



HAL
open science

Optimisation et gestion des flux énergétiques d'un générateur solaire photovoltaïque

Ahmad Ghamrawi

► **To cite this version:**

Ahmad Ghamrawi. Optimisation et gestion des flux énergétiques d'un générateur solaire photovoltaïque. Energie électrique. Université de Poitiers, 2018. Français. NNT : 2018POIT2304 . tel-03200386

HAL Id: tel-03200386

<https://theses.hal.science/tel-03200386>

Submitted on 16 Apr 2021

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

UNIVERSITÉ DE POITIERS

TRAVAUX SCIENTIFIQUES

présentés à
l'Université de Poitiers en vue de l'obtention du

DIPLÔME DE DOCTORAT

par

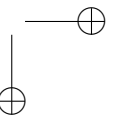
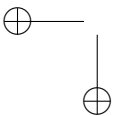
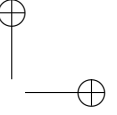
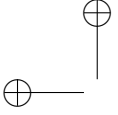
AHMAD GHAMRAWI

**Optimisation et gestion des flux énergétiques d'un
générateur solaire photovoltaïque**

Soutenue publiquement le 07/12/2018

JURY

Rapporteurs :	M. OLIVIER Jean-Christophe	Maître de Conférences HDR Université de Nantes, IREENA
	M. RACHID Ahmed	Professeur des Universités Université de Picardie Jules Verne,
Examineurs :	VECHIU Ionel	Professeur des Universités ESTIA, Bidart
	TRIGEASSOU Nezha	Maître de Conférences HDR Université de Poitiers, LIAS
Directeur :	GAUBERT Jean-Paul	Professeur des Universités Université de Poitiers, LIAS
Codirecteur :	MEHDI Driss	Professeur des Universités Université de Poitiers, LIAS



Remerciements

Je tiens tout d’abord à remercier le directeur de ma thèse, Monsieur Jean-Paul Gaubert, Professeur de l’Université de Poitiers, pour sa gentillesse, sa disponibilité permanente et pour les nombreux encouragements qu’il m’a prodigué tout au long de cette thèse.

Je remercie également le codirecteur de ma thèse, Monsieur Driss Mehdi, Professeur de l’Université de Poitiers, pour ses conseils, son aide et sa collaboration.

J’adresse mes remerciements aux membres de jury pour le temps qui ont consacré pour participer à l’évaluation de mes travaux de thèse.

Je tiens aussi à remercier chaleureusement ma famille, mes amis, mes collègues et tous ceux qui m’ont aidé et supporté pour réaliser ces travaux et soutenir cette thèse.

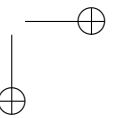
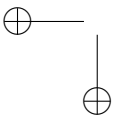
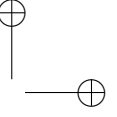
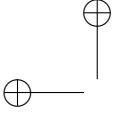


Table des matières

Introduction Générale	1
1 Générateur Solaire Photovoltaïque	5
1.1 L'énergie solaire	5
1.1.1 Procédés thermiques	5
1.1.2 Procédés Photovoltaïques	6
1.2 Energie solaire photovoltaïque	7
1.3 La cellule photovoltaïque	8
1.3.1 Les cellules monocristallines	9
1.3.2 Les cellules polycristallines	9
1.3.3 Les cellules amorphes	9
1.4 La modélisation d'un module photovoltaïque	9
1.5 Les caractéristiques électriques d'un module photovoltaïque	13
1.6 Effets des conditions climatiques sur les modules PV	13
1.6.1 L'influence de l'éclairement	13
1.6.2 L'influence de la température	16
1.7 Les paramètres d'un module photovoltaïque	16
1.7.1 La tension en circuit ouvert	16
1.7.2 Le courant en court-circuit	18
1.7.3 La puissance maximale	18
1.7.4 Le facteur de forme FF	18
1.7.5 Le rendement ρ	19
1.8 Les systèmes solaires photovoltaïques	19
1.8.1 Les systèmes autonomes	19
1.8.2 Les systèmes connectés	20
2 Interface de Conversion : Convertisseurs DC-DC	23
2.1 Introduction	23
2.2 Les convertisseurs DC-DC sans isolation galvanique	24

2.2.1	Convertisseur Boost	24
2.2.2	Convertisseur Buck	26
2.2.3	Convertisseur Buck-Boost	27
2.2.4	Convertisseur Ćuk	28
2.2.5	Convertisseurs Sepic et Zeta	28
2.3	Les convertisseurs quadratiques	29
2.3.1	La mise en cascade de deux convertisseurs boost	31
2.3.2	Convertisseur boost quadratique avec un seul interrupteur commandé	32
2.4	Analyse des convertisseurs DC-DC	34
2.4.1	Modélisation des convertisseurs	34
2.4.2	Analyse de la topologie double boost dans le cas idéal	42
2.4.3	Analyse avec prise en compte des imperfections	43
2.5	Résultats de simulation	47
2.6	Conclusion	49
3	Systèmes Linéaires à Commutation : Stabilité et Commande.	
	Application aux Convertisseurs DC-DC	57
3.1	Introduction	57
3.2	Les systèmes hybrides	58
3.3	Les systèmes à commutation	59
3.3.1	Dépendance de l'état ou dépendance temporelle	59
3.3.2	Commutation commandée ou autonome	59
3.4	La stabilité des systèmes	60
3.4.1	Stabilité classique	60
3.4.2	Stabilité au sens de Lyapunov	62
3.4.3	Stabilité des systèmes linéaires à commutation	63
3.5	Application aux convertisseurs	67
3.6	Résultat de simulations	69
3.7	Conclusion	70
4	Les Algorithmes de Recherche du Point de Puissance Maximale (MPPT)	77
4.1	Introduction	77
4.2	Le point de puissance maximale et ces techniques de recherche MPPT	79
4.3	Les algorithmes MPPT	80
4.3.1	Méthode basée sur un fonctionnement à tension fixe	80
4.3.2	Méthode basée sur la tension du circuit ouvert	80
4.3.3	Méthode basée sur le courant de court-circuit	82
4.3.4	Algorithme de la perturbation et l'observation (P&O)	83
4.3.5	Algorithme de l'incrément de conductance (Inc-Cond)	86

TABLE DES MATIÈRES	vii	
4.3.6	Algorithme de Hill Climbing	89
4.3.7	Algorithme basé sur la logique floue (Fuzzy Logic - FL)	89
4.3.8	Méthode basée sur les réseaux de neurones artificiels (Artificial Neural Network ANN)	93
4.3.9	Optimisation par essais particuliers OEP (Partical Swarm Optimization PSO)	94
4.4	Comparaison entre les différents algorithmes de la littérature	95
4.5	L'évolution de l'algorithme P&O	95
4.5.1	P&O conventionnel à pas fixe	98
4.5.2	P&O modifié à pas fixe	98
4.5.3	P&O conventionnel à pas variable	98
4.5.4	P&O modifié à pas variable	99
4.5.5	Nouveaux algorithmes P&O	100
4.6	Les algorithmes MPPT proposés	100
4.6.1	Première approche	101
4.6.2	Deuxième approche	108
4.7	L'intégration de l'algorithme MPPT dans le contrôleur	113
4.8	Conclusion	114
5	Évaluation de l'Algorithme Proposé	117
5.1	Résultats de simulation	117
5.1.1	Validation	117
5.1.2	Données réelles	126
5.2	Résultats expérimentaux	129
5.2.1	Tests statiques	131
5.2.2	Tests dynamiques	135
5.2.3	Variation de la charge	140
	Conclusion générale et perspectives	143

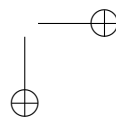
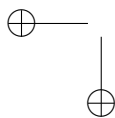
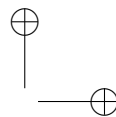
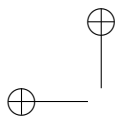


Table des figures

1.1 Procédé solaire thermique	6
1.2 Concentrateur solaire parabolique	7
1.3 L’effet photovoltaïque	8
1.4 Schéma simplifié d’une cellule photovoltaïque	10
1.5 Schéma équivalent d’une cellule photovoltaïque	11
1.6 Caractéristiques $I-V$ et $P-V$ d’un panneau PV Conergy Power-Plus 214P dans les STC	14
1.7 Effet de l’éclairement sur la caractéristique $P-V$	15
1.8 Effet de l’éclairement sur la caractéristique $I-V$	15
1.9 Effet de la température sur la caractéristique $P-V$	17
1.10 Effet de la température sur la caractéristique $I-V$	17
1.11 Paramètres essentiels d’un module photovoltaïque	19
1.12 Système photovoltaïque autonome	21
1.13 Système photovoltaïque connecté	21
2.1 Schéma d’un convertisseur boost	25
2.2 Schéma d’un convertisseur buck	26
2.3 Schéma d’un convertisseur buck-boost	27
2.4 Schéma d’un convertisseur Ćuk	28
2.5 Schéma d’un convertisseur sepic	29
2.6 Schéma d’un convertisseur zeta	29
2.7 Principe de convertisseur statique DC-DC avec transformateur élévateur	30
2.8 Mise en cascade de deux structures	31
2.9 Éléments de base de la structure quadratique	32
2.10 Cascade de deux convertisseurs boost	32
2.11 Modification des connexions de la cascade de deux convertisseurs boost	33

2.12	Convertisseur boost quadratique avec un seul interrupteur commandé	33
2.13	Modèle équivalent d'un boost conventionnel avec l'interrupteur commandé fermé	36
2.14	Modèle équivalent d'un boost conventionnel avec l'interrupteur commandé ouvert	36
2.15	Modèle équivalent d'un boost quadratique avec l'interrupteur commandé fermé	39
2.16	Modèle équivalent d'un boost quadratique avec l'interrupteur commandé ouvert	39
2.17	Modèle simplifié d'une batterie Li-Ion	42
2.18	Schéma équivalent d'un boost conventionnel avec les imperfections	44
2.19	Schéma équivalent d'un boost quadratique avec les imperfections	45
2.20	Variation du rapport de conversion en tension en fonction du rapport cyclique	50
2.21	Variation du rendement en fonction du rapport de conversion .	50
2.22	Variations relatives des courants moyens des inductances en fonction du rapport cyclique	51
2.23	Variations relatives des courants moyens des inductances en fonction du rapport de conversion	51
2.24	Ondulations des courants des inductances en fonction du rapport cyclique	52
2.25	Ondulations des courants des inductances en fonction du rapport de conversion	52
2.26	Ondulations des tensions des capacités en fonction du rapport cyclique	53
2.27	Ondulations des tensions des capacités en fonction du rapport de conversion	53
2.28	Variation du courant moyen de l'IGBT en fonction du rapport cyclique	54
2.29	Variation du courant moyen de l'IGBT en fonction du rapport de conversion	54
2.30	Variation de la tension moyenne aux bornes de l'IGBT en fonction du rapport cyclique	55
2.31	Variation de la tension moyenne aux bornes de l'IGBT en fonction du rapport de conversion	55
3.1	Systèmes hybrides	58
3.2	Différents cas d'équilibre	61
3.3	Commutation entre deux systèmes stables	64
3.4	Commutation entre deux systèmes instables	65

