

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET

FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUÉES
DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme de Master

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Génie Electrique

Spécialité : Automatique et informatique industrielle

THÈME

Effet du dimensionnement de l'inductance du convertisseur boost sur les performances des algorithmes MPPT

Préparé par : LEKHAL Mohamed abdesslam
MEGHAZI Yasmina

Devant le Jury :

Nom et prénoms	Grade	Qualité
MIHOUB Youcef	MCA	Président
HASSAINE Said	Pr	Examineur
SEBAA Morsli	Pr	Examineur
AIT MIMOUNE Hamiche	MCB	Encadreur

PROMOTION 2021 /2022

DÉDICACE

C'est avec profonde gratitude et sincères mots, que nous dédions ce modeste travail de fin d'étude à :

Nos chers parents, pour leurs sacrifices, et leurs conseils judicieux

Nous espérons qu'un jour, nous pourrons leurs rendre un peu de ce qu'ils ont fait pour nous, que dieu leur prête bonheur et longue vie.

Nous dédions aussi ce travail, à nos frères et sœurs, nos familles, nos amis et à tous ceux qui nous sont chers.

Meghazi Yasmina

Lekhal Mohamed

REMERCIEMENTS

Le plus grand merci s'adresse au bon Dieu, le tout puissant de nous avoir accordé le courage et la volonté pour accomplir ce travail.

Nous remercions nos familles et tous nos amis qui nous ont toujours encouragé et soutenu durant toutes nos études.

Nous tenons également, à exprimer nos forts remerciements à notre encadrant, Mr AIT MIMOUNE, pour sa disponibilité à tout instant et surtout ses orientations, qu'il trouve ici le témoignage de notre haute considération et de notre profond respect.

Nous remercions les membres de jury qui ont bien voulu accepter d'examiner ce mémoire et à cet égard nous leurs présentons nos profonds respects, et notre grande gratitude.

Nous rendons grâce à tous les enseignants du département génie électrique, qui nous ont suivis durant notre cursus, et tous ceux qui ont contribué, à ce que ce travail prenne forme.

Liste des figures	IV
Liste des tableaux	VI
Introduction générale	2
Chapitre I : Etat d'art sur le système MPPT en photovoltaïque	8
I.1 Introduction	9
I.2 Topologie du système MPPT	9
I.3 Production d'énergie photovoltaïque et modèle de circuit	10
I.4 Électronique de puissance dans les systèmes PV	12
I.5 Suivi du point de puissance maximale (MPPT) en photovoltaïque	16
I.6 Méthode d'évaluation des performances	21
I.7 Conclusion	23
Chapitre II : Modélisation et simulation	24
II.1 Introduction	25
II.2 Blocs diagrammes	25
II.3 Exigences de modélisation	26
II.4 Spécification mesurable du projet	28
II.5 Modélisation	29
II.5.1 Modélisation de PV	32
II.5.2 Modélisation de la charge	34
II.5.3 Modélisation du convertisseur Boost	36
II.5.4 Modèle de MPPT	41
II.6 Simulation finale du MPPT	44
II.7 Conclusion	45
Chapitre III : Résultats et analyse	47
III.1 Introduction	48
III.2 Essai initial d'abaissement de l'irradiance - Résultats de la sélection des inductances	48
III.3 Essai initial d'abaissement de l'irradiance - Analyse des résultats	52
III.4 Essai initial d'abaissement de l'irradiance - Analyse de l'oscillation du rapport cyclique	56
III.5 Essai d'abaissement de l'irradiance à $T_s = 300\mu s$ - Résultats de la sélection des inductances	60
III.6 Essai d'abaissement de l'irradiance à $T_s = 300\mu s$ - Analyse en régime permanent	61
III.7 Essai d'abaissement de l'irradiance à $T_s = 300\mu s$ - Analyse transitoire	63
III.8 Essai d'augmentation de l'irradiance, $T_s = 300\mu s$ - Analyse en régime permanent	65
III.9 Essai d'augmentation de l'irradiance, $T_s = 300\mu s$ - Analyse transitoire	68
III.10 Conclusion	69
Conclusion Générale	70
Annexes	73
Références	75

Chapitre I : Etat d'art sur le système MPPT en photovoltaïque

Figure I.1 : Système photovoltaïque hors réseau	9
Figure I.2: Cellule photovoltaïque - Analog Devices 2019	11
Figure I.3: Schéma du circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque	11
Figure I.4: Cellule Photovoltaïque (expérimental et simulé)	12
Figure I.5: Circuit Boost	13
Figure I.6: Modèle PV avec Boost simplifié	15
Figure I.7: Courbe caractéristique IV (bleu) et courbe de puissance de sortie (rouge)	16
Figure I.8: Organigramme de l'algorithme Perturb and Observe (P&O)	17
Figure I.9: Puissance de sortie par rapport à la tension de sortie pour les panneaux PV	18
Figure I.10: Organigramme de l'algorithme de la conductance incrémentale (IC)	19
Figure I.11: Efficacité de démarrage de différents algorithmes MPPT [25]	22
Figure I.12: Analyse transitoire pour changement des points de puissance maximale	22

Chapitre II : Modélisation et simulation

Figure II.1: Topologie de test de l'algorithme MPPT de niveau 0	25
Figure II.2: Topologie de test de l'algorithme MPPT de niveau 1	26
Figure II.3: Schéma fonctionnel de la simulation MPPT	30
Figure II.4: Organigramme de conception du convertisseur Boost	31
Figure II.5: Paramètres du panneau « Suntech Power STP210-18 »	32
Figure II.6: Courbes PV-MPP pour différentes irradiances à 25°C	33
Figure II.7: Courbes IV- MPP pour différentes irradiances à 25°C	34
Figure II.8: Circuit de convertisseur Boost	36
Figure II.9: Modèle de la diode du convertisseur Boost	39
Figure II.10: Modèle de MOSFET du convertisseur Boost	40
Figure II.11: Sous-système MPPT dans Simulink	41
Figure II.12: Bloc d'algorithmes MPPT	42
Figure II.13: Bloc de l'algorithme CV	43
Figure II.14: Modèle Simulink final	44
Figure II.15: Graphiques de réponse transitoire du MPPT dans une fenêtre de 40 ms	45

Chapitre III : Résultats et analyse

Figure III.1: Puissance de sortie et rapport cyclique de P&O à l'inductance critique pour 20% γ_{IL}	48
Figure III.2: Puissance de sortie et le courant moyen d'inductance pour P&O à $L = 131\mu\text{H}$	49
Figure III.3: Le courant moyen d'inductance pour IC à $L = 131\mu\text{H}$	50
Figure III.4: Courant de l'inductance à $L = 131\mu\text{H}$ pour P&O, IC, et CV	50
Figure III.5: Rapport cyclique à $L = 131\mu\text{H}$ pour P&O, IC, et CV	51
Figure III.6: Puissance de sortie moyenne vs γ_{IL} pour P&O, IC, et CV	52
Figure III.7: Ecart-type et plage de puissance de sortie de P&O, IC, et CV en fonction de γ_{IL}	53
Figure III.8: Rapport cyclique Moyen de P&O, IC, et CV en fonction de γ_{IL}	54
Figure III.9: Écart-type et plage du rapport cyclique de P&O, IC, et CV en fonction de γ_{IL}	54
Figure III.10: Rapport cyclique de P&O, IC, et CV en fonction du temps pour $\gamma_{IL} = 0.2$	55
Figure III.11: Oscillations du rapport cyclique de P&O, IC et CV pour $\gamma_{IL} = 0,2$	56
Figure III.12: Oscillations du rapport cyclique de P&O, IC et CV pour $\gamma_{IL} = 0,4$	56
Figure III.13: Oscillations du rapport cyclique de P&O, IC, et CV pour $\gamma_{IL} = 0.2$, $T_s = 100\mu\text{s}$	57
Figure III.14: Oscillations du rapport cyclique de P&O, IC et CV pour $\gamma_{IL} = 0,2$, $T_s = 300\mu\text{s}$	59
Figure III.15: Puissance de sortie moyenne de P&O, IC, et CV en fonction de γ_{IL} pour un rayonnement de $500\text{W}/\text{m}^2$	61
Figure III.16: Moyenne du rapport cyclique de P&O, IC, et CV en fonction de γ_{IL} pour un rayonnement de $500\text{W}/\text{m}^2$	61
Figure III.17: Enveloppe du rapport cyclique de P&O, IC et CV en fonction de γ_{IL} pour un rayonnement de $500\text{W}/\text{m}^2$	62
Figure III.18: Enveloppe de la puissance de sortie de P&O, IC, et CV en fonction de γ_{IL} pour un rayonnement de $500\text{W}/\text{m}^2$	62
Figure III.19: Déviation du rapport cyclique de P&O, IC, et CV en fonction de γ_{IL} pour un rayonnement de $500\text{W}/\text{m}^2$	63
Figure III.20: Temps de montée de P&O, IC, et CV en fonction de γ_{IL} (Abaissement d'irradiance à $500\text{W}/\text{m}^2$)	63
Figure III.21: Temps d'établissement de P&O, IC et CV en fonction de γ_{IL} (Abaissement d'irradiance à $500\text{W}/\text{m}^2$)	64
Figure III.22: Dépassement de P&O, IC et CV en fonction de γ_{IL} (Abaissement d'irradiance à $500\text{W}/\text{m}^2$)	64
Figure III.23: Moyenne de la puissance de sortie de P&O, IC, et CV en fonction de γ_{IL} pour un rayonnement de $1000\text{W}/\text{m}^2$	65
Figure III.24: Déviation de la puissance de sortie de P&O, IC, et CV en fonction de γ_{IL} pour un rayonnement de $1000\text{W}/\text{m}^2$	66
Figure III.25: Enveloppe de la puissance de sortie de P&O, IC, et CV en fonction de γ_{IL} pour un rayonnement de $1000\text{W}/\text{m}^2$	66
Figure III.26: Rapport cyclique Moyen de P&O, IC, et CV en fonction de γ_{IL} pour une irradiation de $1000\text{W}/\text{m}^2$	67
Figure III.27: Déviation du rapport cyclique de P&O, IC, et CV en fonction de γ_{IL} pour une irradiation de $1000\text{W}/\text{m}^2$	67
Figure III.28: Enveloppe des rapports cycliques de P&O, IC et CV en fonction de γ_{IL} pour une irradiation de $1000\text{W}/\text{m}^2$	67
Figure III.29: Temps de montée de P&O, IC et CV en fonction de γ_{IL} pour une irradiation de $1000\text{W}/\text{m}^2$ à $500\text{W}/\text{m}^2$	68
Figure III.30: Temps de stabilisation de P&O, IC, et CV en fonction de γ_{IL} pour une irradiation de $1000\text{W}/\text{m}^2$ à $500\text{W}/\text{m}^2$	68
Figure III.31: Temps de stabilisation (dépassement) de P&O, IC, et CV en fonction de γ_{IL} pour une irradiation de $1000\text{W}/\text{m}^2$ à $500\text{W}/\text{m}^2$	69

Liste des tableaux

Tableau I.1: États de conductance incrémentielle	20
Tableau I.2: Caractéristiques du panneau PV STP210-18	21
Tableau I.3: Rendement et THD du MPPT	23
Tableau II.1: Exigences de conception détaillées	27
Tableau II.2: Spécifications détaillées du projet	29
Tableau II.3 : Résumé de la conception du convertisseur Boost	40
Tableau III.1: Taille de l'inductance pour γ_{IL} à une irradiance de 500W/m ²	51
Tableau III.2: Réponse de la variation du rapport cyclique au temps d'échantillonnage pour un rayonnement de 500W/m ²	58
Tableau III.3: Taille de l'inductance pour γ_{IL} à une irradiance de 500W/m ² Temps d'échantillonnage ajusté	60
Tableau III.4: Taille de l'inductance pour γ_{IL} à une irradiance de 1000W/m ² Temps d'échantillonnage ajusté	50

Liste des symboles

Symbole	Signification	Unité
R_s	La résistance série	(Ω)
R_{sh}	La résistance parallèle shunt	(Ω)
P	Puissance fournie par la cellule	(W)
V	Tension ou borne de la cellule	(V)
I	Courant débitée par la cellule	(A)
I_{sat}	Le courant de saturation	(A).
I_L	courant d'inductance	(A).
V_L	tension d'inductance	(V).
D	Rapport cyclique du commutateur	
P_{out}	la puissance de sortie fournie par la cellule	(W)
P_{in}	la puissance d'entrée fournie par la cellule	(W).
R_{boost}	la résistance équivalente du circuit boost	(Ω).
η	le rendement de system photovoltaïque	
P_{new}	la nouvelle puissance	(W).
P_{old}	la puissance ancienne	(W).
ΔV	La différence de tension	(V).
ΔI	La différence de courant	(A).
dP	La différence de puissance	(W).
ΔD	La différence de rapport cyclique	
γ_{IL}	Facteur d'ondulation du courant de l'inductance	(%)

Liste abrégations

Acronyme	Signification
GPV	Générateur photovoltaïque
PV	Photovoltaïque.
PPM	Point de puissance maximal.
MPPT	Maximum Power Point Tracking
P&O	Perturb and observ
IC	Incrémental conductance
CV	Tension constante
DC	Courant Continu
PWM	Pulse-width modulation
PID	proportionnel, intégral, dérivé
THD	taux de distorsion harmonique.

Introduction générale

L'énergie renouvelable dans le monde entier se développe plus rapidement que jamais. Si l'énergie hydroélectrique et l'énergie éolienne ont produit la majorité des énergies renouvelables pendant la majeure partie de l'histoire, l'énergie photovoltaïque (PV) est en plein essor. Avec la croissance du solaire dans les années à venir, l'augmentation de l'efficacité devient vitale pour la production d'énergie renouvelable.

a) Les arguments en faveur du solaire

Pendant la majeure partie de son histoire, la production d'énergie photovoltaïque (PV) a été considérée comme une nouveauté pour les personnes soucieuses de l'environnement. Elle était tellement synonyme de conscience environnementale que de nombreuses entreprises l'utilisaient comme une forme de signal de vertu. Les entreprises qui installent des panneaux solaires sur leurs bâtiments doivent se soucier de la planète.

Ben Ho, principal économiste de l'énergie de George Bush, a commenté l'état du photovoltaïque en 2006 : "À l'époque, je regardais les chiffres, et le charbon coûtait environ cinq ou quatre cents par kilowattheure.

Le gaz naturel était aussi dans cette fourchette. Et le solaire était, comme, un dollar par kilowattheure." [1]

Mais au cours de la dernière décennie, leur popularité s'est accrue pour une raison différente : les subventions gouvernementales. Pour concurrencer les sources d'énergie non renouvelables moins chères, les États-Unis et d'autres gouvernements dans le monde ont offert des subventions à l'industrie photovoltaïque afin d'augmenter les investissements du secteur privé dans le solaire. Les résultats ont été spectaculaires. "Le prix du solaire a chuté de plus de 90 %, passant de 1 dollar par kilowattheure il y a 15 ans à 4 cents par kilowattheure aujourd'hui." La figure 1 ci-dessous montre une moyenne de prix sur 10 ans produite par Lazard, une banque d'investissement et une société de gestion d'actifs respectées. Dans son rapport annuel, *Levelized Cost of Energy Version-13.0*, Lazard indique que le coût total de l'énergie solaire a baissé de 89 % au cours de la dernière décennie [2].

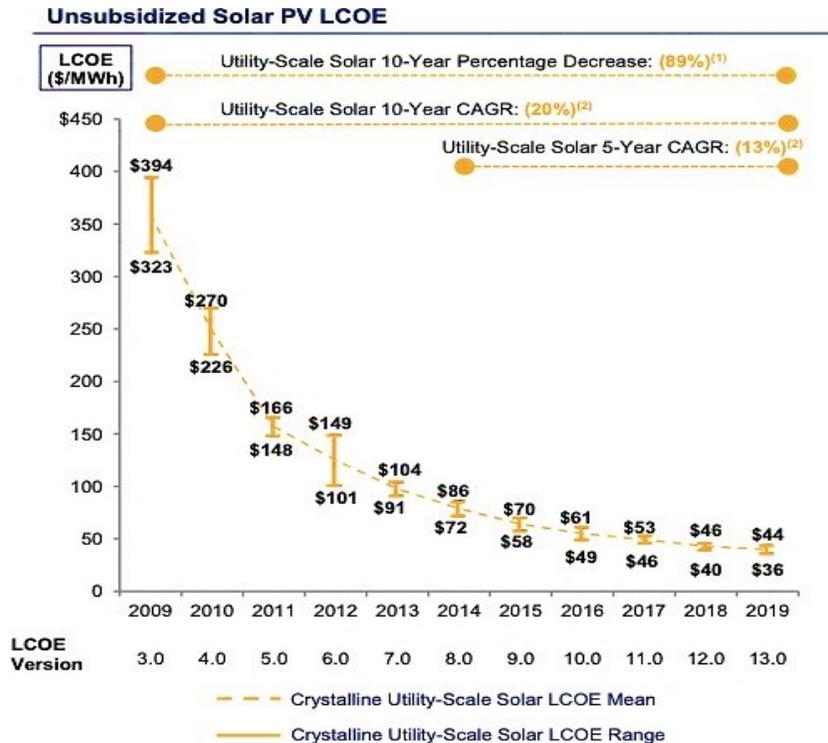


Figure 1 : Coût énergétique nivelé du photovoltaïque solaire non subventionné - Lazard 2019 [2].

La technologie de l'énergie solaire est devenue si efficace qu'elle est moins chère que le gaz naturel et le charbon. Cette évolution fondamentale de l'économie est une force motrice majeure pour le solaire. L'attrait pour l'énergie solaire ne se limite plus à l'éthique et à l'environnement. Il existe une forte incitation financière à utiliser l'énergie solaire pour économiser de l'argent sur les coûts énergétiques.

Les entreprises technologiques dont les besoins énergétiques sont de plus en plus importants investissent des millions dans l'énergie solaire pour réduire leurs coûts énergétiques. À ce jour, les centres de données d'Apple et de Google fonctionnent entièrement à l'énergie renouvelable, et Facebook s'est engagé à utiliser 100 % d'énergie renouvelable d'ici à la fin de 2022 [3].

Les sociétés de financement et d'investissement ont fait leurs calculs et investissent dans le solaire. Blackstone, une société de capital-investissement méticuleuse et impitoyablement axée sur le rendement, mise gros sur le solaire. Au début de l'année 2020, Blackstone a investi 850 millions de dollars dans Altus Power America, une société d'énergie solaire basée dans le Connecticut [4].

Il n'est pas difficile de comprendre pourquoi. Vous trouverez ci-dessous un graphique de

Lazard [2] montrant le coût nivelé de l'énergie (LCOE) pour les sources d'énergie renouvelables et non renouvelables. Le LCOE est le coût total d'une source d'énergie divisé par la nouvelle énergie produite au cours d'une vie. Il s'agit d'une mesure importante car elle utilise à la fois les coûts initiaux et les frais d'exploitation permanents. Selon le site Web du gouvernement américain consacré à l'énergie, le LCOE "permet de comparer différentes technologies (par exemple, l'énergie éolienne, l'énergie solaire, le gaz naturel) dont la durée de vie, la taille du projet, le coût du capital, le risque, le rendement et les capacités sont inégaux" [5].

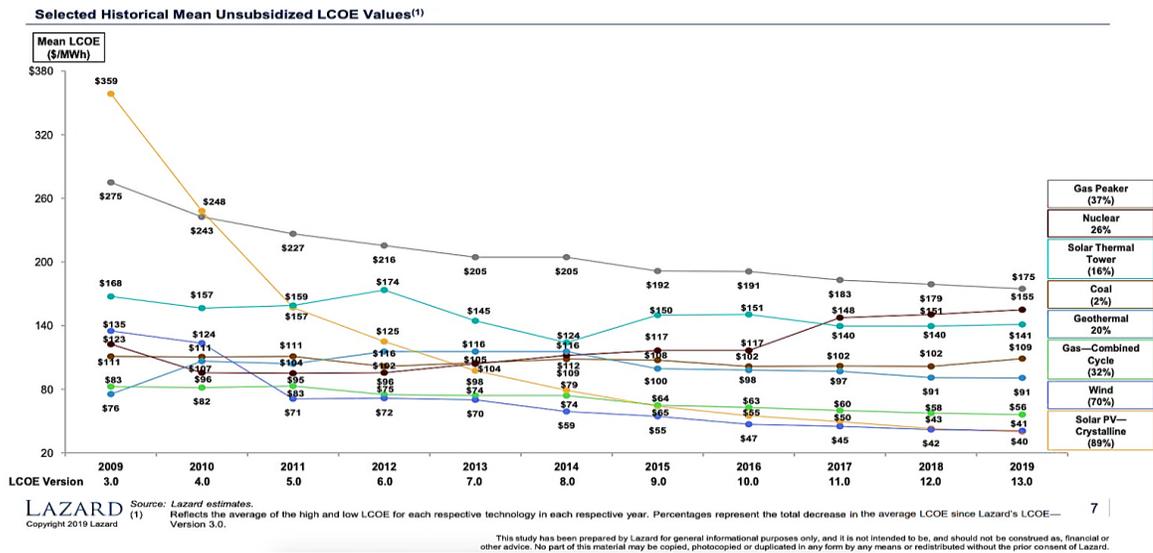


Figure 2 : Comparaisons des coûts énergétiques nivelés non subventionnés - Lazard 2019 [2].

L'énergie solaire a baissé de façon spectaculaire et présente le deuxième coût d'exploitation le plus bas à ce jour, à peine plus que l'énergie éolienne. C'est pourquoi les nouvelles centrales énergétiques se concentrent sur le solaire. Les centrales au charbon et au gaz naturel conservent une grande part de la production d'énergie, car elles ont déjà été construites et ne nécessitent que des coûts d'exploitation.

Toutefois, pour les nouvelles centrales électriques dont les coûts d'installation initiaux sont élevés, le choix est clair. Les centrales solaires et éoliennes présentent le meilleur retour sur investissement. Le monde l'a également remarqué, puisque la capacité d'énergie solaire augmente à un rythme exponentiel, comme le montre la figure 3 ci-dessous, un graphique de l'IRENA, l'Agence internationale pour les énergies renouvelables [6].

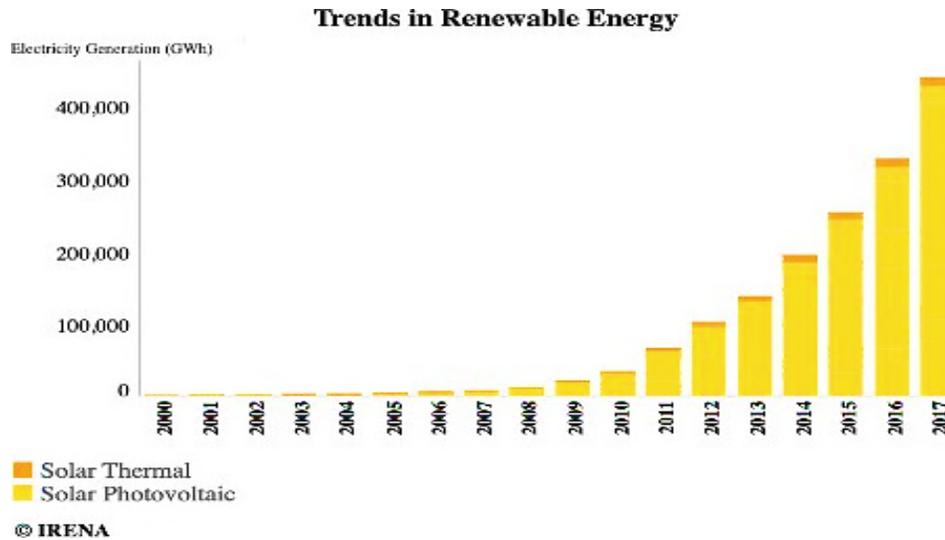


Figure 3 : Production mondiale totale d'électricité solaire - IRENA 2019 [6].

La croissance de l'énergie solaire ne se limite pas aux économies basées sur l'information. De nombreux pays émergents investissent moins dans les centrales à charbon et à gaz naturel et privilégient le photovoltaïque pour répondre aux besoins énergétiques croissants de la nation. La Chine et l'Inde sont des exemples marquants d'investisseurs dans l'énergie solaire, toutes deux figurant parmi les cinq premières capacités photovoltaïques, figure 4 [7]. À mesure que ces deux pays deviennent des économies avancées, l'énergie solaire sera essentielle pour répondre à leurs futures demandes énergétiques. Grâce à leur valeur de rendement économique, tous les pays ont un intérêt dans l'énergie solaire, des économies avancées aux économies émergentes.

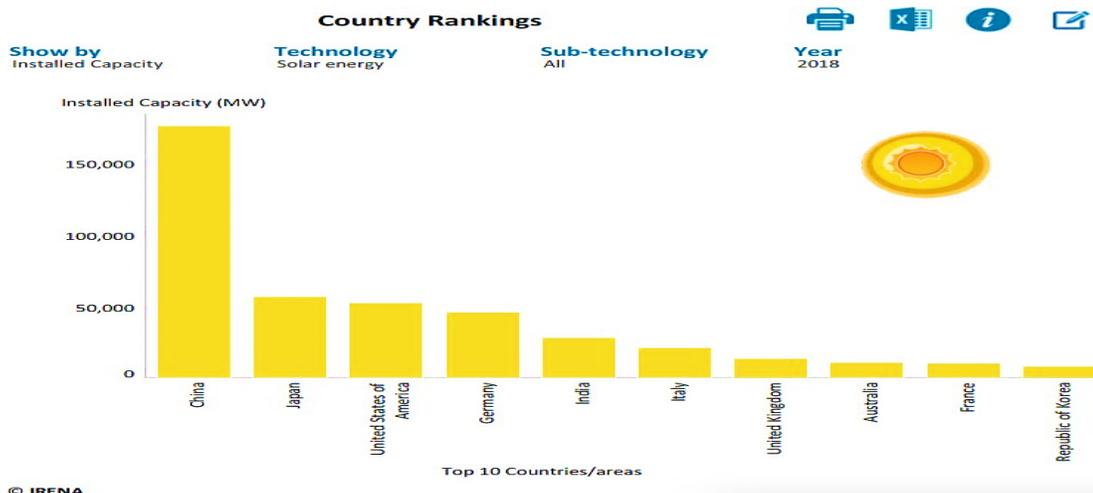


Figure 4 : Principaux pays en termes de capacité solaire installée - IRENA 2019 [7].

b) Solaire à petite échelle

Le rendement est également intéressant à l'échelle individuelle, et pas seulement pour les grandes fermes solaires industrielles. Dans la figure 5 ci-dessous, l'IRENA montre que l'énergie solaire hors réseau s'est également développée à un rythme exponentiel [8]. Le terme "hors réseau" désigne les systèmes solaires qui ne sont pas connectés à d'autres réseaux électriques.

