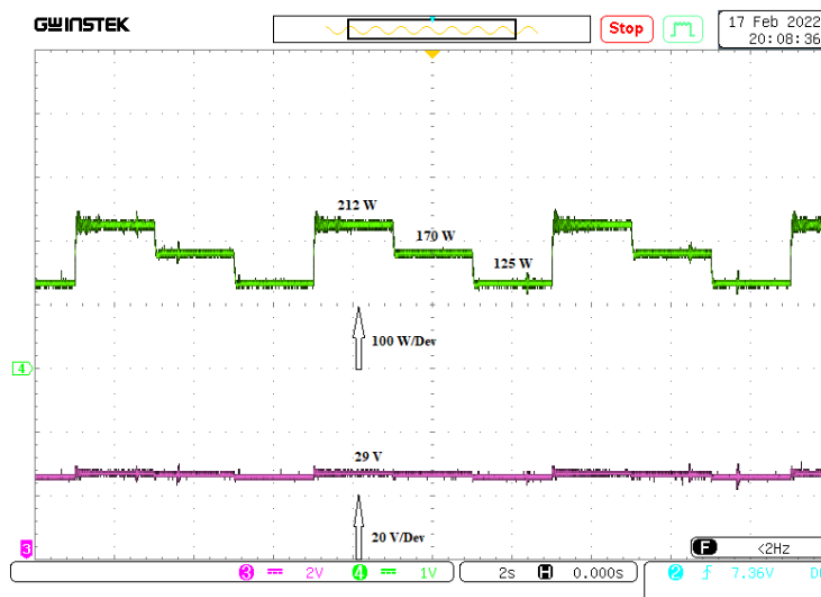
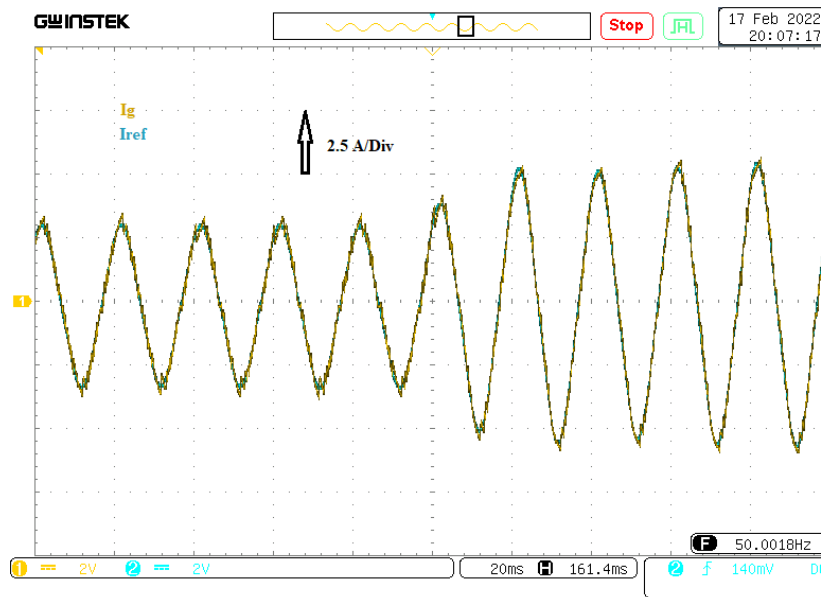


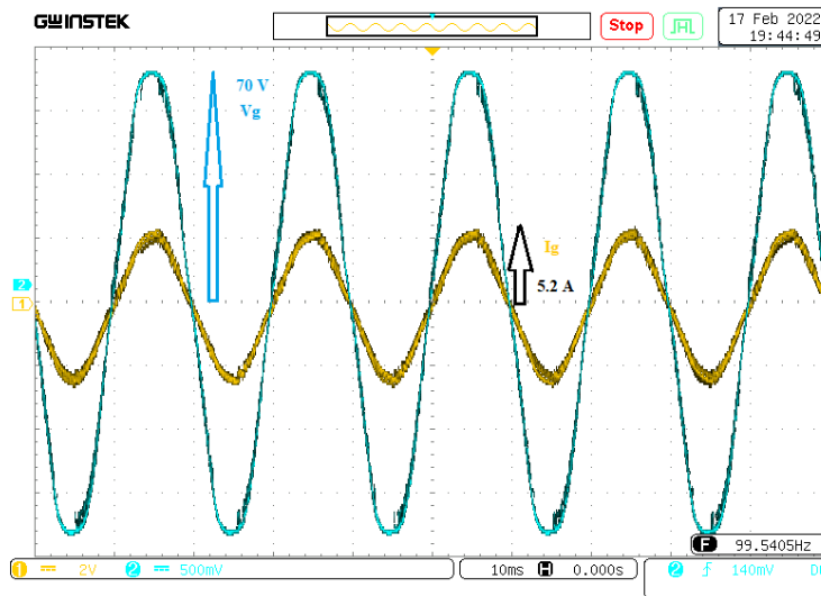
FIGURE 3.24 – Performances du MPPT, la puissance extraite et la tension du réseau électrique.

obtenir la tension et le courant MPP, Annexe A.

Le test expérimental illustré à la Figure 3.25b a révélé que la forme d'onde du courant du réseau électrique est sinusoïdale et parfaitement en phase avec la tension du réseau électrique. La Figure 3.25a illustre les performances du RS-FS-MPC en cas de variations du niveau d'irradiation et montre que le courant du réseau suit le courant de référence



(a)



(b)

FIGURE 3.25 – Performance du RS-FS-MPC sous des variations d’irradiance (I_{ref} , I_g).

avec une grande précision.

La Figure 3.26 illustre la forte performance dynamique du système suite à des changements brusques d’irradiation solaire, où la puissance active et réactive est transmise au réseau. Finalement, la régulation de la tension du bus continu assure de meilleures performances, avec une variation de la tension du condensateur inférieure à 2 V , ce qui

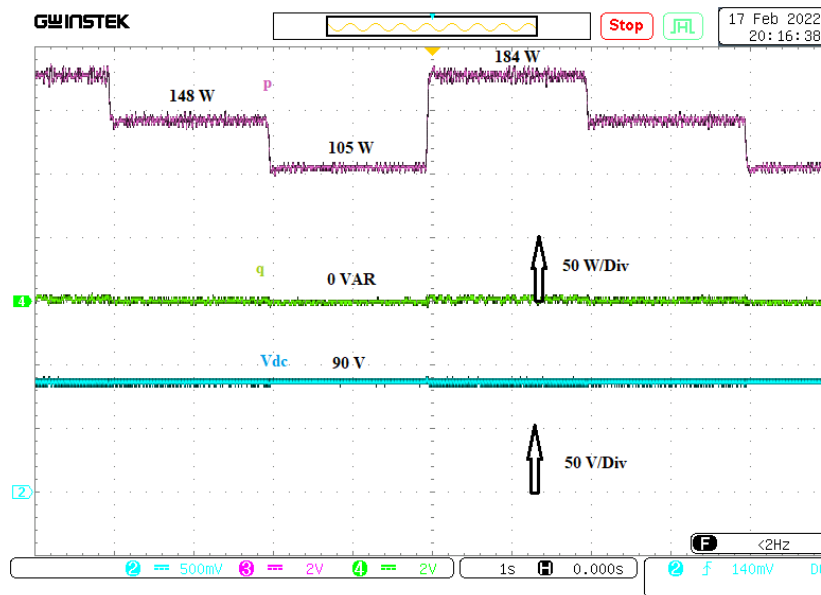


FIGURE 3.26 – Performances sous les variations d’irradiation. Puissance active (p), puissance réactive (q), tension du bus continu (V_{dc}).

représente près de 2 % de la tension globale du bus continu.

3.3 Conclusion

Dans cette première partie du chapitre, nous avons présenté une nouvelle approche pour optimiser le contrôleur MPPT d’un système PV connecté au réseau. Cette approche est basée sur l’utilisation de l’algorithme méta-heuristique PSO, conçu pour surmonter les limitations des techniques MPPT conventionnelles. De plus, la tension du bus continu a également été régulée de manière améliorée.

Nous avons comparé les performances de cette nouvelle approche à celles d’un système basé sur un algorithme P&O, en utilisant les mêmes caractéristiques du convertisseur DC-DC, du composant VSI et le même modèle de module PV sous différents profils d’irradiation. Les résultats obtenus montrent une performance de suivi de référence élevée, une réponse dynamique rapide, des oscillations réduites et moins d’erreurs en régime permanent.

Lorsqu’il est connecté au réseau à l’aide d’un contrôleur FS-MPC, il transfère de l’énergie au réseau électrique avec une bonne efficacité. Le système a également atteint un facteur de puissance optimal et un THD très faible.

Dans cette deuxième partie du chapitre, nous avons présenté un contrôleur MPPT optimisé pour un système PV connecté au réseau monophasé. Cette technique est basée

sur l'utilisation de l'algorithme méta-heuristique WOA, conçu pour surmonter les limitations des techniques MPPT conventionnelles. De plus, un EPV a été développé pour implémenter et tester le système dans un environnement fermé.

Lorsqu'il est connecté au réseau à l'aide d'un contrôleur RS-FS-MPC, il transfère de l'énergie au réseau électrique avec une bonne efficacité, tout en minimisant le nombre de commutations.

Chapitre 4

Algorithme GMPPT hybride proposé pour un système autonome

4.1 État de l'art de la recherche du point de puissance maximale globale (GMPPT)

Comme précédemment cité, les modules PV ont une caractéristique non linéaire et leur performance est affectée par les variations d'irradiation et de température. Cette caractéristique devient encore plus complexe en présence d'un rayonnement solaire non uniforme. Par conséquent, il est essentiel d'utiliser un convertisseur fonctionnant comme un GMPPT (Global Maximum Power Point Tracking) pour maximiser la puissance obtenue à partir des modules PV en suivant le MPP.