TABLE DES FIGURES **xi**

3.5	Commutation d’un système linéaire avec deux sous-systèmes . . .	67
3.6	La poursuite d’une consigne μ_{ref} en utilisant un simple boost dans les STC	71
3.7	La variation de la fonction de Lyapunov lors de la variation de μ_{ref} en utilisant un simple boost dans les STC	71
3.8	La variation des variables d’état lors de la variation de μ_{ref} en utilisant un simple boost dans les STC	72
3.9	La poursuite d’une consigne constante lors de la variation de l’irradiation en utilisant un simple boost	72
3.10	La variation de la fonction de Lyapunov lors de la variation de l’irradiation en utilisant un simple boost	73
3.11	La variation des variables d’état lors de la variation de l’irradiation en utilisant un simple boost	73
3.12	La poursuite d’une consigne μ_{ref} en utilisant un boost quadratique dans les STC	74
3.13	La variation de la fonction de Lyapunov lors de la variation de μ_{ref} en utilisant un boost quadratique dans les STC	74
3.14	La variation des variables d’état lors de la variation de μ_{ref} en utilisant un boost quadratique dans les STC	75
3.15	La poursuite d’une consigne constante lors de la variation de l’irradiation en utilisant un boost quadratique	75
3.16	La variation de la fonction de Lyapunov lors de la variation de l’irradiation en utilisant un boost quadratique	76
3.17	La variation des variables d’état lors de la variation de l’irradiation en utilisant un boost quadratique	76
4.1	L’influence des conditions climatiques sur le point de puissance maximale	78
4.2	La variation du point de puissance maximale en fonction l’ensoleillement	81
4.3	La variation du point de puissance maximale en fonction de la température	81
4.4	Schéma de principe de la méthode V_{co}	82
4.5	L’organigramme de la méthode P&O	84
4.6	Divergence de l’algorithme P&O lors d’une variation brusque de l’irradiation	85
4.7	Principe de la méthode de l’incrément de conductance.	86
4.8	L’organigramme de la méthode Inc-Cond	88
4.9	L’organigramme de la méthode Hill Climbing	90
4.10	La structure de base de FLC	91

4.11	Les fonctions d'appartenance pour les entrées et la sortie du contrôleur flou	92
4.12	Exemple d'un réseau de neurone	93
4.13	L'organigramme de la méthode PSO	96
4.14	L'organigramme du mode 1 de la première approche	102
4.15	La variation de P_{pv} et de sa dérivée à proximité du MPP	103
4.16	L'organigramme du mode 2 de la première approche	104
4.17	L'organigramme de la première approche	106
4.18	Validation de l'algorithme	107
4.19	Temps de réponse du système	107
4.20	La réponse du système en régime permanent	108
4.21	L'organigramme du mode 1 de la deuxième approche	109
4.22	Variation de la tension V_{mpp}	110
4.23	L'organigramme du mode 2 de la deuxième approche	111
4.24	L'organigramme de l'algorithme MPPT proposé	112
4.25	Schéma synoptique du système	113
4.26	L'organigramme de la stratégie de contrôle globale dans le cas de l'intégration d'un algorithme P&O	115
4.27	L'organigramme de la stratégie de contrôle globale dans le cas d'intégration de l'algorithme proposé	116
5.1	La commutation entre les deux modes, (a) : boost conventionnel, (b) : boost quadratique	118
5.2	La variation de P_{pv} lors d'une variation brusque de l'irradiation avec un boost simple	119
5.3	La variation de P_{pv} lors d'une variation brusque de l'irradiation avec un boost quadratique	119
5.4	La variation du rapport cyclique avec un boost simple	119
5.5	La variation du rapport cyclique avec un boost quadratique	119
5.6	La variation de V_{pv} , I_{pv} et P_{pv} lors de la variation de l'irradiation avec un boost simple	120
5.7	La variation de V_{pv} , I_{pv} et P_{pv} lors de la variation de l'irradiation avec un boost quadratique	120
5.8	L'évolution du point de fonctionnement lors de la variation de l'irradiation avec un boost simple	120
5.9	L'évolution du point de fonctionnement lors de la variation de l'irradiation avec un boost quadratique	120
5.10	L'énergie récupéré à la sortie du système avec un boost simple	121
5.11	L'énergie récupéré à la sortie du système avec un boost quadratique	121

TABLE DES FIGURES

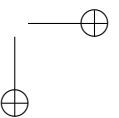
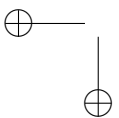
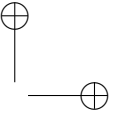
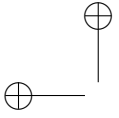
xiii

5.12	La commutation entre les deux modes avec une batterie, (a) : boost conventionnel, (b) : boost quadratique	121
5.13	La variation du rapport cyclique avec un boost simple et une batterie	122
5.14	La variation du rapport cyclique avec un boost quadratique et une batterie	122
5.15	La variation de V_{pv} , I_{pv} et P_{pv} lors de la variation de l'irradiation avec un boost simple et une batterie	122
5.16	La variation de V_{pv} , I_{pv} et P_{pv} lors de la variation de l'irradiation avec un boost quadratique et une batterie	122
5.17	L'évolution du point de fonctionnement lors de la variation de l'irradiation avec un boost simple et une batterie	123
5.18	L'évolution du point de fonctionnement lors de la variation de l'irradiation avec un boost quadratique et une batterie	123
5.19	L'énergie récupéré à la sortie du système avec un boost simple et une batterie	123
5.20	L'énergie récupéré à la sortie du système avec un boost quadratique et une batterie	123
5.21	Variation de P_{pv} , V_{pv} , V_s et μ lors de l'augmentation de la charge	124
5.22	Zoom sur la variation de P_{pv} et de μ en régime permanent à 800 W/m^2	125
5.23	Les pertes causées à $S = 1000 W/m^2$	125
5.24	La variation de la puissance lors de la fluctuation des conditions climatiques "jour 1"	126
5.25	L'énergie récupérée "jour 1"	127
5.26	La variation de la puissance lors de la fluctuation des conditions climatiques "jour 2"	127
5.27	L'énergie récupérée "jour 2"	128
5.28	La variation de la puissance lors de la fluctuation des conditions climatiques "jour 3"	128
5.29	L'énergie récupérée "jour 3"	129
5.30	Banc expérimental mis en œuvre au LIAS	130
5.31	La caractéristique $P-V$ tracée sur l'émulateur Chroma dans les STC	131
5.32	Les formes d'ondes en utilisant l'algorithme P&O	133
5.33	Les formes d'onde en utilisant l'algorithme proposé	134
5.34	La commutation entre les deux modes avec un boost quadratique	136
5.35	La commutation entre les deux modes avec un boost simple	136
5.36	La variation du rapport cyclique lors de la variation des conditions climatiques avec un boost quadratique	136

5.37	La variation du rapport cyclique lors de la variation des conditions climatiques avec un boost simple	136
5.38	La variation de V_{pv} , I_{pv} et P_{pv} lors de la variation des conditions climatiques avec un boost quadratique	137
5.39	La variation de V_{pv} , I_{pv} et P_{pv} lors de la variation des conditions climatiques avec un boost simple	137
5.40	L'évolution du point de fonctionnement lors de la variation des conditions climatiques avec un boost quadratique	137
5.41	L'évolution du point de fonctionnement lors de la variation des conditions climatiques avec un boost simple	137
5.42	La commutation entre les deux modes avec un boost quadratique et une batterie en sortie	138
5.43	La commutation entre les deux modes avec un boost simple et une batterie en sortie	138
5.44	La variation du rapport cyclique lors de la variation des conditions climatiques avec un boost quadratique et une batterie en sortie	138
5.45	La variation du rapport cyclique lors de la variation des conditions climatiques avec un boost simple et une batterie en sortie	138
5.46	La variation de V_{pv} , I_{pv} et P_{pv} lors de la variation des conditions climatiques avec un boost quadratique	139
5.47	La variation de V_{pv} , I_{pv} et P_{pv} lors de la variation des conditions climatiques avec un boost simple	139
5.48	L'évolution du point de fonctionnement lors de la variation des conditions climatiques avec un boost quadratique et une batterie en sortie	139
5.49	L'évolution du point de fonctionnement lors de la variation des conditions climatiques avec un boost simple et une batterie en sortie	139
5.50	La commutation entre les deux modes lors de la variation de la charge	140
5.51	La variation du rapport cyclique lors de la variation de la charge	141
5.52	La variation de V_{pv} , I_{pv} et P_{pv} lors de la variation de la charge	141

Liste des tableaux

2.1	Tableau comparatif entre le boost simple et le quadratique . . .	49
3.1	Paramètres du convertisseur boost	69
3.2	Paramètres du convertisseur boost quadratique	69
4.1	Tableau des règles floues	92
4.2	Comparaison entre les différents algorithmes MPPT	97
4.3	Les valeurs de V_{mpp} et V_{opt} pour un panneau Conergy PowerPlus 214P	105
5.1	Données expérimentales obtenues pour différentes valeurs d’ir- radiation	132



INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les besoins en énergie dans le monde augmentent continûment, surtout à cause de la croissance de la population mondiale et le progrès technologique. Les plus importantes sources d'énergie primaires sont le charbon, le gaz, le pétrole, les sources basées sur l'énergie nucléaire, hydraulique, éolienne et solaire. La plupart de ces sources, surtout les combustibles fossiles, sont des sources d'énergie limitées, non renouvelables et avec un impact environnemental néfaste, ce qui rend l'intégration des énergies renouvelables dans les systèmes de production d'énergie de plus en plus urgent. L'importance de ces sources se révèle stratégique vis-à-vis de l'insuffisance des combustibles fossiles, mais aussi pour tendre vers une production décarbonnée faisant appel à des technologies non émettrices de CO₂. L'utilisation excessive des énergies fossiles provoque en plus de la pollution, un changement climatique à cause de l'effet de serre qui engendre le réchauffement de la planète. La réduction des émissions des gaz à effet de serre afin de lutter contre le changement climatique passe forcément par la réduction des consommations d'énergie d'origine fossile et le développement des énergies renouvelables.

L'énergie solaire est dorénavant considérée comme une source d'énergie renouvelable à fort potentiel. En fait, elle est abondante, propre et largement répartie géographiquement. Elle est utilisée surtout dans les systèmes de production d'énergie hybrides connectés au réseau électrique, mais également dans des systèmes autonomes.

La France est naturellement pauvre en ressources énergétiques, mais grâce à ses centrales nucléaires, la France reste moins dépendante que d'autres pays vis-à-vis des énergies fossiles. Cependant, les statistiques montrent que les énergies éoliennes et photovoltaïques poursuivent leurs croissances. L'énergie photovoltaïque continue sa progression avec les parcs installés partout en France notamment au sud qui possède une moyenne d'ensoleillement annuelle très importante.

Par exemple, sur l'agglomération Poitiers, les énergies renouvelables prennent

de plus en plus de place dans la consommation quotidienne. En 2017, trois chantiers de pose de panneaux photovoltaïques ont été menés pour implanter une surface totale de $29800 m^2$ de panneaux photovoltaïques. Les deux premiers au dessus des parkings du parc des expositions et du gymnase de Saint-Eloi. Les ombrières ont été équipées de panneaux photovoltaïques qui, en plus de protéger les voitures, fournissent de l'électricité. Les surfaces cumulées produisent l'équivalent de la consommation de 300 foyers, soit une production annuelle de $840000 kWh$. Le plus grand chantier se situe à Saint-Georges-lès-Baillargeaux. Un ancien centre d'enfouissement des déchets a été recouvert de panneaux photovoltaïques qui répondent aux besoins d'environ 2500 habitants. Un autre projet est en cours d'études pour couvrir le parking du stade de Migné-Auxances. Ces ombrières permettront l'augmentation de la production photovoltaïque de Grand Poitiers de 10%. D'ici 2030, Grand Poitiers s'engage à augmenter la production basée sur les énergies renouvelables à plus que 30%.

Le problème de cette énergie est le coût initial d'installation élevé des systèmes de production d'énergie photovoltaïque. Afin d'atténuer ce problème, un système photovoltaïque doit être fiable et posséder un rendement élevé. L'amélioration de ce rendement peut se faire à plusieurs niveaux :

- au niveau des capteurs d'énergie photovoltaïques : l'utilisation de matériaux à haut rendement et de technologies récentes et innovantes ;
- au niveau de la conversion de l'énergie : l'utilisation de convertisseurs à haut rendement, avec des algorithmes de commande (ou de pilotage) spécifiques aux systèmes d'énergie renouvelables ;
- au niveau du stockage : la gestion optimale des charges/décharges selon un profil déterminé et l'amélioration de la sécurité permettant l'augmentation de la durée de vie des éléments de stockage.
- au niveau de la gestion globale du système : le contrôle des échanges d'énergie entre les différents organes du système et le fonctionnement des sources à leur point de puissance maximale.