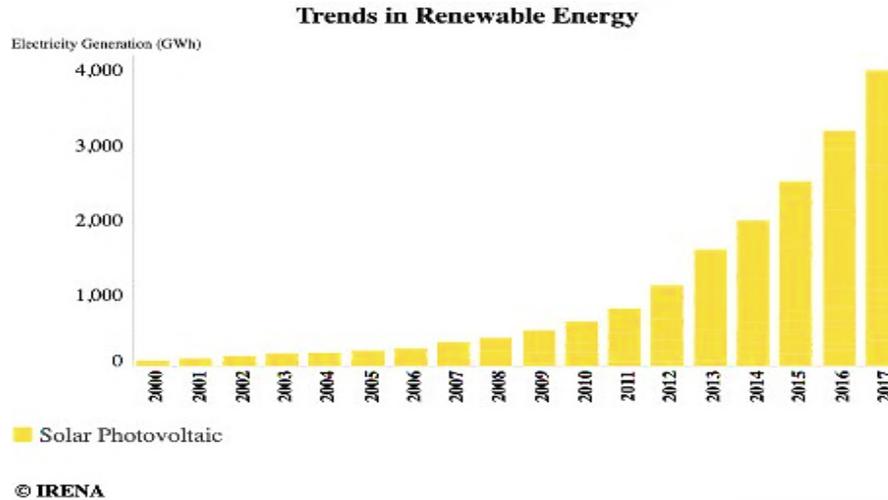


Figure 5 : Production d'énergie solaire photovoltaïque hors réseau - IRENA 2019 [8].

Si nous sommes nombreux à penser que les propriétaires de maisons individuelles sont les principaux acheteurs de systèmes solaires à petite échelle, ces derniers sont particulièrement utiles aux communautés des pays en développement. De nombreuses communautés rurales et en développement n'ont pas accès à un réseau électrique centralisé. Un système PV et de batteries hors réseau est leur seule option pour l'électricité et il est primordial de maximiser la puissance PV. L'amélioration de la production totale d'électricité devient un effort humanitaire autant qu'un effort technique ou économique.

Une grande partie du développement technologique du PV s'est concentrée sur l'ingénierie des matériaux. Les panneaux solaires sont devenus plus de deux fois plus efficaces au cours de la dernière décennie [1]. Cependant, d'autres aspects du fonctionnement du PV pourraient également être explorés afin d'améliorer à la fois la performance globale du système et l'efficacité du PV. L'interface électronique de puissance d'un système PV est l'un des principaux composants de ce système qui a suscité un grand intérêt de la part des chercheurs. Cette

interface matérielle est nécessaire car les PV produisent de l'électricité en courant continu alors que les maisons fonctionnent principalement en courant alternatif. Un certain type de convertisseur de puissance est donc nécessaire pour convertir le courant continu en courant alternatif. Cependant, avant que la transformation du courant continu en courant alternatif n'ait lieu, la sortie du système PV doit être conditionnée afin de tirer le maximum d'énergie des panneaux solaires. Le circuit permettant d'atteindre cet objectif est connu sous le nom de système de suivi du point de puissance maximale (MPPT).

Le mémoire présenté est organisé en trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la présentation d'une manière générale des systèmes photovoltaïques, les systèmes de suivi du point de puissance maximale (MPPT) et les méthodes d'évaluation de leurs performances.

Le second chapitre présente la modélisation de toutes les parties du système et leur simulation. Nous présentons aussi les exigences de modélisation notamment les spécifications mesurables du projet.

Le troisième chapitre est consacré à la présentation des résultats et leurs analyses et interprétations

Chapitre I :
Etat d'art sur le système MPPT en
photovoltaïque

I.1 Introduction

Les systèmes de suivi du point de puissance maximale (MPPT) sont utilisés pour maximiser la puissance électrique des panneaux photovoltaïques (PV). Pour atteindre cet objectif, ces MPPT utilisent un convertisseur DC-DC pour transformer la tension produite par les PV. De nombreuses recherches antérieures sur les MPPT ont porté leur attention sur l'algorithme d'acquisition du point de puissance maximale et sur la topologie du convertisseur DC-DC utilisé dans le MPPT. Ce sujet traite la façon dont la taille de l'inductance du convertisseur DC-DC affecte la performance des algorithmes MPPT par l'ondulation du courant de l'inductance, et donc, la puissance maximale du système. Ce document fournira des informations de base sur les sujets pertinents pour l'étude du dimensionnement de l'inductance, tels que la topologie du système MPPT, la production d'énergie PV, les convertisseurs DC-DC boost, les algorithmes MPPT et d'autres travaux connexes.

I.2 Topologie du système MPPT

La Figure I.1 présente le schéma fonctionnel d'un petit système photovoltaïque hors réseau. Il y a trois blocs fonctionnels. Le premier est la production d'énergie, représentée par le bloc du panneau solaire à gauche. Le deuxième est le bloc d'électronique de puissance, généralement représenté par le convertisseur élévateur DC-DC, le suivi du point de puissance maximale (MPPT) et les blocs de batterie. Le troisième bloc est celui des charges DC. [9] [10]

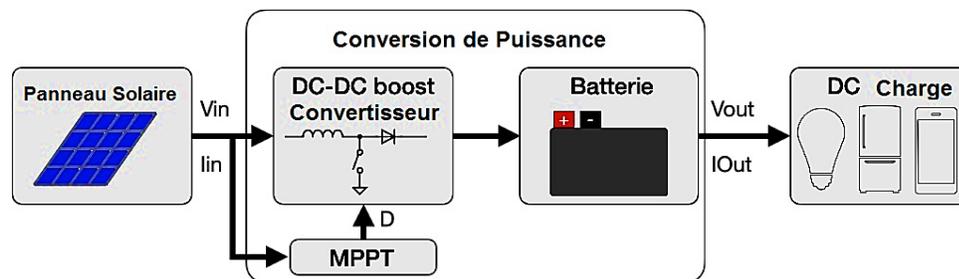


Figure I.1 : Système photovoltaïque hors réseau [9].

Des systèmes électroniques de puissance complexes sont nécessaires pour convertir l'énergie

électrique générée dans le premier bloc en énergie utilisable par les charges du troisième bloc.

L'énergie électrique produite n'est presque jamais égale à la puissance utilisée par les charges et nécessite une élévation de tension pour correspondre à la tension de la charge. Pendant la journée, les panneaux photovoltaïques produisent une puissance de pointe qui dépasse les charges en courant continu.

L'énergie supplémentaire est stockée dans des batteries. La nuit ou lorsque la consommation d'énergie dépasse la production d'énergie, les batteries fournissent de l'énergie supplémentaire à la charge DC. Dans le projet de maison à courant continu, par exemple, un petit système photovoltaïque hors réseau permet d'améliorer considérablement la qualité de vie. Les familles ayant une maison à courant continu auront accès à des poêles et à des éclairages électriques au lieu de brûler de la biomasse, réduisant ainsi l'exposition aux sous-produits de combustion toxiques et à la fumée [11].

Le photovoltaïque est souvent la seule source de production d'énergie pour les personnes qui vivent avec des systèmes hors réseau. Il est donc essentiel de maximiser la production d'énergie solaire avec le MPPT. Le MPPT mesure le courant et la tension du panneau photovoltaïque, puis modifie le point de fonctionnement du convertisseur élévateur DC-DC pour trouver et maintenir le point de puissance maximale. Cependant, la performance de ces algorithmes est sujette à l'ondulation du point de fonctionnement DC en raison de l'ondulation du courant d'inductance causée par la commutation des convertisseurs. Pour comprendre comment l'ondulation du courant d'inductance affecte le MPPT, nous devons examiner comment les cellules PV, les convertisseurs et le MPPT rendent cela possible.

I.3 Production d'énergie photovoltaïque et modèle de circuit

Les cellules photovoltaïques produisent du courant à l'aide d'une jonction PN. La Figure I.2 représente la structure de base de cette cellule solaire. Lorsque la lumière frappe le matériau, les photons transmettent de l'énergie principalement à la couche N située au-dessus et légèrement à la couche P située en dessous. Cette énergie produit des électrons libres dans la couche N et des trous libres dans la couche P, ce qui entraîne une tension aux bornes de la jonction PN. Lorsque les cellules sont fixées à une charge résistive, les électrons libres circulent de la couche N à travers la

charge pour remplir les trous de la couche P, produisant un courant continu [12].

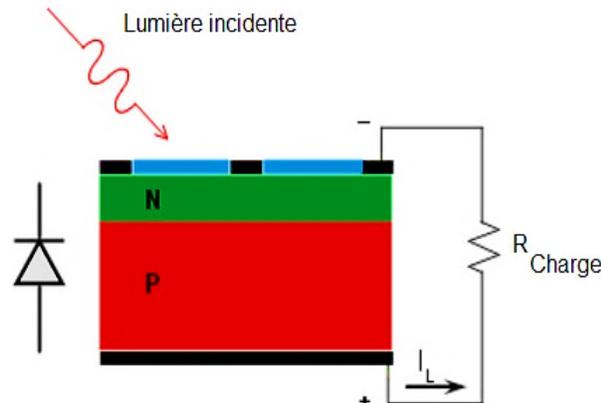


Figure I.2 : Cellule photovoltaïque - Analog Devices 2019 [12].

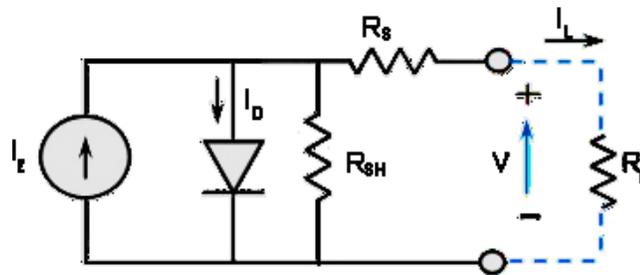


Figure I.3 : Schéma du circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque [12].

Un modèle de circuit équivalent à diode unique d'une cellule photovoltaïque provenant d'Analog Devices est illustré à la Figure I.3. La fonction principale d'une cellule photovoltaïque est une source de courant, représentée à gauche sur la Figure I.3 par I_L . Il y a une diode avec un courant de saturation I_D qui fixe la tension du PV lorsqu'il est chargé et fournit un chemin de retour du courant lorsqu'il n'y a pas de charge. Cependant, les PV présentent des pertes de puissance modélisées sous la forme de deux résistances parasites : la résistance shunt R_{SH} et la résistance série R_S . En général, R_{SH} est très élevée et R_S est très faible.

La Figure I.4 illustre la proximité du modèle de circuit des cellules photovoltaïques par rapport aux mesures réelles de courant-tension (IV) et de puissance. Dans la figure, les courbes IV des

systèmes photovoltaïques simulés sont représentées par des lignes pleines tandis que les résultats des mesures expérimentales des systèmes photovoltaïques sont représentés par des symboles. Chaque couleur représente une condition de fonctionnement différente pour un panneau solaire mais a la même forme en raison des R_S et R_{SH} intrinsèques. Cette courbe change en fonction de l'irradiation solaire et de la température du panneau, et le système peut déplacer son point de fonctionnement sur la courbe IV du système photovoltaïque en modifiant la charge de sortie. Ceci est intuitif avec le schéma de circuit équivalent de la Figure I.3. Au départ, l'impédance de charge R_L est nulle, ce qui produit zéro watt à la sortie. En augmentant l'impédance de charge, nous augmentons la tension aux bornes de la sortie car l'impédance de charge est en série avec R_S . À partir de ces courbes, nous pouvons observer que les résultats simulés correspondent étroitement aux profils de charge réels des panneaux solaires, en particulier aux niveaux de puissance inférieurs [13].

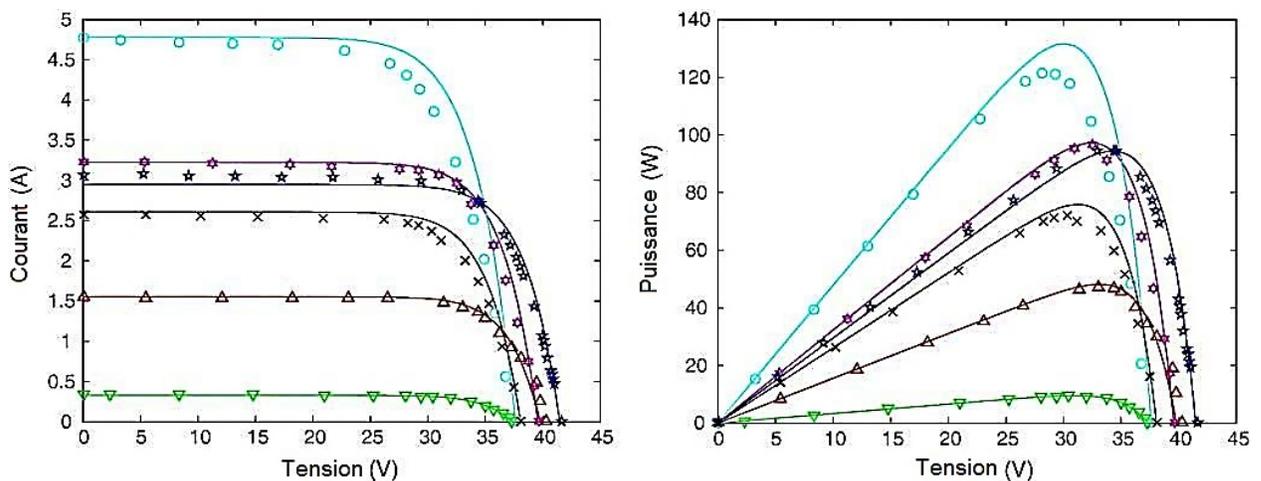


Figure I.4 : Cellule Photovoltaïque (expérimental et simulé) [13].

En observant le graphique de droite de la Figure I.4, nous voyons que les profils de charge atteignent la puissance de sortie maximale à un point IV spécifique. Pour tirer le maximum de puissance d'un système PV, nous devons définir le point de fonctionnement du système à l'aide du MPPT. En fait, l'algorithme MPPT lit le courant et la tension PV pour déterminer le profil de charge qui produira la puissance maximale en fonction des résistances parasites en série et en dérivation.

I.4 Électronique de puissance dans les systèmes PV

Le convertisseur survolteur est généralement utilisé dans un système PV MPPT pour augmenter la faible tension produite par le PV. Un convertisseur survolteur fonctionne en stockant l'énergie dans le champ magnétique d'une inductance et en utilisant un contrôleur pour activer et désactiver un commutateur à transistor. Cela se manifeste par un courant d'inductance, I_L , et une tension d'inductance, V_L , qui augmente la tension de sortie. Lorsque le contrôleur active l'interrupteur, ce dernier constitue une impédance quasi nulle et un chemin de retour de tension [14].

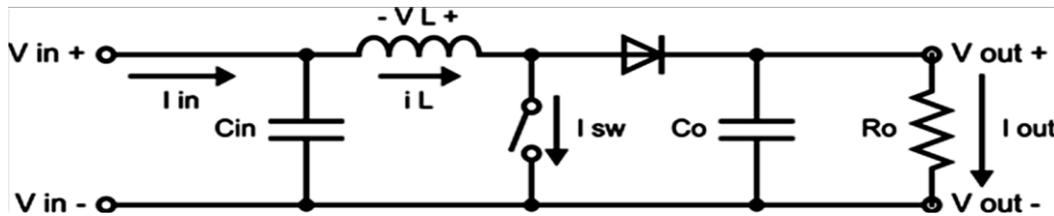


Figure I.5 : Circuit Boost [14].

Cette voie de retour à faible résistance provoque la charge du courant d'inductance, I_L . Le contrôleur met alors l'interrupteur hors tension, déconnectant effectivement le chemin de retour à faible impédance et ne laissant que le chemin de retour à plus haute impédance.

Le champ magnétique de l'inductance empêche le courant de changer instantanément, forçant ce courant vers la sortie dans un chemin d'impédance plus élevée. Le courant de l'inductance commence à chuter dès qu'il est connecté à ce chemin à plus haute impédance. L'équation I.1 montre que cette variation de courant produit une tension aux bornes de l'inductance.

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} \quad (I.1)$$

Le courant de l'inductance va à la charge de sortie, mais charge également le condensateur de sortie et augmente la tension de sortie. La tension du condensateur de sortie augmente selon l'équation I.2 en raison du courant d'inductance poussé vers la sortie. Lorsque la tension de sortie

du convertisseur a atteint une limite supérieure, l'interrupteur du contrôleur s'allume pour charger le courant de l'inductance et répéter le cycle.

$$V_C = \frac{1}{C} \int i_C dt \quad (I.2)$$

Pendant que l'inductance se charge, le condensateur fournit le courant de charge. Cela fait lentement chuter la tension de sortie. Lorsque la tension atteint une limite inférieure, le contrôleur active l'interrupteur et remonte la tension de sortie.

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = t_{on} \quad (I.3)$$

$$\bar{V}_o = \frac{\bar{V}_{in}}{(1 - D)} \quad (I.4)$$

Les convertisseurs Boost sont contrôlés par la durée pendant laquelle le contrôleur de commutation charge l'inductance. Cela se fait principalement par modulation de largeur d'impulsion (PWM), où le commutateur fonctionne à une fréquence constante, mais modifie le rapport cyclique D. Cela détermine la durée de circulation du courant dans le commutateur et la durée d'envoi du courant à la sortie. L'équation I.3 définit le rapport cyclique comme le rapport entre la durée d'activation de l'interrupteur et la durée d'une période.

L'équation 1.4 montre que le rapport cyclique définit la tension de sortie en tant que rapport de la tension d'entrée. En augmentant le temps pendant lequel l'interrupteur est activé et charge l'inductance, on augmente le rapport cyclique, ce qui augmente la tension de sortie. C'est le fonctionnement fondamental d'un convertisseur élévateur ; tout est contrôlé par le rapport cyclique.

Le convertisseur élévateur peut être réduit à une impédance contrôlée par le rapport cyclique pendant le fonctionnement MPPT. Ceci est utile pour comprendre comment le convertisseur obtient une puissance maximale du panneau PV. En utilisant la même topologie boost de la Figure I.5.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out}I_{out}}{V_{in}I_{in}} \quad (I.5)$$

$$I_{out} = \frac{V_{out}}{R_{out}} \quad (I.6)$$

$$I_{in} = \frac{V_{int}}{R_{boost}} \quad (I.7)$$

Nous commençons par l'équation de rendement I.5 qui définit le rapport entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée. Nous remplaçons ensuite la puissance par la tension et le courant pour l'entrée et la sortie. L'équation I.6 est une loi d'ohm à la sortie, introduisant R_{out} . L'équation I.7 est la loi d'ohm, où R_{boost} est la résistance équivalente du circuit boost vu de l'entrée. C'est le rapport entre la tension d'entrée et le courant d'entrée.

$$\eta = \frac{V_{out} \frac{V_{out}}{R_{out}}}{V_{in} \frac{V_{int}}{R_{boost}}} = \frac{R_{boost}}{R_{out}} \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right)^2 \quad (I.8)$$

$$\eta = \frac{R_{boost}}{R_{out}} \left(\frac{1}{1-D} \right)^2 \quad (I.9)$$

$$R_{boost} = \eta R_{out} (1-D)^2 \quad (I.10)$$

Nous pouvons alors substituer I_{out} et I_{in} en utilisant les équations I.6 et I.7 dans l'équation de rendement I.5. Cela donne l'équation I.8, qui a R_{boost} mais a toujours besoin d'un rapport cyclique. En utilisant l'équation I.4, nous pouvons substituer le rapport de la tension d'entrée et de sortie pour introduire le rapport cyclique dans l'équation I.9. La résolution de R_{boost} donne l'équation finale I.10 qui montre que la résistance équivalente d'un convertisseur survolteur est une fonction D , le rapport cyclique.

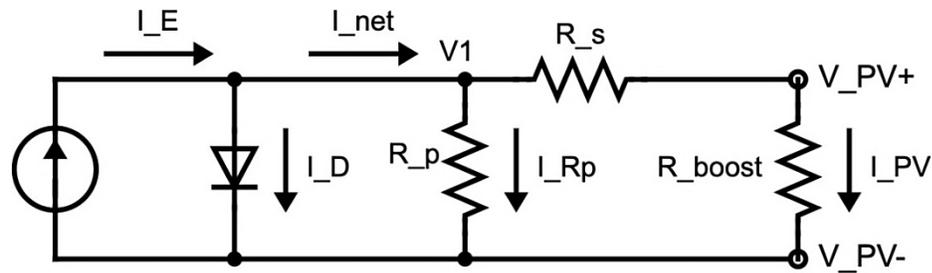


Figure I.6 : Modèle PV avec Boost simplifié [14].

Ensuite, nous pouvons combiner le modèle PV à diode unique de la Figure I.3 avec la résistance équivalente du convertisseur élévateur pour obtenir le modèle MPPT équivalent de la Figure I.6. Pour maximiser la puissance de sortie, le rapport cyclique doit correspondre à l'impédance de source de sortie de Thévenin du modèle PV à gauche. Cependant, le système est non linéaire en raison de la diode en parallèle à la source de courant, ce qui produit la courbe IV du panneau PV de la Figure I.4. Comme il n'existe pas de moyen facile de calculer l'impédance de source, la plupart des algorithmes modifient R_{boost} de manière expérimentale, en ajustant le rapport cyclique du convertisseur élévateur jusqu'à ce qu'un point de puissance maximale soit trouvé.

I.5 Suivi du point de puissance maximale (MPPT) en photovoltaïque

Les algorithmes de suivi du point de puissance maximale partent du principe que les panneaux PV ont des courbes IV décroissantes monotones en raison de leurs résistances internes, comme nous l'avons vu dans la Section 2.1. La Figure I.7 montre la courbe IV (bleu) d'un panneau PV et sa puissance de sortie (rouge).

La puissance de sortie est mesurée comme le produit du courant et de la tension du panneau. Pour toutes les conditions de fonctionnement, il existe un seul point de puissance maximale (MPP) où la pente est nulle. À gauche du MPP, la pente est positive, tandis qu'à droite du MPP, la pente est négative. Ces caractéristiques de pente sont toujours vraies pour chaque courbe et sont utilisées pour deux algorithmes MPPT étudiés dans cette thèse [15].

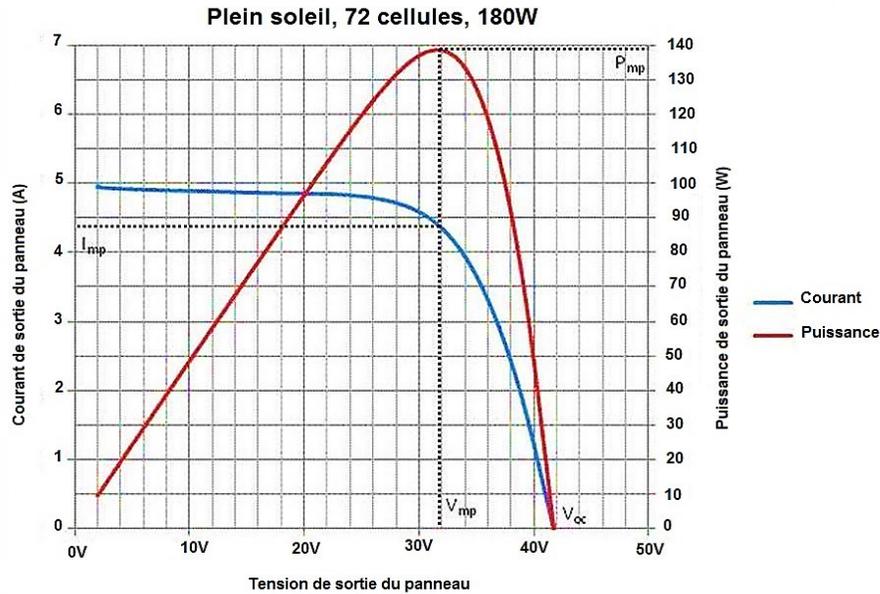


Figure I.7 : Courbe caractéristique IV (bleu) et courbe de puissance de sortie (rouge) [15].

L'algorithme Perturb and Observe (P&O) est l'un des algorithmes MPPT les plus simples utilisés aujourd'hui. Le schéma de l'organigramme de P&O est illustré à la Figure I.8. L'algorithme compare la puissance de sortie à deux points de fonctionnement différents et sélectionne le point maximal, pour finalement atteindre et maintenir un point de fonctionnement au MPP.

P&O commence avec un cycle d'utilisation par défaut, D , et zéro pour les deux valeurs de puissance. ΔD est présélectionné en fonction des performances et sera couvert plus tard. Lors de la première période d'échantillonnage, le convertisseur DC-DC fonctionne avec le rapport cyclique par défaut. P_{new} est calculé à partir du courant et de la tension de sortie. P_{new} sera plus grand que P_{old} , qui commence à zéro. L'algorithme augmente le rapport cyclique de ΔD sur le premier cycle, puis enregistre P_{new} comme P_{old} [16].

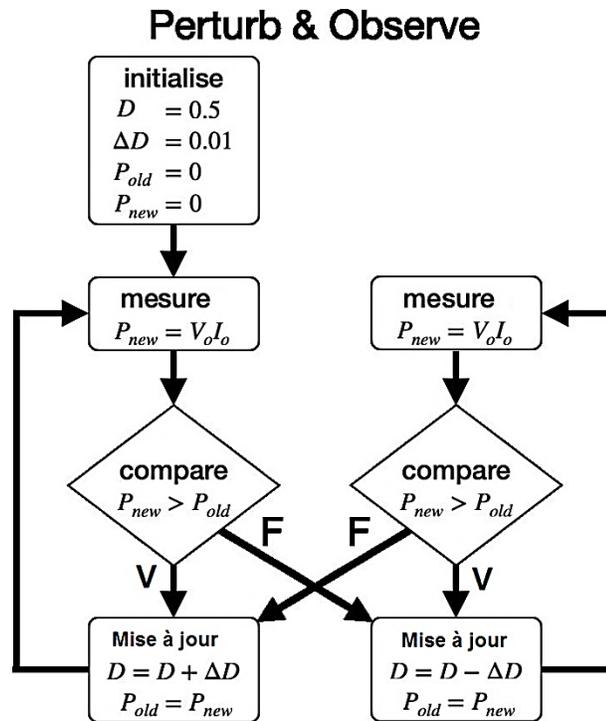


Figure I.8 : Organigramme de l'algorithme Perturb and Observe (P&O) [16] [17].

Lors de la période d'échantillonnage suivante, la puissance de sortie du cycle d'utilisation accru est calculée comme étant P_{new} . Cette puissance est ensuite comparée à la puissance de sortie du cycle de fonctionnement inférieur. Si P_{new} est supérieure à P_{old} , l'algorithme augmente à nouveau le rapport cyclique. Sinon, l'algorithme diminue le rapport cyclique. La même comparaison de P_{new} et P_{old} est effectuée dans la boucle de rapport cyclique droite de la Figure I.8. Si la diminution de la tension fait augmenter la puissance de sortie, l'algorithme continue à diminuer la tension. Sinon, il augmente la tension pour faire augmenter la puissance de sortie [17].

Le seul inconvénient de P&O est l'oscillation autour du point de puissance maximale. Ceci est principalement dû au fait qu'il n'y a pas de condition pour maintenir un point de fonctionnement, et donc le rapport cyclique peut augmenter et diminuer d'un pas continuellement. L'algorithme suivant résout cette limitation en ajoutant une position de maintien en régime permanent [18].