Les techniques de GMPPT basées sur des algorithmes méta-heuristiques ont surmonté ces limitations. Certaines approches utilisant des contrôleurs MPPT basés sur ces méthodes ont été rapportées en détail, telles que l'utilisation d'un réseau neuronal artificiel (ANN) [66], d'un contrôleur à logique floue (FLC) [67], d'une évolution différentielle (DE) [68], d'une optimisation par essaims de particules (PSO) [12], d'une optimisation par colonies de fourmis (ACO) [69], d'une optimisation par loups gris (GWO) [70], d'une recherche par coucous (CS) [71], d'un algorithme jaya (JA) [72] et d'un algorithme génétique (GA) [73]. Bien que polyvalents, ces algorithmes sont généralement plus compliqués que les méthodes traditionnelles. Par exemple, l'ANN nécessite une formation appropriée et prolongée et un microprocesseur coûteux pour atteindre des performances précises en raison de sa nature intensive en calcul. Un avantage distinct des GMPPT basés sur l'intelligence artificielle est que l'ensemble de la courbe PV peut être examiné efficacement et qu'il est adapté à la gestion de l'OP.

Pour résoudre ce problème, ce chapitre propose une méthode hybride unique de suivi

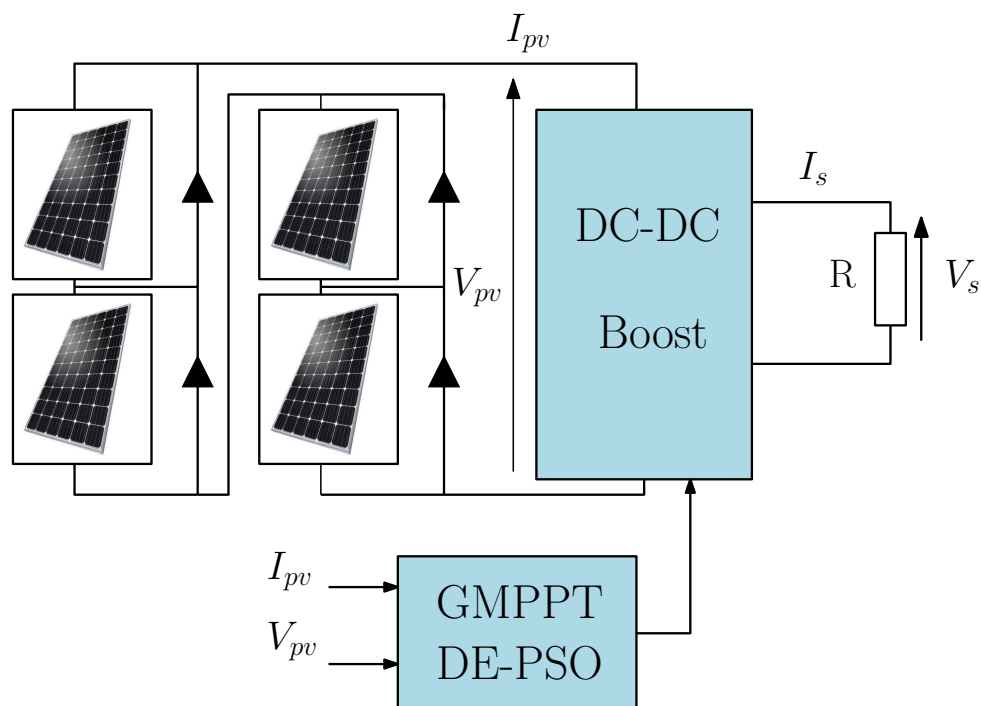


FIGURE 4.1 – Schéma du système PV proposé avec des modules PV dans des conditions d'OP.

du MPPT basée sur l'algorithme DE-PSO. La technique GMPPT étudiée évite non seulement les inconvénients courants des techniques MPPT existantes telles que la P&O et la INC, mais fournit également un schéma MPPT simple et robuste pour gérer efficacement l'OP dans les systèmes PV, car sa convergence vers le GMPP est indépendante des conditions initiales du processus de recherche. La faisabilité et l'efficacité de la méthode MPPT hybride proposée ont été testées à l'aide de la simulation dans l'environnement logiciel Matlab/Simulink. Les résultats de simulation obtenus dans différents profils d'OP ont démontré l'efficacité de l'algorithme en termes de précision, de suivi, de vitesse de convergence vers le GMPP et d'efficacité.

4.2 Description du système proposé

La Figure 4.1 illustre les principaux blocs du système PV, incluant les composants clés tels que le module PV, l'interface de puissance, la charge et le contrôleur utilisé pour la mise en œuvre de l'MPPT. Le régulateur comme contrôleur, le convertisseur est sélectionné comme interface de puissance avec les paramètres suivants : un convertisseur Boost DC-DC, les valeurs des composants du convertisseur sont $C_{in} = 330 \mu\text{F}$, $C_s = 100 \mu\text{F}$, $L = 200 \mu\text{H}$, la fréquence de commutation du dispositif IGBT est de 50 kHz et une charge résistive avec une valeur de 80Ω est utilisée.

Comme illustré sur la même Figure, une structure de contrôle MPPT direct est utilisée dans ce système proposé. Tout d'abord, le contrôleur détecte le courant I_{pv} et la tension V_{pv} des modules PV, et génère la valeur du rapport cyclique D en tant que commande. Ensuite, la sortie D est comparée à un signal en dents de scie, et finalement générée par un PWM pour contrôler le convertisseur Boost. Comme ce contrôle MPPT direct ne nécessite pas de composants supplémentaires, tels qu'un contrôleur PI, la mise en œuvre des techniques MPPT est relativement simple.

4.3 Algorithme hybride proposée

Le DE-PSO proposé, comme mentionné précédemment, est une version hybride de DE et PSO. Le diagramme de l'algorithme proposé est illustré dans la Figure 4.2. L'algorithme commence par l'algorithme DE modifié, puis à la fin de chaque itération, l'algorithme PSO est exécuté en alternance. À la fin de l'exécution de chaque algorithme, le vecteur résultant partagé par les deux algorithmes est généré. Si ce vecteur est meilleur que le vecteur précédent, alors il est inclus dans la population. Sinon, l'algorithme incrémente l'itération i , et recommence dans l'espoir de trouver une meilleure solution. La méthode est répétée de manière itérative jusqu'à ce que la valeur optimale soit atteinte.

L'inclusion des deux algorithmes crée une perturbation dans la population, ce qui permet de maintenir la diversité de la population et de produire une solution optimale de qualité.

Les équations de l'algorithme PSO utilisé sont présentées précédemment dans le deuxième chapitre. En revanche, l'algorithme DE utilisé est une version modifiée, dont la modification est exposée dans cette partie.

Dans chaque itération, le système utilise un vecteur cible comme particules. Lorsque le nombre de particules employées est grand, l'espace de recherche s'élargit, mais la vitesse de convergence se ralentit. Par conséquent, seules quatre particules sont utilisées dans le système proposé. Ces particules correspondent au rapport cyclique du convertisseur, et les solutions obtenues pour chaque itération correspondent à la puissance de sortie du module PV. La formule du vecteur cible est fournie par :

$$D_{i,G} = \left[\frac{randi([50 \ 250])}{1000} \ \frac{randi([250 \ 500])}{1000} \ \frac{randi([500 \ 750])}{1000} \ \frac{randi([760 \ 995])}{1000} \right] \quad (4.1)$$

$$i = 1, 2, 3, 4.$$

$$G = 1, 2, \dots$$

Le vecteur initial peut être choisi par l'utilisateur ou généré aléatoirement. Pour garan-

tir que la recherche du GMPP couvre la majorité de la courbe $P(V)$, les quatre particules initiales (rapports cycliques) donnés au convertisseur Boost sont choisies comme est illustré dans l'équation 4.1. La solution correspond à la puissance de sortie du convertisseur P_i pour chaque rapport cyclique $D_{i,G}$. La meilleure solution, P_{best} , est la puissance maximale parmi tous les rapports cycliques testés, et le rapport cyclique correspondant est la solution D_{best} .

Pour chaque itération, une condition d'arrêt doit être spécifiée afin d'interrompre le processus lorsque le résultat souhaité est atteint. La méthode proposée arrêtera la recherche si la différence de rapport cyclique, D_i , est inférieure à une certaine valeur. Cette condition correspond au fait que les quatre particules sont proches les unes des autres. Si les conditions ci-dessus sont remplies, la meilleure particule (meilleur rapport cyclique) est appliquée comme rapport cyclique du convertisseur DC-DC pour obtenir le GMPP.

Il n'y a pas de direction de convergence dans le processus de mutation d'un algorithme DE standard, et les particules sont comparées de manière aléatoire. Cela ralentit la vitesse de convergence. Par conséquent, des modifications sont apportées à l'algorithme DE-PSO proposé afin de garantir que les particules sont toujours comparées et convergent vers la meilleure particule, comme indiqué dans l'équation suivante :

$$DV_{i,G+1} = \begin{cases} D_{r1,G} - F | D_{r3,G} - D_{r3,G} | & \text{si } D_{r1,G} \geq D_{best} \\ D_{r1,G} + F | D_{r3,G} - D_{r3,G} | & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.2)$$

Où F est le facteur de mutation dans l'intervalle $[0, 1]$.