L'objectif du travail relaté dans ce mémoire consiste à optimiser le rendement énergétique global d'un générateur solaire photovoltaïque non connecté au réseau. Une première étape consiste à évaluer les solutions au niveau du convertisseur DC-DC afin d'opérer l'adaptation entre le générateur photovoltaïque et le bus continu, ainsi que l'implémentation d'un algorithme pour rechercher le point de puissance maximale. Pour cette étude, le convertisseur boost quadratique est privilégié par rapport au simple boost suite à une analyse détaillée des caractéristiques. Pour la partie commande, l'exploitation des systèmes hybrides à commutation a permis d'élaborer un contrôleur stabilisant basé sur le théorème de Lyapunov pour piloter les convertisseurs boost. Par la suite, afin d'optimiser l'extraction maximale de la puissance potentielle disponible du générateur photovoltaïque, un algorithme basé sur la méthode

P&O est proposé avec des performances accrues lors des variations brusques d’irradiation et avec une limitation des oscillations autour du point optimum.

Ce mémoire se scinde en cinq chapitres.

Le premier chapitre décrit les moyens de l’exploitation de l’énergie solaire, surtout le principe de la conversion de l’énergie solaire en énergie électrique. Ensuite, une modélisation détaillée du panneau photovoltaïque avec ses courbes caractéristiques $I-V$ et $P-V$ est donnée, ainsi que l’influence des conditions climatiques sur ces courbes, puis les paramètres importants des cellules PV sont listés. Enfin, les différents types de systèmes photovoltaïques sont présentés.

Le deuxième chapitre traite les différentes topologies des convertisseurs DC-DC non isolés comme les convertisseurs : boost, buck, buck-boost, Ćuk, Sepic et Zeta. Ensuite, la structure des convertisseurs DC-DC quadratiques est présentée, ainsi que leurs avantages dans les systèmes photovoltaïques. Une modélisation détaillée de deux convertisseurs boost conventionnel et quadratique est exposée. Sur ces bases, une comparaison entre ces deux convertisseurs est détaillée.

Le troisième chapitre est consacré à l’étude des systèmes hybrides à commutation. La définition des systèmes hybrides et des systèmes à commutation est présentée avant d’étudier les différents types de stabilité des points d’équilibre de ces systèmes selon la définition de Lyapunov. Ensuite, les convertisseurs DC-DC boost conventionnel et quadratique sont analysés et modélisés comme étant des systèmes à commutation avant de proposer une loi de commutation stabilisante pour ces deux convertisseurs. Des résultats de simulations sont exposés afin de vérifier le bon fonctionnement de cette loi de commutation.

Le quatrième chapitre traite du problème de la poursuite du point de puissance maximale (MPPT). D’abord, il décrit les différentes méthodes présentées dans la littérature comme les méthodes basées sur un fonctionnement à tension fixe ou sur la tension de circuit ouvert ou le courant de court-circuit, les algorithmes de la perturbation et de l’observation (P&O), Hill Climbing et de l’incrément de la conductance (Inc-Cond), et les méthodes un peu plus complexes basées sur la logique floue (FL), les réseaux de neurones artificiels (ANN) et de l’optimisation par essais particuliers (OEP). Une comparaison entre ces différentes méthodes est conduite afin de montrer les points forts et faibles de chacune. A l’issue de ces investigations, nos différents travaux d’amélioration de l’algorithme P&O sont décrits. Deux approches visant à améliorer les performances de la méthode P&O ont abouti à proposer deux algorithmes de recherche du point de puissance maximale. Ces deux algorithmes fonctionnent en double mode à pas variable. Le premier algorithme permet de stabiliser la tension de sortie du panneau photovoltaïque contrôlé par un algorithme P&O en régime permanent. Cet algorithme a été validé en simulation. Le deuxième algorithme est basé sur la méthode P&O et sur la faible variation de la tension

du point de puissance maximale lors de la variation des conditions climatiques. Le deuxième algorithme proposé ainsi que l'algorithme P&O ont été intégrés dans le contrôleur stabilisant élaboré dans le chapitre 3.

Le dernier chapitre a pour objectif de corréler et valider les performances du deuxième algorithme MPPT proposé à la fin du chapitre précédent. Les différents résultats des tests en simulation et sur un banc d'essai expérimental sont exposés et commentés. Les performances sont comparées à celles d'un algorithme P&O conventionnel pour prouver la supériorité du nouvel algorithme sur la maximisation de la puissance récupérée et la stabilité au point de fonctionnement.

GÉNÉRATEUR SOLAIRE PHOTOVOLTAÏQUE

1.1 L'énergie solaire

L'énergie solaire est une source d'énergie renouvelable très importante, largement répartie spatialement et de plus en plus utilisée [1]. Il existe deux grandes classes de procédés qui permettent d'exploiter l'énergie solaire : les procédés thermiques et les procédés photovoltaïques [2].

1.1.1 Procédés thermiques

Ces procédés utilisent la chaleur fournie par le rayonnement solaire. L'énergie solaire est transformée en chaleur, selon l'effet de serre bien connu. Un corps noir absorbe le rayonnement solaire ce qui augmente sa température, ensuite l'absorbeur réémet de la chaleur sous forme de rayonnement infrarouge qui sera absorbé par une plaque de verre transparente au rayonnement solaire, tandis qu'il réémet l'infrarouge dans toutes les directions [3]. Une partie du rayonnement est de nouveau absorbée par l'absorbeur noir. Une partie du rayonnement est emprisonnée et transformée en énergie thermique, Fig. 1.1. La chaleur stockée peut servir à chauffer un matériau quelconque, la quantité d'énergie ainsi stockée dépend de la capacité thermique du matériau choisi [4]. Dans ce procédé des pertes sont dues à la diffusion de la chaleur dans l'air ambiant par le capteur, des pertes ont lieu aussi dans le milieu de stockage durant la période de stockage.

Des miroirs paraboliques qui suivent le mouvement solaire et restent perpendiculaires au rayonnement solaire sont utilisés souvent comme capteurs, Fig. 1.2. Ces miroirs permettent d'atteindre des températures très élevées [5]. La chaleur stockée peut être utilisée pour chauffer de l'eau à des températures élevées et ainsi générer de la vapeur d'eau qui alimente une turbine.

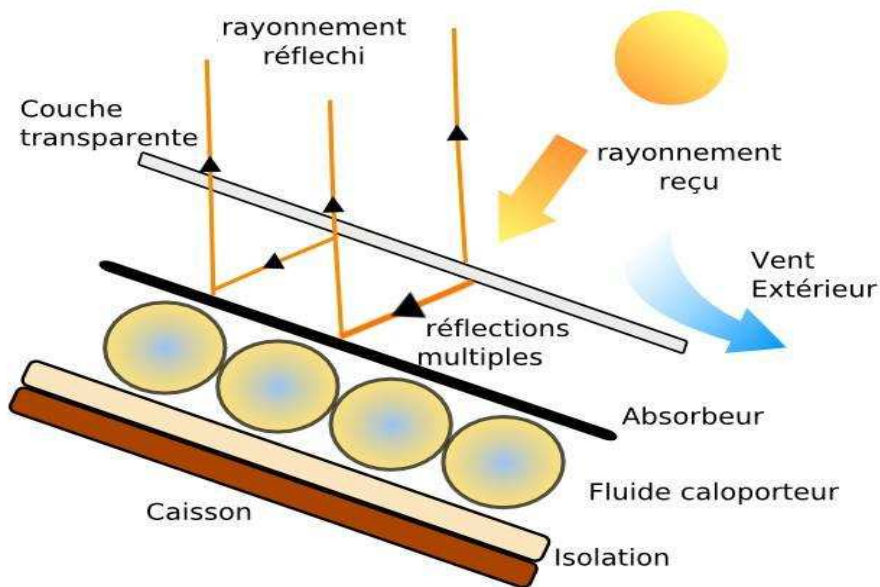


FIGURE 1.1 – Procédé solaire thermique

Par l'intermédiaire d'un alternateur, l'énergie mécanique peut être transformée en électricité. L'énergie thermique stockée peut être aussi transférée à un milieu réactionnel chimique pour favoriser une réaction endoénergétique (conversion thermochimique) [6]. La conversion thermochimique permet de stocker les produits à basse température ce qui limite toutes les pertes de chaleur durant la période de stockage.

1.1.2 Procédés Photovoltaïques

Ces procédés profitent directement du rayonnement solaire en utilisant des semi-conducteurs, Fig. 1.3. L'énergie est transformée sous forme électrique en utilisant des cellules photovoltaïques fabriquées souvent à base de Silicium. L'avantage essentiel des dispositifs photovoltaïques c'est qu'ils ne contiennent pas de fluides, de substances corrosives ni de pièces mobiles [7,8]. Ainsi, les coûts de maintenance sont réduits et rendent cette technologie durable, fiable et totalement silencieuse [9–11]. Dans le prochain paragraphe, les systèmes photovoltaïques sont exposés d'une manière plus détaillée.



FIGURE 1.2 – Concentrateur solaire parabolique

1.2 Energie solaire photovoltaïque

L'effet photovoltaïque a été découvert par le physicien français Alexandre Edmond Becquerel en 1839. Cet effet permet de transformer la lumière en électricité grâce à une cellule photovoltaïque. Cette cellule est assimilable à une diode photosensible qui permet la conversion de l'énergie lumineuse en énergie électrique directement. Exposé à la lumière, un matériau semi-conducteur absorbe des photons qui transmettent de l'énergie au matériau, cette énergie transmise au matériau est potentielle et non pas thermique. Les photons absorbés excitent les électrons dans le matériau, ces électrons sont collectés avant de reprendre leur énergie initiale afin de fournir un courant électrique. Le matériau doit avoir des propriétés optiques et électriques spécifiques qui permettent la conversion photovoltaïque [11, 12].

Les recherches sur l'hélioélectricité, le processus de conversion directe de l'énergie solaire en électricité, ont commencé en 1930 sur des cellules à oxydes cuivreux puis au sélénium, mais les premières cellules photovoltaïques n'ont été réalisées qu'en 1954 à base de silicium dans les laboratoires de la compagnie Bell Téléphone. Les cellules à base de sélénium étaient peu performantes, elles possédaient un rendement de l'ordre de 1% [13]. Avec les premières cellules en silicium ce rendement est arrivé à 4% puis il a augmenté rapidement à 6% puis 11% grâce aux recherches établies dans les mêmes laboratoires [14, 15].

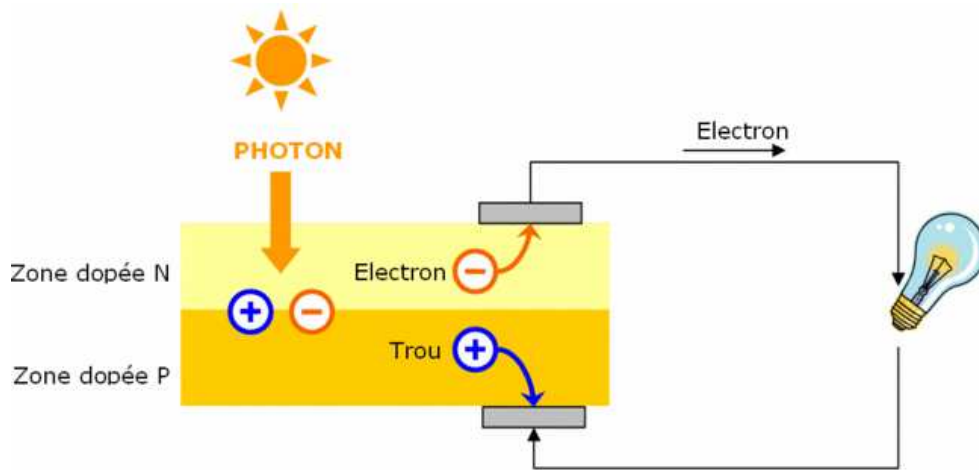


FIGURE 1.3 – L’effet photovoltaïque

La technologie photovoltaïque a progressé régulièrement au cours des années 80, depuis, plusieurs centrales de quelques mégawatts ont été installées. L’énergie photovoltaïque est devenue plus familière avec des produits de faible puissance par exemple : les montres, les calculatrices, les réfrigérateurs et les pompes solaires et bien d’autres. Le matériau le plus utilisé pour la fabrication des cellules photovoltaïques est le silicium (près de 84% de la production en 2001). Ces cellules ont un rendement de 12 à 16% [16,17]. Actuellement, le rendement le plus élevé obtenu pour une cellule photovoltaïque à base de silicium est de 24.7% [18].