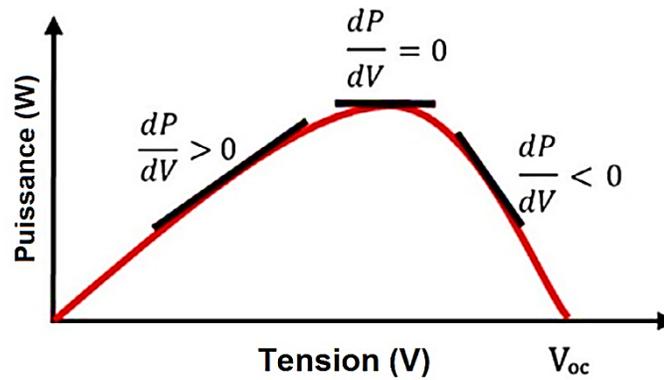


Figure I.9 : Puissance de sortie par rapport à la tension de sortie pour les panneaux PV [13].

La conductivité incrémentale (IC) utilise la pente du graphique de la tension par rapport à la puissance, comme le montre la Figure I.9, pour trouver le point de puissance maximale (MPP) où la pente est nulle. Il fonctionne de manière similaire à P&O mais calcule le changement de tension et le changement de courant au lieu du seul changement de la puissance de sortie. Il a également une option pour maintenir son cycle de fonctionnement lorsque le MPP est trouvé. Le diagramme de flux de l'algorithme IC est illustré à la Figure I.10.

IC a trois options pour son point de fonctionnement : maintenir sa tension, augmenter sa tension, ou diminuer sa tension. Le panneau PV étant censé être à son MPPT la plupart du temps, IC vérifie d'abord si la variation de la puissance par rapport à la tension est nulle. La première condition est à MPP. Le rapport cyclique est statique donc il n'y a pas de changement de tension, $\Delta V = 0$. Si le courant reste constant, $\Delta I = 0$, la puissance ne change pas et donc le panneau est au point de puissance maximale [19].

Incremental Conductance

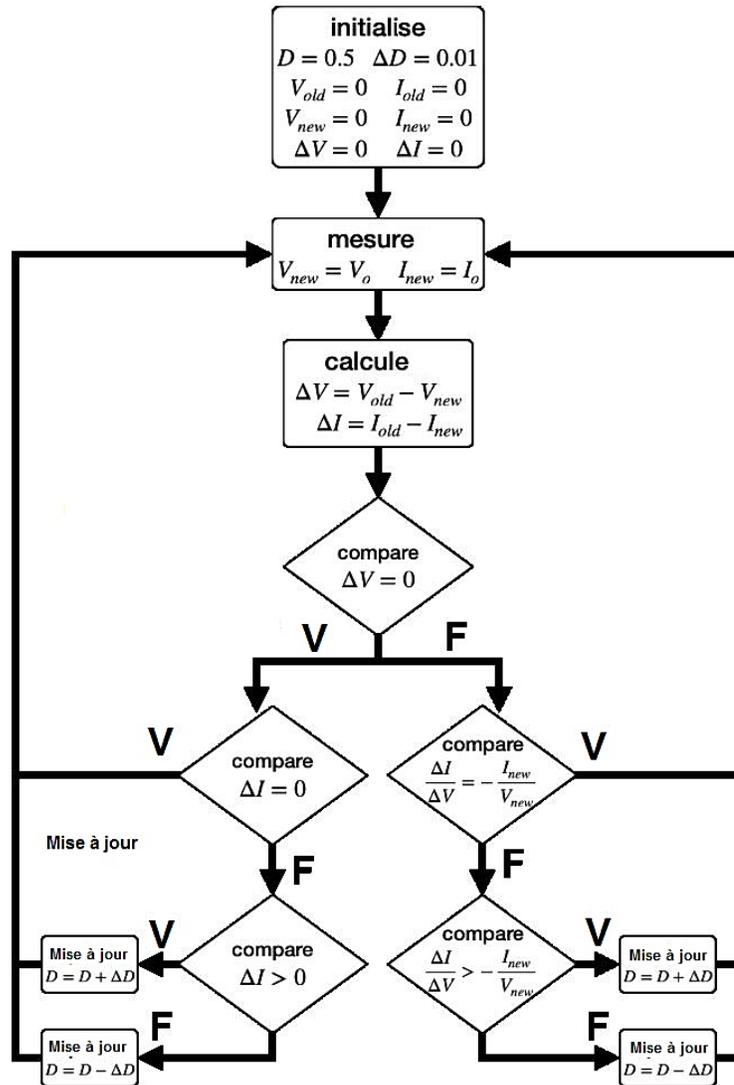


Figure I.10 : Organigramme de l'algorithme de la conductance incrémentale (IC) [19][20].

L'équation I.11 est l'équation de puissance qui est ensuite différenciée pour obtenir l'équation I.12. En divisant les deux côtés de l'équation I.12 par V puis en réarrangeant, on obtient l'équation I.13 qui montre le terme de conductance, d'où le nom de l'algorithme. Comme la tension est toujours positive, l'équation I.13 nous permet de déterminer le signe de dP/dV avec le courant, la tension et la conductance [21].

$$P = I \times V \quad (1.11)$$

$$\frac{dP}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (1.12)$$

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} + \frac{1}{V} \frac{dP}{dV} \quad (1.13)$$

Tableau I.1 : États de la conductance incrémentielle

Augmenter la tension	Maintenir la tension	Diminution de la tension
$\frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V}$	$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V}$	$\frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V}$
$\frac{dP}{dV} < 0$	$\frac{dP}{dV} = 0$	$\frac{dP}{dV} > 0$

Les trois états du CI réduisent l'oscillation autour du point de puissance maximale tout en maintenant le suivi autocorrectif de la méthode P&O. L'inconvénient est que trois comparaisons doivent être effectuées pendant le suivi du MPP par rapport à une seule comparaison avec la méthode P&O [16]. Enfin, il est important de noter que le changement de pas du rapport cyclique, ΔD , affecte les performances du CI. Plus le pas est grand, plus l'algorithme peut changer la différence de tension pour obtenir plus rapidement le MPP. Cependant, cela se fait au prix d'une perte de précision lorsque le processus est proche de la MPP. Un autre point important est que les algorithmes P&O et IC fonctionnent en supposant que les sorties de courant et de tension sont relativement stables. En réalité, les mesures doivent être effectuées avec une ondulation du courant due à l'action de commutation dans le boost.

convertisseur [22].

Tableau I.2 : Caractéristiques du panneau PV STP210-18 [23].

Model	STP210-18/Ub-1
Puissance maximale aux condition STC	210W
Nombre de cellules	54(6x9)
Dimensions	58.35"x 39.06" x 1.38" (1482mm x 992mm x 35mm)
Poid	37 lb (16.8 kg)
Tension de point de puissance Maximale (Vmp)	26.4 V
Courant de court-circuit (Isc)	8.33 A
Courant de point de puissance Maximale (Imp)	7.95 A
Température de fonctionnement	-40°C à +85°C
Tension system maximale	600 VDC

Le troisième système MPPT utilise l'algorithme de tension constante. Le système suit le panneau PV à une tension constante. Cette tension est fournie par le fabricant du panneau, généralement après des tests expérimentaux. Le tableau I.2 liste les caractéristiques du panneau PV STP210-18 qui montre un point de puissance maximale de 26,4V. Il est probable que ce MPP sera maintenu par un contrôle PID sur le rapport cyclique du convertisseur [24].

Ces trois algorithmes sont répandus dans l'industrie et seront utilisés dans cette thèse. P&O est choisi pour son faible coût et sa prévalence. IC est similaire à P&O, mais il a moins d'oscillation avec une troisième condition de fonctionnement, le maintien de MPP. La tension constante servira de référence pour la précision du suivi pur.

I.6 Méthode d'évaluation des performances

Pour évaluer la performance d'un algorithme MPPT comme cela sera réalisé dans cette thèse, la méthode de test présentée dans [14] sera utilisée. La Figure I.11 illustre un exemple de résultat de test où plusieurs algorithmes MPPT sont comparés en termes de performance d'efficacité de démarrage. Un autre exemple de résultat de test est présenté dans la Figure I.12 où les algorithmes ont été testés pour leur capacité de suivi lorsque le point de puissance optimale change toutes les secondes [25].

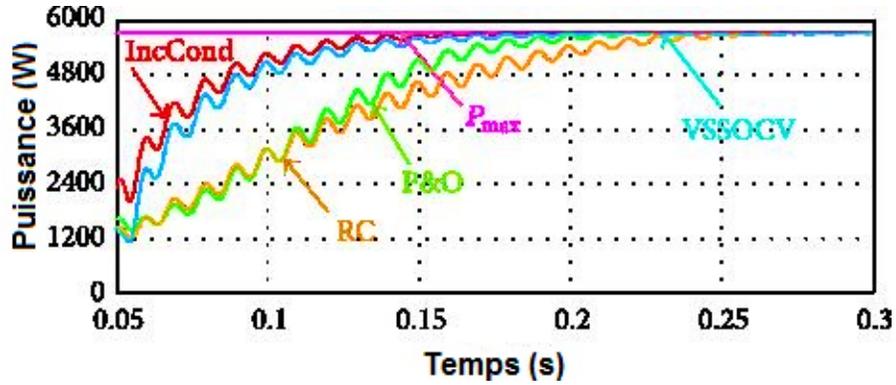


Figure I.11 : Efficacité de démarrage de différents algorithmes MPPT [25].

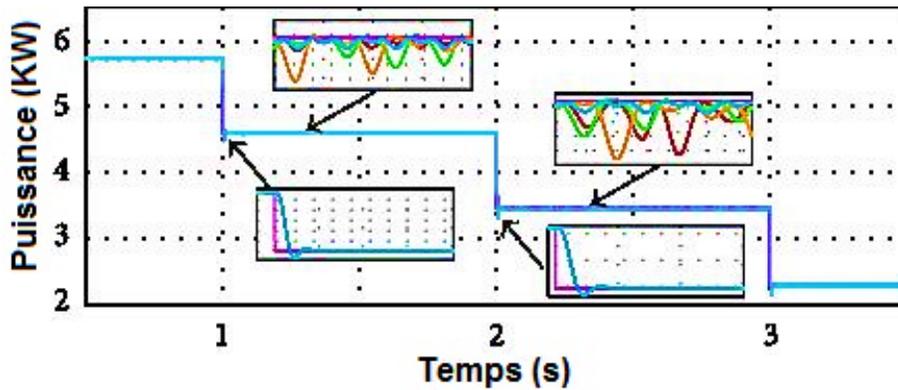


Figure I.12 : Analyse transitoire pour changement des points de puissance maximale [25].

Le tableau I.3 présente le tableau final des mesures de performance qui résume les résultats. Outre le rendement, une mesure de performance figurant dans le tableau est le THD, qui signifie distorsion harmonique totale et représente le niveau de bruit de l'alimentation. De plus, la précision de l'évaluation des performances est plus importante que la vitesse de suivi puisque l'objectif principal est d'atteindre le véritable point de puissance maximale. Cela souligne l'importance d'étudier l'effet de l'ondulation du courant de l'inductance qui a un impact direct sur la précision de l'obtention du point de puissance maximale.

Tableau I.3 : Rendement et THD du MPPT [25].

MPPT	Efficiency ($\eta\%$)	THD (%)			
		1000 W/m ²	800 W/m ²	600 W/m ²	400 W/m ²
VSSOCV	99.95	1.6	1.5	2.0	3.0
IncCond	99.94	4.6	5.7	7.7	24.0
P&O	99.93	1.7	1.9	7.1	9.0
RC	99.86	2.1	3.8	2.0	8.0

I.7 Conclusion

Il n'existe pas actuellement beaucoup d'étude établissant un lien entre l'ondulation du courant de l'inductance et les performances du système MPPT. La taille de l'inductance est le composant clé d'un convertisseur boost dont le courant dicte la quantité d'ondulation du courant et est utilisé pour suivre un point de puissance maximale. Cette thèse vise à caractériser numériquement l'effet de l'ondulation du courant de l'inductance sur la vitesse et la précision des algorithmes MPPT. Lorsque la taille de l'inductance augmente, l'ondulation du courant de l'inductance diminue et les algorithmes MPPT devraient fonctionner plus rapidement et atteindre la puissance maximale avec plus de précision. Cependant, une limite supérieure doit être prise en compte lors du dimensionnement de l'inductance, car toute augmentation n'apporte qu'une amélioration marginale des performances.

La caractérisation de la relation entre l'ondulation du courant de l'inductance et la performance MPPT fournira aux concepteurs une mesure de la performance pour un niveau d'ondulation de courant donné. Si la théorie des rendements décroissants de l'ondulation du courant de l'inductance, et donc de la taille de l'inductance, se vérifie, on peut éviter de surdimensionner les inductances. Le choix d'inductances appropriés et plus petits réduira la taille et le coût des systèmes MPPT. En outre, les résultats de cette thèse peuvent également fournir des indications sur l'algorithme le plus affecté par l'ondulation du courant de l'inductance, ainsi que sur les compromis entre les algorithmes en cas d'ondulation variable du courant de l'inductance.

Chapitre II :

Modélisation et Simulation

II.1 Introduction

Le chapitre II présente les exigences de conception du projet en trois parties. Tout d'abord, nous présentons les schémas de principe de la topologie de test proposée. Deuxièmement, nous énumérons toutes les exigences de conception technique du projet. Enfin, nous énumérons les spécifications mesurables du projet. Il faut noter que la portée de cette thèse est limitée à la simulation, donc les paramètres et les spécifications seront basés sur une simulation MATLAB et Simulink en temps discret. Pour faciliter l'utilisation, un tableau détaillé des exigences est inclus à la fin comme résumé.

II.2 Blocs diagrammes

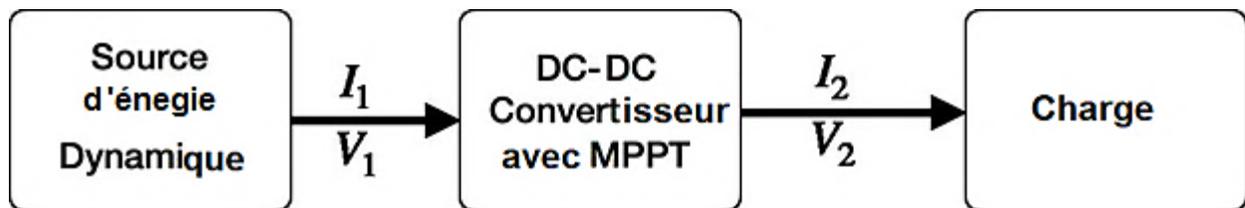


Figure II.1 : Topologie de test de l'algorithme MPPT de niveau 0.

Le schéma fonctionnel de niveau 0 du système d'essai MPPT proposé est présenté à la figure II.1. Le bloc de gauche est une source d'énergie dynamique. Ce bloc produit un courant et une tension DC variant dans le temps le long d'une courbe IV. Le deuxième bloc est un convertisseur DC-DC avec MPPT. Un algorithme MPPT contrôle le point de fonctionnement du convertisseur DC-DC pour obtenir la plus grande puissance possible de la source d'énergie dynamique. La puissance maximale de sortie du système est ensuite dissipée par une charge passive. Cette topologie nous permet de changer le point de fonctionnement de la source d'énergie dynamique et d'observer les performances de l'algorithme MPPT pendant que la charge dissipe tout profil de puissance.

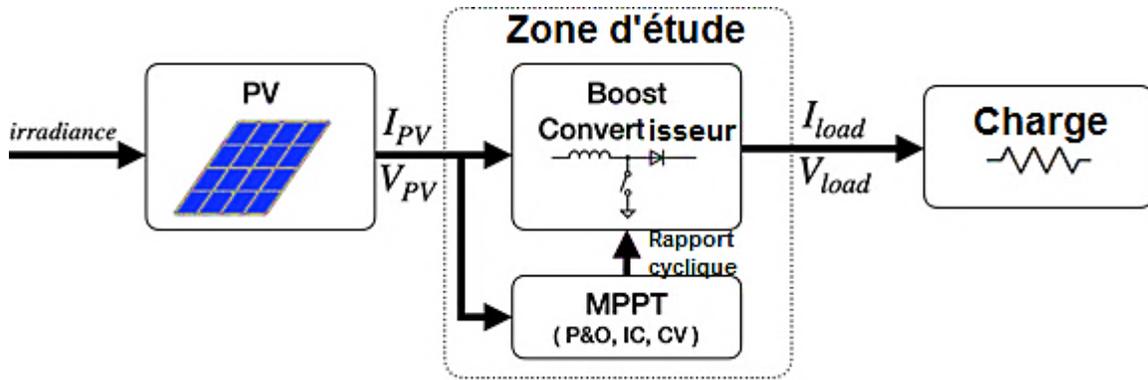


Figure II.2 : Topologie de test de l'algorithme MPPT de niveau 1.

Un diagramme de niveau 1 du système d'essai MPPT proposé est présenté à la figure II.2. Pour nos essais, nous utiliserons un panneau PV comme source d'énergie dynamique. L'irradiation est l'entrée du système et modifie les caractéristiques de la courbe IV du PV, voir la section 2.2 pour plus d'informations. Pour produire une source d'énergie variant dans le temps à partir de notre panneau PV, nous modifions l'irradiance avec une série d'entrées par étapes. Cela produit un changement du MPP que le système doit suivre. Un convertisseur élévateur et un contrôleur MPPT testeront le suivi pour trois algorithmes différents. Comme nous l'avons vu dans la section 2.4, l'algorithme MPPT modifiera le rapport cyclique du convertisseur élévateur pour suivre le MPP de la source d'énergie. La charge sera une résistance qui peut dissiper n'importe quelle charge du convertisseur survolteur, correctement dimensionnée pour dissiper toute puissance de sortie du système.

II.3 Exigences de modélisation

La majorité des exigences de conception concernent le convertisseur boost et les algorithmes MPPT, car ils sont au centre de l'étude. Le panneau PV pour notre simulation a quelques limitations, mais nous utiliserons le Suntech STP210-18. Nous pourrions utiliser un modèle à diode unique, mais nous avons choisi ce panneau spécifique pour la raison que le modèle est livré entièrement développé dans le cadre de la boîte à outils Simulink de MathWorks. Cela réduit le développement de pièces de simulation qui ne sont pas des éléments clés de l'étude. Si des tests matériels sont demandés à l'avenir, ce modèle de simulation peut être utilisé par les

futurs étudiants pour comparer leurs résultats et aider à la conception des tests matériels.

Les exigences suivantes concernent le convertisseur Boost et le bloc MPPT et sont sélectionnées pour une simulation Simulink en temps discret. La fréquence de commutation du convertisseur Boost sera de 100kHz avec un signal PWM.

Cette fréquence est choisie comme une valeur nominale, souvent utilisée dans l'industrie. Elle est supérieure à la limite de fréquence auditive de 20kHz, de sorte qu'il pourrait être mis en œuvre dans le matériel sans commutation audible. Le pas de temps du rapport cyclique sera de 1% de la période du cycle. A une fréquence de commutation de 100kHz, chaque cycle sera de 10 μ s, ce qui donne des pas de temps de 100ns. 100ns étant le plus petit pas de temps dans la topologie du système, la simulation sera exécutée par pas de 100ns. Ces pas de temps se transfèrent également bien au matériel. Si MPPT échantillonne et met à jour chaque cycle de commutation, un ADC de 100kHz est nécessaire, ce qui est dans la gamme des microcontrôleurs ou des puces disponibles sur le marché. On peut également réduire davantage les exigences de performance en actualisant le rapport cyclique tous les 10 cycles, ce qui limite les exigences d'échantillonnage de l'ADC à 10 kHz. Pour des pas de temps de cycle de 100ns, le système n'aurait besoin que d'un microcontrôleur exécutant des sorties de 10Mhz+. Avec des microcontrôleurs bon marché fonctionnant à une vitesse beaucoup plus élevée, il s'agit d'une exigence relativement indulgente à satisfaire.

Le bloc MPPT doit permettre la mise en œuvre des trois algorithmes MPPT différents pour les tests.

Il s'agit de la perturbation et de l'observation, de la conductance incrémentale et de la tension constante. Ces algorithmes ont été sélectionnés en raison de leur prévalence dans l'industrie. Pour une alimentation hors réseau à petite échelle, comme la topologie choisie, leur simplicité les rend simples et rapides à exécuter dans notre modèle Simulink. De plus, ils bénéficient d'un support intégré dans l'environnement Matlab/Simulink.

Tableau II.1 : Exigences de conception détaillées

Exigence	Valeur	Justification
Panneau PV	Suntech STP210-18	Ce panneau a été utilisé pour simuler un système MPPT pour un système PV hors réseau.

Fréquence du commutateur Boost	100kHz	Au-dessus du seuil nominal d'audition de 20kHz. Assez rapide pour une bonne efficacité.
Rapport cyclique (Pas de temps)	100ns	Le pas de temps est de 1% de la période du cycle, ce qui permet une bonne résolution et un calcul facile des nombres entiers.
Pas de temps de simulation	100ns	Doit correspondre ou être inférieur à la plus petite échelle de temps de la simulation et le rapport cyclique. Il est facile d'établir des graphiques et de calculer les résultats même sur des pas de temps en ns.
MPPT Algorithmes	P&O, IC, CV	Trois algorithmes dominants dans l'industrie qui sont simples et rapides à exécuter en simulation avec un support intégré en Simulink.

II.4 Spécification mesurable du projet

Quatre spécifications mesurables du projet seront utilisées comme paramètres de performance de chaque algorithme MPPT. La première est la précision de la puissance MPPT. Ce facteur quantifie la façon dont un algorithme suit un MPP dans des conditions stables. Il sera mesuré en pourcentage de la MPP théorique après stabilisation à la position suivie et représentera la façon dont un algorithme réduit l'oscillation autour de la MPP. La précision de la puissance sera mesurée pour plusieurs points de puissance. Elles seront utilisées pour déterminer la moyenne, le pire cas et l'écart type de la précision de la puissance MPPT.

Les deuxième et troisième sont le temps de montée et le temps de stabilisation. Ils mesurent la rapidité avec laquelle l'algorithme peut trouver un nouveau MPP lorsqu'il change sous l'effet d'une entrée échelonnée, simulant un changement environnemental affectant un système PV. Le temps de montée est mesuré comme le temps entre les augmentations MPP de 15% et 85% de sa nouvelle position d'état stable. Le temps d'établissement est mesuré à partir du début de l'entrée progressive jusqu'à ce qu'il atteigne moins de 2% de la position de l'état stable autour d'un

nouveau MPP. Plusieurs cas de test seront utilisés pour obtenir un temps de montée et de stabilisation moyen. Nous changerons la différence de taille de pas entre l'ancien et le nouveau MPP, ainsi que l'emplacement absolu du MPP. Ces cas d'essai seront regroupés pour déterminer la moyenne, le pire cas et l'écart type du temps de montée et de descente.

Le quatrième paramètre que nous allons mesurer est le pourcentage de dépassement de la puissance instantanée. Il sera mesuré en tant que pourcentage du changement de pas dans le MPP. Il convient de noter que cela ne peut se produire que dans une taille de pas négative, ce qui entraîne une perte de puissance, car un système ne peut pas dépasser une augmentation de la puissance maximale. Ceci sera également testé pour plusieurs tailles de pas afin de déterminer la moyenne, le pire cas et l'écart type du dépassement. Le tableau II.2 résume les quatre spécifications détaillées du projet.

Tableau II.2 : Spécifications détaillées du projet

Exigence	Valeur	Justification
Précision de la puissance MPPT	% de MPP	Quantifie la capacité d'un algorithme MPPT à suivre un MPP dans des conditions stables.
Temps de montée	Ns	Quantifie la rapidité avec laquelle un algorithme MPPT peut passer à une nouvelle condition d'état stable MPP.
Temps de stabilisation	Ns	Quantifie la rapidité avec laquelle un algorithme MPPT se stabilise à un nouvel état stable MPP.
Pourcentage de dépassement	% de la taille du pas	Quantifie l'importance de la perte de puissance de dépassement si le MPP change de condition d'état stable.

II.5 Modélisation

Les sections précédentes décrivent le système et la vérification des performances pour notre étude. Ce modèle a été conçu en référence à un exemple de modèle Simulink de MathWorks, mais chaque partie du système a été remplacée ou modifiée d'une manière ou d'une autre [26]. Le schéma fonctionnel final de notre système est présenté à la figure II.3. Il comporte

quatre sections de conception distinctes : Les panneaux photovoltaïques (PV), la charge, le convertisseur élévateur et le dispositif de suivi du point de puissance maximale (MPPT). L'ordre est pertinent car chaque section possède des paramètres de conception qui établissent des restrictions sur les sous-systèmes en aval.

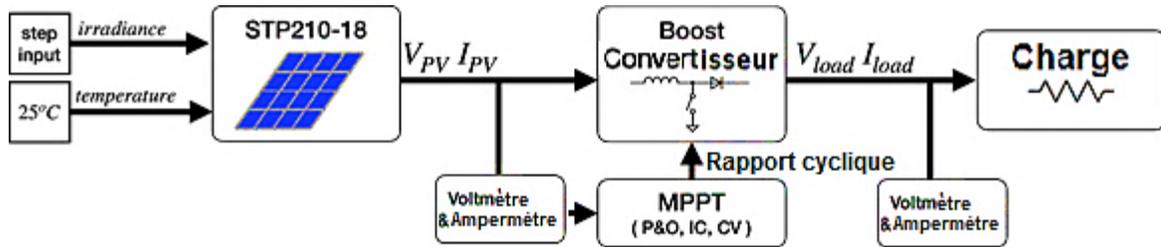


Figure II.3 : Schéma fonctionnel de la simulation MPPT

Une grande partie du processus de conception et de validation de ce chapitre suit l'organigramme d'Ayop et Tan pour la conception d'un système MPPT basé sur la résistance MPP de la figure II.4 [27]. Leur article décrit toutes les étapes nécessaires au développement d'un convertisseur élévateur après avoir sélectionné un panneau PV et sa plage de fonctionnement. Plusieurs options sont décrites pour des topologies plus avancées, mais nous avons choisi d'opter pour la topologie la plus simple, un système de convertisseur élévateur à R_0 fixe. Un système à R_0 variable ou limité offre une plus grande plage de points de fonctionnement, le convertisseur survolteur pouvant suivre un MPP. Cependant, cette caractéristique ajoute une complexité supplémentaire, nous allons donc plutôt limiter les points de fonctionnement de notre étude. Ce point sera abordé plus en détail dans la sous-section sur la charge.