Après la mutation, avec quatre particules est généré. Ensuite, le croisement de $DV_{i,G+1}$ avec le vecteur cible est effectué pour générer le vecteur d'essai $DU_{i,G+1}$. Ce processus est appelé croisement et défini par l'équation 4.3. Un nombre aléatoire r , compris dans l'intervalle $[0, 1]$, est comparé à un taux de croisement constant CR . Si le nombre aléatoire est supérieur à CR , la particule du vecteur donneur est choisie pour être la particule du vecteur d'essai ; sinon, la particule du vecteur cible est choisie à la place. Dans l'algorithme proposé,

$$DU_{i,G+1} = \begin{cases} DV_{i,G+1} & \text{si } r \geq CR \\ D_{i,G} & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.3)$$

Une fois que toutes les solutions de vecteurs d'essai ont été obtenues, $PU_{i,G}$ est comparé avec $P_{i,G}$. Si $PU_{i,G}$ est supérieur ou égale à $P_{i,G}$, $DU_{i,G+1}$ est sélectionné, sinon $D_{i,G}$, qui présente la meilleure solution, sera utilisé comme vecteur cible pour la génération suivante,

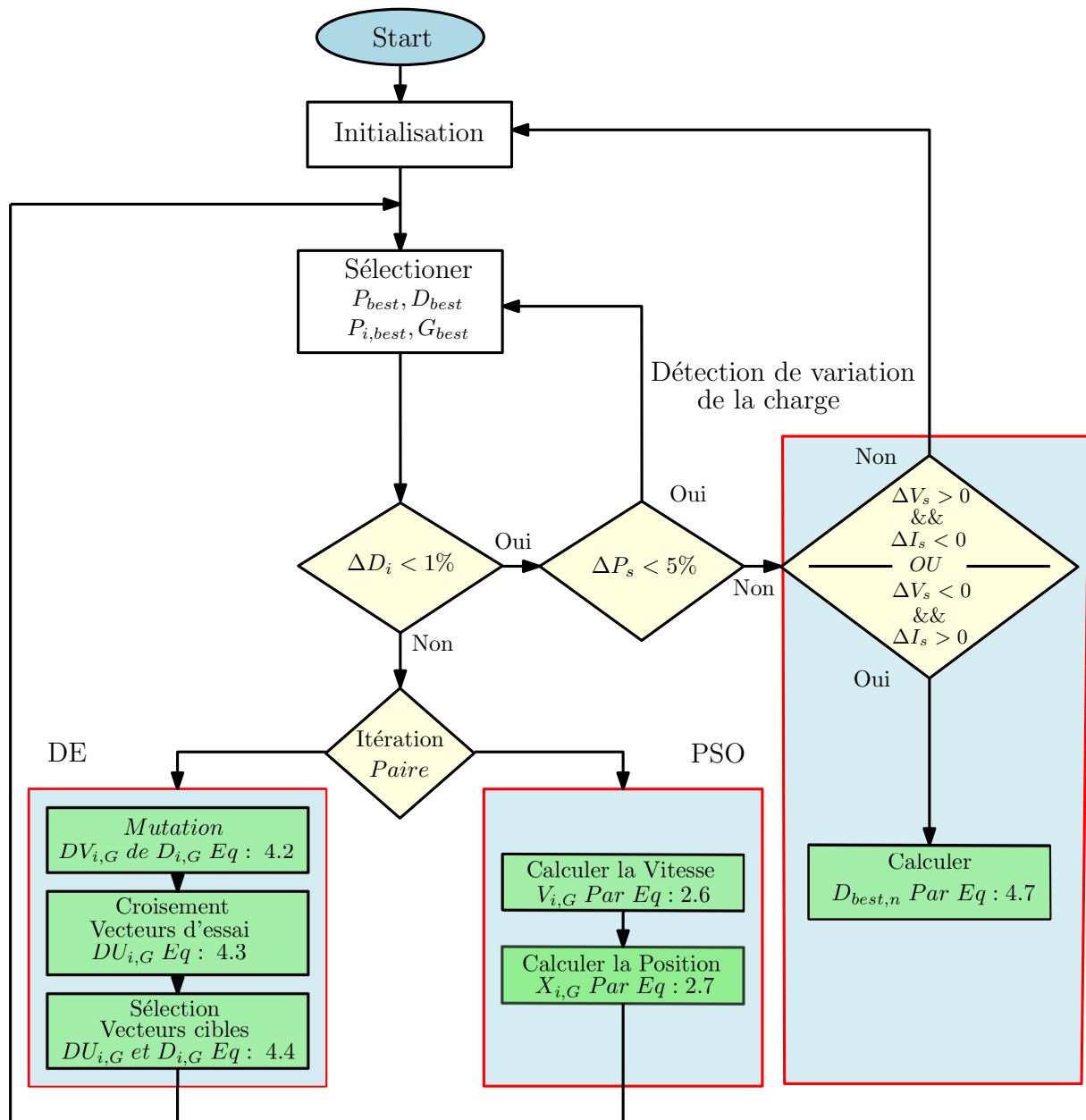


FIGURE 4.2 – Diagramme de l’algorithme DE-PSO hybride avec détection de variation de charge proposé.

comme indiqué par l’équation 4.4.

$$D_{i,G+1} = \begin{cases} DU_{i,G+1} & \text{si } PU_{i,G} \geq P_{i,G} \\ D_{i,G} & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.4)$$

Une fois la nouvelle génération de vecteurs cibles obtenue, l’ensemble du processus DE-PSO recommence et se poursuit jusqu’à ce que la condition de terminaison soit satisfaite

TABLEAU 4.1 – Équations de tension, de courant et d'impédance des convertisseurs.

Type du convertisseur	Equation de tension	Equation du courant	Equation d'impédance
Buck	$V_e = \frac{1}{D}V_s$	$I_e = DI_s$	$Z_e = \frac{1}{D^2}Z_s$
Boost	$V_e = (1 - D)V_s$	$I_e = \frac{1}{1-D}I_s$	$V_e = (1 - D)^2Z_s$
Buck-Boost	$V_e = -\frac{(1-D)}{D}V_s$	$I_e = -\frac{D}{1-D}I_s$	$Z_e = \frac{(1-D)^2}{D^2}Z_s$
Cuk	$V_e = -\frac{(1-D)}{D}V_s$	$I_e = -\frac{D}{(1-D)}I_s$	$Z_e = \frac{(1-D)^2}{D^2}Z_s$
SEPIC	$V_e = -\frac{(1-D)}{D}V_s$	$I_e = \frac{D}{(1-D)}I_s$	$Z_e = \frac{(1-D)^2}{D^2}Z_s$

et que D_{best} soit considéré comme étant le rapport cyclique du convertisseur. La différence entre le meilleur point de puissance et la puissance du système PV, $\Delta P_s = |P_{best} - P(k)|$, est alors observée et si la différence est supérieure à 5 %, cela signifie qu'il existe une variation de l'intensité solaire ou une variation de charge.

4.4 Détection de la variation de la charge

La méthode proposée vérifie la direction du changement de la tension et du courant pour identifier si cette variation est due à un changement de l'intensité solaire ou à une variation côté charge. Si l'intensité du soleil varie, la tension et le courant varieront de la même manière. Si la charge change, la fluctuation de la tension et du courant se fait dans la direction opposée. En utilisant ces caractéristiques, deux approches avec des réponses différentes peuvent être mises en œuvre pour faire face aux changements climatiques : l'OP et la gestion de la variation de charge.

Si la puissance varie, l'ensemble du processus de recherche recommence pour suivre le nouveau GMPP. S'il n'y a qu'une variation de la charge mais que la puissance reste inchangée, il est possible de calculer le nouveau rapport cyclique pour que le système PV fonctionne au GMPP. L'équation d'impédance du convertisseur Boost dans le Tableau 4.1 peut être réécrite comme l'équation 4.5, où l'impédance de sortie est équivalente à la charge connectée et l'impédance d'entrée est équivalente à l'impédance de sortie du système PV.

$$Z_{pv} = (1 - D)^2 \cdot Z_{ch} \quad (4.5)$$

Après le suivi du GMPP, le rapport cyclique D_{GMPP} , la tension V_{GMPP} et le courant I_{GMPP} du générateur PV peuvent être stockés. Lorsque la charge varie, ces valeurs peuvent être substituées dans l'équation 4.5, pour obtenir la nouvelle impédance de charge comme indiqué dans l'équation 4.6.

TABLEAU 4.2 – Paramètres du module PV Aavid solar ASMS-180P.

Paramètres	Valeur	Unités
P_{MAX}	180	(W)
V_{oc}	45	(V)
I_{cc}	5.5	(A)
V_{MPP}	36	(V)
I_{MPP}	5	(A)

TABLEAU 4.3 – Profils d’irradiation proposer pour le test

Profil	Ensoleillement (W/m^2)				MPP (W)
1	1000	1000	1000	1000	720
2	1000	1000	800	800	617
3	1000	500	500	300	287.3
4	1000	500	300	0	194.6
5	600	500	300	200	189.1

$$Z_{ch} = \frac{V_{pv}}{I_{pv}} \cdot \frac{1}{(1 - D_{gmpp})^2} \quad (4.6)$$

Une fois la nouvelle valeur d’impédance de charge obtenue, le nouveau rapport cyclique D_{GMPP} pour que le système PV fonctionne au GMPP peut être obtenu en substituant V_{GMPP} , I_{GMPP} et Z_{ch} dans l’équation 4.7.

$$D_{gmpp,n} = 1 - \sqrt{a} \quad (4.7)$$

$$a = \frac{V_{gmpp}}{(I_{gmpp} \cdot Z_{ch})} \quad (4.8)$$

Par conséquent, la méthode suggérée peut s’adapter aux changements de la charge.

4.5 Discussion et résultat de simulation

L’algorithme proposé a été simulé dans le logiciel de simulation électronique Matlab/Simulink. Le module PV ASMS-180M d’Aavid Solar a été utilisé dans la simulation (Voir le Tableau 4.2). Ensuite, la fréquence de commutation a été fixée à 50 kHz . La sortie du convertisseur a été connectée à une charge de 80 Ω .

Le système PV simulé comprenait 4 modules PV connectés en série, et l’approche proposée a été validée pour quatre conditions d’OP différentes (Voir le Tableau 4.3).