1.3 La cellule photovoltaïque

La cellule photovoltaïque est constituée par une jonction $P-N$. Les deux couches P et N sont constituées par un semi-conducteur, le dopage de ces deux couches minces est différent [12,19,20]. Pour la couche N c’est un apport d’électrons périphériques tandis que pour la couche P c’est un déficit, ce qui crée une différence de potentiel entre les deux couches. L’épaisseur de la cellule est de l’ordre d’un millimètre [21,22].

Le rendement d’une cellule photovoltaïque est le rapport en % de l’énergie électrique produite par la cellule sur le l’énergie lumineuse reçue à sa surface. Ce rendement est limité par le fait que le transfert d’énergie d’un photon à un électron peut se faire selon la bande d’énergie propre à chaque semi-conducteur. Ainsi, les photons ayant une énergie inférieure à l’énergie propre du semi-conducteur utilisé ne peuvent pas être absorbés et leur énergie sera

1.4 La modélisation d’un module photovoltaïque

9

convertie en chaleur. De même, l’excès de l’énergie des photons ayant une énergie supérieure à l’énergie propre du semi-conducteur est perdu. Ces effets limitent théoriquement le rendement des cellules à 50% [23]. Les cellules photovoltaïques sont d’habitude fabriquées à base du silicium sous différentes formes. Elles sont classifiées en trois types [24,25] : monocristalline, polycristalline et amorphe.

1.3.1 Les cellules monocristallines

Les cellules de la première génération, elles sont formées d’un seul cristal ordonné. La structure du cristal est homogène. Malgré son excellent rendement de 12 à 16% [25,26] , le coût de fabrication de ces cellules reste élevé à cause de la difficulté de la méthode de fabrication et le prix élevé du matériau utilisé.

1.3.2 Les cellules polycristallines

Ces cellules sont constituées de cristaux assemblés d’épaisseur de 1 à 2mm appelés grains. Ce matériau est fabriqué par fonte et refroidissement de blocs de silicium purifié. Le prix de ce matériau et le coût de fabrication est moindre par rapport aux cellules monocristallines. Son rendement est de 11 à 14% [12].

1.3.3 Les cellules amorphes

Malgré sa structure atomique désordonnée non cristallisée, le silicium amorphe a un coefficient d’absorption de la lumière environ mille fois supérieur à celui de silicium cristallin. Le coût de fabrication de ces cellules est bien plus bas que celui des cellules au silicium cristallin, par contre leur rendement est inférieur (5 à 7%) et leur durée de vie est plus courte [12,26].

1.4 La modélisation d’un module photovoltaïque

Une cellule photovoltaïque se comporte comme un générateur de courant avec une tension de fonctionnement dépendante du courant absorbé par la charge connectée à ses bornes [2,11]. Le comportement d’une cellule photovoltaïque est modélisé par une source de courant en dérivation avec une diode, Fig. 1.4. Dans l’obscurité, la caractéristique de cette cellule est l’expression d’une diode au silicium connue par l’équation de Shockley, nommée d’après William Shockley, un physicien américain qui a participé à l’invention de transistor dans les laboratoires Bell. Cette équation est donnée par l’expression suivante :

$$I_d = I_{0,cell} \left[\exp\left(\frac{V}{aV_T}\right) - 1 \right] \quad (1.1)$$

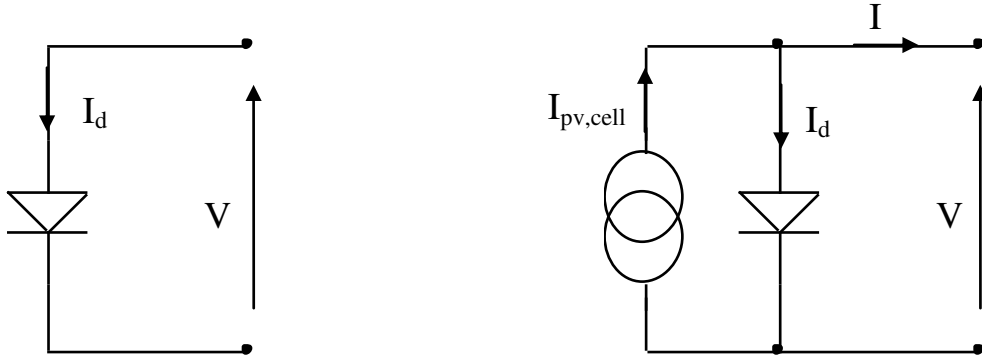


FIGURE 1.4 – Schéma simplifié d'une cellule photovoltaïque

- I_d est le courant de la diode
- $I_{0,cell}$ est le courant de saturation de la diode
- a est le facteur d'idéalité de la diode
- V est la tension aux bornes de la diode
- V_T est la tension thermique donnée par :

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (1.2)$$

- k est la constante de Boltzmann ($1.3806503 \cdot 10^{-23} J/K$)
- T est la température de la jonction $P-N$ en K
- q est la charge de l'électron ($1.60217646 \cdot 10^{-19} C$)

Exposée à la lumière, le courant de la cellule devient :

$$I = I_{pv,cell} - I_d \quad (1.3)$$

- $I_{pv,cell}$ est le photo-courant de la cellule.

Cette équation basique ne décrit pas la caractéristique réelle de la cellule photovoltaïque. Pour compléter le modèle, il faut insérer deux résistances : une en série et une en parallèle (ou shunt), Fig. 1.5. L'influence de la résistance série R_s est plus importante quand la cellule fonctionne en générateur de tension tandis que l'influence de la résistance parallèle R_p est plus importante lorsque la cellule fonctionne en générateur de courant. La valeur de la résistance série est la somme de plusieurs résistances internes de la cellule et sa valeur est généralement très basse, parfois son effet peut être négligeable. La résistance parallèle est due au courant de fuite dans la jonction $P-N$ et dépend de la méthode de fabrication de la cellule photovoltaïque, sa valeur est généralement très élevée [27].

En tenant compte de ces deux paramètres résistifs, la caractéristique de la cellule sera donnée par l'équation suivante :

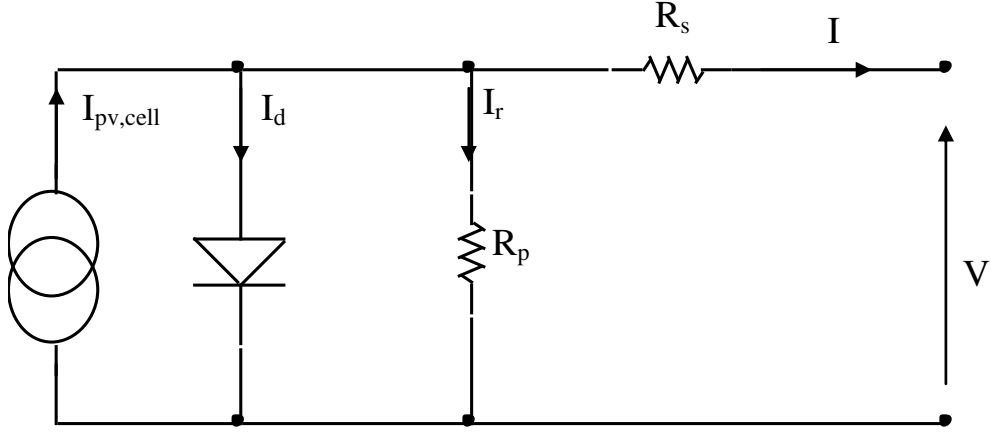


FIGURE 1.5 – Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque

$$I = I_{pv,cell} - I_d - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (1.4)$$

L'énergie produite par une seule cellule est généralement très faible et n'est pas suffisante pour être utilisée dans des applications pratiques. Un module photovoltaïque est généralement composé d'un nombre de cellules reliées en parallèle ou en série. L'équation qui décrit la caractéristique d'un module composé de N_p cellules en parallèle et N_s cellules en série est donnée par :

$$I = I_{pv} - I_0 \left[\exp \frac{R_s I}{a V_T} - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (1.5)$$

Avec

$$I_{pv} = I_{pv,cell} * N_p \quad (1.6)$$

et

$$I_0 = I_{0,cell} * N_p \quad (1.7)$$

R_s et R_p sont les résistances équivalents série et parallèle de toutes les cellules du module photovoltaïque. Le photo-courant du module I_{pv} est directement proportionnel au rayonnement solaire. Ce courant est influencé par la température suivant l'équation :

$$I_{pv} = (I_{pv,n} + K_I \Delta T) \frac{S}{S_n} \quad (1.8)$$

- $I_{pv,n}$ est le courant généré par le module pour des conditions de test standard (STC) : $T = 25^\circ C$ et $S = 1000 W/m^2$

- $\Delta T = T - T_n$ avec T et T_n sont respectivement les valeurs réelles et nominales de la température
- S et S_n sont respectivement les valeurs réelles et nominales de l'irradiation solaire
- K_I est le coefficient de la température du courant de court-circuit

Le courant de saturation des cellules photovoltaïques I_0 dépend de la température, il est donné par l'équation suivante :

$$I_0 = I_{0,n} \left(\frac{T_n}{T}\right)^3 \exp\left[\left(\frac{qE_g}{ak}\right)\left(\frac{1}{T_n} - \frac{1}{T}\right)\right] \quad (1.9)$$

E_g est l'énergie de la bande interdite du semi-conducteur. Pour le *Si* polycristallin $E_g = 1.12eV$ à une température de $25^\circ C$. $I_{0,n}$ est le courant de saturation nominal de la diode, sa valeur peut être exprimée par l'expression suivante :

$$I_{0,n} = I_{cc,n} / \left[\exp\left(\frac{V_{co,n}}{aV_{t,n}}\right) - 1\right] \quad (1.10)$$

- $V_{t,n}$ est la tension thermique nominale pour N_s cellules connectées en série à la température nominale T_n
- $V_{co,n}$ est la tension du circuit ouvert nominale
- $I_{cc,n}$ est le courant de court-circuit nominal

Le courant de saturation des cellules photovoltaïques I_0 dépend de la densité du courant de saturation du semi-conducteur et de la surface efficace des cellules. La densité de courant J_0 (donné généralement en A/cm^2) dépend des caractéristiques intrinsèques de la cellule photovoltaïque. Ces caractéristiques dépendent de plusieurs paramètres physiques, par exemple la durée de vie des porteurs minoritaires, le coefficient de diffusion des électrons dans le semi-conducteur, la densité des porteurs intrinsèques et bien d'autres.

L'équation de I_0 peut être modifiée en incluant les coefficients de tension K_V et de courant K_I pour faire correspondre la valeur nominale de la tension en circuit ouvert du modèle avec les données expérimentales pour une large plage de température [28, 29]. Après la modification, l'équation qui décrit la variation de I_0 sera donnée par :

$$I_0 = (I_{cc,n} + K_I \Delta T) / \left[\exp\left(\frac{V_{co,n} + K_V \Delta T}{aV_t}\right) - 1\right] \quad (1.11)$$

Le courant de saturation I_0 dépend fortement de la température. Cette équation simplifie le modèle et annule ses erreurs au voisinage de la tension en circuit ouvert et par suite sur le reste de la courbe $I-V$.