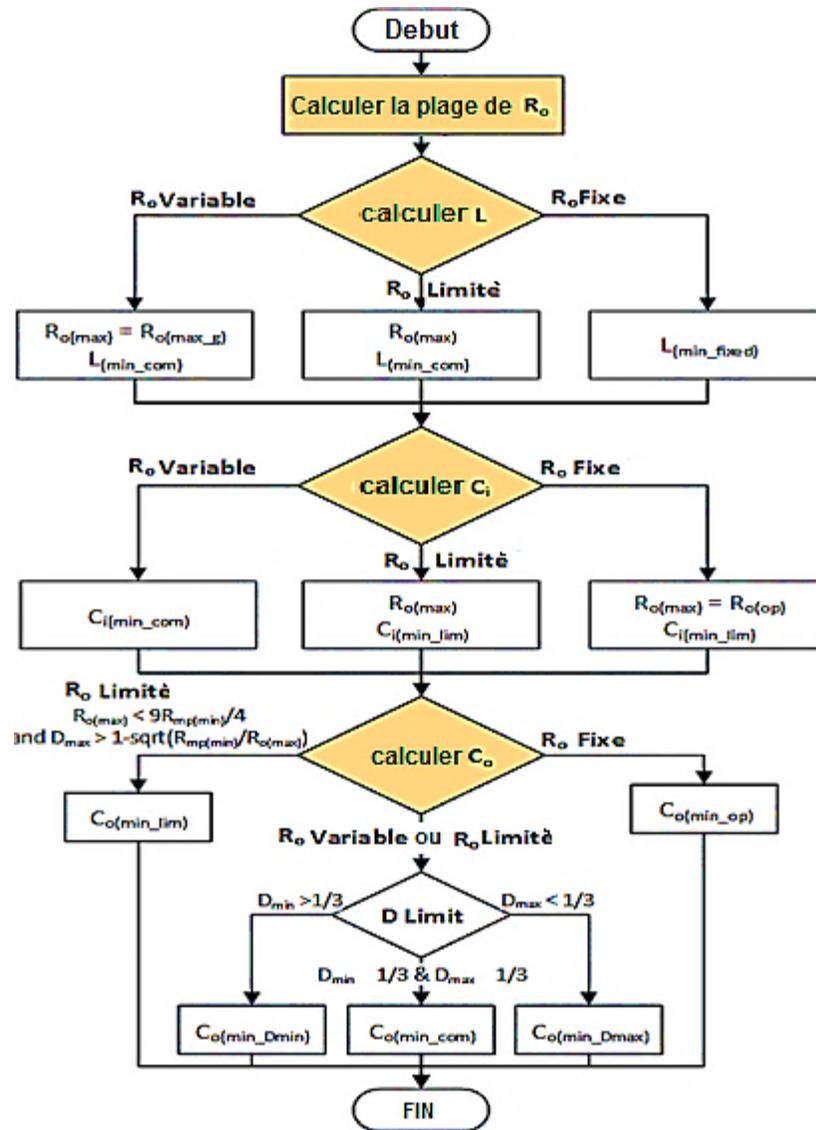


Figure II.4 : Diagramme de conception du convertisseur Boost [27].

II.5.1 Modélisation de PV

Avant de passer au convertisseur élévateur, nous devons concevoir un sous-système PV qui présente le moins de contraintes de conception possible. Cependant, étant donné que nous étudions uniquement les effets de l'ondulation du courant de l'inductance sur les algorithmes MPPT, nous n'avons aucune restriction quant au profil de puissance. Nous ne sommes pas non plus limités par la mise en œuvre ou le coût du matériel, où la charge électronique et les équipements de mesure disponibles limiteraient notre sélection. La principale considération pour le sous-système PV concerne les frais de conception et le temps nécessaire pour développer et valider le système.

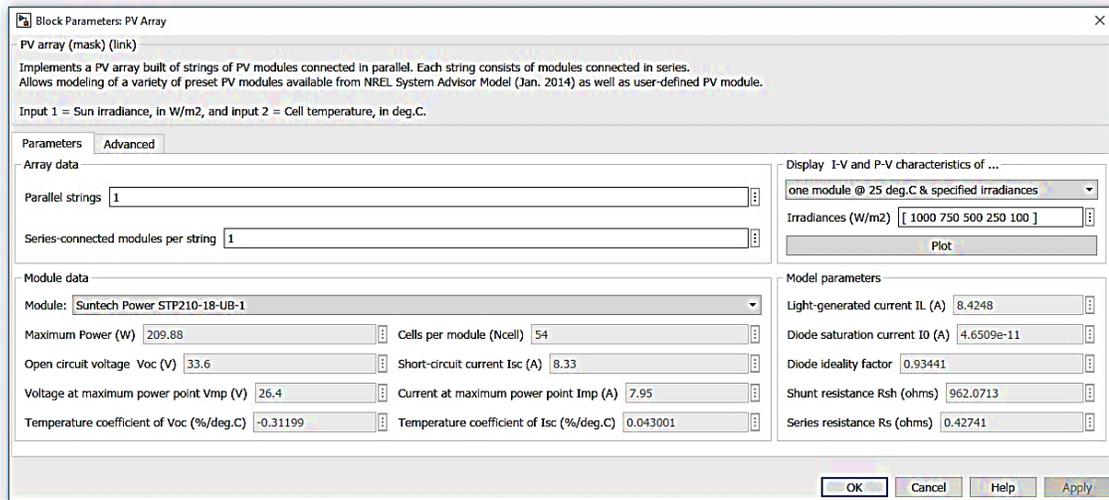


Figure II.5 : Paramètres du panneau « Suntech Power STP210-18 »

Nous avons choisi d'utiliser un modèle de panneau PV inclus dans une boîte à outils Simulink. La boîte à outils contient des modèles de panneaux PV réels paramétrés dans un modèle Simulink par MathWorks. Nous avons choisi le Suntech Power STP210-18. Ce panneau fonctionne à une puissance maximale de 210W. La figure II.5 montre la configuration du panneau unique avec ses paramètres de modèle. Le courant de fonctionnement du panneau, qui varie entre 4 et 8 A dans notre région d'étude cible, n'est pas indiqué sur la figure.

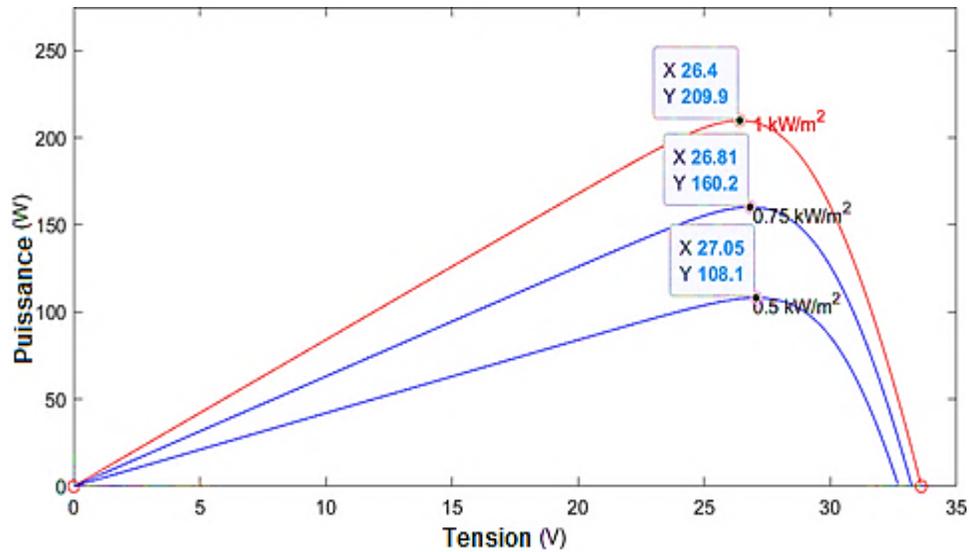


Figure II.6 : Courbes PV- MPP pour différentes irradiances à 25°C

Une fois la sélection des panneaux terminée, il reste deux autres éléments à prendre en compte dans le sous-système PV : l'irradiance et la température. L'irradiance est la densité d'énergie solaire provenant du soleil. Elle fluctue en fonction des conditions atmosphériques ou environnementales, comme la couverture nuageuse ou l'ombre des arbres. Les changements d'irradiance sont beaucoup plus courants et sporadiques que les changements de température, qui ont tendance à être cycliques et lents à évoluer. Ces deux entrées du modèle PV modifient la courbe IV et le point de puissance maximale. Pour réduire la complexité, nous allons modifier l'irradiance et régler la température sur une valeur de température ambiante constante de 25°C. En effet, dans la pratique, l'irradiance est plus susceptible de provoquer de grands changements dans le MPP tout au long de la journée.

Nous allons simuler un changement du point de puissance maximale en utilisant une entrée progressive de l'irradiance. La limite supérieure de l'irradiance est de 1000W/m², ce qui représente l'irradiance maximale nominale par temps clair. La limite inférieure a été choisie à 500 W/m². La figure II.6 montre les différentes courbes PV de la STP210-18 à 25°C et une irradiance de 1000W/m², 750W/m², 500W/m², avec leurs points de puissance maximale encadrés en rouge. Cette gamme fournit une plage de MPP allant de 209,9W à l'irradiance maximale à 108,1W à l'irradiance à mi-puissance.

II.5.2 Modélisation de la charge

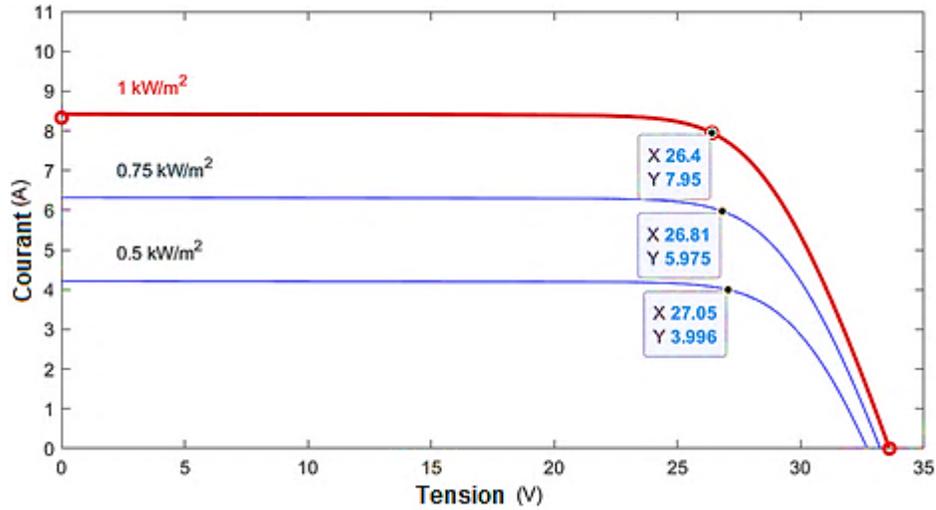


Figure II.7 : Courbes IV-MPP pour différentes irradiances à 25°C

La charge est le premier sous-système soumis à des restrictions de conception en raison du choix du panneau et de la gamme de puissance de sortie.

En utilisant la méthode d'Ayop et Tan, la première étape consiste à calculer la plage R_{boost} entre 1000W/m^2 et 500W/m^2 en utilisant le MPP étiqueté illustré à la Figure II.7.

$$R_{PV} = R_{boost} = \frac{V_{mpp}}{I_{mpp}} \quad (\text{II.1})$$

$$R_{boost_1@1000} \frac{W}{m^2} = \frac{V_{mpp_1}}{I_{mpp_1}} = \frac{26.4V}{7.95A} = 3.321\Omega \quad (\text{II.2})$$

$$R_{boost_2@500} \frac{W}{m^2} = \frac{V_{mpp_2}}{I_{mpp_2}} = \frac{27.005V}{3.996A} = 6.769\Omega \quad (\text{II.3})$$

L'équation II.1 montre que pour un transfert de puissance maximal, R_{PV} est égal à R_{boost} et peut être calculé en utilisant la tension et le courant aux points de puissance maximale indiqués sur la figure II.7. Pour obtenir la portée totale, nous calculons la résistance en utilisant le point de puissance maximale aux limites supérieure et inférieure de l'irradiation. Pour une plage d'irradiance de 500W/m^2 à 1000W/m^2 , cela donne une plage de résistance minimale de $3,321\Omega$ à $6,769\Omega$ pour un MPPT précis.

$$P_{in} = P_o \quad (II.4)$$

$$V_o = \frac{V_{mpp}}{1 - D} \quad (II.5)$$

R_{boost} est la résistance du convertisseur survolteur et de la charge de sortie, nous avons donc besoin des équations du convertisseur survolteur pour déterminer R_o . Nous commençons par supposer un transfert de puissance parfait à partir de l'équation II.4 et de la relation de tension du convertisseur survolteur à l'équation II.5.

$$\frac{V_{mpp}^2}{R_{boost}} = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (II.6)$$

$$\frac{V_{mpp}^2}{R_{boost}} = \frac{V_{mpp}^2}{R_o(1-D)^2} \quad (II.7)$$

$$D = 1 - \sqrt{\frac{R_{boost}}{R_o}} \quad (II.8)$$

Nous substituons la puissance à V^2/R dans l'équation II.6 pour l'entrée et la sortie. Nous substituons ensuite la tension de sortie dans l'équation II.7 en fonction de la tension d'entrée et du rapport cyclique, puis nous résolvons le rapport cyclique, D , dans l'équation II.8. Nous obtenons ainsi une équation qui relie avec succès R_{boost} et R_o en utilisant le rapport cyclique.

$$3.321\Omega \leq R_{boost} \leq 6.769\Omega \quad (II.9)$$

$$0.15 \leq D \leq 0.85 \quad (II.10)$$

Pour sélectionner R_o , nous devons limiter les deux autres variables. En sélectionnant les profils de puissance du STP210- 18, nous avons déjà calculé et limité notre plage R_{boost} entre $3,321\Omega$ et $6,769\Omega$, Équation II.9. Pour maintenir un mode de conduction continu dans notre convertisseur boost, nous allons fixer une limite de rapport cyclique entre 0,15 et 0,85, Équation II.10.

$$R_o = 18\Omega \quad (II.11)$$

$$D_1 = 1 - \sqrt{\frac{3.321\Omega}{18\Omega}} = 0.570 \quad (\text{II.12})$$

$$D_2 = 1 - \sqrt{\frac{6.769\Omega}{18\Omega}} = 0.387 \quad (\text{II.13})$$

En devinant et en vérifiant, nous avons choisi 18Ω comme résistance de sortie, équation II.11. En utilisant l'équation II. 8 et les limites supérieures et inférieures de R_{boost} , équation II.9, nous calculons la plage de rapport cyclique attendue dans les équations II.12 et II.13. La plage est comprise entre 0,387 et 0,57, ce qui se situe dans les limites du rapport cyclique décrites dans l'équation II.10 entre 0,15 et 0,85 avec une marge supplémentaire. Cela nous donne la certitude qu'une résistance de sortie de 18Ω peut être utilisée pour suivre le point de puissance maximale d'un système PV en utilisant un convertisseur survolteur en CCM avec une plage de rapport cyclique comprise entre 0,15 et 0,85. Avec R_o sélectionné, nous pouvons passer à la conception du convertisseur boost.

II.5.3 Modélisation du convertisseur Boost

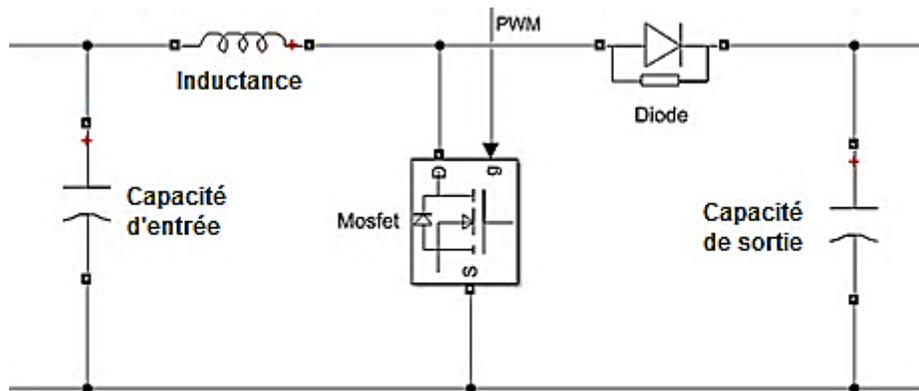


Figure II.8 : Circuit du convertisseur Boost

La figure II.8 représente la topologie du convertisseur élévateur utilisée dans notre étude. En suivant la méthode d'Ayop et Tan, nous commençons par sélectionner la taille de l'inductance de notre convertisseur élévateur.

$$L_{min} = \frac{V_{in}D}{\Delta I_L f_{sw}} \quad (\text{II.14})$$

$$L_{min} \geq \frac{V_{mpp}D_{max}}{\gamma I_{mpp} f_{sw}} = \frac{D}{\gamma f_{sw}} R_{boost} \quad (\text{II.15})$$

L'équation II.14 est l'équation de l'inductance minimale pour un convertisseur élévateur fonctionnant en mode de conduction continue (MCC) qui maintient un courant d'inductance positif tout au long de son fonctionnement. Elle comporte quatre variables dont nous avons besoin pour obtenir l'inductance critique L_{min} . La première étape consiste à remplacer les variables par des variables plus utiles pour la conception dans l'équation II.15. La tension d'entrée est la même que la tension MPP du PV, V_{mpp} .

L'ondulation du courant de l'inductance peut être remplacée par le courant MPP, I_{mpp} et le facteur d'ondulation du courant, γ . Le facteur d'ondulation du courant est le rapport entre l'ondulation crête à crête et le courant moyen. En utilisant la loi d'Ohm, nous remplaçons la tension et le courant MPP par la résistance de boost, voir l'équation II.1.

$$L_{min} \geq \frac{0.387}{0.2 * 100kHz} 6.769\Omega = 5.75mH \quad (\text{II.16})$$

$$L \geq L_{min} = 130\mu H \quad (\text{II.17})$$

Pour obtenir une valeur de L_{min} dans le pire des cas, nous utiliserons les valeurs du scénario le plus défavorable pour les quatre variables de l'Équation II.15, ce qui nous donnera une approximation de L_{min} . Le point MPP le plus important de R_{boost} est de $6,769\Omega$ à un rayonnement de $500W/m^2$, Équation II.9. Le rapport cyclique à ce point a été calculé comme étant de 0,387. L'ondulation du courant de l'inductance est au dénominateur et doit être minimisée, elle est donc fixée à la limite inférieure de 20%. La fréquence de commutation est une constante de 100 kHz. La taille minimale de l'inductance qui en résulte est d'environ $130\mu H$, équation II.17. Ce n'est pas une valeur finale, mais une approximation générale pour l'inductance de notre système. En effet, le rapport cyclique du système MPPT oscille généralement autour du

point de consigne MPP, ce qui augmente l'ondulation du courant de l'inductance par rapport à un système à rapport cyclique constant. L'inductance réelle nécessaire pour atteindre un ΔIL de 20 % sera probablement plus élevée, mais devrait avoir une magnitude similaire.

$$C_{in_min} \geq \frac{D}{\gamma 8 f_{sw}^2 L} = \frac{D}{\gamma 8 f_{sw}^2 \left(\frac{D}{\gamma f_{sw}} R_{boost} \right)} \quad (\text{II.18})$$

$$C_{in_min} \geq \frac{1}{8 f_{sw} R_{boost}} \quad (\text{II.19})$$

$$C_{in_min} \geq \frac{1}{8 * 100kHz * 3.321\Omega} = 376nF \quad (\text{II.20})$$

$$C_{in} \geq C_{in_min} = 376nF \quad (\text{II.21})$$

Nous utilisons

la valeur de notre inductance pour sélectionner le condensateur d'entrée, équation II.18. Il s'agit du condensateur d'entrée minimum nécessaire pour fournir un courant de pointe au convertisseur élévateur. Pour obtenir une approximation de C_{in_min} , nous pouvons substituer directement l'inductance, équation II.19. L'inductance finale dans la simulation peut être plus élevée, mais l'inductance est au dénominateur et l'utilisation d'une valeur plus petite augmente C_{in_min} , ce qui est parfait pour l'approximation. Après avoir réduit l'équation, nous constatons que la capacité d'entrée minimale ne dépend pas du paramètre γ , mais plutôt du point de fonctionnement de l'IV et de la fréquence de commutation. Le pire cas C_{in_min} est calculé en utilisant le plus petit cas R_{boost} à un rayonnement de 1000 W/m², équation II.20. Pour notre simulation, nous aurons besoin d'une capacité d'entrée supérieure à 376nF, équation II.21.

$$C_{o_min} \geq \frac{D}{\gamma f_s R_o} \quad (\text{II.22})$$

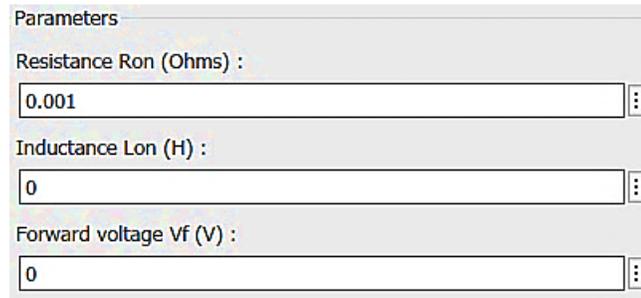
$$C_{o_min} \geq \frac{0.570}{0.2 * 100kHz * 18\Omega} = 1.585\mu F \quad (\text{II.23})$$

$$C_o \geq C_{o_min} = 1.585\mu F \quad (\text{II.24})$$

La capacité de sortie peut être calculée avec l'équation II.22 pour maintenir une régulation de

tension de 20 % sur la sortie. Pour obtenir un minimum approximatif, nous utilisons le plus grand rapport cyclique MPP, toutes les autres variables étant constantes. À la MPP pour un rayonnement de 1000 W/m^2 , le rapport cyclique est de 0,570, équation II.23. Nous obtenons une capacité de sortie minimale de $1,585 \mu\text{F}$, équation II.24.

Les deux derniers composants du convertisseur survolteur sont le commutateur et la diode. Ils sont généralement sélectionnés pour être aussi proches que possible de l'idéal afin d'augmenter le rendement en réduisant les pertes de puissance. Dans notre simulation, ils ont été conçus pour être aussi proches de l'idéal que la simulation pouvait le faire. Cela a posé un problème car la simulation ne converge pas facilement lorsqu'elles sont trop idéales à la condition initiale zéro. Pour éviter ces boucles algébriques dans la simulation, nous avons modifié le commutateur et la diode pour qu'ils soient légèrement non idéaux.



Parameters	
Resistance Ron (Ohms) :	0.001
Inductance Lon (H) :	0
Forward voltage Vf (V) :	0

Figure II.9 : Modèle de la diode du convertisseur Boost

La diode peut presque être définie comme idéale, mais elle est limitée par les contraintes de simulation. Ceci est noté dans les paramètres du modèle illustrés à la Figure II.9. Idéalement, la diode agit comme un commutateur unidirectionnel. Cette diode aurait une résistance nulle, il n'y a donc aucune perte de puissance lorsque le courant va vers la sortie. Cependant, la diode a besoin d'une certaine résistance pour simuler la restriction. Nous minimisons cette perte de puissance non idéale en fixant la résistance à une petite valeur de $1\text{m}\Omega$. Une diode idéale doit également couper immédiatement le courant. Ceci est représenté par un paramètre d'inductance égal à zéro. Enfin, la diode devrait s'allumer immédiatement lorsqu'elle est polarisée dans le sens direct, représenté par le paramètre de tension directe de 0V .

Parameters	
FET resistance Ron (Ohms) :	<input type="text" value="0.001"/>
Internal diode inductance Lon (H) :	<input type="text" value="0"/>
Internal diode resistance Rd (Ohms) :	<input type="text" value="0.001"/>
Internal diode forward voltage Vf (V) :	<input type="text" value="0"/>
Initial current Ic (A) :	<input type="text" value="0"/>
Snubber resistance Rs (Ohms) :	<input type="text" value="1e5"/>
Snubber capacitance Cs (F) :	<input type="text" value="inf"/>

Figure II.10 : Modèle de MOSFET du convertisseur Boost

La figure II.10 montre les paramètres du commutateur MOSFET de notre convertisseur élévateur. Le cas principal dictant les paramètres est celui où le commutateur est fermé et où le MOSFET forme un chemin en série vers la masse avec l'inductance. Idéalement, les deux ont une résistance à l'état passant nulle, mais Simulink ne permet pas un chemin de résistance nulle vers la terre en simulation en temps discret.

Nous voulons garder l'inductance idéale puisqu'il s'agit du paramètre changeant dans l'étude, donc nous fixons une petite résistance de FET sur $1\text{m}\Omega$ et une résistance de diode de $1\text{m}\Omega$. Pour que la diode soit proche de l'idéal, nous fixons son inductance et sa tension directe à zéro afin qu'elle puisse s'allumer et s'éteindre immédiatement. La simulation nécessite également un snubber en plus d'une petite quantité de résistance dans le FET et la diode. Nous avons choisi d'ajouter un snubber purement résistif au MOSFET de $10\text{k}\Omega$, ce qui est beaucoup plus grand que tout chemin parallèle et a peu d'effet sur la simulation.

Tableau II.3 : Résumé de la conception du convertisseur Boost

Exigence	Valeur	Justification
Résistance de sortie	$18\ \Omega$	Équation II.12, Équation II.13

Capacité d'entrée	400 nF	Équation II.21
Capacité de sortie	2 μ F	Équation II.24

II.5.4 Modèle de MPPT

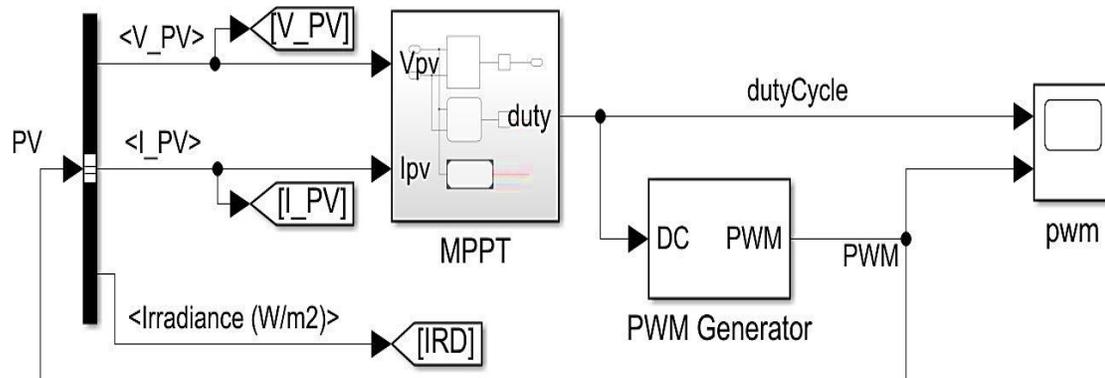


Figure II.11 : Sous-système MPPT dans Simulink

Le sous-système MPPT comporte deux sections principales, le bloc MPPT et le générateur PWM, comme le montre la Figure II.11. Les entrées du système sont les mesures de courant et de tension du panneau photovoltaïque. Ces deux variables sont introduites dans le bloc MPPT où l'un des trois algorithmes suivants est exécuté : Perturbation et observation (P&O), Conductance incrémentale (IC) ou Tension constante (CV).