Dans le premier profil, les quatre modules sont à 1000 W/m^2 . La Figure 4.3 montre les résultats de la simulation et la courbe P(V). Comme le montrent les valeurs du rapport

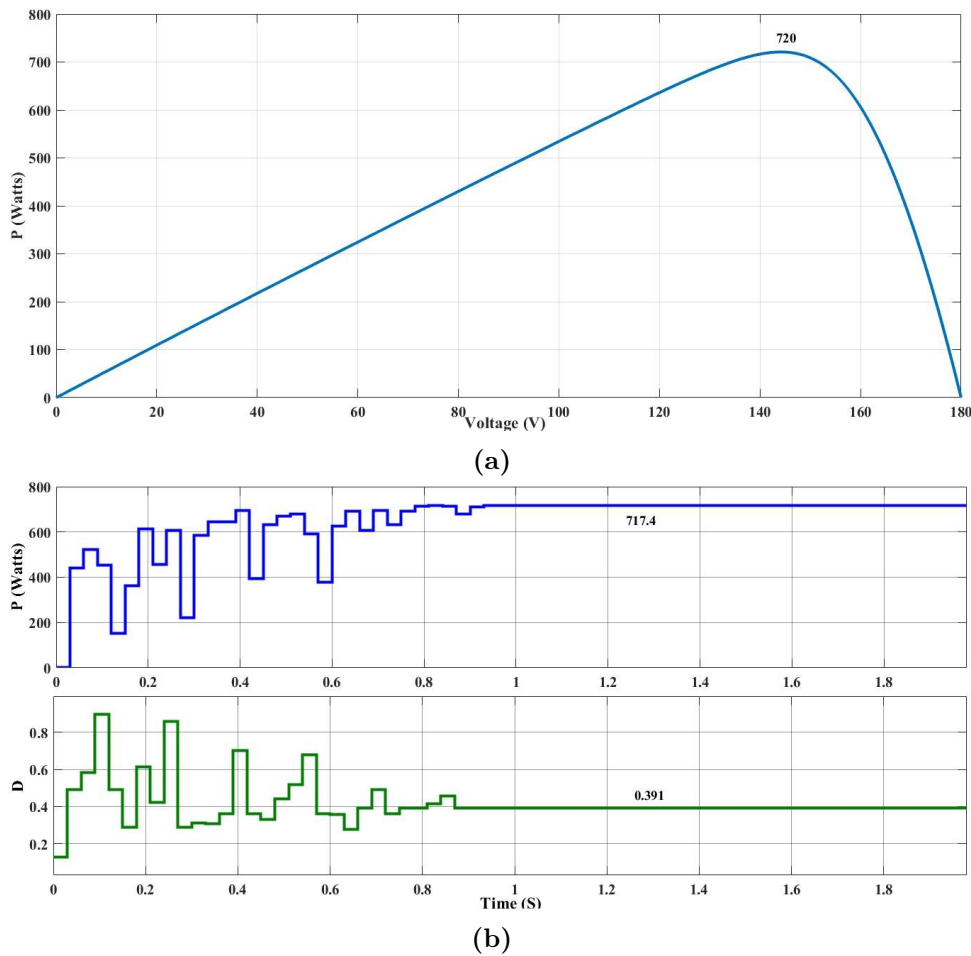


FIGURE 4.3 – Simulation et résultats pour le profil 1. a) Courbe P-V. b) Courbe de puissance de sortie de convertisseur et le rapport cyclique D de sortie de contrôleur MPPT.

cyclique, le processus de recherche commence par une initialisation. Plusieurs itérations de mutation et de croisement pour l'algorithme DE et de vitesse et de déplacement pour l'algorithme PSO ont été effectuées avant que la condition de fin ne soit remplie et que le rapport cyclique reste à 0.391, ce qui correspond à un GMPP suivi de 720 W (Voir la Figure 4.3b). Avec l'utilisation de cet algorithme, la valeur du rapport cyclique peut être optimisée avec un nombre plus élevé de décimales, et le système PV peut fonctionner plus près du GMPP exact. Pour cette première condition partiellement ombragée (Profil 1), il y a un seul sommet.

La deuxième condition partiellement ombragée (Profil 2) comporte deux modules à 1000 W/m^2 et deux modules à 800 W/m^2 . Comme la Figure 4.4a le montre, le GMPP est situé sur le pic le plus à droite de la courbe P(V). L'algorithme peut suivre le GMPP dans un temps inférieur à 1 S. L'algorithme peut également suivre le GMPP (608 W) en moins d'une seconde. Le rapport cyclique se maintient à 0.317 (Voir la Figure 4.4b).

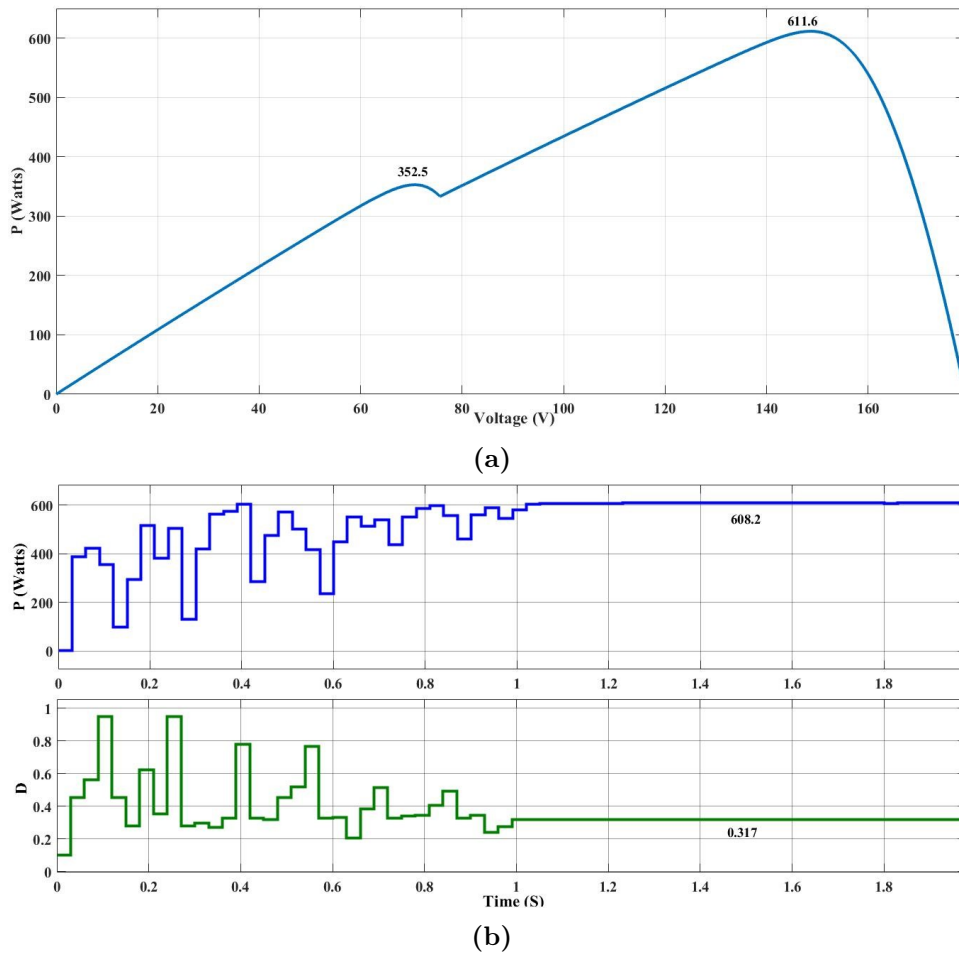


FIGURE 4.4 – Simulation et résultats pour le profil 2. a) Courbe P-V. b) Courbe de puissance de sortie de convertisseur et le rapport cyclique D de sortie de contrôleur MPPT.

La troisième condition partiellement ombragée (Profil 3) comporte un module à $1000 W/m^2$, deux modules à $500 W/m^2$ et le quatrième module est à $300 W/m^2$. Pour cette condition partiellement ombragée, le GMPP est situé entre deux sommets de la courbe $P(V)$. Comme le montre la Figure 4.5a, l'algorithme a la capacité de suivre la GMPP ($287.3 W$) avec précision et un temps de réponse de $1.02 S$, et le rapport cyclique du convertisseur est à 0.233 (Figure 4.5b).

La quatrième condition partiellement ombragée (Profil 4) est un profil plus complexe que le précédent où il présente trois sommets proches l'un de l'autre, avec un module à $1000 W/m^2$, un module à $500 W/m^2$, un module à $300 W/m^2$ et un module totalement ombragé avec $0 W/m^2$, comme le montre la Figure 4.6a. L'algorithme a la capacité de suivre la GMPP ($194 W$) avec précision et un temps de réponse de $1 S$, et le rapport cyclique du convertisseur est de 0.4 , comme montré dans la Figure 4.6b.