1.5 Les caractéristiques électriques d'un module photovoltaïque

Dans cette partie, les caractéristiques $P-V$ et $I-V$ d'un module photovoltaïque Conergy PowerPlus 214P sont présentées. Le choix de ces panneaux PV Conergy PowerPlus 214P est conditionné par leur présence sur l'installation du laboratoire et constitue la base de référence pour les différents tests de nos travaux. L'équation de la caractéristique $I-V$ a été déjà présentée, la puissance est donnée par $P = I \cdot V$. Dans les conditions de test standard, les paramètres de Conergy PowerPlus 214P sont donnés dans la fiche technique du module fournie par le constructeur. Les courbes de la figure 1.6 représentent les caractéristiques $I-V$ et $P-V$ pour le Conergy PowerPlus tracées dans les conditions de test standard (STC).

Sur ces deux courbes on peut repérer les points les plus importants de fonctionnement du module. Le point le plus intéressant pour l'utilisateur est le point de puissance maximale (Maximum Power Point - MPP) qui permet d'extraire le maximum de puissance du module. La courbe $I-V$ montre que les cellules photovoltaïques peuvent avoir un comportement hybride. Si la tension de fonctionnement est inférieure à la valeur de la tension au MPP, le module se comporte comme un générateur de courant, tandis qu'il se comporte comme un générateur de tension si la valeur de celle-ci est plus grande que celle du MPP.

1.6 Effets des conditions climatiques sur les modules PV

Ces caractéristiques sont influencées par les conditions climatiques surtout l'éclairement et la température [30–33] mais aussi par d'autres facteurs comme la poussière, la vitesse du vent ou l'humidité [34–36].

1.6.1 L'influence de l'éclairement

La valeur de la puissance maximale qui peut être fournie par le module dépend de la valeur de l'irradiation solaire. A chaque valeur de cette irradiation correspond une puissance maximale. En supposant que la température est constante et égale à $25^{\circ}C$, les courbes caractéristiques $P-V$ et $I-V$ du module Conergy PowerPlus 214P sont tracées pour plusieurs valeurs d'irradiation pour voir son influence sur les courbes, Figs. 1.7 et 1.8.

L'augmentation de l'irradiation entraîne surtout l'augmentation de la valeur maximale de puissance.

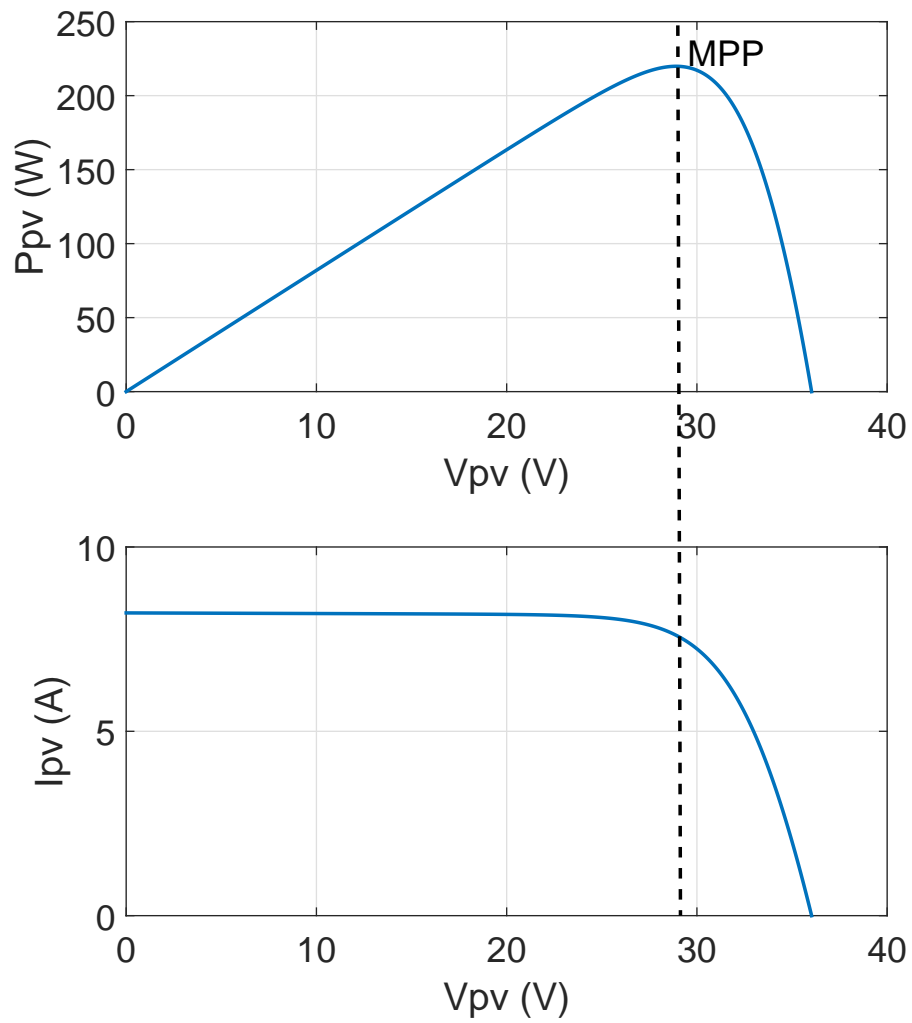


FIGURE 1.6 – Caractéristiques I - V et P - V d'un panneau PV Conergy Power-Plus 214P dans les STC

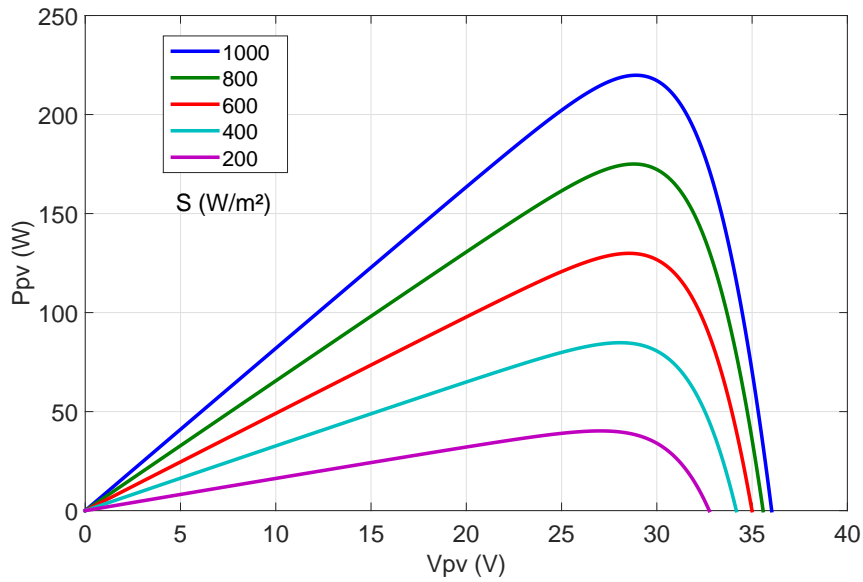


FIGURE 1.7 – Effet de l'éclairement sur la caractéristique P - V

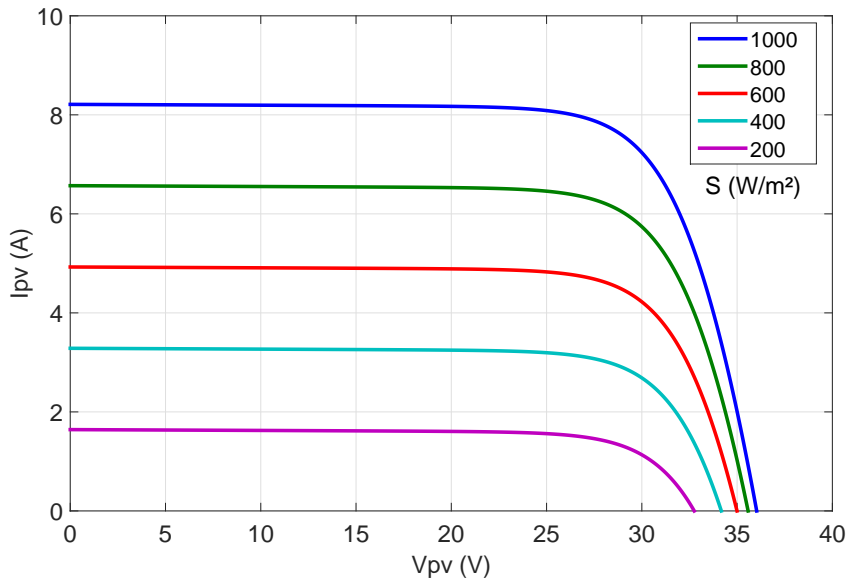


FIGURE 1.8 – Effet de l'éclairement sur la caractéristique I - V

Pratiquement, à une température constante le photo-courant I_{pv} peut être considéré comme proportionnel à l'éclairement, I_d reste toujours le même, c'est le courant dans l'obscurité, sa valeur est indépendante de l'irradiation. La valeur du courant de court-circuit I_{cc} varie proportionnellement à l'irradiation, tandis que la tension en circuit ouvert V_{co} diminue légèrement lors de la diminution de l'éclairement.

1.6.2 L'influence de la température

Les courbes caractéristiques $P-V$ et $I-V$ du module Conergy PowerPlus 214P sont tracées à une valeur constante d'ensoleillement pour plusieurs valeurs de température pour évaluer l'incidence sur les courbes, Figs. 1.9 et 1.10. L'augmentation de la température entraîne une diminution de la valeur maximale de la puissance. La valeur du courant de court-circuit augmente légèrement avec la température tandis que celle de la tension en circuit ouvert diminue.

1.7 Les paramètres d'un module photovoltaïque

La plupart des paramètres d'un module photovoltaïque peuvent être extraits de l'équation caractéristique ou des caractéristiques $I-V$ et $P-V$ du module, Fig. 1.11. Les paramètres les plus importants sont la tension en circuit ouvert V_{co} , le courant en court-circuit I_{cc} , la puissance maximale P_{mpp} le facteur de forme FF , et le rendement ρ .

1.7.1 La tension en circuit ouvert

C'est la tension pour laquelle le courant débité par le module photovoltaïque est nul. Dans ce cas, la puissance générée par le module $P = I * V$ est nulle aussi. Dans des conditions climatiques données, cette tension représente la valeur maximale de la tension. Pour obtenir sa valeur il faut remplacer I par zéro dans l'expression de la caractéristique $I-V$ du module.

$$V_{co} = aV_T \ln \left[\frac{I_{pv}}{I_0} + \frac{V_{co}}{R_p I_0} + 1 \right] \quad (1.12)$$

Dans le cas idéal, $a = 1$ et $R_p \rightarrow \infty$, ce qui permet de simplifier cette expression.