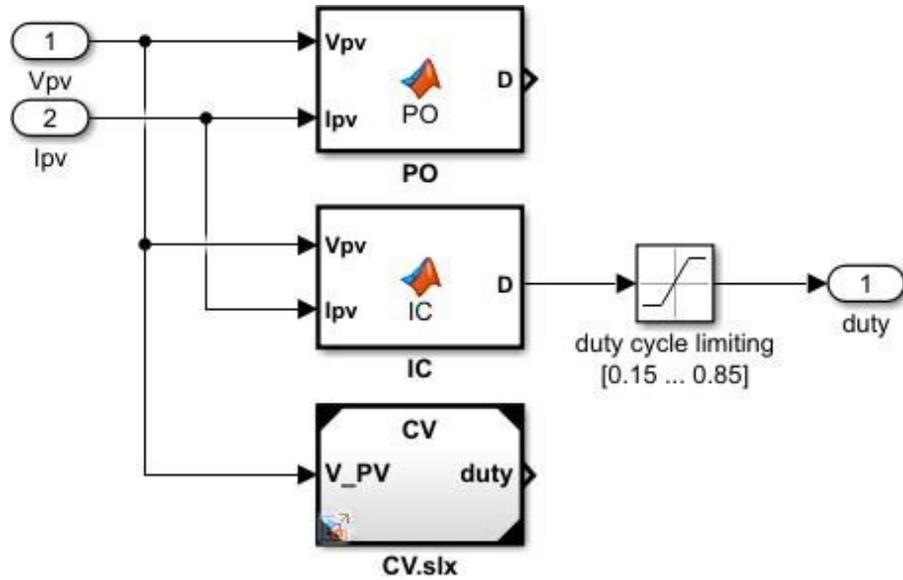


Figure II.12 : Bloc des algorithmes MPPT

Une conception de référence MATLAB a été utilisée pour mettre en œuvre les trois algorithmes [27]. P&O et IC utilisent tous deux le courant et la tension, tandis que la tension constante n'utilise que la tension. Les trois peuvent fonctionner en parallèle, mais une seule sortie est connectée à la sortie du cycle de fonctionnement à la fois. Dans le schéma ci-dessus, IC est connecté comme indiqué par la flèche vers le port de sortie du rapport cyclique. Il faut noter qu'il y a un filtre de limitation qui maintient le rapport cyclique entre 0,15 et 0,85, ce qui maintient également le convertisseur de suralimentation en CCM.

Le P&O a été fourni sous forme de bloc fonctionnel MATLAB. Une partie de la logique de comparaison a été inversée en signe car l'algorithme original a été écrit pour un convertisseur buck. Les convertisseurs buck ont une relation positive entre le rapport cyclique et la tension de sortie, tandis que les convertisseurs boost ont une relation inverse. Il y avait également des comparaisons supplémentaires au-delà du P&O pur qui ont été supprimées. La vitesse d'échantillonnage de l'algorithme a également été modifiée, passant de 1kHz à 1kHz, afin que l'algorithme dispose des mesures les plus récentes du panneau photovoltaïque. La dernière modification a consisté à ajuster la taille de l'étape du cycle d'utilisation. Le pas a été fixé à 0,01,

ce qui correspond à 1 % de la période et est décrit dans les exigences de conception.

L'algorithme IC par défaut était fourni sous forme de sous-système d'espace d'état, dont la vitesse de mise à jour était plus lente. Il a été réécrit dans un bloc fonctionnel MATLAB pour correspondre à P&O, afin que les algorithmes fonctionnent à la même vitesse. Cette décision a été prise parce que la limitation probable d'un système MPPT dans le monde réel serait la vitesse d'échantillonnage du courant et de la tension. P&O et IC sont tous deux des algorithmes rapides qui s'exécutent relativement à la même vitesse.

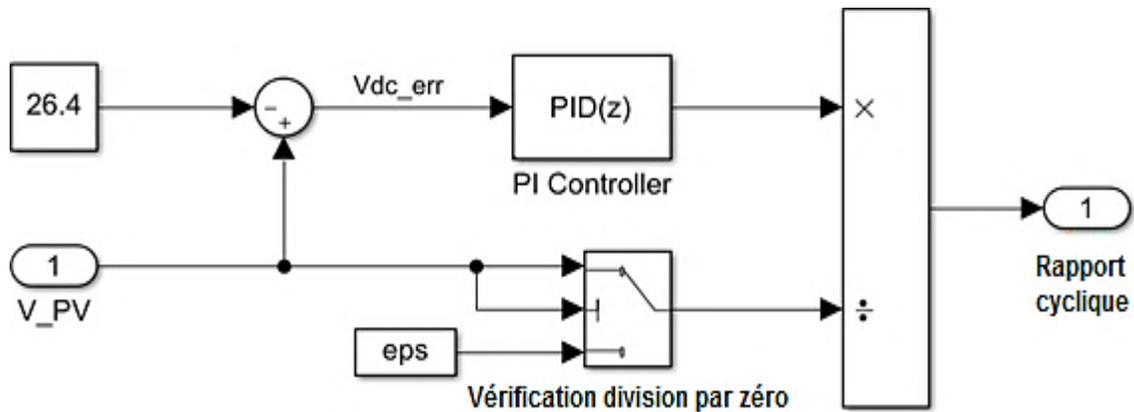


Figure II.13 : Bloc de l'algorithme CV

Le troisième algorithme inclus était un bloc de tension fractionnelle en circuit ouvert que nous avons appelé CV.

Ce changement a été effectué parce que le fabricant a une tension MPP indiquée dans sa fiche de spécifications, voir Tableau I.2. En revanche, la tension OC fractionnée choisit une tension cible comme fraction de la tension OC. Cette fraction est généralement conçue sur la base de longs tests expérimentaux pour déterminer la meilleure MPP. En fonctionnement, elle nécessite également que le système soit en circuit ouvert pour échantillonner la tension, ce qui réduit l'efficacité. Nous pouvons renoncer à ces deux inconvénients en utilisant la tension constante recommandée par le fabricant lors de tests internes. Nous apportons ce changement en réglant la tension de référence d'entrée à 26,4 V, comme recommandé par le fabricant. Cette valeur de comparaison est utilisée par un contrôleur PID pour suivre le MPP. Le système PID a été réglé expérimentalement pour suivre des entrées par paliers de 500W/m^2 .

II.6 Simulation finale du MPPT

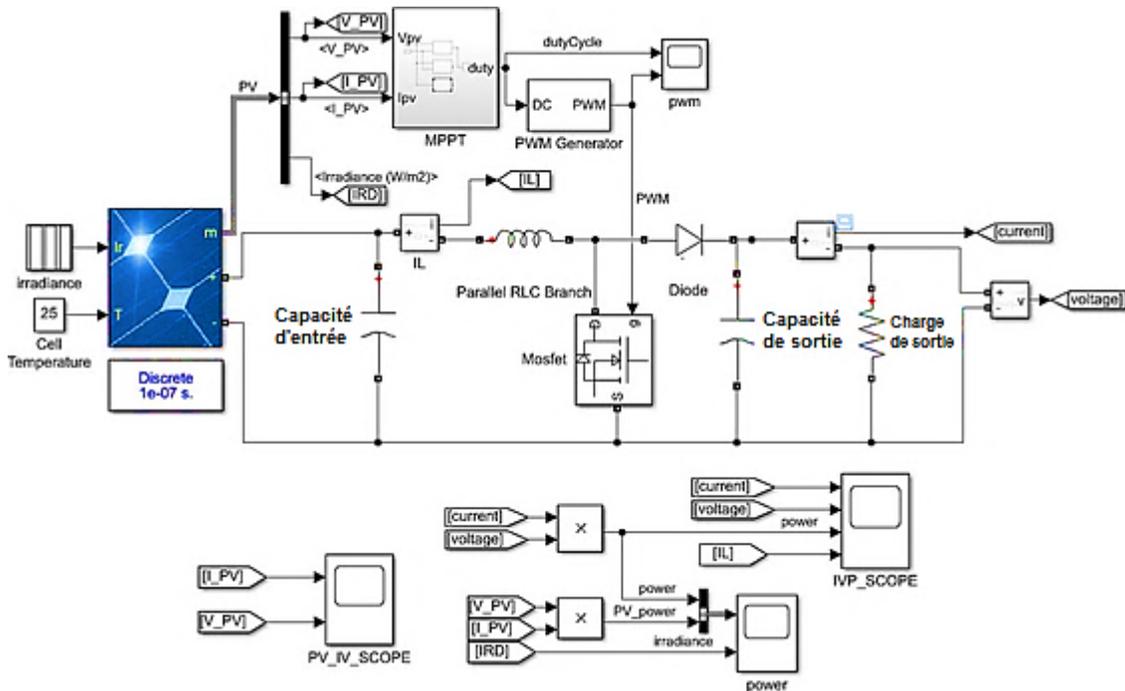


Figure II.14 : Modèle Simulink final

La Figure II.14 est le modèle Simulink MPPT final utilisé dans cette thèse. Pendant que la simulation se déroule, plusieurs mesures sont enregistrées pour être analysées via les blocs d'oscilloscope. Pour les mesures de puissance, nous enregistrons le courant, la tension et la puissance du panneau PV, le courant de l'inductance, le courant de sortie, la tension et la puissance. Pour les mesures hors puissance, nous enregistrons l'irradiance et le cycle d'utilisation. Lorsque la simulation est terminée, nous sauvegardons le journal des données avec un script MATLAB. Les données sont sauvegardées dans un fichier de données MATLAB avec la date, l'heure et l'algorithme MPPT dans le nom du fichier pour l'organisation.

Une fois la simulation terminée, nous traitons les données pour calculer les caractéristiques en régime permanent et transitoire. Pour cette étude, nous devons déterminer expérimentalement la taille de l'inductance nécessaire pour des γ_{IL} de 20% à 40% par pas de 5%.

Les résultats de simulation doivent être sauvegardés pour calculer les caractéristiques du régime permanent. Il s'agit de la moyenne, de l'écart type, du maximum, du minimum et de la plage pour la puissance de sortie, le courant d'inductance et le rapport cyclique. On doit calculer

également le γ_{IL} comme le rapport entre le ΔI_L et le I_L moyen. Si les résultats de la simulation renvoyaient un γ_{IL} supérieur à la cible, on augmentait l'inductance pour la simulation suivante, et vice versa. On considérait que la sélection de l'inductance par itération était faite lorsque γ_{IL} se situait à moins de 0,5 % de la valeur souhaitée. Ce processus a été répété pour cinq γ_{IL} différents pour les trois algorithmes.

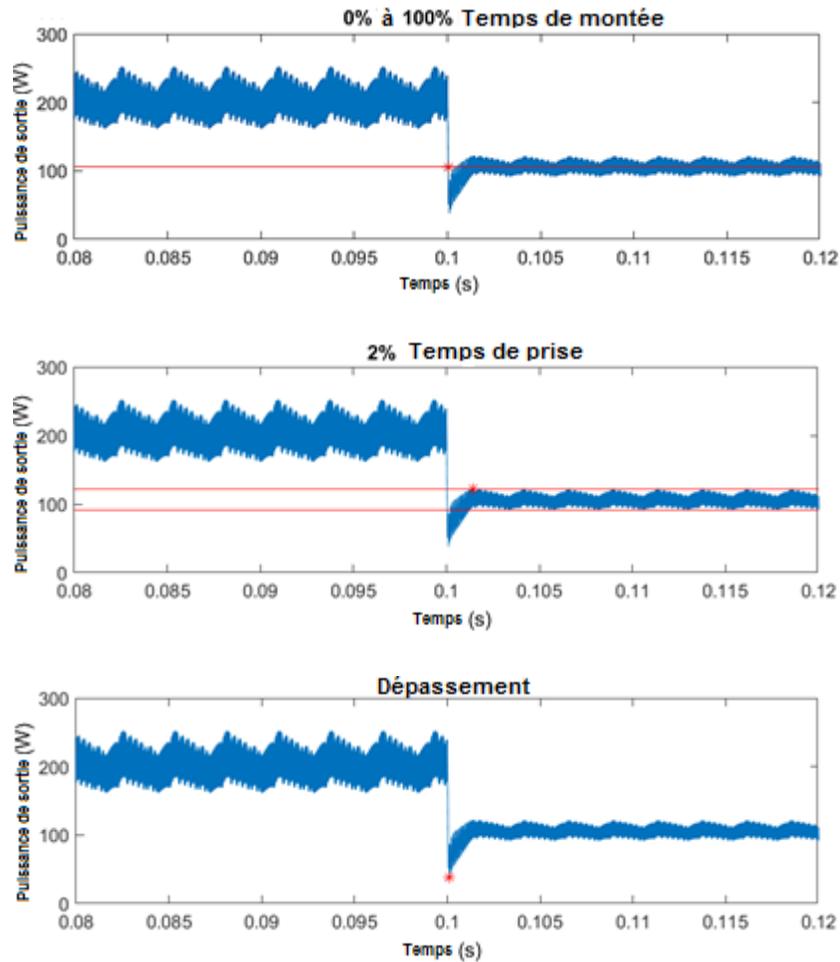


Figure II.15 : Graphiques de réponse transitoire du MPPT dans une fenêtre de 40 ms

II.7 Conclusion

Après avoir calculé les caractéristiques en régime permanent pour une inductance donnée, le script utilise ces valeurs pour calculer les caractéristiques de réponse transitoire. Celles-ci

comprennent le temps de montée, la valeur au temps de montée, le temps d'établissement, la valeur au temps d'établissement et le dépassement de la puissance de sortie. Pour une confirmation visuelle, le script trace ces trois caractéristiques sur un graphique afin qu'elles puissent être inspectées pour un contrôle de bon sens, comme illustré à la Figure II.15.

Chapitre III :

Résultats et Analyse

III.1 Introduction

Ce chapitre fait l'objet d'une comparaison des résultats de simulation obtenus avec l'outil Matlab Simulink relatifs aux différentes techniques MPPT à savoir :

- Perturb & Observ (P&O),
- Incremental Conductance (IC)
- Tension Constante (VC),

Le but de ces essais est de vérifier le fonctionnement de chaque technique et comparer les performances de chaque méthode.

Nous avons procédé à la simulation du système, sous les conditions standard (température 25°C et un éclairage de 500, 1000 W/m^2).

III.2 Essai initial d'abaissement de l'irradiance - Résultats de la sélection des inductances

Le principal cas d'essai étudié était un abaissement de 1000 W/m^2 à 500 W/m^2 , sous des pas constants du rapport cyclique de 1% pour P&O et IC. La première constatation de nos résultats a été la confirmation que l'inductance nécessaire pour maintenir un γ_{IL} de 20% dans un système MPPT est plus grande que notre inductance critique calculée. Ceci était attendu, car le rapport cyclique n'est pas constant, mais oscille autour d'un point de consigne.

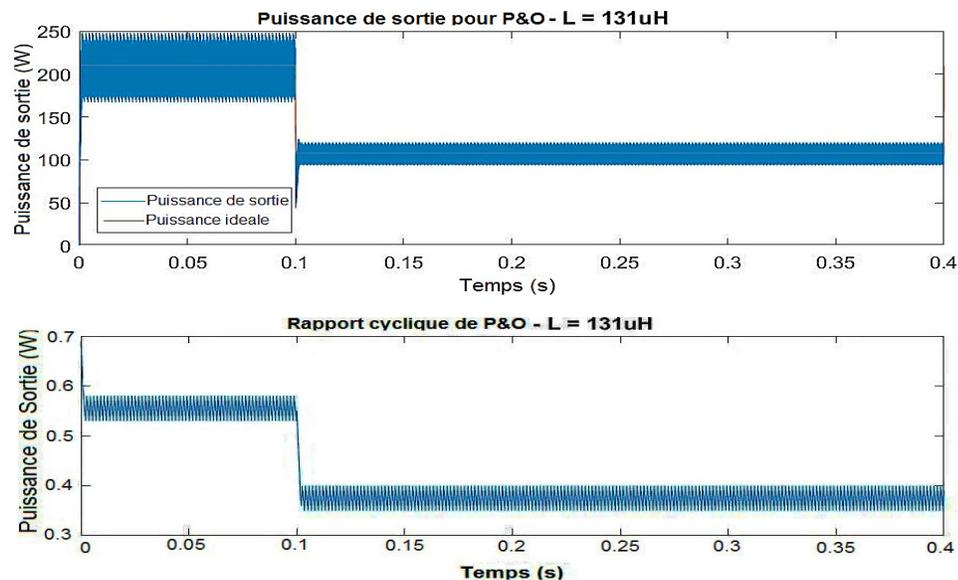


Figure III.1 : Puissance de sortie et rapport cyclique de P&O à l'inductance critique de 20% γ_{IL}

La figure III.1 représente la puissance de sortie et le rapport cyclique tracés en fonction du temps pour un système P&O à une inductance critique de 20% γ_{IL} . L'inductance critique calculée pour atteindre ce γ_{IL} a été $130\mu\text{H}$ pour une irradiance supérieure ou égale à $500\text{W}/\text{m}^2$ selon l'équation II.17. Cependant, l'analyse en régime permanent montre que le γ_{IL} réel est de 30,2%. Pour confirmer que l'oscillation du rapport cyclique était la cause de la différence de γ_{IL} , nous avons effectué une autre simulation où le rapport cyclique était constant et réglé sur le rapport cyclique moyen de la simulation précédente.

Le principe était que le maintien d'un rapport cyclique constant sans la plage d'oscillation de 5 % permettrait d'obtenir les 20% de γ_{IL} souhaités.

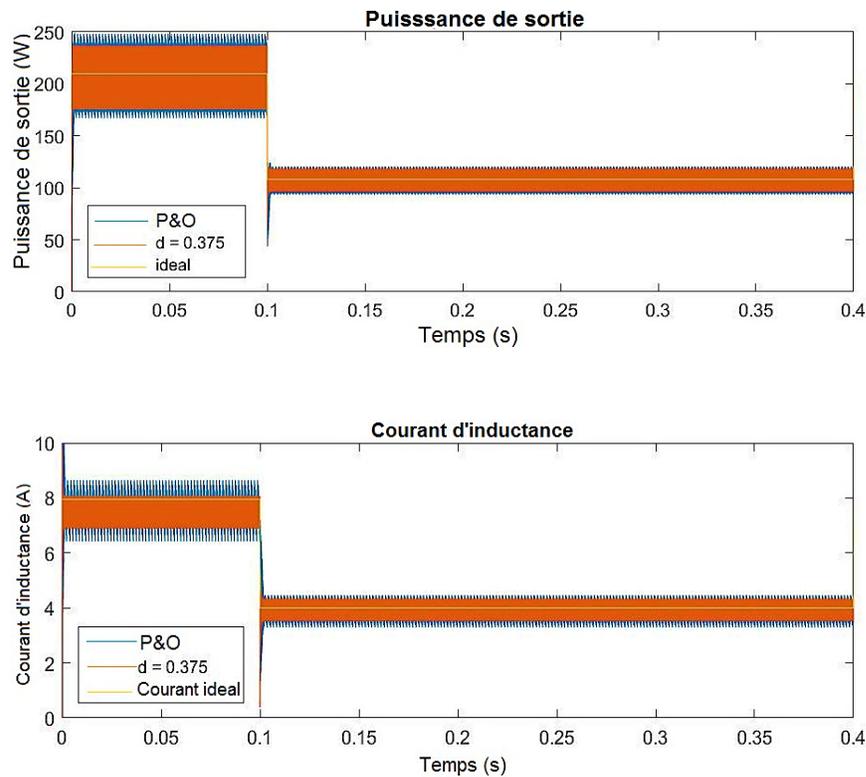


Figure III.2 : Puissance de sortie et le courant moyen d'inductance pour P&O à $L = 131\mu\text{H}$

La figure III.2 représente la puissance de sortie et le courant d'inductance pour l'algorithme P&O et son rapport cyclique constant à l'inductance critique. Comme vous pouvez le constater, la variation du système est plus petite pour le système à rapport cyclique constant en raison de la réduction des oscillations autour du point de consigne de 0,375. Le γ_{IL} s'améliore à 20,7% comparé à 30,2% pour un système P&O. Ce test montre qu'un système MPPT à pas constant

aura un γ_{IL} plus élevé que la valeur attendue en raison de l'oscillation du rapport cyclique pour un système P&O. Le même test à l'inductance critique a été effectué pour déterminer si cette tendance était la même pour l'algorithme IC.

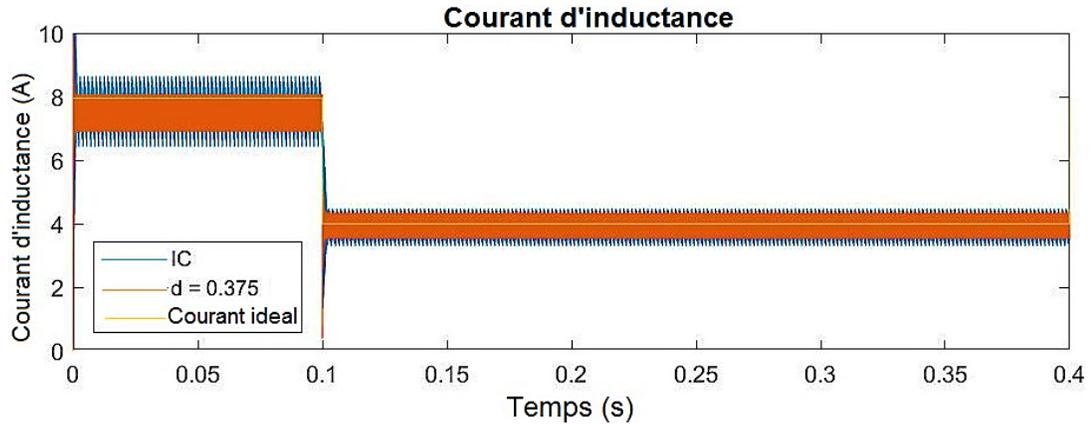


Figure III.3 : Le courant moyen d'inductance pour IC à $L = 131\mu\text{H}$

La simulation a montré que les performances de P&O et IC étaient pratiquement identiques. Cela peut être observé dans le tracé de l'ondulation du courant d'inductance pour IC en fonction de son rapport cyclique moyen à la figure III.3. À l'inductance critique, IC avait un γ_{IL} de 30,2 % et un γ_{IL} de 20,4 % sous le rapport cyclique moyen constant de 0,375. Les conditions de simulation pertinentes à réitérer étaient que IC et P&O ont la même taille de pas de 1% et la même vitesse de mise à jour de 10kHz.

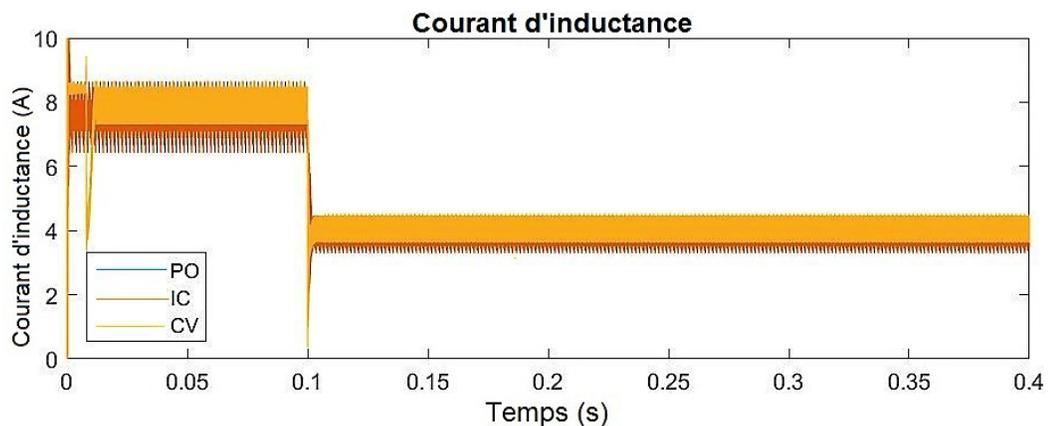


Figure III.4 : Courant de l'inductance à $L = 131\mu\text{H}$ pour P&O, IC, et CV

L'algorithme CV était beaucoup plus proche de l'idéal. Ce système a été réglé pour réduire l'oscillation en régime permanent, le temps de montée et le temps de descente. L'avantage de ce

Le système CV-PID est la correction continue du rapport cyclique par rapport aux algorithmes P&O ou IC standard. Les changements de rapport cyclique sont calculés à l'aide du PID, de sorte que le rapport cyclique peut être bien inférieur à 1 % en régime permanent et bien supérieur à 1 % pendant la réponse transitoire.

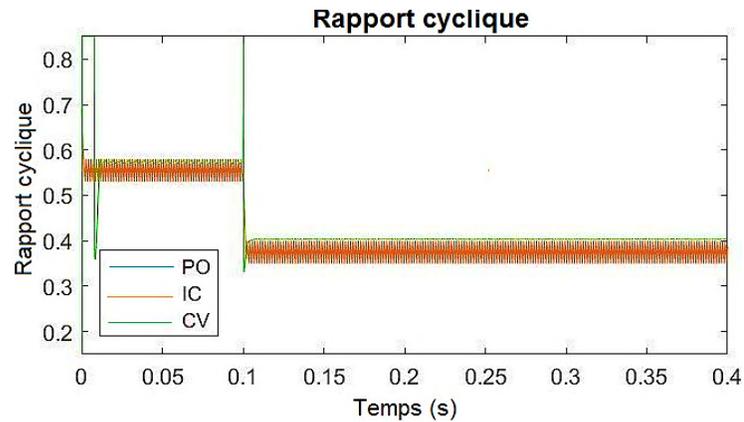


Figure III.5 : Rapport cyclique à $L = 131\mu\text{H}$ pour P&O, IC et CV

Cela a conduit à une variation de rapport cyclique plus petite par rapport au P&O et au IC dans des conditions de régime permanent, comme indiqué à $t = 0,2\text{s}$ et à $0,4\text{s}$ dans la figure III.5. Il était beaucoup plus proche de la cible γ_{IL} à 22,4% pour l'inductance critique calculée.

Les trois algorithmes ont montré que le γ_{IL} était plus grand que prévu pour une inductance critique calculée. Cela signifie que pour notre étude, nous avons dû itérer les simulations de différentes tailles d'inductance jusqu'à ce que nous obtenions le γ_{IL} désiré par incréments de 5% de 20% à 40%. Nous nous attendons à ce que P&O et IC aient des inductances similaires qui sont modérément plus grandes et que CV ait des inductances légèrement plus grandes par rapport à l'inductance critique calculée sur la base de nos simulations initiales.