La cinquième condition partiellement ombragée (Profil 5) est le profil le plus complexe

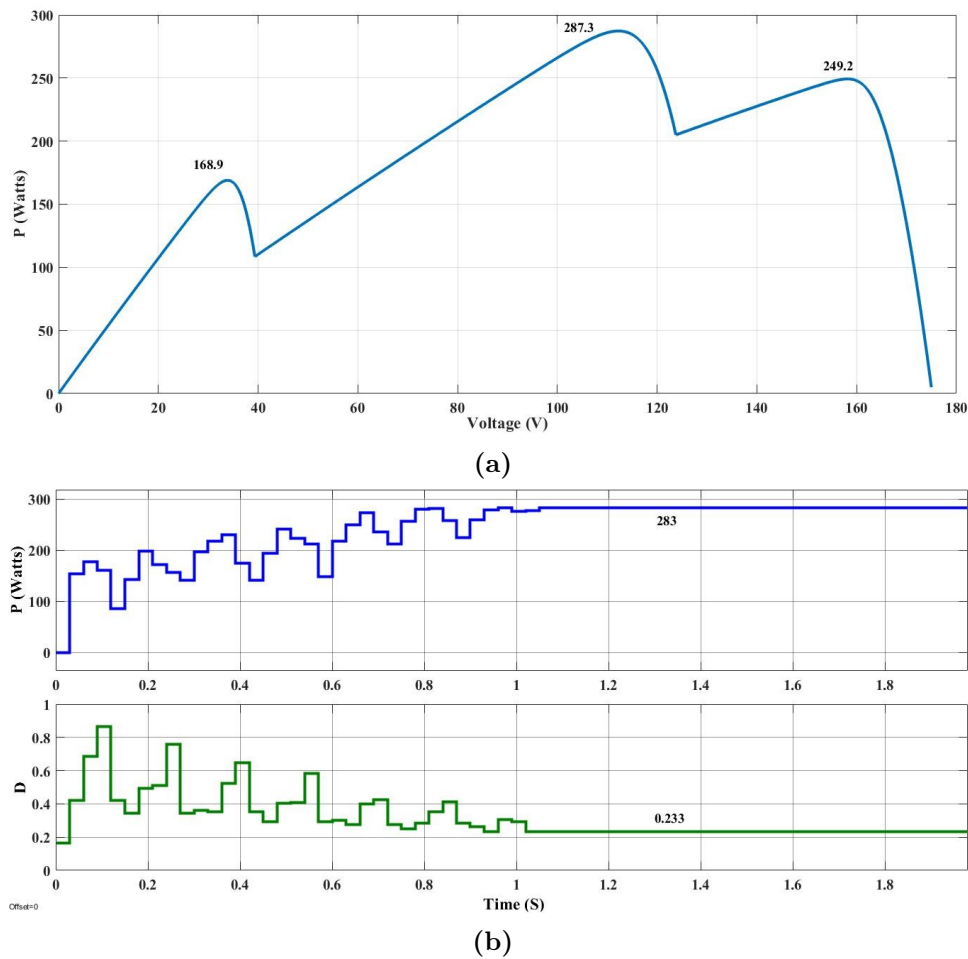


FIGURE 4.5 – Simulation et résultats pour le profil 3. a) Courbe P-V. b) Courbe de puissance de sortie de convertisseur et le rapport cyclique D de sortie de contrôleur MPPT.

de tous les profils discutés précédemment, avec quatre sommets et avec un module à $600 W/m^2$, un module à $500 W/m^2$, un module à $300 W/m^2$ et un module à $200 W/m^2$, comme montré dans la Figure 4.7a. L'algorithme a la capacité de suivre la GMPP ($185.1 W$) avec précision et un temps de réponse de $0.7 S$, et le rapport cyclique du convertisseur est de 0.419 , comme montré dans la Figure 4.7b.

Les résultats de la simulation pour les quatre différentes conditions d'OP montrent que l'algorithme proposé, basé sur DE-PSO avec le convertisseur Boost, est capable de converger rapidement vers le GMPP car la direction est donnée dans l'algorithme proposé à l'aide de l'équation 4.2 et l'algorithme de PSO. Après l'initialisation, les particules se déplacent vers la meilleure solution, c'est-à-dire le point qui représente la puissance la plus élevée. Par conséquent, la vitesse de recherche est améliorée. Le temps nécessaire pour suivre la GMPP est d'environ $0.78 S$, comme le montrent les résultats de la simulation. Le rapport cyclique converge vers le meilleur point et reste constant. Le critère d'arrêt

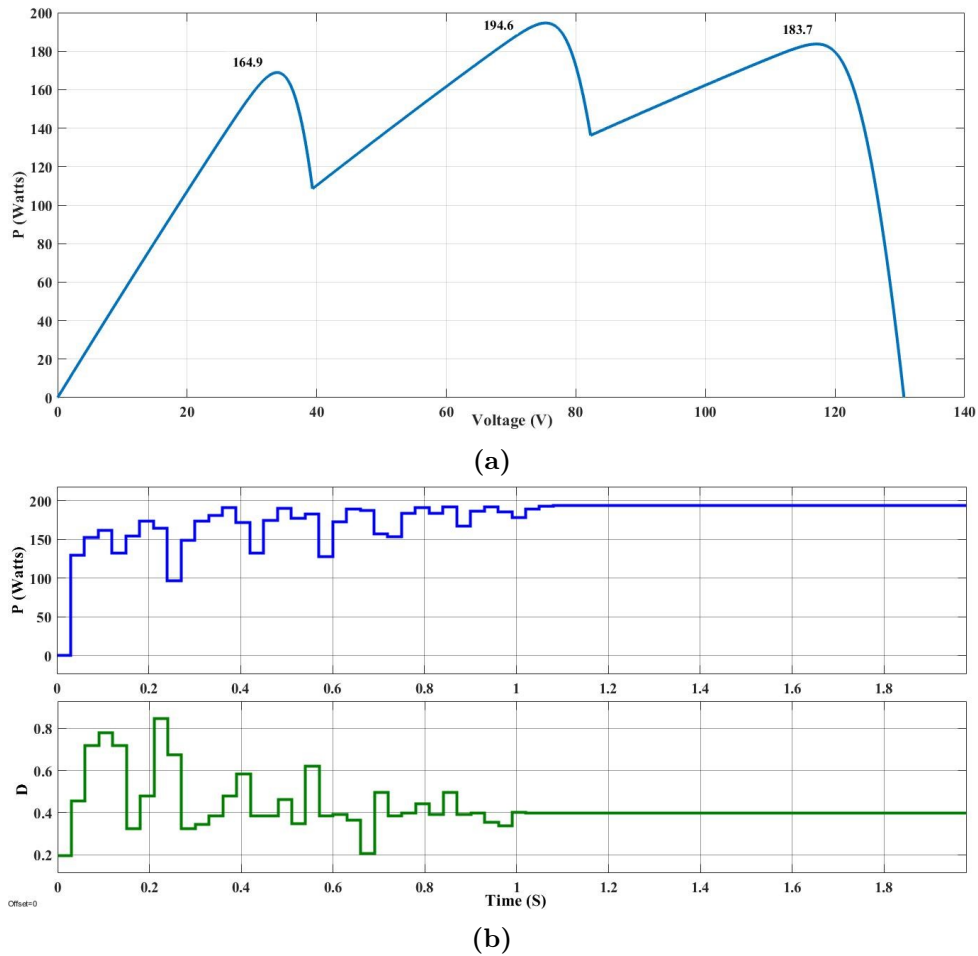


FIGURE 4.6 – Simulation et résultats pour le profil 4. a) Courbe P-V. b) Courbe de puissance de sortie de convertisseur et le rapport cyclique D de sortie de contrôleur MPPT.

s'exécute lorsque la valeur des rapports cycliques de chaque particule est proche les uns des autres et met fin au processus de recherche.

La Figure 4.8 présente les résultats de simulation de la réponse du système proposé sous variation de charge. Au départ, la charge était de 80Ω et l'algorithme a réussi à suivre le GMPP après $1.1 S$, le rapport cyclique du convertisseur Boost restant constant à 0.4218. À $T = 1.55 S$, la charge a été réduite à 60Ω et l'algorithme DE-PSO a détecté que la direction de tension et de courant de la sortie du système PV variait dans des directions opposées. Par conséquent, l'équation 4.7 a été utilisée pour calculer le nouveau rapport cyclique du système avec la nouvelle charge. Le nouveau rapport cyclique appliqué au convertisseur DC-DC était de 0.6172 et il a été fixé à cette valeur, tandis que l'algorithme proposé continuait à surveiller la puissance du système à chaque itération.

En utilisant l'algorithme proposé, le système est capable de revenir à la GMPP après la variation de la charge. La réponse du système proposé a été très rapide car le système

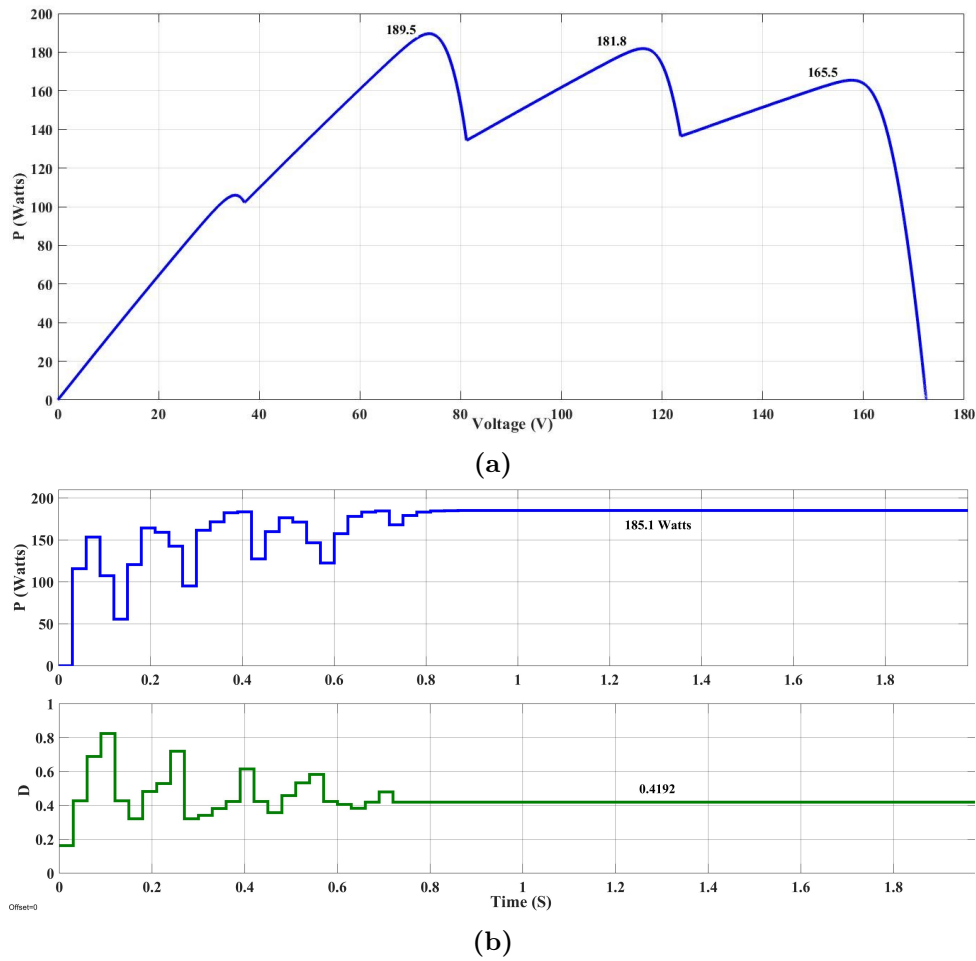


FIGURE 4.7 – Simulation et résultats pour le profil 5. a) Courbe P-V. b) Courbe de puissance de sortie de convertisseur et le rapport cyclique D de sortie de contrôleur MPPT.