$$V_{co} = V_T \ln \left[\frac{I_{pv}}{I_0} + 1 \right] \quad (1.13)$$

1.7 Les paramètres d'un module photovoltaïque

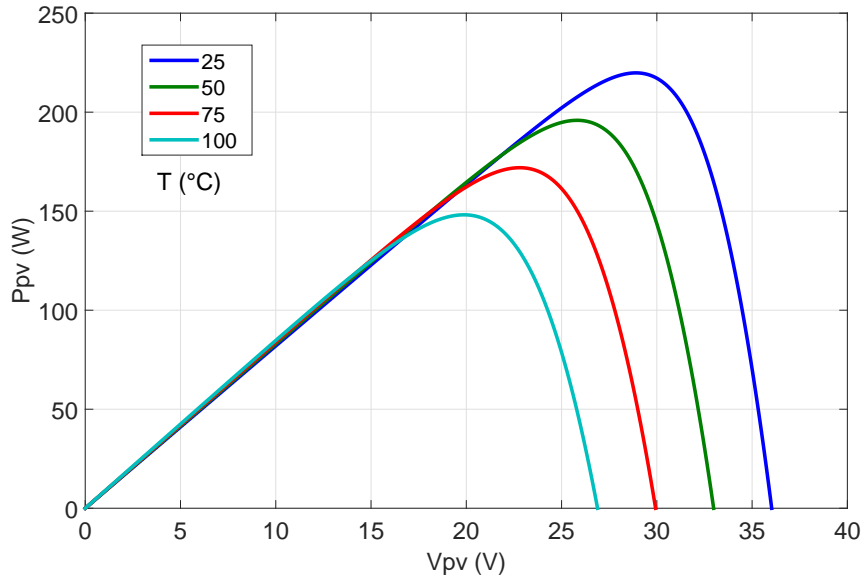


FIGURE 1.9 – Effet de la température sur la caractéristique P - V

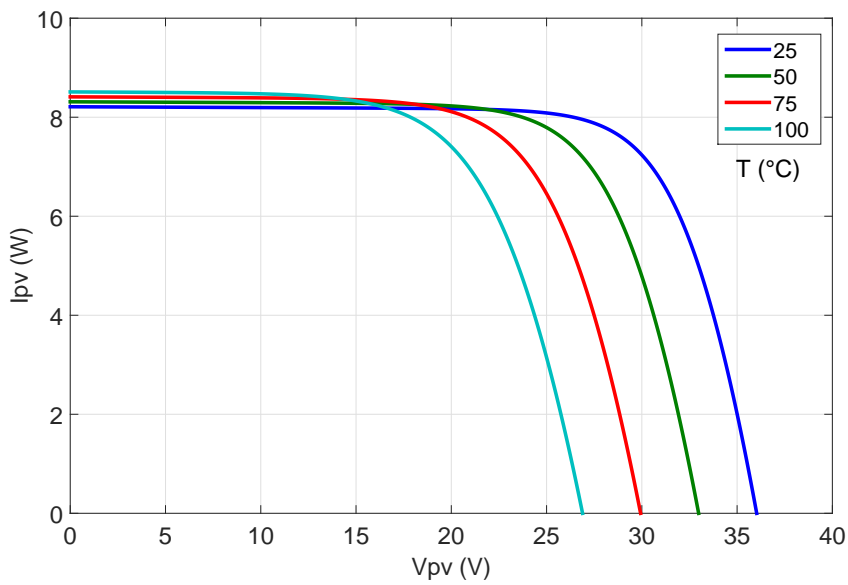


FIGURE 1.10 – Effet de la température sur la caractéristique I - V

1.7.2 Le courant en court-circuit

C'est la valeur du courant qui impose une tension nulle aux bornes du module photovoltaïque. Elle peut être obtenue en annulant la tension V dans la caractéristique.

$$I_{cc} = I_{pv} - I_0 \left[\exp\left(\frac{R_s I_{cc}}{aV_T}\right) - 1 \right] - \left(\frac{V + R_s I_{cc}}{R_p}\right) \quad (1.14)$$

En général, le terme $I_0 \left[\exp\left(\frac{R_s I_{cc}}{aV_T}\right) - 1 \right]$ est négligeable devant I_{pv} , ce qui permet de simplifier cette expression et I_{cc} est donc donné par l'écriture :

$$I_{cc} = \frac{I_{pv}}{1 + \frac{R_s}{R_p}} \quad (1.15)$$

Dans le cas idéal, R_s est nulle et $R_p \rightarrow \infty$ la valeur de I_{cc} sera égale à celle du photo-courant I_{pv} .

1.7.3 La puissance maximale

C'est la valeur maximale de la puissance qui peut être générée par le module dans des conditions climatiques données. Cette valeur peut être récupérée de la courbe caractéristique $P-V$. Le point de la caractéristique qui correspond à cette valeur est le Point de Puissance Maximale ou « Maximum Power Point » (MPP), c'est le point le plus intéressant de la caractéristique pour l'utilisateur. La puissance est nulle en court-circuit, elle augmente jusqu'à P_{mpp} au MPP puis diminue pour s'annuler de nouveau en circuit ouvert.

$$P_{mpp} = I_{mpp} V_{mpp} \quad (1.16)$$

1.7.4 Le facteur de forme FF

Ce facteur montre la déviation de la courbe $I-V$ par rapport au rectangle qui correspond aux cellules idéales, ce rectangle est de longueur V_{co} et de largeur I_{cc} . Plus la caractéristique $I-V$ est rectangulaire, plus la puissance maximale est élevée. Ce facteur peut être exprimé comme le rapport de la puissance maximale sur le produit du courant de court-circuit par la tension en circuit ouvert.

$$FF = \frac{P_{mpp}}{I_{cc} V_{co}} \quad (1.17)$$

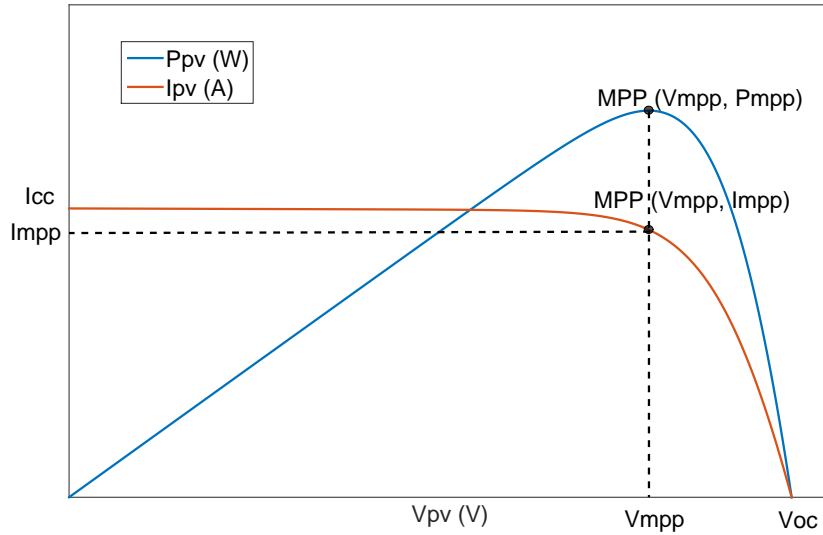


FIGURE 1.11 – Paramètres essentiels d’un module photovoltaïque

1.7.5 Le rendement ρ

C’est le rapport entre la puissance maximale générée par le module et la puissance du rayonnement solaire incident sur sa surface P_{in} . La valeur de P_{in} est égale au produit de l’éclairement S par la surface du module A .

$$\rho = \frac{P_{mpp}}{S * A} \quad (1.18)$$

1.8 Les systèmes solaires photovoltaïques

Les systèmes photovoltaïques sont classés en deux catégories : les systèmes isolés ou autonomes et les systèmes connectés au réseau.

1.8.1 Les systèmes autonomes

Ces systèmes servent à alimenter les consommateurs situés dans une zone isolée et qui n’ont pas d’accès au réseau électrique Fig. 1.12. Un système de stockage doit être associé aux générateurs photovoltaïques pour que le système soit capable de fournir de l’énergie aux consommateurs malgré l’intermittence de la production pendant les périodes de l’année à basse irradiation solaire ou pendant les phases nocturnes. Ces systèmes de stockage augmentent le coût

d’installation et demandent une maintenance. Afin d’augmenter leur durée de vie, des systèmes de gestion de l’énergie électrique ont été développés [37].

1.8.2 Les systèmes connectés

Le rôle principal de ces systèmes est de contribuer à la production de l’énergie d’origine renouvelable sur le réseau. Ils injectent l’électricité produite sur le réseau de distribution électrique public, Fig. 1.13. Un onduleur de tension est alors nécessaire pour convertir les grandeurs électriques sous formes continues fournies par les systèmes photovoltaïques en grandeurs alternatives compatibles avec le réseau de distribution [38].

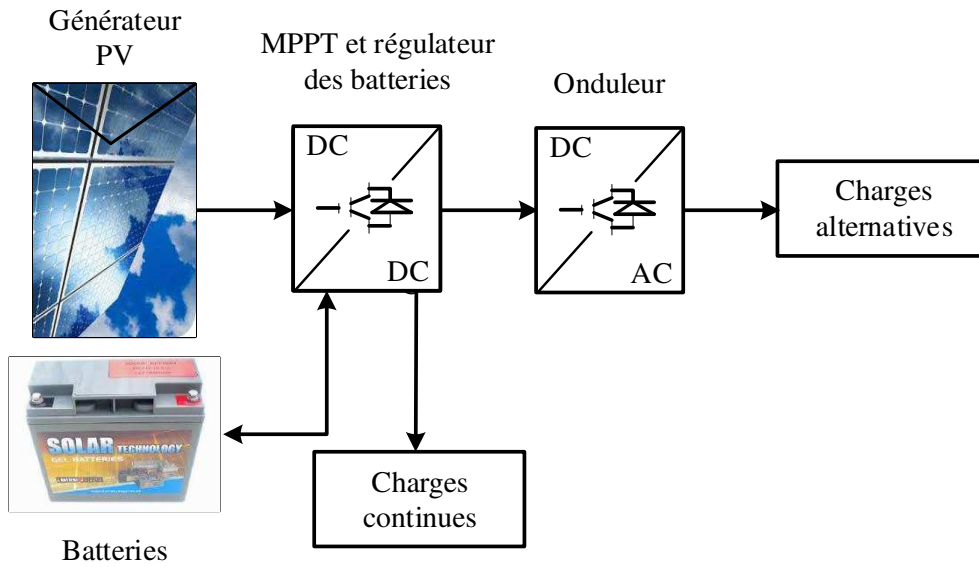


FIGURE 1.12 – Système photovoltaïque autonome

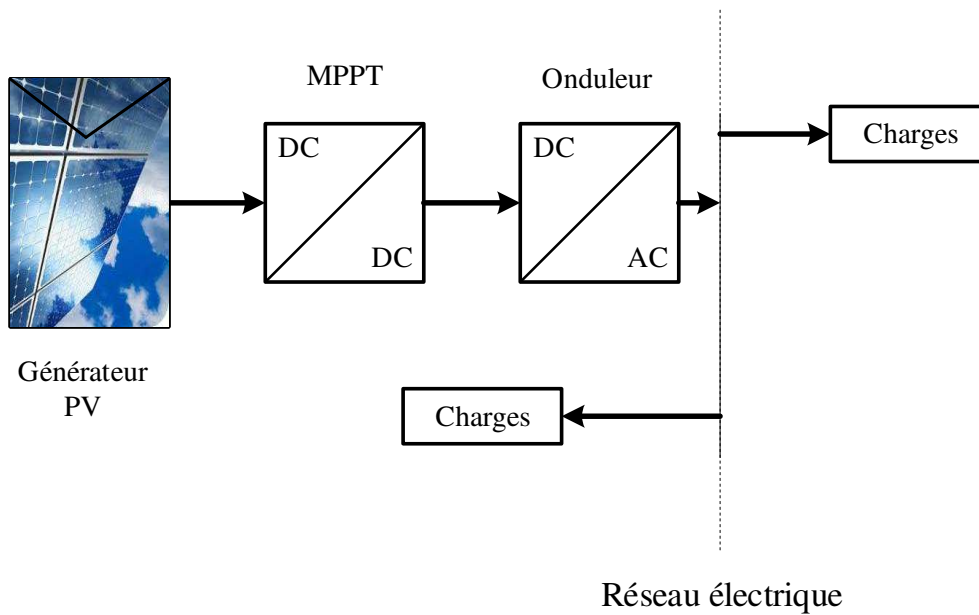
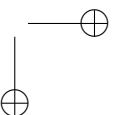
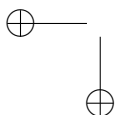
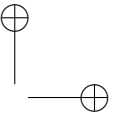
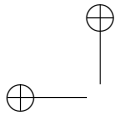


FIGURE 1.13 – Système photovoltaïque connecté



CHAPITRE 2

**INTERFACE DE CONVERSION :
CONVERTISSEURS DC-DC**

2.1 Introduction

Les convertisseurs de puissance sont utilisés dans de nombreux domaines de la conversion de l'énergie électrique, par exemple : le stockage et le transport d'énergie électrique. Il existe plusieurs types de convertisseurs de puissance :

- Convertisseurs AC-DC : redresseurs, commandés ou non, qui transforment une onde alternative en onde continue en permettant de régler les caractéristiques du courant ou de la tension.
- Convertisseurs DC-AC : onduleurs qui produisent une grandeur électrique alternative en sortie avec une amplitude et une fréquence réglable.
- Convertisseurs AC-AC : topologies de puissances destinées à adapter l'amplitude et/ou la fréquence de la tension de sortie.
- Convertisseurs DC-DC : hacheurs ou alimentations à découpage qui permettent d'adapter l'amplitude de la tension de sortie.