Tableau III.1 : Taille de l'inductance pour γ_{IL} à un rayonnement de 500W/m^2

γ_{IL}	40%	35%	30%	25%	20%
Inductance critique	65,5 μH	74,8 μH	87,3 μH	104,7 μH	130,9 μH
P&O	83,6 μH	104,4 μH	132,2 μH	200,0 μH	400,0 μH
IC	83,6 μH	103,3 μH	132,2 μH	200,0 μH	400,0 μH

CV	73,0 μH	82,5 μH	96,4 μH	117,2 μH	146,4 μH
----	--------------------	--------------------	--------------------	---------------------	---------------------

Le tableau III.1 présente les tailles d'inductance obtenues par itération. Pour chacun des quinze cas d'essai ci-dessus, l'inductance a été itérée à une précision de 0,1 μH pour être aussi proche que possible du γ_{IL} idéal. Les constantes de réglage du PID de CV, P&O et le pas de 1 % de IC ont permis d'obtenir un γ_{IL} à 0,5 % près de la valeur souhaitée, tout en maintenant constants tous les autres paramètres de la simulation. Nous disposons ainsi des caractéristiques en régime permanent et transitoire en fonction de γ_{IL} . Nous nous tournons maintenant vers les données pour observer comment P&O, IC, et CV sont affectés par γ_{IL} dans un sens absolu et les uns par rapport aux autres.

Notre hypothèse au début de cette étude était que γ_{IL} serait négativement corrélé avec la performance MPPT lorsque tous les autres paramètres étaient maintenus constants. Au fur et à mesure que γ_{IL} augmentait, la tension et le courant du panneau PV entrant dans les systèmes MPPT avaient une variation plus grande et entraînaient une plus grande déviation du cycle de travail. Cette déviation plus importante à la fois dans l'entrée et la sortie du système MPPT réduirait la puissance de sortie moyenne du système. Nous nous attendions également à ce que cela réduise les performances de suivi pour les mesures transitoires, entraînant des temps de montée et de descente plus lents.

III.3 Essai initial d'abaissement de l'irradiance - Analyse des résultats

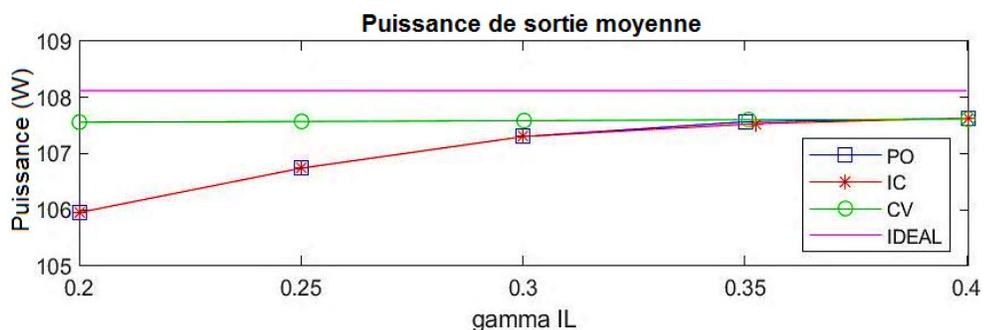


Figure III.6 : Puissance de sortie moyenne en fonction de γ_{IL} pour P&O, IC et CV

Les résultats de notre simulation n'ont pas été ceux que nous attendions. Nous avons trouvé une corrélation positive pour la puissance de sortie moyenne lorsque γ_{IL} augmente à la fois pour

P&O et IC, comme le montre la figure III.6. La meilleure pratique typique nous dit de minimiser γ_{IL} en augmentant l'inductance jusqu'à ce qu'elle devienne trop grande pour son facteur de forme ou trop chère, mais cela peut ne pas être le cas pour nos circonstances. Plus précisément, cela peut ne pas être le cas pour les systèmes MPPT de taille d'étape de rapport cyclique fixe, P&O et IC. Le système CV avait presque exactement la même puissance de sortie indépendamment de γ_{IL} . Pour en savoir plus, nous allons examiner les différences entre P&O et IC et CV.

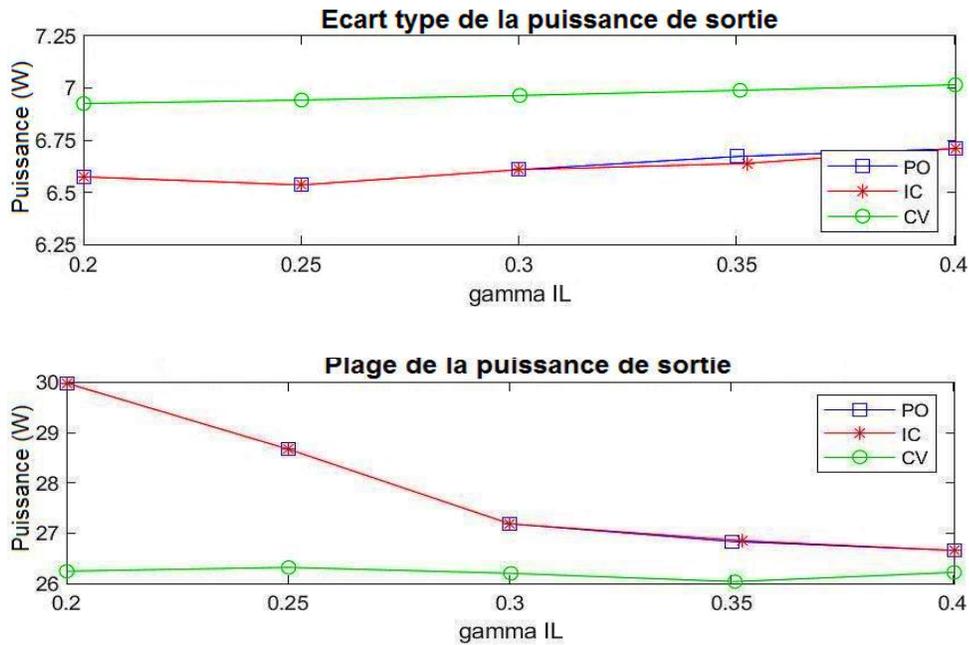


Figure III.7 : Écart-type et plage de la puissance de sortie de P&O, IC et CV en fonction de γ_{IL}

L'écart type de la puissance de sortie a tendance à augmenter légèrement pour les trois algorithmes, comme le montre la figure III.7. Cela est intuitivement logique, car nous nous attendrions à un écart plus important par rapport à la moyenne, étant donné que l'écart du courant d'inductance entré dans le système augmente également. Mais la même tendance dans les trois algorithmes fait qu'il est peu probable qu'elle soit la cause de la différence dans la puissance de sortie moyenne. Il y a une différence significative dans la variation de la puissance de sortie pour P&O et IC par rapport à CV. Un facteur d'ondulation du courant d'inductance plus faible entraîne une variation de puissance plus importante en régime permanent pour P&O et IC, alors qu'elle est relativement constante pour CV. Cette différence nous permet de comprendre pourquoi la puissance moyenne augmente lorsque l'ondulation du courant de l'inductance augmente. La puissance de sortie semble osciller dans une variation plus petite, malgré un écart

type plus important.

Cette réduction de l'oscillation est attribuée aux performances de l'algorithme MPPT, en raison de la puissance de sortie moyenne qui tend dans la direction opposée de l'inductance. Dans un convertisseur survolteur normal à un rapport cyclique constant, l'augmentation de l'inductance réduirait γ_{IL} , réduirait la variation de la puissance de sortie et augmenterait la puissance de sortie moyenne. Dans cette simulation, l'augmentation de l'inductance réduit le γ_{IL} , mais augmente la variation de la puissance de sortie et diminue la puissance de sortie moyenne. Cela doit être dû au fait que l'algorithme MPPT ne suit pas le rapport cyclique à sa valeur optimale puisque le rapport cyclique variable est la seule différence.

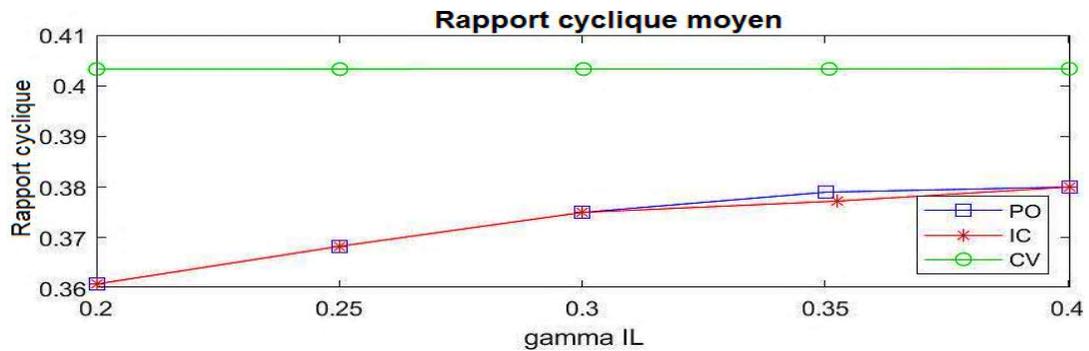


Figure III.8 : Rapport cyclique moyen de P&O, IC et CV en fonction de γ_{IL}

Le tracé du rapport cyclique moyen en fonction de γ_{IL} confirme ce raisonnement, comme le montre la figure III.8. CV présente le rapport cyclique moyen le plus précis, ce qui conduit à la puissance de sortie moyenne la plus élevée. En revanche, les rapports cycliques moyens de P&O et IC semblent être inférieurs de 3 à 4 % à ceux de l'algorithme CV, plus idéal. Nous savons que le rapport cyclique moyen imprécis est le problème, mais nous devons encore trouver la cause de cette performance sous-optimale

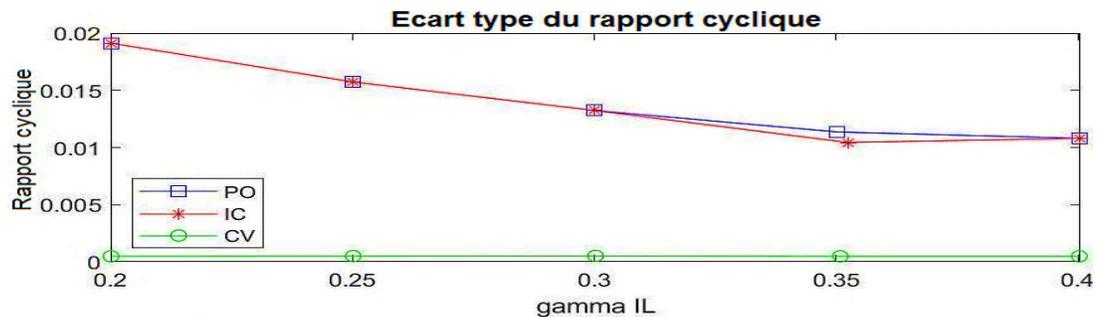


Figure III.9 : Écart-type et plage du rapport cyclique de P&O, IC et CV en fonction de γ_{IL}

On peut répondre partiellement à cette question en examinant l'écart type et la variation du rapport cyclique en régime permanent, comme le montre la figure III.9. Le système à tension constante ne présente pratiquement aucun écart et une variation inférieure à 1 % pour le rapport cyclique. En revanche, PO et IC n'auront jamais une variation inférieure à 1 % en raison de leur taille de pas constante, mais elle devrait être proche de 1 %. Pour mieux comprendre, nous avons tracé le rapport cyclique des trois algorithmes pour une inspection visuelle.

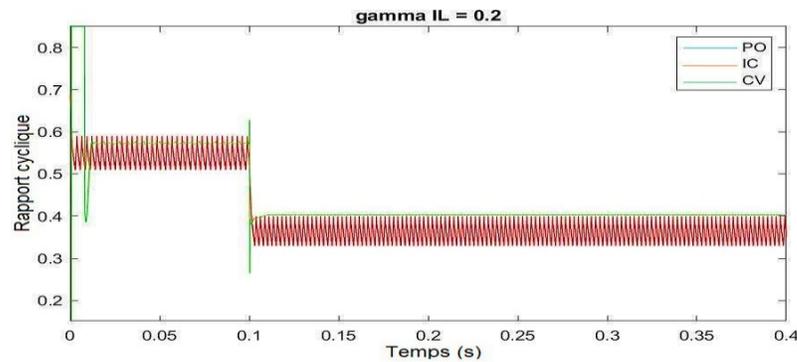


Figure III.10 : Rapport cyclique de P&O, IC et CV en fonction du temps pour $\gamma_{IL} = 0,2$

La première constatation que l'on peut faire en examinant le graphique est que les rapports cycliques de P&O et IC semblent osciller périodiquement, comme le montre la figure III-10, ce qui indique un problème de fréquence d'échantillonnage ou de temps de réponse transitoire. La deuxième constatation est que P&O et IC suivent le rapport cyclique jusqu'à la même valeur de 0,4 que CV, mais les rapports cycliques oscillent dans la partie inférieure. Ceci est intéressant car nous nous attendrions à ce que l'oscillation soit centrée autour de 0,4 si P&O et IC fonctionnaient correctement.

Il convient de noter que les performances de P&O et IC sont identiques. Bien que cela ait semblé étrange au départ, c'est logique en raison des paramètres de simulation. IC a été implémenté dans sa forme la plus basique, ce qui a entraîné des changements d'échelon de rapport cyclique identiques à ceux de P&O, à moins que la mesure de puissance actuelle soit égale à la mesure de puissance précédente. Dans le bloc IC, il n'y a pas de réduction de la précision pendant la comparaison de puissance, donc elle ne sera presque jamais exactement la même en raison de la commutation du convertisseur élévateur. Cela élimine effectivement l'option de maintien du rapport cyclique et entraîne des changements de pas identiques à P&O. La performance globale identique peut être attribuée au fait que les tests ont été effectués en

simulation. Avec les mêmes commandes de rapport cyclique, la simulation se déroulera exactement de la même manière. Dans les itérations futures, cela devrait être modifié, et la comparaison de puissance IC devrait avoir une précision réduite.

III.4 Essai initial d'abaissement de l'irradiance - Analyse de l'oscillation du rapport cyclique

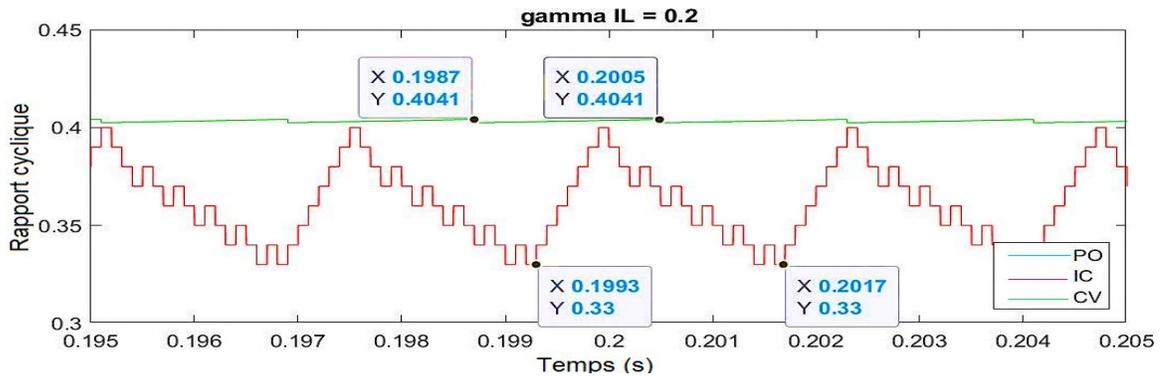


Figure III.11 : Oscillations du rapport cyclique de PO, IC et CV pour $\gamma_{IL} = 0,2$

Après une inspection plus poussée, la CV présente également une oscillation périodique, comme le montre la figure III.11. P&O et IC oscillent tous les 24 cycles à 417 Hz et le CV oscille tous les 18 échantillons à 555 Hz à 20% γ_{IL} . La forme générale semble être une forme d'onde triangulaire avec des pentes asymétriques. P&O et IC semblent augmenter de façon monotone vers un rapport cyclique de 0,4, puis chuter plus lentement vers sa limite inférieure de 0,36. CV fait le contraire avec une montée plus lente jusqu'au maximum avec une chute beaucoup plus raide et plus courte.

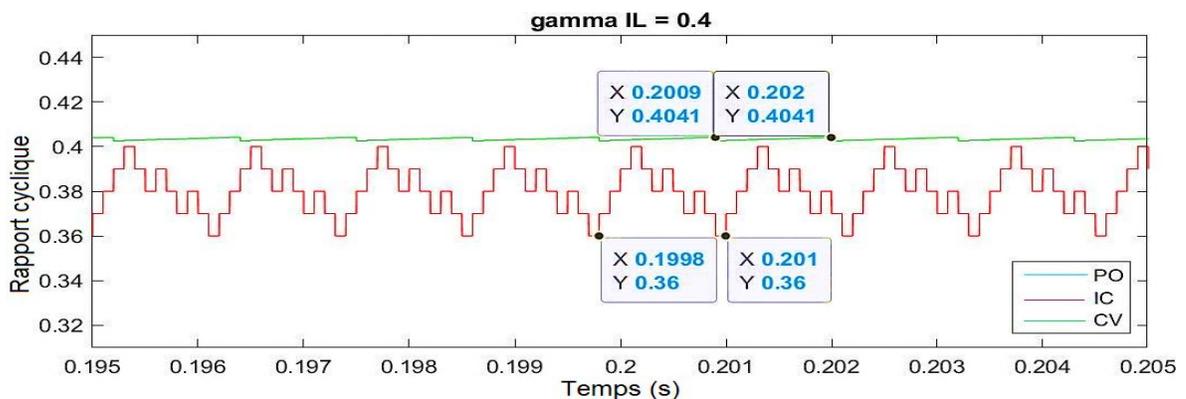


Figure III.12 : Oscillations du rapport cyclique de P&O, IC et CV pour $\gamma_{IL} = 0,4$

Les mêmes tendances de rapport cyclique apparaissent à 40% γ_{IL} , mais les fréquences d'oscillation deviennent beaucoup plus courtes comme le montre la figure III.12. P&O et IC

oscillent tous les 13 cycles à 770Hz, et CV oscille tous les 11 cycles à 909Hz.

Le raccourcissement du cycle d'oscillation semble être la raison pour laquelle P&O et IC sont plus performants à des γ_{IL} plus grands. La variation du cycle d'oscillation est plus petite, ce qui réduit la variation du rapport cyclique. Cette tendance était cohérente dans toutes les simulations. Des γ_{IL} plus grands ont été obtenus avec des inductances plus petites et la nature périodique pointent vers une réponse transitoire et un conflit de temps d'échantillonnage. Pour une investigation plus approfondie, nous regardons la puissance de sortie du système pour observer la réponse transitoire directement avec le rapport cyclique.

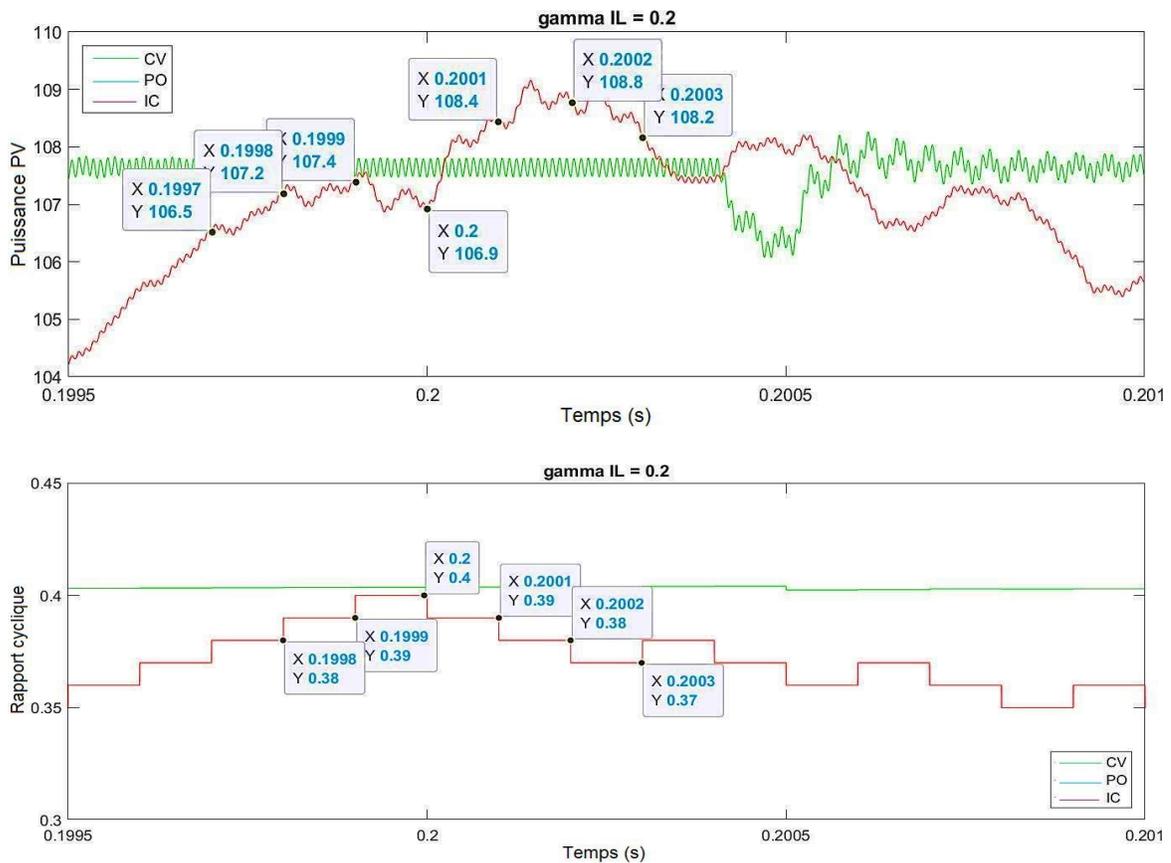


Figure III.13 : Oscillations du rapport cyclique de P&O, IC et CV pour $\gamma_{IL} = 0,2$, $T_s = 100\mu s$

Il y a deux caractéristiques clés que nous pouvons extrapoler à partir des graphiques ci-dessus. Premièrement, la puissance de sortie est en retard sur le rapport cyclique d'environ deux millisecondes, ou deux cycles, à 20% γ_{IL} . C'est la réponse transitoire attendue du système. Deuxièmement, le retard du système est plus long que la période d'échantillonnage. Cela amène

l'algorithme à modifier son point de fonctionnement en fonction des effets du rapport cyclique des deux cycles précédents. Pour améliorer le P&O et le IC performances, nous avons besoin que les algorithmes se mettent à jour sur la base du rapport cyclique le plus récent. Il n'y a aucun moyen de créer une réponse transitoire plus rapide sans changer γ_{IL} , donc nous réduisons l'échantillonnage et mettons à jour la vitesse des algorithmes P&O et IC. Cela donne au système le temps de changer plusieurs cycles de commutation sur la base du nouveau rapport cyclique avant que la puissance de sortie ne soit mesurée. CV n'a pas besoin de cette correction car son PID de second ordre est capable de forcer l'erreur en régime permanent à zéro en raison de sa nature d'ordre supérieur.

Tableau III.2 : Réponse de la variation du rapport cyclique au temps d'échantillonnage pour un rayonnement de 500W/m^2

Ts	100 μs	150 μs	200 μs	300 μs	1 ms	10 ms
PO, L = 86,3 μH	4%	2%	2%	2%	2%	2%
IC, L = 86,3 μH	4%	2%	2%	2%	2%	2%
PO, L = 400 μH	7%	4%	3%	2%	2%	2%
IC, L = 400 μH	7%	4%	3%	2%	2%	2%

Le tableau III.2 présente les réponses de la variation du rapport cyclique en fonction de la période d'échantillonnage. Pour obtenir la gamme complète des effets de réponse transitoire, nous avons utilisé la plus petite inductance et la plus grande de nos données précédentes pour P&O et IC. La période d'échantillonnage originale de $100\mu\text{s}$ a la plus grande variation de 7%, qui diminue à 2% pour toute la gamme d'inductances à $300\mu\text{s}$. Ceci est logique car le retard du rapport cyclique a été observé comme étant d'au moins deux cycles comme indiqué dans la figure précédente. Une augmentation de la période d'échantillonnage à 10ms n'a pas permis de réduire davantage la variation du rapport cyclique, la nouvelle période d'échantillonnage a donc été fixée à $300\mu\text{s}$. Cela permet d'obtenir les temps de réponse transitoires les plus rapides sans aucun effet négatif sur les performances en régime permanent.

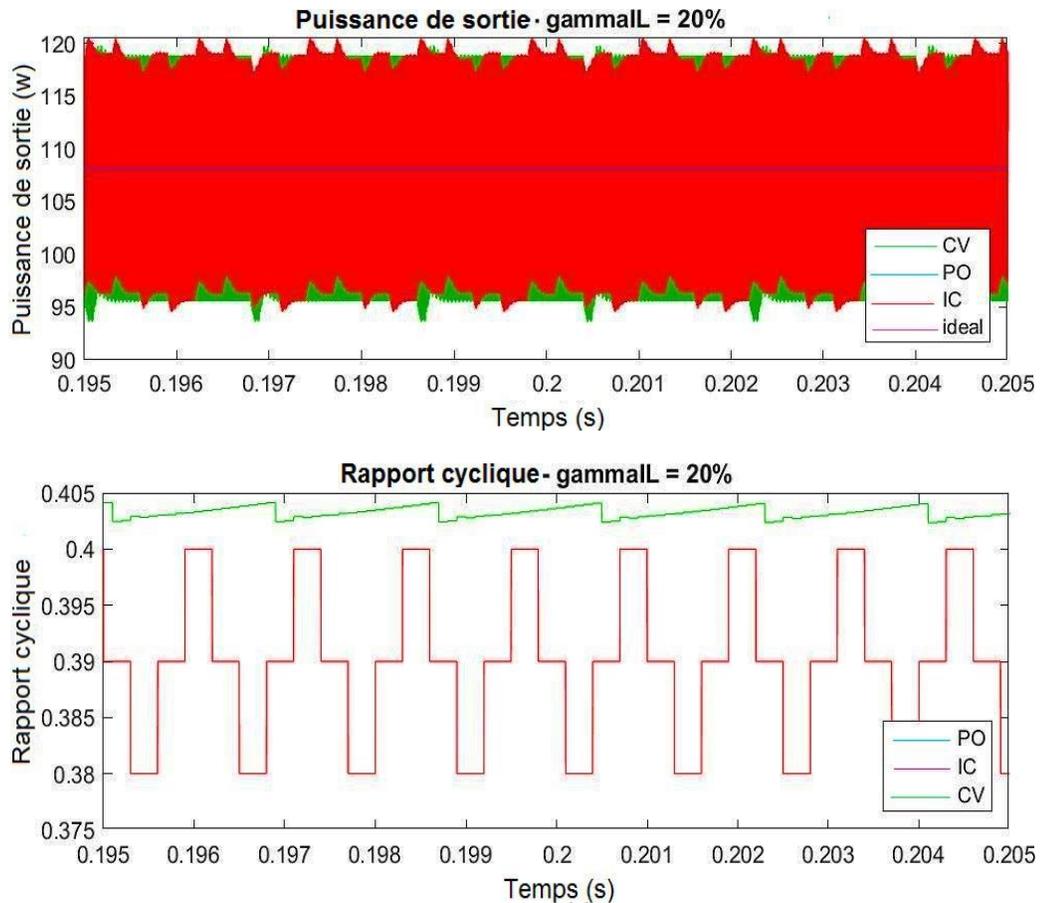


Figure III.14 : Oscillations du rapport cyclique de P&O, IC et CV pour $\gamma_{IL} = 0,2$, $T_s = 300\mu s$

Nous avons simulé cette correction avec le système de réponse transitoire le plus lent de 20% γ_{IL} . Avec le nouveau temps d'échantillonnage de $300\mu s$, l'oscillation du rapport cyclique a été minimisée mais persiste toujours pour P&O et IC. Il semble que ce soit simplement la limite naturelle des algorithmes P&O et IC strictement basiques. L'oscillation pourrait potentiellement être réduite à 1% par des blocs supplémentaires aux algorithmes, tels qu'un filtre de moyennage ou une précision réduite pour les comparaisons de puissance. Cependant, cela dépassait le cadre initial de ce projet.