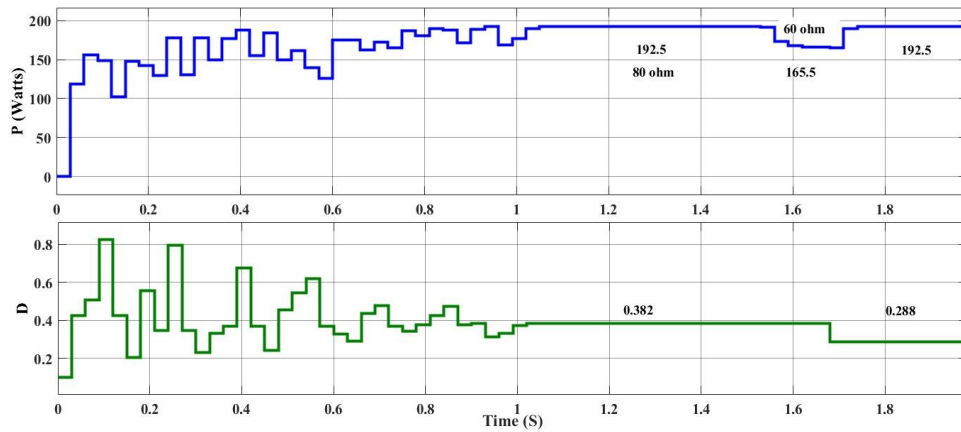


FIGURE 4.8 – Comportement du système proposé face aux changements de la charge. Puissance PV en bleu. Rapport cyclique D en vert.

n'a nécessité que deux itérations ($0.1 S$) pour revenir à la GMPP après une variation de la charge. En revanche, avec un algorithme conventionnel, le processus de suivi doit

TABLEAU 4.4 – Multiple test des paramètres de l'algorithme proposé avec différent profil d'irradiation.

	Profils	n	C_1	C_2	W	F	P_{pv}	P_{MAX}	$Temps$	η
DE-PSO	Profil 1	4	0.8	0.8	0.4	0.4	705	720	0.74	97.92 %
		6	0.8	0.8	0.4	0.4	718.5		1.45	99.79 %
		6	0.8	0.8	0.1	0.4	718.2		1.26	99.75 %
	Profil 4	4	0.6	0.6	0.2	0.2	386.8	389.7	1.79	99.25 %
		4	0.8	0.8	0.4	0.4	383.9		0.88	98.51 %
		4	0.8	0.8	0.4	0.6	312.8		1.03	80 %
		4	1	1	0.2	0.2	386.5		0.902	99.18 %
		6	0.8	0.8	0.4	0.6	349		1.2	89 %
		6	0.8	0.8	0.2	0.4	335		1.53	85.9 %
		6	0.8	0.8	0.4	0.4	355.9		1.285	91.3 %
		6	0.6	0.6	0.2	0.2	368.7		1.56	94.6 %

être redémarré et le temps nécessaire est d'environ 1 S , soit 10 fois plus que l'algorithme proposé. Ainsi, l'algorithme proposé est capable de suivre le GMPP avec précision et de répondre rapidement à la variation de la charge.

Une série de tests a été menée sur l'algorithme proposé en adaptant différents paramètres et en évaluant ses performances dans des profils d'irradiation distincts, (Voir le Tableau 4.5).

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une technique hybride GMPPT qui intègre les techniques DE et PSO pour les systèmes PV. Cette technique inclut également une amélioration cotée DE. Le schéma MPPT proposé a été conçu pour améliorer le suivi du GMPP en cas de variation uniforme de l'irradiance, d'OP complexes, de variations rapides des conditions météorologiques et de conditions de charge. Pour cette étude, nous avons utilisé un système PV intégré avec un convertisseur Boost.

Les résultats de la simulation montrent que la technique proposée peut suivre de manière cohérente l'GMPP. De plus, cette méthode a été validée dans une variété de scénarios dans l'environnement Matlab/Simulink.

Conclusion Générale

L'énergie photovoltaïque est considérée comme l'une des principales sources d'énergie renouvelable pour la production d'électricité. Cependant, la production de cette énergie dépend fortement des conditions environnementales. Pour optimiser cette production, il faut concevoir un système PV efficace capable de s'adapter aux changements atmosphériques.

Le sujet de notre thèse était axé sur le contrôle et la mise en œuvre des contrôleurs pour réguler l'étage DC-DC, l'émulateur PV et l'étage DC-AC.

Ce travail a commencé avec une étude théorique du système PV. Nous nous sommes concentrés sur la modélisation d'un générateur PV. Nous avons également étudié les systèmes PV et leurs différentes topologies, connectés au réseau et hors réseau. Nous avons passé en revue les différents types de convertisseurs DC-DC et d'onduleurs et décrivons leur fonctionnement et leur classification.

Nous avons dressé un aperçu des techniques MPPT conventionnelles publiées dans la littérature, ainsi que présenté plusieurs algorithmes méta-heuristiques pour réguler le MPPT. Nous avons également examiné les commandes d'onduleurs PV pour l'injection de puissance via l'onduleur PV dans le réseau électrique.

Dans un deuxième temps, nous avons exposé deux systèmes différents connectés au réseau électrique. Le premier modèle a été créé avec Matlab/Simulink. L'objectif pour l'étage DC-DC et DC-AC était d'appliquer un contrôle MPPT efficace en régulant le rapport cyclique du hacheur DC-DC pour optimiser l'efficacité du générateur PV et injecter la puissance extraite dans le réseau électrique. Pour ce faire, une nouvelle topologie de contrôle a été développée, commençant par un contrôleur MPPT utilisant une approche méta-heuristique, en l'occurrence PSO basé sur le modèle PV, et un courant de référence pour la commande FS-MPC de l'onduleur qui est directement calculé à l'aide d'une simple équation avec l'utilisation d'un contrôleur PI. Avant de tester les performances de cette technique, nous avons présenté un état de l'art de certains travaux de recherche menés dans ce domaine. Ensuite, Les tests ont été effectués durant les changements atmosphériques. Les résultats de simulations ont révélé que la méthode proposée à est meilleure

que l'algorithme classique P&O, en termes d'efficacité, de stabilité, de rapidité et de robustesse.

Dans la deuxième partie de notre travail, nous nous sommes penchés sur la conception et l'implémentation d'un système PV connecté à un réseau électrique monophasé en pont complet. Pour cela, nous avons mis au point et testé un émulateur solaire afin de recréer les conditions atmosphériques en laboratoire. Nous avons ensuite opté pour l'algorithme méta-heuristique WOA. Afin de minimiser les pertes et la chaleur causées par les commutations des IGBT's, nous avons amélioré le contrôleur FS-MPC monophasé en calculant le nombre de commutations dans une période et en ajoutant ce terme dans la fonction de coût.

En conclusion, notre objectif principal était d'améliorer les performances des chaînes de conversion d'énergie photovoltaïque en développant une commande qui permette un suivi rapide et précis du point de puissance maximale, malgré les variations des conditions météorologiques et en présence d'obstacles. Nous cherchions également à améliorer la qualité du courant injecté dans le réseau tout en conservant le convertisseur DC-AC et en obtenant un système PV plus robuste. Pour atteindre ces objectifs, nous avons introduit des méthodes méta-heuristiques et une commande prédictive à état fini améliorée, qui ont permis d'obtenir des résultats satisfaisants en termes de performances et de robustesse du système. Les travaux menés dans cette thèse contribuent donc à l'avancement des technologies de conversion d'énergie PV et ouvrent des perspectives intéressantes pour de futures recherches dans ce domaine.

Parmi les perspectives, certaines idées que nous trouvons intéressantes sont les suivantes :

- Mise en œuvre expérimentale de la technique DE-PSO appliquée à un système partiellement ombragé.
- Dans les projets futurs également, nous concentrerons nos recherches sur l'exploration de cette combinaison de contrôle en utilisant d'autres algorithmes tels que l'algorithme d'optimisation par colonies de fourmis.
- Le contrôleur de bus continu peut également être remplacé à partir d'autres approches de contrôle telles que l'Addaline.
- L'intégration d'un filtre actif dans le système proposé mérite d'être considérée comme une perspective intéressante de recherche. Les filtres actifs peuvent améliorer la qualité du signal en éliminant les harmoniques, les interférences et la distorsion, ce qui peut être particulièrement important pour les systèmes connectés au réseau.