Des Convertisseurs DC-DC ou DC-AC sont généralement mis en œuvre dans les systèmes de production d'énergie renouvelable. Par exemple, dans l'étage d'adaptation entre la source photovoltaïque et la charge ou les éléments de stockage. Cet étage est important pour maximiser le rendement du générateur en permettant d'implémenter des algorithmes de recherche du MPP. De plus, il permet d'adapter l'impédance entre la source photovoltaïque et la charge et de régler la valeur de la tension de sortie, ce qui conduit à la maîtrise du niveau de la tension du bus continu. En cas de connexion directe entre la charge et le générateur PV, le point de fonctionnement dépend de l'impédance de la charge et ne pourra pas être ajusté. Le choix de convertisseur DC-DC

dépend du niveau de la tension du bus continu souhaité et de celle du générateur PV pour une configuration envisagée. Si la tension de bus est inférieure à celle du générateur, il faut utiliser un buck (abaisseur), si elle est supérieure à cette dernière, un boost (élevateur) doit être utilisé. D'autres convertisseurs avec un stockage (inductif ou capacitif) intermédiaire peuvent assurer les deux fonctions en même temps. Le convertisseur DC-DC peut fonctionner en deux modes : en mode de conduction continue (CCM) ou en mode de conduction discontinue (DCM). Si le courant dans l'inductance principale ne s'annule jamais au cours d'une période de découpage, le convertisseur fonctionne dans le CCM, tandis que le DCM apparaîtra si le courant s'annule durant une partie de la période de découpage. Ce mode survient dans le cas d'un faible courant de charge et diffère de la CCM par trois phases de fonctionnement, au lieu de deux, pendant une période de découpage.

L'appellation "rapport de conversion" d'un convertisseur correspond au ratio de la valeur moyenne de la tension de sortie sur celle de l'entrée. Cette valeur dépend du rapport cyclique μ du convertisseur.

Les convertisseurs DC-DC sont divisés en deux catégories : isolé ou non isolé. Les convertisseurs isolés possèdent une isolation galvanique entre l'entrée et la sortie, par exemple : les alimentations de type Flyback, Forward, Push-Pull...

Les convertisseurs non isolés sont ceux qui ne présentent pas une isolation galvanique comme par exemple les structures : Boost, Buck, Buck-Boost, Sepic... Dans les systèmes de production d'énergie solaire photovoltaïque avec double étage de conversion, les convertisseurs non isolés sont généralement les plus utilisés et ils assurent la fonction de MPPT.

2.2 Les convertisseurs DC-DC sans isolation galvanique

2.2.1 Convertisseur Boost

Le convertisseur boost ou élevateur de tension, est un convertisseur DC-DC avec une tension de sortie toujours supérieure à celle d'entrée, d'où le nom "élevateur" [39–42]. Le boost est utilisé dans des applications qui ont besoin d'une tension de sortie supérieure à celle de la source continue d'entrée, par exemple les panneaux PV, les batteries, les véhicules hybrides...

Le convertisseur boost est composé d'une inductance L , d'un condensateur C , d'une diode et d'un interrupteur électronique commandé, généralement un IGBT ou un MOSFET, Fig. 2.1. Cet interrupteur commandé commute entre l'état passant "ON" et l'état bloqué "OFF" avec une fréquence de commutation f .

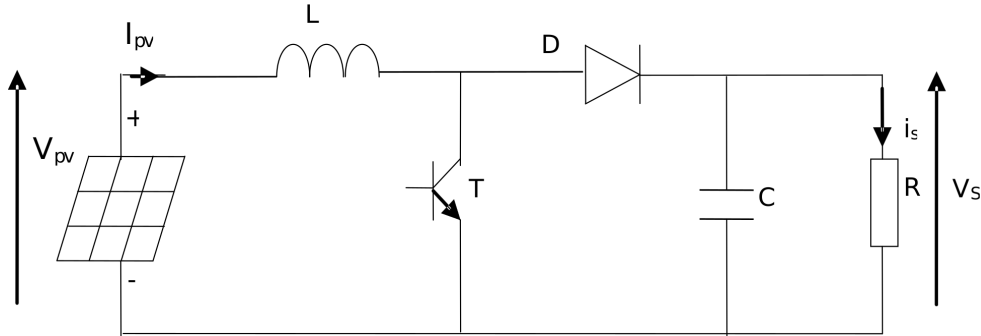


FIGURE 2.1 – Schéma d’un convertisseur boost

Le rapport de conversion en tension M d’un convertisseur boost idéal en mode de conduction continue est donné par :

$$M = \frac{V_s}{V_{pv}} = \frac{I_{pv}}{I_s} = \frac{1}{1 - \mu} \quad (2.1)$$

Quand μ varie entre 0 et 1, M varie entre 1 et $+\infty$ dans le cas idéal. Le convertisseur boost est largement usité grâce à plusieurs avantages :

- La structure du convertisseur est composée par des composants simples (diode, inductance, condensateur ...), il en découle une simplicité dans son implémentation ;
- La tension de sortie est plus élevée que celle de l’entrée ce qui permet de relier une charge à plus haute tension à une source à basse tension ;
- La polarité de la tension de sortie est identique à celle de l’entrée ;
- Le courant d’entrée est ininterrompu en conduction continue ;
- Le courant de sortie est unidirectionnel ;
- Un faible coût puisque cette structure dispose que d’un seul interrupteur commandé ;
- La simplicité de sa commande ;
- Un bon rendement.

Malgré ses avantages, le convertisseur boost a quelques inconvénients :

- La zone de réglage de la tension de sortie est bornée ;
- Le rendement décroît lorsque le rapport cyclique se rapproche de l’unité ;
- Les valeurs élevées du gain en tension sont obtenues pour des rapports cycliques voisins de l’unité, ce qui accroît les contraintes sur les composants.

2.2.2 Convertisseur Buck

Le convertisseur buck, ou abaisseur de tension, est un convertisseur DC-DC avec une tension de sortie toujours inférieure à celle d'entrée, d'où le nom "abaisseur" [41,43,44]. Le buck est utilisé dans des applications qui ont besoin d'une tension de sortie inférieure à celle de la source continue d'entrée, par exemple convertir la tension d'une batterie 12-24V à quelques volts nécessaires pour un processeur. Le convertisseur buck est composé d'une inductance L , d'un condensateur C , d'une diode et d'un interrupteur électronique commandé, Fig. 2.2.

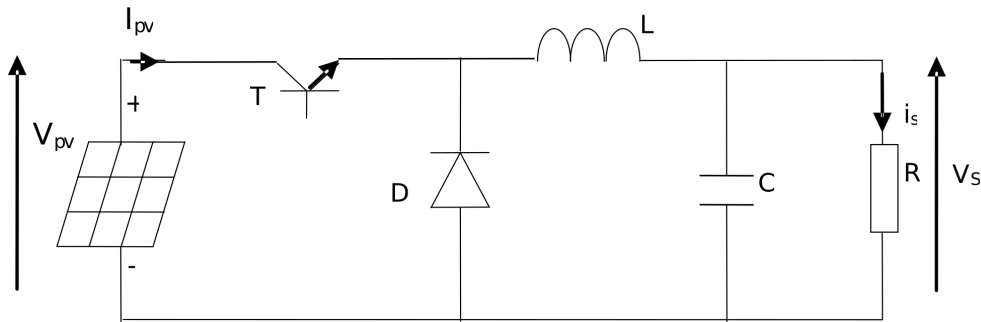


FIGURE 2.2 – Schéma d'un convertisseur buck

Cet interrupteur commute entre l'état passant "ON" et l'état bloqué "OFF" avec une fréquence de commutation f . Le rapport de conversion en tension M d'un convertisseur buck idéal en mode de conduction continue est donné par :

$$M = \frac{V_s}{V_{pv}} = \frac{I_{pv}}{I_s} = \mu \quad (2.2)$$

Quand μ varie entre 0 et 1, M varie entre 0 et 1 dans le cas idéal. Le convertisseur buck est utilisé grâce à plusieurs avantages :

- Structure simple avec un seul interrupteur commandé ;
- Un faible coût d'implémentation ;
- Un bon rendement.

Malgré ses avantages, le convertisseur buck a quelques inconvénients :

- La tension de sortie présente des ondulations ;
- La sortie doit être filtrée ;
- Le courant d'entrée est discontinu ;
- Réponse lente en régime transitoire.

2.2.3 Convertisseur Buck-Boost

Le convertisseur buck-boost est un convertisseur DC-DC avec une tension de sortie supérieure ou inférieure à celle d'entrée [41,44-47]. Le buck-boost est utilisé par exemple dans les alimentations régulées et les systèmes d'alimentation des batteries. Le convertisseur buck-boost est composé d'une inductance L , d'un condensateur C , d'une diode et d'un interrupteur électronique commandé, Fig. 2.3. Ce dernier commute entre l'état passant "ON" et l'état bloqué "OFF" avec une fréquence de commutation f .

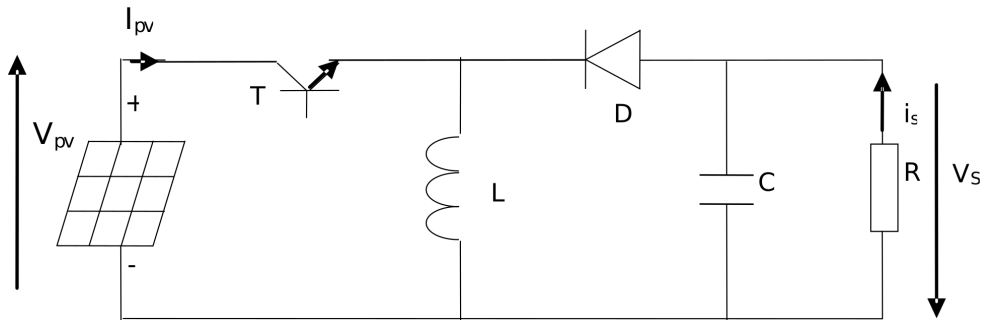


FIGURE 2.3 – Schéma d'un convertisseur buck-boost

Le rapport de conversion en tension M d'un convertisseur buck-boost idéal en mode de conduction continue est donné par :

$$M = \frac{V_s}{V_{pv}} = \frac{I_{pv}}{I_s} = \frac{\mu}{1 - \mu} \quad (2.3)$$

Quand μ varie entre 0 et 1, M varie entre 0 et $+\infty$ dans le cas idéal. Les avantages de convertisseur buck-boost sont :

- La tension de sortie peut être supérieure ou inférieure à celle d'entrée sur une grande plage de variation ;
- Fonctionnement sur une grande plage du rapport cyclique.

Les inconvénients de ce convertisseur sont :

- La polarité de la tension de sortie est inversée par rapport à celle d'entrée ;
- La tension aux bornes de l'interrupteur commandé est généralement élevée ;
- La tension à l'entrée doit être filtrée.

2.2.4 Convertisseur Ćuk

Le convertisseur Ćuk, parfois nommé boost-buck, est un convertisseur DC-DC avec une tension de sortie supérieure ou inférieure à celle d'entrée. C'est le résultats de la mise en série d'un convertisseur boost avec un convertisseur buck [41, 47–49], Fig. 2.4. Il est souvent utilisé dans les systèmes hybrides solaire-éoliens par exemple, où la tension de l'entrée dépend de l'ensoleillement et de la vitesse du vent à la fois.