Les graphiques montrent également qu'une réduction supplémentaire du rapport cyclique peut ne pas améliorer les performances du système. L'oscillation du rapport cyclique de 2% ne montre aucun effet négatif sur la puissance de sortie moyenne ou son variation. P&O et IC semblent fonctionner au même niveau que le système CV à moins de 0,1 % de variation de rapport cyclique, ce qui est essentiellement constant. Avec cette correction vérifiée, nous pouvons refaire notre simulation pour des γ_{IL} de 20% à 40% par pas de 5%.

III.5 Essai d'abaissement de l'irradiance à $T_s = 300\mu s$ - Résultats de la sélection des inductances

Tableau III.3 : Taille de l'inductance pour γ_{IL} à un rayonnement de $500W/m^2$, Temps d'échantillonnage ajusté

γ_{IL}	40%	35%	30%	25%	20%
Inductance critique	65,5 μH	74,8 μH	87,3 μH	104,7 μH	130,9 μH
P&O ($T_s = 300\mu s$)	77,8 μH	89,3 μH	103,8 μH	128,2 μH	162,0 μH
IC ($T_s = 300\mu s$)	77,8 μH	89,3 μH	103,8 μH	128,2 μH	162,0 μH
CV	73,0 μH	82,5 μH	96,4 μH	117,2 μH	146,4 μH

Tableau III.4 : Taille de l'inductance pour γ_{IL} à une irradiance de $1000W/m^2$ Temps d'échantillonnage ajusté

γ_{IL}	40%	35%	30%	25%	20%
Inductance critique	47,4 μH	54,1 μH	63,1 μH	75,8 μH	94,7 μH
P&O ($T_s = 300\mu s$)	60,4 μH	69,3 μH	81,6 μH	100,5 μH	130,9 μH
IC ($T_s = 300\mu s$)	60,4 μH	69,3 μH	81,6 μH	100,5 μH	130,9 μH
CV	55,6 μH	63,9 μH	74,6 μH	89,1 μH	112,5 μH

Le tableau III.3 présente les tailles d'inductance mises à jour pour une radiance de $500 W/m^2$ pour γ_{IL} . La taille des inductances a été fortement réduite pour PO et IC en raison de la réduction de l'oscillation du rapport cyclique. Le tableau III.4 présente les mêmes informations mais pour l'irradiance maximale nominale, $1000W/m^2$. La variation des inductances pour le même γ_{IL} peut être attribuée au suivi des différents points de puissance maximale en raison de l'irradiance, en se référant à l'équation II-15. Avec cette étape terminée, nous pouvons examiner comment γ_{IL} affecte la performance MPPT. Nous commencerons par l'étape d'irradiance de $1000W/m^2$ à $500W/m^2$, en examinant les performances en régime permanent, puis les performances transitoires.

III.6 Essai d'abaissement de l'irradiance à $T_s = 300\mu s$ - Analyse de l'état stationnaire

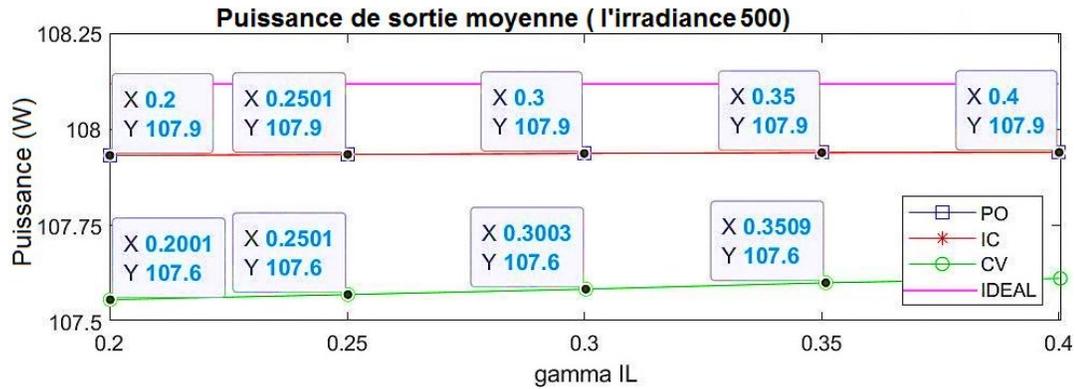


Figure III.15 : Puissance de sortie moyenne de P&O, IC et CV en fonction de γ_{IL} pour un rayonnement de $500W/m^2$

La première tendance que nous pouvons observer est que P&O et IC ont maintenant une puissance de sortie moyenne plus élevée que CV, comme le montre la figure III.15. Cela peut être attribué au fait que P&O et IC modifient leur point de consigne par rapport au point de consigne de tension constante de 26,4 V utilisé dans CV. Il existe de légères pertes de puissance dues à des composants de commutation non idéaux, mais elles ont été minimisées comme expliqué au chapitre II. Nous pouvons également noter que la puissance de sortie moyenne pour P&O et IC est constante pour tous les γ_{IL} . La puissance de sortie moyenne augmente modérément avec γ_{IL} pour CV.

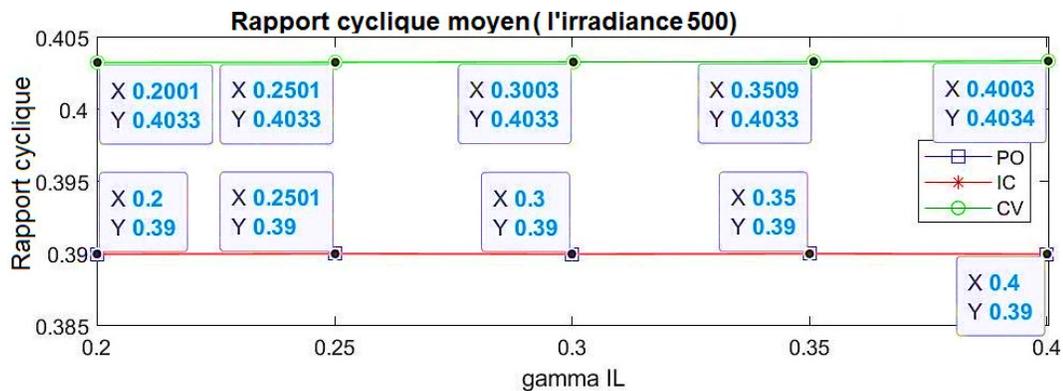


Figure III.16 : Moyenne du rapport cyclique de P&O, IC et CV en fonction de γ_{IL} pour un rayonnement de $500W/m^2$

Ces observations de puissance de sortie moyenne peuvent être expliquées par le tracé de la moyenne du rapport cyclique en fonction de γ_{IL} , comme illustré à la Figure III.16. P&O et IC suivent le point de puissance maximale, et CV suit 26,4 V pour tous les γ_{IL} à $500 W/m^2$.

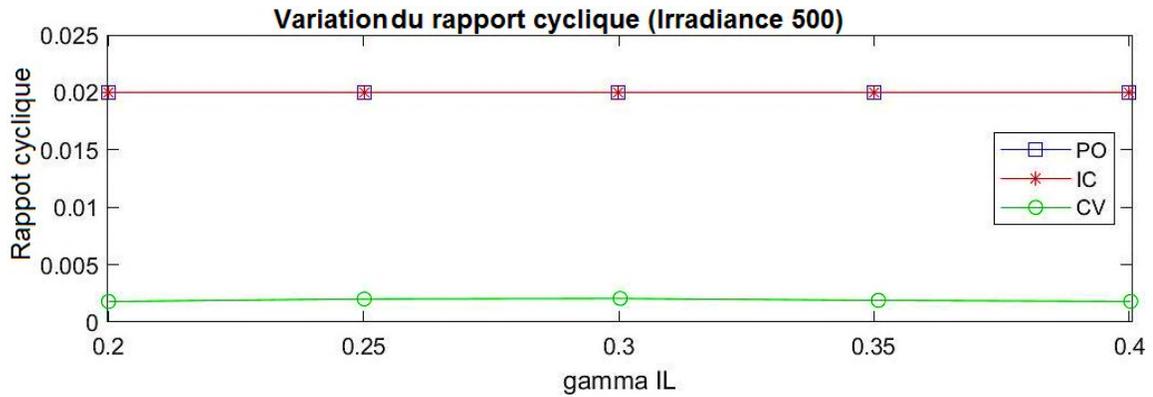


Figure III.17 : Variation du rapport cyclique de P&O, IC et CV en fonction de γ_{IL} pour un rayonnement de 500W/m^2

Conformément à nos tests précédents, la variation du rapport cyclique était de 2% pour P&O et IC, et de moins de 0,1% pour CV. Cela donne plus de preuves que les trois algorithmes MPPT sont relativement résistants au γ_{IL} pour une irradiance de 500W/m^2 .

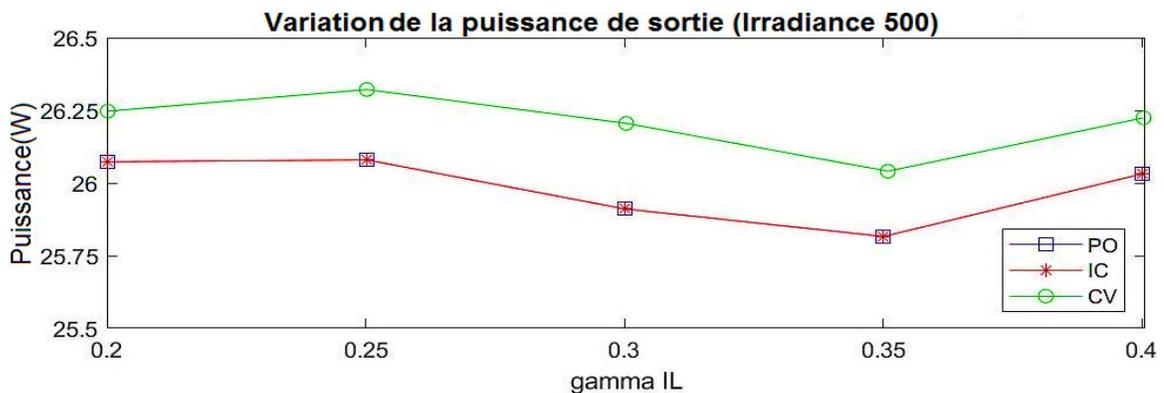


Figure III.18 : Variation de la puissance de sortie de P&O, IC et CV en fonction de γ_{IL} pour un rayonnement de 500W/m^2

Il semble y avoir une certaine variation dans la variation de la puissance de sortie, mais à une puissance de sortie moyenne d'environ 108W , ces différences de $0,25\text{W}$ sont négligeables comme le montre la Figure III.18. La chute du minimum local à 35% γ_{IL} indique qu'il peut y avoir des changements dans la performance MPPT. Nous pouvons vérifier si cela est lié aux performances du MPPT ou du convertisseur élévateur en vérifiant l'écart type du rapport cyclique.

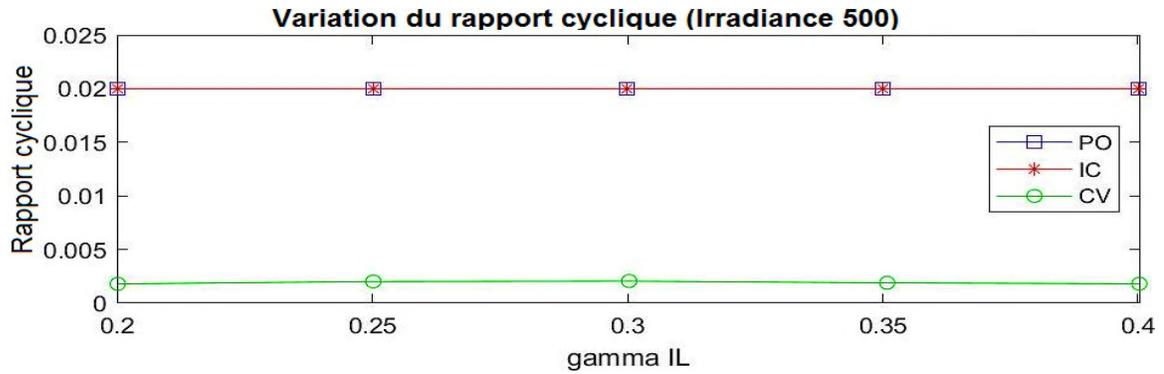


Figure III.19 : Variation du rapport cyclique de P&O, IC et CV en fonction de γ_{IL} pour un rayonnement de $500W/m^2$

Le rapport cyclique de P&O et IC semble statistiquement identique pour toute la gamme de γ_{IL} en raison de leur moyenne constante de rapport cyclique de 40,33 %, de leur variation de 2 % et de leur écart type de 0,7071 %, comme le montre la figure III.19. Cela indique que le convertisseur élévateur est à l'origine de la tendance de la puissance de sortie. CV a une légère variation dans la performance MPPT, mais en combinaison avec les informations de P&O et IC, il ne change probablement pas la variation de la puissance de sortie de manière significative.

III.7 Essai d'abaissement de l'irradiance à $T_s = 300\mu s$ - Analyse transitoire

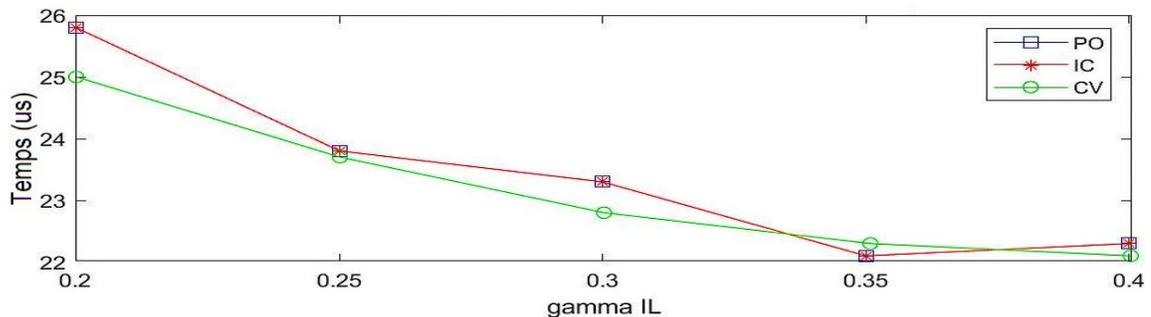


Figure III.20 : Temps de montée des P&O, IC et CV en fonction de γ_{IL} (abaissement de l'irradiance de 1000 à $500W/m^2$)

La réponse transitoire la plus importante pour l'étape d'irradiance de $1000W/m^2$ à $500W/m^2$ était le temps de montée pour les trois algorithmes. Ils suivent la même tendance, diminuant avec l'augmentation de γ_{IL} . Cela est dû au fait que les petites inductances utilisées pour obtenir une variation d'ondulation de courant plus grande fournissent une réponse transitoire plus rapide

que les grandes inductances. Le temps de montée de CV est légèrement inférieur car ils ont utilisé des inductances plus petites pour le même γ_{IL} .

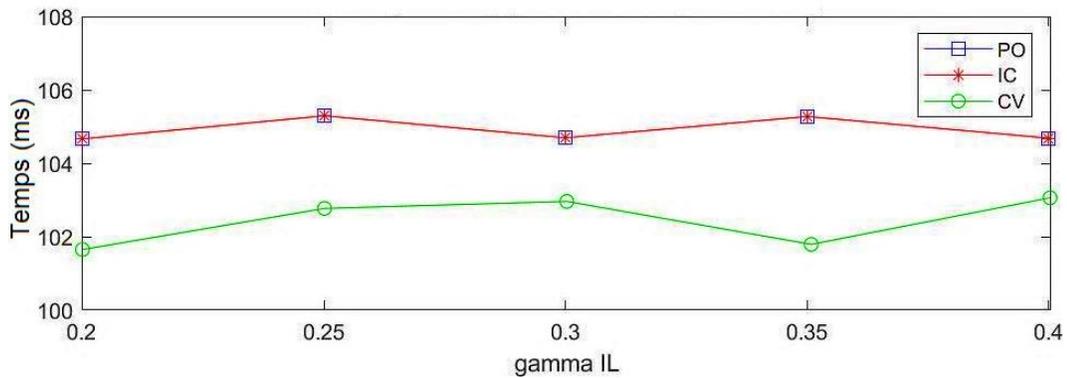


Figure III.21 : Temps d'établissement de P&O, IC et CV en fonction de γ_{IL} (abaissement de l'irradiance de 1000 à 500W/m²)

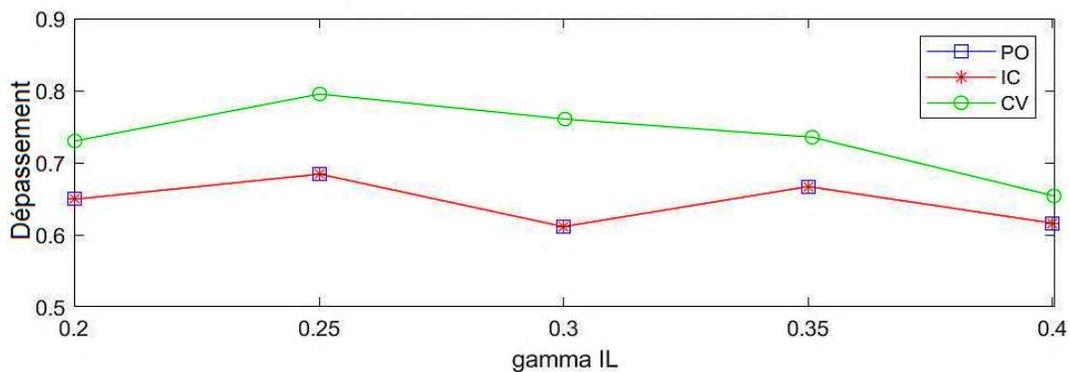


Figure III.22 : Dépassement de P&O, IC et CV en fonction de γ_{IL} (abaissement de l'irradiance de 1000 à 500W/m²)

Le temps de stabilisation et le dépassement ne présentaient pas de tendances distinctes. Les valeurs se situaient dans une fourchette de 1% et 10% respectivement pour toute la gamme de γ_{IL} testée. Les temps d'établissement de CV étaient légèrement plus rapides que ceux de P&O et IC en raison des inductances plus petites, mais la tendance est inversée pour le dépassement. Ceci était attendu car le dépassement était un compromis de conception pendant le réglage du PID, le coefficient d'intégration ayant été augmenté pour l'oscillation du rapport cyclique.

III.8 Essai d'augmentation de l'irradiance, $T_s = 300\mu s$ - Analyse de l'état stationnaire

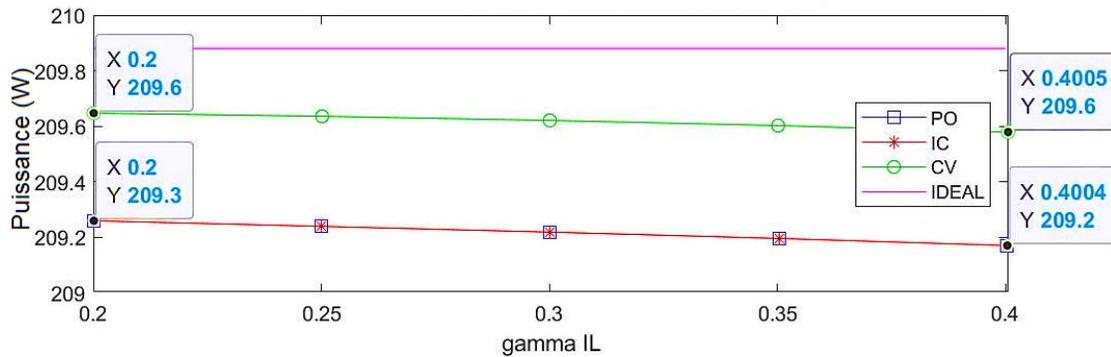


Figure III.23 : Moyenne de la puissance de sortie de P&O, IC et CV en fonction de γ_{IL} pour une augmentation de rayonnement de 500 à 1000W/m²

À une irradiance de 1000W/m², nous pouvons clairement observer une diminution de la puissance de sortie moyenne à mesure que γ_{IL} augmente. C'est ce que nous nous attendions à observer à 500W/m², mais les valeurs étaient si proches les unes des autres. Le point de fonctionnement de la puissance rend la tendance plus apparente. Après calcul, la relation est de -4,5 mW/% γ_{IL} pour P&O et IC et de -3,4 mW/% γ_{IL} pour CV à une irradiation de 1000W/m². Cela montre une corrélation négative entre la puissance de sortie moyenne et le γ_{IL} . Ce calcul a été effectué sur la simulation de 500W/m² pour vérifier si la tendance était présente.

Également, c'était étonnamment dans la direction opposée. Les relations entre P&O et IC étaient de petites relations positives et monotones d'une moyenne de 393 μ W/% γ_{IL} . CV avait aussi une relation positive de 2.8mW/% γ_{IL} .

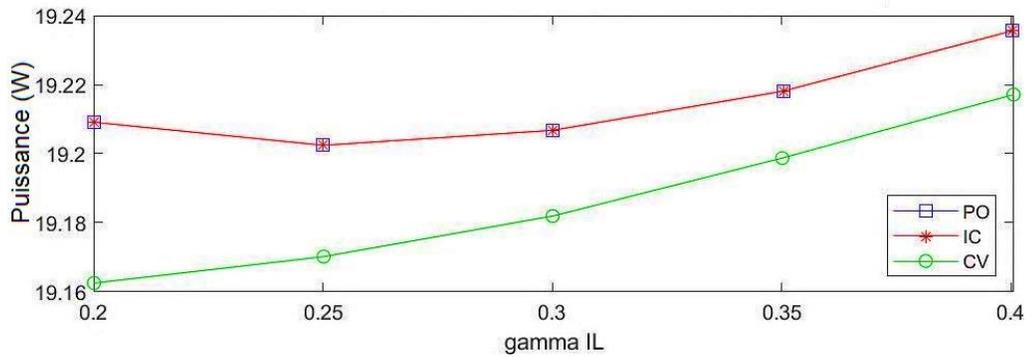


Figure III.24 : Ecart type de la puissance de sortie de P&O, IC et CV en fonction de γ_{IL} pour une augmentation de rayonnement de 500 à 1000W/m²

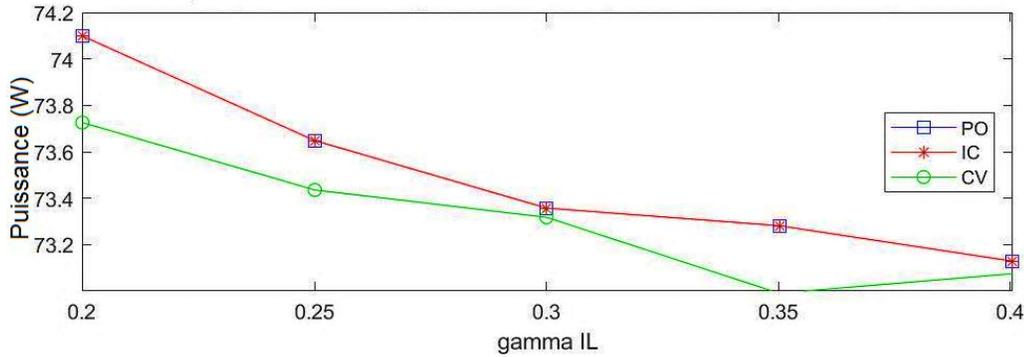


Figure III.25 : Variation de la puissance de sortie de P&O, IC et CV en fonction de γ_{IL} pour une augmentation de rayonnement de 500 à 1000W/m²

Les autres métriques de la puissance de sortie, l'écart-type et la variation, présentaient des tendances très intéressantes. L'écart-type semble avoir une tendance positive avec γ_{IL} , ce qui est attendu car la variation de l'ondulation de courant devient plus grande, comme l'indique la Figure III.24. Cependant, les variations ont une tendance négative avec γ_{IL} , ce qui n'était pas prévu. L'augmentation de l'ondulation du courant devrait augmenter l'ondulation de la tension et donc, l'ondulation de la puissance, mais ce n'est pas le cas comme le montre la Figure III.25. Nous pouvons examiner les métriques du rapport cyclique pour voir si les algorithmes MPPT se comportent de manière sous-optimale.

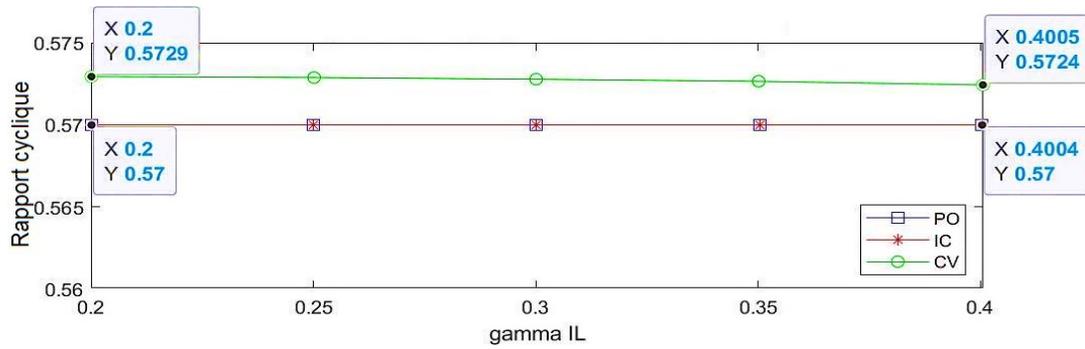


Figure III.26 : Rapport cyclique Moyen de P&O, IC et CV en fonction de γ_{IL} pour une augmentation de rayonnement de 500 à 1000W/m²

Pour P&O et IC, le rapport cyclique moyen ne semble pas changer du tout avec γ_{IL} , tandis que CV a une légère tendance négative. Les trois algorithmes suivent à moins de 1% l'un de l'autre sur toute la gamme γ_{IL} , ils peuvent donc être considérés comme efficaces.