Bibliographie

- [1] Nicole Winter. Renewables 2022 global status report united states of america fact-sheet. 2022.
- [2] Alain Bilbao Learreta, Corinne Alonso, and Cedric Cabal. Réalisation de commandes mppt numériques. *Report. Tarragona, Spain : Rovira i Virgili University*, page 3, 2006.
- [3] Giovanni Spagnuolo, Giovanni Petrone, Brad Lehman, Carlos Andres Ramos Paja, Ye Zhao, and Martha Lucia Orozco Gutierrez. Control of photovoltaic arrays : Dynamical reconfiguration for fighting mismatched conditions and meeting load requests. *IEEE industrial electronics magazine*, 9(1) :62–76, 2015.
- [4] SiteWeb. Inverter types and classification | ae 868 : Commercial solar electric systems. <https://www.e-education.psu.edu/ae868/node/904>, Accessed on March 5, 2023.
- [5] Seyedali Mirjalili and Andrew Lewis. The whale optimization algorithm. *Advances in engineering software*, 95 :51–67, 2016.
- [6] Jose Rodriguez and Patricio Cortes. *Predictive control of power converters and electrical drives*. John Wiley & Sons, 2012.
- [7] Mariusz Malinowski, Adam Milczarek, Radoslaw Kot, Zbigniew Goryca, and Jan T Szuster. Optimized energy-conversion systems for small wind turbines : Renewable energy sources in modern distributed power generation systems. *IEEE Power Electronics Magazine*, 2(3) :16–30, 2015.
- [8] Shashi Kant Bhatia, Akshaya K Palai, Amit Kumar, Ravi Kant Bhatia, Anil Kumar Patel, Vijay Kumar Thakur, and Yung-Hun Yang. Trends in renewable energy production employing biomass-based biochar. *Bioresource Technology*, 340 :125644, 2021.
- [9] Abidur Rahman, Omar Farrok, and Md Mejbaul Haque. Environmental impact of renewable energy source based electrical power plants : Solar, wind, hydroelectric, biomass, geothermal, tidal, ocean, and osmotic. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 161 :112279, 2022.

-
- [10] Malek Kamal Hussien Rabaia, Mohammad Ali Abdelkareem, Enas Taha Sayed, Khaled Elsaid, Kyu-Jung Chae, Tabbi Wilberforce, and AG Olabi. Environmental impacts of solar energy systems : A review. *Science of The Total Environment*, 754 :141989, 2021.
- [11] Akbar Maleki, Arman Haghghi, Mamdouh El Haj Assad, Ibrahim Mahariq, and Mohammad Alhuyi Nazari. A review on the approaches employed for cooling pv cells. *Solar Energy*, 209 :170–185, 2020.
- [12] Sami Meddour, Djamel Rahem, Ali Yahia Cherif, Walid Hachelfi, and Laib Hichem. A novel approach for pv system based on metaheuristic algorithm connected to the grid using fs-mpc controller. *Energy Procedia*, 162 :57–66, 2019.
- [13] Nicola Femia, Giovanni Petrone, Giovanni Spagnuolo, and Massimo Vitelli. Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method. *IEEE transactions on power electronics*, 20(4) :963–973, 2005.
- [14] Atul Manmohan, Akhil Prasad, Ravi Dharavath, S Prabhakar Karthikeyan, and I Jacob Raglend. Up and down conversion of photons with modified perturb and observe mppt technique for efficient solar energy generation. *Energy Procedia*, 117 :786–793, 2017.
- [15] TH Tuffaha, M Babar, Y Khan, and NH Malik. Comparative study of different hill climbing mppt through simulation and experimental test bed. *Research Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology*, 7(20) :4258–4263, 2014.
- [16] Ratna Ika Putri, Sapto Wibowo, and Muhamad Rifa'i. Maximum power point tracking for photovoltaic using incremental conductance method. *Energy Procedia*, 68 :22–30, 2015.
- [17] Azadeh Safari and Saad Mekhilef. Simulation and hardware implementation of incremental conductance mppt with direct control method using cuk converter. *IEEE transactions on industrial electronics*, 58(4) :1154–1161, 2010.
- [18] Hanen Abbes, Hafedh Abid, Kais Loukil, Ahmad Toumi, and Mohamed Abid. Etude comparative de cinq algorithmes de commande mppt pour un système photovoltaïque. *Journal of Renewable Energies*, 17(3) :435–445, 2014.
- [19] Dmitry Baimel, Saad Tapuchi, Yoash Levron, and Juri Belikov. Improved fractional open circuit voltage mppt methods for pv systems. *Electronics*, 8(3) :321, 2019.
- [20] Allal El Moubarek Bouzid, Pierre Sicard, Ahmed Cheriti, Hicham Chaoui, and Paul Makanga Koumba. Adaptive hysteresis current control of active power filters for power quality improvement. In *2017 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, pages 1–8. IEEE, 2017.

-
- [21] Snidvongs Suravut, Jongjit Hirunlabh, Joseph Khedari, and Kunagone Kiddee. Stand alone water wheel low speed surface aerator chaipattana rx-2-3, controller system. *Energy Procedia*, 138 :751–755, 2017.
- [22] Akhilesh Sharma, Deepak Singh, Pukhrambam Devachandra Singh, and S Gao. Analysis of sinusoidal pwm and space vector pwm based diode clamped multilevel inverter. In *2018 5th IEEE Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Electronics and Computer Engineering (UPCON)*, pages 1–6. IEEE, 2018.
- [23] Fernando Arturo Ramírez, Marco A Arjona, and Concepcion Hernández. A novel parameter-independent fictive-axis approach for the voltage oriented control of single-phase inverters. *Journal of power electronics*, 17(2) :533–541, 2017.
- [24] Yahya Naderi, Seyed Hossein Hosseini, Saeid Ghassem Zadeh, Behnam Mohammadi-Ivatloo, Mehdi Savaghebi, and Josep M Guerrero. An optimized direct control method applied to multilevel inverter for microgrid power quality enhancement. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 107 :496–506, 2019.
- [25] Sergio Vazquez, Jose Rodriguez, Marco Rivera, Leopoldo G Franquelo, and Margarita Norambuena. Model predictive control for power converters and drives : Advances and trends. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(2) :935–947, 2016.
- [26] Wassim Boudja and Kamel Barra. A comparative study of multilevel topologies using finite set model predictive control. In *2019 1st International Conference on Sustainable Renewable Energy Systems and Applications (ICSRESA)*, pages 1–8. IEEE, 2019.
- [27] Hesna Aberkane, Djamel Sakri, and Djamel Rahem. Enhanced finite-state predictive torque control of induction motor using space vector modulation. *Prz. Elektrotechniczny*, 97(4) :41–47, 2021.
- [28] Erik C Garnett and Peidong Yang. Silicon nanowire radial p- n junction solar cells. *Journal of the American Chemical Society*, 130(29) :9224–9225, 2008.
- [29] Mas Ahmad Baihaqi. Hasil cek plagiasi turnitin artikel ilmiah berjudul" uji kemampuan rpm motor dc permanen baldor dengan sumber daya solar cell monocrystallin 50wp".
- [30] JK Rath. Low temperature polycrystalline silicon : a review on deposition, physical properties and solar cell applications. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, 76(4) :431–487, 2003.
- [31] Xunming Deng and Eric A Schiff. Amorphous silicon based solar cells. 2003.
- [32] Gang Li, Rui Zhu, and Yang Yang. Polymer solar cells. *Nature photonics*, 6(3) :153–161, 2012.

- [33] Frank Dimroth and Sarah Kurtz. High-efficiency multijunction solar cells. *MRS bulletin*, 32(3) :230–235, 2007.
- [34] Sridhar Sripadmanabhan Indira, Chockalingam Aravind Vaithilingam, Kok-Keong Chong, R Saidur, M Faizal, Shamsu Abubakar, and Suriati Paiman. A review on various configurations of hybrid concentrator photovoltaic and thermoelectric generator system. *Solar Energy*, 201 :122–148, 2020.
- [35] Nedjma Aouchiche. *Investigation des méthodes méta-heuristiques dans la commande GMPPT*. PhD thesis, 2019.
- [36] Dezso Sera, Remus Teodorescu, and Pedro Rodriguez. Pv panel model based on datasheet values. In *2007 IEEE international symposium on industrial electronics*, pages 2392–2396. IEEE, 2007.
- [37] P Ashwini Kumari and P Geethanjali. Parameter estimation for photovoltaic system under normal and partial shading conditions : A survey. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 84 :1–11, 2018.
- [38] Saad Motahhir, Abdelaziz El Ghzizal, and Aziz Derouich. Modélisation et commande d’un panneau photovoltaïque dans l’environnement psim (modeling and control of a photovoltaic panel in the psim environment). 2015.
- [39] Sebastian Strache, Jan Henning Mueller, Ralf Wunderlich, and Stefan Heinen. Photovoltaic output power improvement applying dc-dc converters on submodule level. In *2012 International Conference on Smart Grid Technology, Economics and Policies (SG-TEP)*, pages 1–4. IEEE, 2012.
- [40] Soeren Baekhoej Kjaer, John K Pedersen, and Frede Blaabjerg. Power inverter topologies for photovoltaic modules-a review. In *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No. 02CH37344)*, volume 2, pages 782–788. IEEE, 2002.
- [41] Arghya Saha, Shameem Ahmad, Saad Mekhilef, Umme Kulsum Jhuma, Haidar Islam, Zahirul Amin Chowdhury, and Monirul Islam. Comparative study of different transformer-less inverter topologies for grid-tied photovoltaic system. In *2019 5th International Conference on Advances in Electrical Engineering (ICAEE)*, pages 783–788. IEEE, 2019.
- [42] Rachid Dabou, Ahmed Bouraiou, Abderrezzaq Ziane, Ammar Necaibia, Nordine Sahouane, Mohamed Blal, Seyfallah Khelifi, Abdelkrim Rouabhia, and Abdeldjalil Slimani. Development of autonomous monitoring and performance evaluation system of grid-tied photovoltaic station. *International Journal of Hydrogen Energy*, 46(59) :30267–30287, 2021.

- [43] Soeren Baekhoej Kjaer, John K Pedersen, and Frede Blaabjerg. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. *IEEE transactions on industry applications*, 41(5) :1292–1306, 2005.
- [44] Dharani Kolantla, Suresh Mikkili, Suneel Raju Pendem, and Aditi Atul Desai. Critical review on various inverter topologies for pv system architectures. *IET Renewable Power Generation*, 14(17) :3418–3438, 2020.
- [45] Mohammed Salah Bouakkaz, Ahcen Boukadoum, Omar Boudebouz, Issam Attoui, Nadir Boutasseta, and Ahmed Bouraiou. Fuzzy logic based adaptive step hill climbing mppt algorithm for pv energy generation systems. In *2020 International Conference on Computing and Information Technology (ICCIT-1441)*, pages 1–5, 2020.
- [46] Lemmassi Assiya, Derouich Aziz, and Hanafi Ahmed. Comparative study of po and inc mppt algorithms for dc-dc converter based pv system on matlab/simulink. In *2020 IEEE 2nd International Conference on Electronics, Control, Optimization and Computer Science (ICECOCS)*, pages 1–5, 2020.
- [47] Fevzi Çakmak, Zafer Aydoğmuş, and Mehmet Rida Tür. Mppt control for pv systems with analytical analysis fractional open circuit voltage method. In *2022 Global Energy Conference (GEC)*, pages 130–135, 2022.
- [48] D. Baimel, R. Shkoury, L. Elbaz, S. Tapuchi, and N. Baimel. Novel optimized method for maximum power point tracking in pv systems using fractional open circuit voltage technique. In *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, pages 889–894, 2016.
- [49] Abha Singh, Abhishek Sharma, Shailendra Rajput, Amarnath Bose, and Xinghao Hu. An investigation on hybrid particle swarm optimization algorithms for parameter optimization of pv cells. *Electronics*, 11(6), 2022.
- [50] Nizar Rokbani, Aijth Abraham, and Adel.M Alimi. Fuzzy ant supervised by pso and simplified ant supervised pso applied to tsp. In *13th International Conference on Hybrid Intelligent Systems (HIS 2013)*, pages 251–255, 2013.
- [51] Kenneth E Kinnear, William B Langdon, Lee Spector, Peter J Angeline, and Una-May O’Reilly. *Advances in genetic programming*, volume 3. MIT press, 1994.
- [52] David E Golberg. Genetic algorithms in search, optimization, and machine learning. *Addion wesley*, 1989(102) :36, 1989.
- [53] A Kai Qin, Vicky Ling Huang, and Ponnuthurai N Suganthan. Differential evolution algorithm with strategy adaptation for global numerical optimization. *IEEE transactions on Evolutionary Computation*, 13(2) :398–417, 2008.

- [54] Isaac Triguero, Salvador García, and Francisco Herrera. Differential evolution for optimizing the positioning of prototypes in nearest neighbor classification. *Pattern Recognition*, 44(4) :901–916, 2011.
- [55] William A Watkins and William E Schevill. Aerial observation of feeding behavior in four baleen whales : *Eubalaena glacialis*, *balaenoptera borealis*, *megaptera novaeangliae*, and *balaenoptera physalus*. *Journal of Mammalogy*, 60(1) :155–163, 1979.
- [56] Nadim Rana, Muhammad Shafie Abd Latiff, Shafi'i Muhammad Abdulhamid, and Haruna Chiroma. Whale optimization algorithm : a systematic review of contemporary applications, modifications and developments. *Neural Computing and Applications*, 32 :16245–16277, 2020.
- [57] Ali Moghassemi, Shayan Ebrahimi, Sanjeevikumar Padmanaban, Massimo Mitolo, and Jens Bo Holm-Nielsen. Two fast metaheuristic-based mppt techniques for partially shaded photovoltaic system. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 137 :107567, 2022.
- [58] Sami Meddour, Djamel Rahem, Patrice Wira, Hichem Laib, Ali Yahia Cherif, and Ihssane Chtouki. Design and implementation of an improved metaheuristic algorithm for maximum power point tracking algorithm based on a pv emulator and a double-stage grid-connected system. *European Journal of Electrical Engineering*, 24(3) :123–131, 2022.
- [59] M Parvez, MFM Elias, and NA Rahim. Performance analysis of pr current controller for single-phase inverters. 2016.
- [60] Daniel Zammit, Cyril Spiteri Staines, Maurice Apap, and John Licari. Design of pr current control with selective harmonic compensators using matlab. *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, 4(3) :347–358, 2017.
- [61] Garba Elhassan, Shamsul Aizam Zulkifli, Solomon Zakwoi Iliya, Hassan Bevrani, Momoh Kabir, Ronald Jackson, Mubashir Hayat Khan, and Mohammed Ahmed. Deadbeat current control in grid-connected inverters : A comprehensive discussion. *IEEE Access*, 10 :3990–4014, 2021.
- [62] Kamel Barra and Djamel Rahem. Predictive direct power control for photovoltaic grid connected system : An approach based on multilevel converters. *Energy Conversion and Management*, 78 :825–834, 2014.
- [63] F Akel, T Ghennam, EM Berkouk, and M Laour. An improved sensorless decoupled power control scheme of grid connected variable speed wind turbine generator. *Energy Conversion and Management*, 78 :584–594, 2014.

- [64] Hayette Mesloub. *Commande DTC prédictive d'une machine synchrone à aimants permanents*. PhD thesis, UNIVERSITE MOHAMED KHIDER BISKRA, 2017.
- [65] Ariya Sangwongwanich, Ahmed Abdelhakim, Yongheng Yang, and Keliang Zhou. Control of single-phase and three-phase dc/ac converters. In *Control of Power Electronic Converters and Systems*, pages 153–173. Elsevier, 2018.
- [66] Phan Quoc Dzung, Hong Hee Lee, Nguyen Truong Dan Vu, et al. The new mppt algorithm using ann-based pv. In *International Forum on Strategic Technology 2010*, pages 402–407. IEEE, 2010.
- [67] Sung-Jun Kang, Jae-Sub Ko, Jung-Sik Choi, Mi-Geum Jang, Ju-Hui Mun, Jin-Gook Lee, and Dong-Hwa Chung. A novel mppt control of photovoltaic system using flc algorithm. In *2011 11th International Conference on Control, Automation and Systems*, pages 434–439. IEEE, 2011.
- [68] Kok Soon Tey, Saad Mekhilef, Hong-Tzer Yang, and Ming-Kai Chuang. A differential evolution based mppt method for photovoltaic modules under partial shading conditions. *International Journal of Photoenergy*, 2014, 2014.
- [69] Badreddine Babes, Amar Boutaghane, and Nouredine Hamouda. A novel nature-inspired maximum power point tracking (mppt) controller based on aco-ann algorithm for photovoltaic (pv) system fed arc welding machines. *Neural Computing and Applications*, 34(1) :299–317, 2022.
- [70] Farid Dwi Murdianto, Moh Zaenal Efendi, Rangga Eka Setiawan, and Alfis Syah Laili Hermawan. Comparison method of mpso, fpa, and gwo algorithm in mppt sepic converter under dynamic partial shading condition. In *2017 International Conference on Advanced Mechatronics, Intelligent Manufacture, and Industrial Automation (ICAMIMIA)*, pages 315–320. IEEE, 2017.
- [71] Dimas Aji Nugraha, Kuo-Lung Lian, et al. A novel mppt method based on cuckoo search algorithm and golden section search algorithm for partially shaded pv system. *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, 42(3) :173–182, 2019.
- [72] Chao Huang, Long Wang, Ryan Shun-Cheung Yeung, Zijun Zhang, Henry Shu-Hung Chung, and Alain Bensoussan. A prediction model-guided jaya algorithm for the pv system maximum power point tracking. *IEEE Transactions on sustainable energy*, 9(1) :45–55, 2017.
- [73] G Shankar and V Mukherjee. Mpp detection of a partially shaded pv array by continuous ga and hybrid pso. *Ain Shams Engineering Journal*, 6(2) :471–479, 2015.

Annexe A

TABLEAU A.1 – Modèle du panneau PV obtenu par l'algorithme WOA : résultats de tests multiples dans des conditions climatiques variées.

		T ($^{\circ}C$)						
		15	20	25	30	35	40	45
G (W/m^2)	300	61.1	59.6	58.3	56.9	55.5	54.2	52.8
		29.7	29.6	29.4	29.2	29.0	28.9	28.7
		2.0	2.0	1.9	1.9	1.9	1.8	1.8
	400	85.3	83.4	81.6	79.7	77.9	76.0	74.2
		30.0	29.9	29.7	29.5	29.4	29.2	29.0
		2.8	2.7	2.7	2.6	2.6	2.5	2.5
	500	109.6	107.2	104.9	102.5	100.2	97.9	95.6
		30.2	30.0	29.9	29.7	29.6	29.4	29.3
		3.6	3.5	3.5	3.4	3.3	3.3	3.2
	600	133.7	130.9	128.1	125.3	122.5	119.8	117.0
		30.2	30.1	30.0	29.8	29.7	29.5	29.4
		4.4	4.3	4.2	4.1	4.1	4.0	3.9
	700	157.7	154.4	151.1	147.9	144.7	141.5	138.3
		30.2	30.1	30.0	29.8	29.7	29.6	29.4
		5.2	5.1	5.0	4.9	4.8	4.7	4.6
	800	181.4	177.7	174.0	170.3	166.7	163.1	159.5
		30.2	30.1	30.0	29.8	29.7	29.6	29.5
		5.9	5.8	5.7	5.6	5.6	5.5	5.4
	900	204.9	200.8	196.7	192.6	188.5	184.5	180.4
		30.2	30.1	29.9	29.8	29.7	29.6	29.5
		6.7	6.6	6.5	6.4	6.3	6.2	6.1
	1000	228.1	223.6	219.1	214.6	210.1	205.7	201.2
		30.1	30.0	29.9	29.8	29.7	29.5	29.4
		7.5	7.4	7.3	7.1	7.0	6.9	6.8