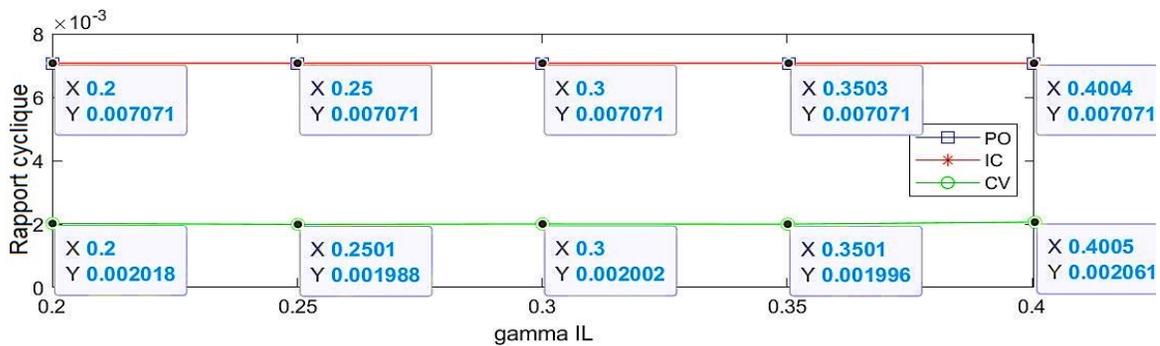


Figure III.27 : Ecart type du rapport cyclique de P&O, IC et CV en fonction de γ_{IL} pour une augmentation de rayonnement de 500 à 1000W/m²

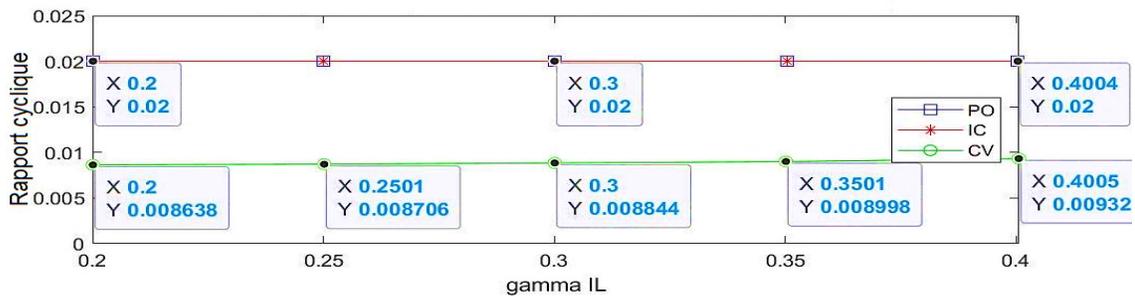


Figure III.28 : Variation du rapport cyclique P&O, IC et CV en fonction de γ_{IL} pour une augmentation de rayonnement de 500 à 1000W/m²

Comme pour le précédent 500W/m², P&O et IC fonctionnent de manière identique pour

toute la gamme γ_{IL} . L'écart-type est constant, comme le montre la figure III.27, de même que la variation du rapport cyclique, comme le montre la figure III.28. La tendance du CV est légèrement positive pour l'écart-type et la variation du rapport cyclique pour γ_{IL} . Les données du rapport cyclique indiquent que la différence de puissance de sortie moyenne provient du système de convertisseur élévateur, et non du MPPT.

III.9 Essai d'augmentation de l'irradiance, $T_s = 300\mu s$ - Analyse transitoire

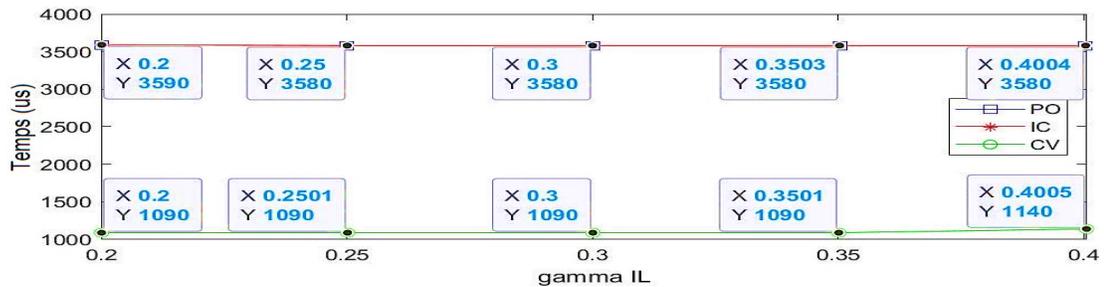


Figure III.29 : Temps de montée de P&O, IC et CV en fonction de γ_{IL} pour une augmentation de rayonnement de 500 à 1000W/m²

Le temps de montée est très cohérent pour chacun des trois algorithmes sur γ_{IL} et plus lent que lorsque l'éclairement énergétique a été réduit, comme le montre la Figure III.28. Cela peut s'expliquer par les différentes directions d'entrée. Pour l'augmentation de l'éclairement énergétique, le courant de l'inductance doit être chargé, ce qui prend plus de temps qu'une diminution du courant dans la direction opposée. La différence mineure pour P&O et IC à 20% γ_{IL} est probablement due à la valeur de l'inductance (plus grande). CV a un temps de montée légèrement plus long à 40% γ_{IL} , ce qui peut être dû à la plus grande variation qui réduit l'efficacité du suivi PID.

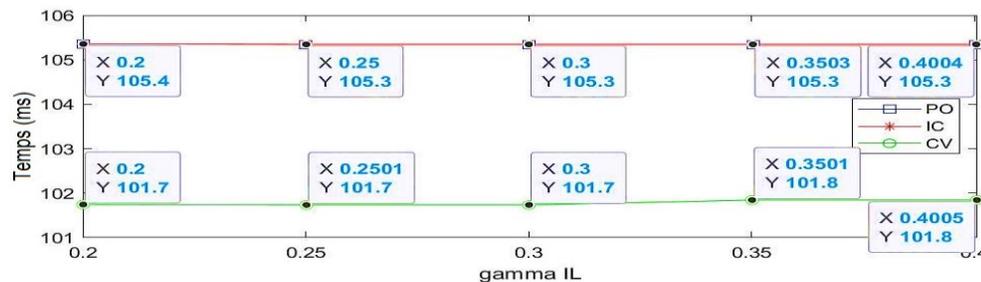


Figure III.30 : Temps de stabilisation de P&O, IC et CV en fonction de γ_{IL} pour une augmentation de l'irradiance de 500W/m² à 1000W/m²

Les mêmes tendances sont observées pour le temps de stabilisation pour les trois algorithmes. P&O et IC connaissent une légère augmentation du temps de stabilisation à 20% γ_{IL} , en raison de la taille de l'inductance. CV a une légère augmentation du temps de stabilisation à 40% γ_{IL} , en raison d'une oscillation plus importante affectant le suivi PID.

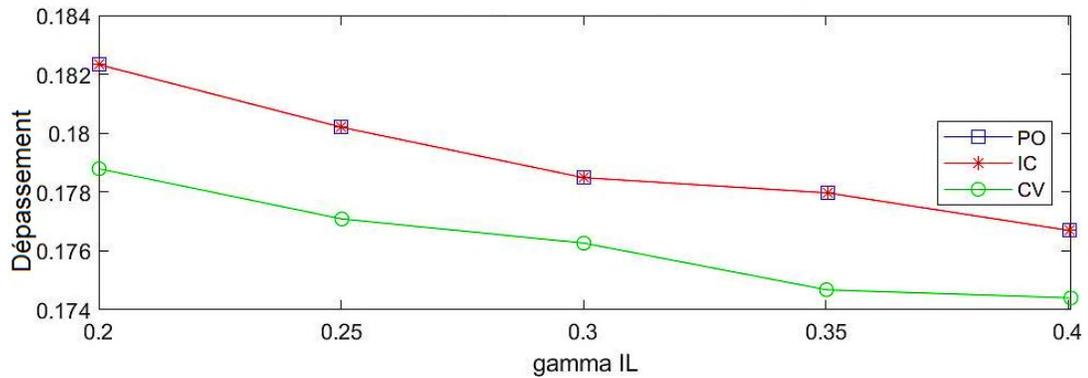


Figure III.31 : Temps de stabilisation (dépassement) de P&O, IC et CV en fonction de γ_{IL} pour une augmentation de l'irradiation de 500W/m² à 1000W/m²

III.10 Conclusion

Alors que le temps de montée semblait être régi principalement par la direction de l'irradiation, le dépassement avait une petite relation négative avec γ_{IL} , probablement en raison de l'augmentation de la taille de l'inductance pour les trois algorithmes. Ceci était intéressant car il n'y avait pas de réelle tendance pour la réponse précédente de l'étape vers le bas dans la direction opposée. L'ampleur du dépassement est également beaucoup plus faible, car il y a un plafond beaucoup plus dur sur le dépassement des limites de puissance dans la direction positive que dans la direction négative.

Conclusion générale

La plupart des travaux sur les algorithmes MPPT se concentrent sur l'amélioration du suivi et de l'efficacité, mais cette thèse a pour but de quantifier les effets de l'ondulation du courant d'inductance sur les performances des algorithmes MPPT en régime permanent et en régime transitoire. Nous avons mesuré la puissance de sortie, le rapport cyclique, le temps de montée, le temps de stabilisation et le temps de descente pour trois algorithmes : Perturbation et Observation, Conductance incrémentale et Tension constante. Un système de convertisseur élévateur avec un bloc d'algorithme MPPT interchangeable a été conçu dans Simulink pour observer ces effets.

Les résultats de la simulation indiquent que même sans pré-filtrage ni modification, les trois algorithmes sont très robustes à l'ondulation du courant d'inductance dans des conditions stables. La puissance de sortie moyenne a changé de moins de 1% sur une plage de 20% à 40% γ_{IL} . Quelques petites différences ont été observées dans l'enveloppe de la puissance de sortie et l'écart type, mais elles sont attribuées au convertisseur élévateur lui-même. Malgré les différentes ondulations du courant d'inductance, les trois algorithmes produisent pratiquement le même rapport cyclique, car la moyenne, l'écart-type et l'enveloppe ont à peine changé. Pour le transitoire de baisse de puissance, le temps de montée augmente avec la taille de l'inductance, comme prévu, mais le temps de stabilisation et le dépassement étaient similaires pour tous les facteurs d'ondulation γ_{IL} . Le CV avait un dépassement légèrement supérieur en contrepartie d'un temps de montée légèrement plus rapide. Pour les transitoire d'augmentation de puissance, les temps de montée et de stabilisation étaient presque constants pour tous les γ_{IL} et le dépassement était significativement plus faible.

Le résultat le plus important est l'importance des fréquences d'échantillonnage et de mise à jour des algorithmes MPPT par rapport au temps de réponse du système. La période d'échantillonnage initiale de 100 μ s était plus rapide que la réponse du système. Cela a conduit à ce que le rapport cyclique se déplace dans une direction basée sur la réponse du système au rapport cyclique précédent. Lorsque la période d'échantillonnage a été augmentée pour permettre au système de répondre et au rapport cyclique de changer en fonction de l'effet du cycle précédent, l'oscillation du rapport cyclique a été réduite de 7% à 2%. Nous avons également constaté qu'il y a une limite à l'augmentation du temps d'échantillonnage. Pour un système P&O ou IC à pas constant, sans filtre de moyennage, ou une oscillation de 2%

persisterait. Cependant, lorsqu'on les compare à un système MPPT de second ordre avec une oscillation de moins de 0,1 % du rapport cyclique, les paramètres mesurés sont très similaires. Cela indique qu'un algorithme P&O et IC de base à pas constant peut tolérer une oscillation de 2% du rapport cyclique sans pratiquement aucun effet négatif. Cela démontre également qu'il y a un rendement décroissant sur la fréquence d'échantillonnage sans introduire de blocs supplémentaires comme un filtre de moyennage.

Annexes

ANNEXE A : FICHE TECHNIQUE DU PANNEAU UTILISE

STP210 - 18/Ud
STP205 - 18/Ud



210 Watt

POLYCRYSTALLINE SOLAR MODULE

Features

- 
High module conversion efficiency (up to 14.3%), through superior manufacturing technology
- 
Guaranteed 0-5W positive power output tolerance ensures high reliability
- 
Anti-reflective, hydrophobic coating improves light absorption and reduces surface dust
- 
Three bus-bar design enhances cell reliability and reduces series resistance for large fill factor
- 
Excellent performance under low light environments (mornings, evenings and cloudy days)
- 
Entire module certified to withstand high wind loads (2400 Pascal) and snow loads (5400 Pascal) *



Trust Suntech to Deliver Reliable Performance Over Time

- World's leading manufacturer of crystalline silicon photovoltaic modules
- Unrivaled manufacturing capacity and world-class technology
- Rigorous quality control meeting the highest international standards : ISO 9001: 2008 and ISO 14001: 2004
- Certification and standards: IEC 61215, IEC 61730, conformity to CE

Industry-leading warranty



- 25 year transferrable power output warranty: 5 year/95%, 12 year/90%, 18 year/85%, 25 year/80% **
- Based on nominal power
- Warrants 6.7% more power than the market standard over 25 years
- 5 year material and workmanship warranty



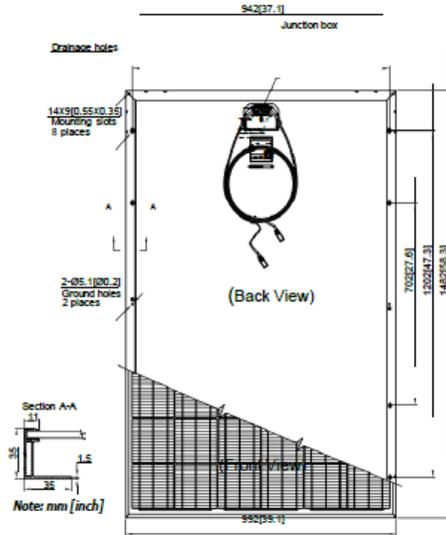
Specially designed drainage holes and rigid construction prevent frame from deforming or breaking due to freezing weather and other forces



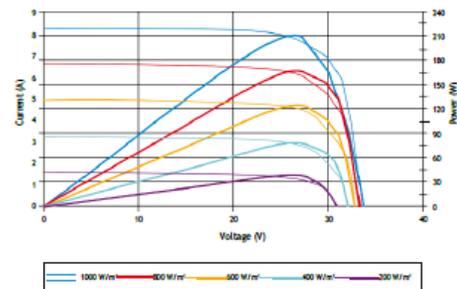
Latest IP67 rated junction box improves module performance stability with enhanced thermal isolation.

* Please refer to Suntech Standard Module Installation Manual for details.
 ** Please refer to Suntech Product Warranty for details.

STP210 - 18/Ud
STP205 - 18/Ud

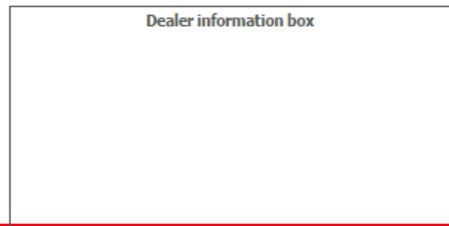


Current-Voltage & Power-Voltage Curve (210-18)



Temperature Characteristics

Nominal Operating Cell Temperature (NOCT)	45±2 °C
Temperature Coefficient of Pmax	-0.47 %/°C
Temperature Coefficient of Voc	-0.34 %/°C
Temperature Coefficient of Isc	0.045 %/°C



Electrical Characteristics

STC	STP210-18/Ud	STP205-18/Ud
Optimum Operating Voltage (Vmp)	26.4 V	26.3 V
Optimum Operating Current (Imp)	7.95 A	7.80 A
Open - Circuit Voltage (Voc)	33.6 V	33.5 V
Short - Circuit Current (Isc)	8.33 A	8.23 A
Maximum Power at STC (Pmax)	210 W	205 W
Module Efficiency	14.3%	13.9%
Operating Temperature	-40 °C to +85 °C	-40 °C to +85 °C
Maximum System Voltage	1000 V DC	1000 V DC
Maximum Series Fuse Rating	20 A	20 A
Power Tolerance	0/+5 W	0/+5 W

STC: Irradiance 1000 W/m², module temperature 25 °C, AM=1.5

NOCT	STP210-18/Ud	STP205-18/Ud
Maximum Power (W)	153 W	150 W
Maximum Power Voltage (V)	24.0 V	23.9 V
Maximum Power Current (A)	6.39 A	6.27 A
Open Circuit Voltage (Voc)	31.2 V	31.1 V
Short Circuit Current (Isc)	6.75 A	6.64 A
Efficiency Reduction (from 1000 W/m ² to 200 W/m ²)	<4.5%	<4.5%

NOCT: Irradiance 800 W/m², ambient temperature 20 °C, wind speed 1 m/s

Mechanical Characteristics

Solar Cell	Polycrystalline 156 × 156 mm (6 inches)
No. of Cells	54 (6 × 9)
Dimensions	1482 × 992 × 35 mm (58.3 × 39.1 × 1.4 inches)
Weight	16.8 kg (37.0 lbs.)
Front Glass	3.2 mm (0.13 inches) tempered glass
Frame	Anodized aluminium alloy
Junction Box	IP67 rated
Output Cables	H+S RADOX® SMART cable 4.0 mm ² (0.006 inches ²), symmetrical lengths (-) 1000 mm (39.4 inches) and (+) 1000 mm (39.4 inches), RADOX® SOLAR integrated twist locking connectors

Références

Bibliographiques

- [1] Kölbel, Julian F., et al. "Can sustainable investing save the world? Reviewing the mechanisms of investor impact." *Organization & Environment* 33.4 (2020): 554-574.
- [2] Aldersey-Williams, John, and Tim Rubert. "Levelised cost of energy—A theoretical justification and critical assessment." *Energy policy* 124 (2019): 169-179.
- [3] Amin, Adnan Z. "The Energy Transition in the Coming Decades." *Foreign Policy* 1 (2019): 83-93.
- [4] Walton, R. "Blackstone \$850 M commitment repositions Connecticut solar power firm for growth." *Power Engineering* (2020).
- [5] Office of Indian Energy, " Levelized Cost of Energy (LCOE) ", Département américain de l'énergie, 2015. [En ligne]. pp. 3. Disponible : <https://www.energy.gov/sites/prod/files/2015/08/f25/LCOE.pdf>.
- [6] IRENA, Série chronologique statistique - Production mondiale totale d'électricité solaire. 2019. [En ligne].
- [7] Disponible : <https://www.irena.org/Statistics/View-Data-by-Topic/Capacity-and-Generation/Statistics-Time-Series>. [Consulté le 24 mars 2020].
- [8] IRENA, Classement des pays - Leaders mondiaux de la capacité installée en énergie solaire. 2019. [En ligne].
- [9] Disponible : <https://www.irena.org/Statistics/View-Data-by-Topic/Capacity-and-Generation/Country-Rankings>. [Consulté le 24 mars 2020].
- [10] IRENA, Production mondiale d'électricité solaire photovoltaïque hors réseau. 2019. [En ligne]. Disponible : <https://www.irena.org/Statistics/View-Data-by-Topic/Capacity-and-Generation/Country-Rankings>. [Consulté le : 24- mars- 2020].
- [11] L. Sun, D. Lubkeman et M. Baran, " Residential DC House Cost Benefit Analysis ", 2018 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (T&D), Denver, CO, 2018, pp. 1-9, doi : 10.1109/TDC.2018.8440231.
- [12] J. Umuhoza, Y. Zhang, S. Zhao et H. A. Mantooth, " An adaptive control strategy for

- power balance and the intermittency mitigation in battery-PV energy system at residential DC microgrid level ", 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Tampa, FL, 2017, pp. 1341-1345, doi : 10.1109/APEC.2017.7930870.
- [13] T. Taufik et M. Taufik, " The DC House Project : Promouvoir l'utilisation des énergies renouvelables pour l'électrification rurale ", 2012 International Conference on Power Engineering and Renewable Energy (ICPERE), Bali, 2012, pp. 1-4.
- [14] "Activité : Caractéristiques des cellules solaires photovoltaïques", Wiki.analog.com, 2020. [En ligne]. Disponible : <https://wiki.analog.com/university/courses/eps/photovoltaic>. [Consulté le 02- Jul- 2020].
- [15] Y. Zhang, S. Gao et T. Gu, " Prediction of I-V characteristics for a PV panel by combining single diode model and explicit analytical model ", Solar Energy, vol. 144, pp. 349-355, 2017. Disponible à l'adresse suivante : <https://doi.org/10.1016/j.solener.2017.01.043>.
- [16] P. Shaw, " Modelling and analysis of an analogue MPPT-based PV battery charging system utilizing dc-dc boost converter ", in IET Renewable Power Generation, vol. 13, no. 11, pp. 1958-1967, 19 8 2019, doi : 10.1049/iet-rpg.2018.6273.
- [17] T. Barcelo, "Techniques to Maximize Solar Panel Power Output", Analog.com, 2020. [En ligne].
Disponible : <https://www.analog.com/fr/technical-articles/techniques-to-maximize-solar-panel-power-output.html>. [Consulté le 10 juillet 2020].
- [18] P. Mohanty, G. Bhuvaneshwari, R. Balasubramanian et N. Dhaliwal, " MATLAB based modeling to study the performance of different MPPT techniques used for solar PV system under various operating conditions ", Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 38, pp. 581-593, 2014. Disponible : 10.1016/j.rser.2014.06.001.
- [19] M. Kamran, M. Mudassar, M. Fazal, M. Asghar, M. Bilal et R. Asghar, " Implementation of improved Perturb & Observe MPPT technique with confined search space for standalone photovoltaic system ", Journal of King Saud University -Engineering Sciences, 2018. Disponible : 10.1016/j.jksues.2018.04.006.

- [20] C. Hua et Y. Chen, " Modified perturb and observe MPPT with zero oscillation in steady-state for PV systems under partial shaded conditions ", 2017 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON), 2017. Disponible : 10.1109/cencon.2017.8262448.
- [21] M. Elgendy, B. Zahawi et D. Atkinson, " Assessment of the Incremental Conductance Maximum Power Point Tracking Algorithm ", IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 4, no 1, p. 108-117, 2013. Disponible : 10.1109/tste.2012.2202698,
- [22] K. Visweswara, " An Investigation of Incremental Conductance based Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic System ", Energy Procedia, vol. 54, pp. 11-20, 2014. Disponible : 10.1016/j.egypro.2014.07.245,
- [23] T. Tiong Meng Chung, H. Daniyal, M. Sulaiman et M. Bakar, " Comparative study of P&O and modified incremental conductance algorithm in solar maximum power point tracking ", 4th IET Clean Energy and Technology Conference (CEAT 2016), 2016. Disponible : 10.1049/cp.2016.1300.
- [24] F. Liu, S. Duan, F. Liu, B. Liu et Y. Kang, "A Variable Step Size INC MPPT Method for PV Systems", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 7, pp. 2622-2628, 2008. Disponible : 10.1109/tie.2008.920550.
- [25] "SunTech STP210-18/UB-1, Panneau solaire 210 Watt, 24 Volt", ecodirect. [En ligne]. Disponible : <https://www.ecodirect.com/SunTech-STP210-18-UB-1-210-Watt-24-V-p/suntech-power-stp210.htm>. [Consulté le 11 juillet 2021].
- [26] X. Meng, M. Leng, H. Zhang et T. Xu, " MPPT control strategy based on CVT and variable step hysteresis comparison method ", 2017 29th Chinese Control And Decision Conference (CCDC), Chongqing, 2017, pp. 3252-3257, doi : 10.1109/CCDC.2017.7979067.
- [27] Hlaili, Manel, and Hfaiedh Mechergui. "Comparison of different MPPT algorithms with a proposed one using a power estimator for grid connected PV systems." international journal of photoenergy 2016 (2016).
- [28] Ayop, Razman, and Chee Wei Tan. "Design of boost converter based on maximum power

point resistance for photovoltaic applications." *Solar Energy* 160 (2018): 322-335.

- [29] Kamran, Muhammad, et al. "Implementation of improved Perturb & Observe MPPT technique with confined search space for standalone photovoltaic system." *Journal of King Saud University-Engineering Sciences* 32.7 (2020): 432-441.

ملخص

مع وجود الطاقة الشمسية وغيرها من مصادر الطاقة المتجددة التي من المقرر أن تهيمن على السوق في العقود القادمة ، فإن تتبع نقطة الطاقة القصوى (MPPT) سيكون أمرًا بالغ الأهمية لتحسين إنتاج الطاقة. تركز العديد من البحوث الجديدة على تقليل تموج المصدر الكهروضوئي لزيادة الكفاءة وإنتاج الطاقة. إن تأثير تموج تيار المحاثّة على أداء خوارزميات تتبع نقطة الطاقة القصوى (MPPT) هو موضوع قيد البحث. تستخدم هذه الدراسة طوبولوجيا محول Boost لاختبار أداء خوارزميات Perturb and Observe (P&O) و (CV) و IC على مجال عامل تموج تيار المحاثّة من 20 إلى 40٪. يتم التحكم في التموج الحالي للمحاثّة فقط عن طريق تغيير المحاثّة. خلصت هذه الدراسة إلى أن الخوارزميات الثلاثة كانت متينة جدًا وكان لها تأثير ضئيل جدًا على المجال المذكور أعلاه. كانت النتيجة الأخرى الأكثر أهمية هي الزيادة في تذبذب دورة العمل (Duty cycle) عندما كان معدل أخذ عينات (sampling frequency) أسرع من استجابة محول Boost.

الكلمة الرئيسية: المحاثّة ، التيار ، التموج ، MPPT ، P&O ، IC ، CV

Résumé

L'énergie solaire et les autres énergies renouvelables étant appelées à dominer le marché dans les décennies à venir, le suivi du point de puissance maximale sera essentiel pour optimiser la production d'énergie. De nombreuses nouvelles topologies sont axées sur la réduction de l'ondulation de la source PV afin d'augmenter le rendement et la puissance de sortie. L'effet de l'ondulation du courant de l'inductance sur les performances des algorithmes de suivi du point de puissance maximale (MPPT) est un sujet peu traité. Cette étude utilise une topologie de convertisseur Boost pour tester la performance des Algorithmes Perturb and Observ (P&O), Conductance Incrémentale IC, et Tension Constante (CV) PID sur une gamme de facteur d'ondulation du courant de l'inducteur de 20 à 40 %. L'ondulation du courant de l'inducteur est contrôlée uniquement en modifiant l'inductance. Cette étude a conclu que les trois algorithmes étaient assez robustes et avaient très peu d'influence sur la gamme précitée. Un autre plus important résultat a été l'augmentation de l'oscillation du rapport cyclique lorsque la vitesse d'échantillonnage du MPPT était plus rapide que la réponse du convertisseur Boost.

Mots clés : Inductance, Courant, Ondulation, MPPT, PO, IC, CV

Abstract

As solar and other renewable energy sources set to dominate, MPPT (maximum point power tracking) will be critical to optimise electricity generation. The impact of current ondulation on MPPT performance algorithms is a neglected research topic. Many new topologies focus on reducing PV source ripple to increase efficacy and power output. Nevertheless, little work has been done to illustrate the yield degradation of MPPT algorithms by current ripple. This work adopts a DC-DC converter to evaluate the effectiveness of P&O, IC, and CV algorithms over a range of inductor current ripple factors. The inductor is only controlled by changing the value. The work illustrate that algorithms were good and had very small effect over a range of current factors of 20-40%. A new finding was the increase in duty cycle oscillation when we update the MPPT and the boost converter response was later than sampling rate.

Keywords: Inductor, Current, Ripple, MPPT, PO, IC, CV