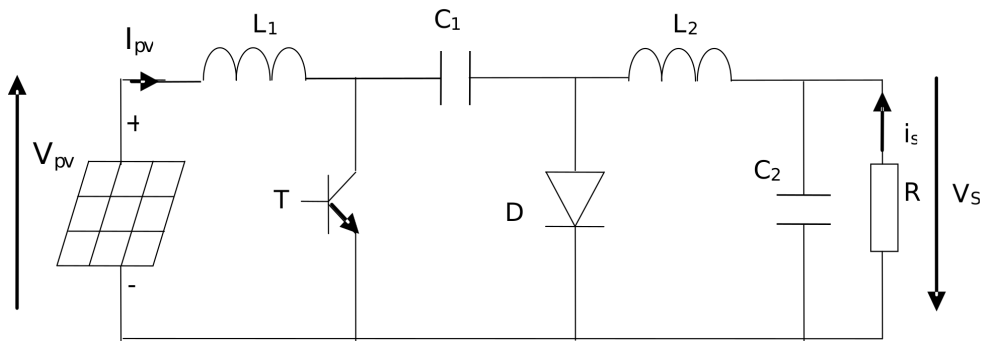


FIGURE 2.4 – Schéma d'un convertisseur Ćuk

Le rapport de conversion en tension M d'un convertisseur Ćuk idéal en mode de conduction continue est donné par :

$$M = \frac{V_s}{V_{pv}} = \frac{I_{pv}}{I_s} = \frac{\mu}{1 - \mu} \quad (2.4)$$

Quand μ varie entre 0 et 1, M varie entre 0 et $+\infty$ dans le cas idéal.

L'avantage du convertisseur Ćuk est que la tension de sortie peut être supérieure ou inférieure à celle de l'entrée également. Toutefois, son coût d'implémentation reste plus élevé en comparaison avec les boost, buck et buck-boost. Ici aussi les polarités des tensions d'entrée et de sortie sont inversées.

2.2.5 Convertisseurs Sepic et Zeta

Les convertisseurs Sepic (Fig. 2.5) et Zeta (Fig. 2.6) sont deux autres convertisseurs DC-DC qui peuvent fonctionner en éleveur ou abaisseur de tension [41, 47, 49–56]. Le rapport de conversion en tension M de ces deux convertisseurs idéaux en mode de conduction continue est donné par :

$$M = \frac{V_s}{V_{pv}} = \frac{I_{pv}}{I_s} = \frac{\mu}{1 - \mu} \quad (2.5)$$

Quand μ varie entre 0 et 1, M varie entre 0 et $+\infty$ dans le cas idéal.

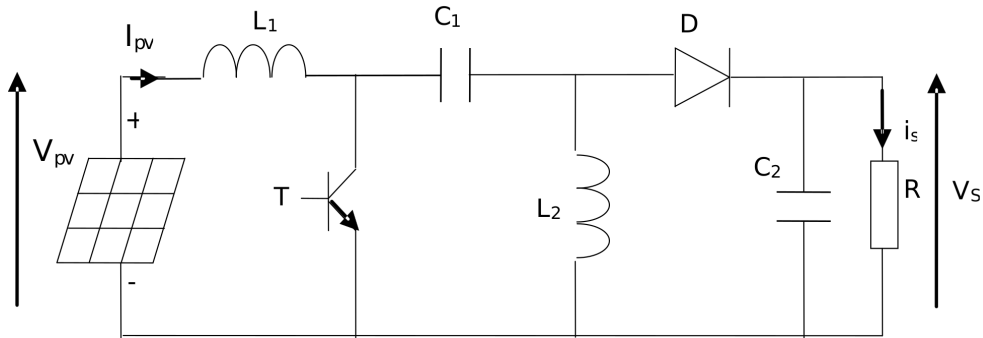


FIGURE 2.5 – Schéma d’un convertisseur sepic

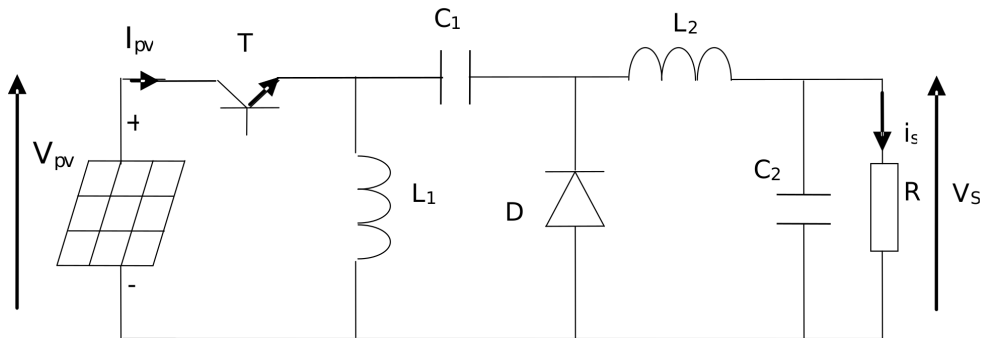


FIGURE 2.6 – Schéma d’un convertisseur zeta

L’inconvénient de ces deux convertisseurs est surtout leurs coûts d’implémentation plus élevés à cause de leurs structures contenant plus d’éléments réactifs par rapport aux autres convertisseurs DC-DC de base, sans gain notable sur le rapport de conversion.

En effet, ces convertisseurs indirects de type : buck-boost, Ćuk, Sepic et Zeta possèdent la même expression théorique pour le rapport de conversion en tension M . Toutefois, même s’ils peuvent opérer en abaisseur ou élévateur de tension, ils ne disposent pas de rapports M très faibles ou très élevés, de même pour les rendements.

2.3 Les convertisseurs quadratiques

De façon à travailler dans une plage d’ensoleillement la plus étendue possible tout en conservant des rendements notables, il est nécessaire de disposer de convertisseurs DC-DC en sortie des systèmes PV avec des rapports de

conversion étendus et les plus élevés possibles [57,58]. Dans le cas de la structure d'un convertisseur boost, la valeur maximale du rapport de conversion en tension M est imposée à la fois par le temps minimal d'ouverture de l'interrupteur commandé mais surtout par la dégradation du rendement au fur et à mesure que le rapport cyclique μ devient voisin de l'unité [57]. Par conséquent, les rapports de conversion maximums sont limités en pratique, ainsi que la fréquence de découpage. Afin de conserver des rapports de conversion M élevés, sans que le rapport cyclique μ opère au voisinage de un, il est intéressant d'agrandir sa plage de variation dans une zone où le rendement possède encore des valeurs satisfaisantes [59–61]. Le fait d'augmenter la plage de réglage pour μ , tout en conservant des valeurs élevées de M et de hauts rendements, induit aussi une plus grande précision du réglage et évite de trop fortes excursions des tensions pour une incrémentation de μ donnée, générée par l'algorithme de MPPT [62, 63]. Ainsi, lorsque l'isolation galvanique est nécessaire, il est préférable d'utiliser un convertisseur DC-DC avec transformateur (Fig. 2.7) mais ce n'est pas l'objet de notre étude, puisque l'objectif est de conserver un rendement élevé et de minimiser les coûts.

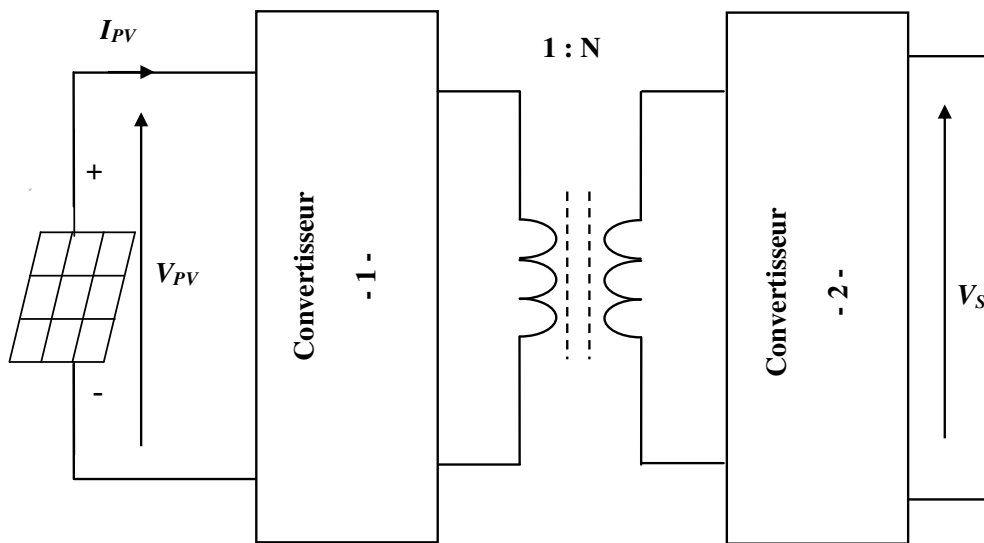


FIGURE 2.7 – Principe de convertisseur statique DC-DC avec transformateur élévateur

Une solution pour augmenter de façon conséquente le rapport de conversion M consiste à disposer des structures de hacheurs en cascade. Avec ce principe, le rapport M devient une fonction quadratique du coefficient de réglage μ . La recherche de cette topologie de convertisseur DC-DC débute par l'analyse

d’une cascade de deux convertisseurs boost. D’autres configurations sont envisageables en effectuant des associations et des manipulations sur d’autres structures de convertisseurs. Une procédure de synthèse méthodique de ces associations de convertisseurs est alors indispensable pour extraire les structures répondant à un cahier des charges [57, 58].

2.3.1 La mise en cascade de deux convertisseurs boost

Pour atteindre des rapports de conversion M élevés et avec des rapports cycliques μ éloignés de l’unité dans une large plage de variation, il est concevable de disposer en cascade deux structures élémentaires pour que le rapport de conversion M devienne une fonction quadratique du coefficient de réglage μ [57, 60, 64], Fig. 2.8.

Cette association conduit dans un premier temps à insérer deux inductances, deux condensateurs, deux diodes et surtout deux interrupteurs commandés. Toutefois, en analysant le fonctionnement de ces nouvelles structures il s’avère que l’un des deux interrupteurs commandés peut être remplacé par une simple diode, cela ramène la complexité de la commande identique à une topologie de base, Fig. 2.9.

Ainsi, dans notre application la mise en cascade de deux montages de type élévateur ou boost permet d’obtenir un rapport de conversion quadratique dont l’expression théorique simplifiée est donnée par :

$$M = \frac{V_s}{V_{pv}} = \frac{I_{pv}}{I_s} = \frac{1}{(1 - \mu)^2} \quad (2.6)$$

Cette mise en cascade nécessite deux interrupteurs commandés, Fig. 2.10. Ces deux interrupteurs commandés sont susceptibles de donner à l’ensemble théoriquement quatre configurations différentes alors que deux suffisent.

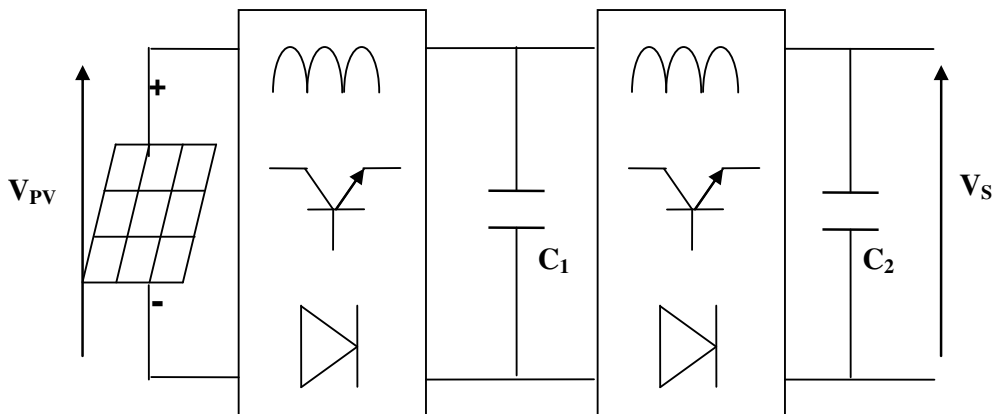


FIGURE 2.8 – Mise en cascade de deux structures

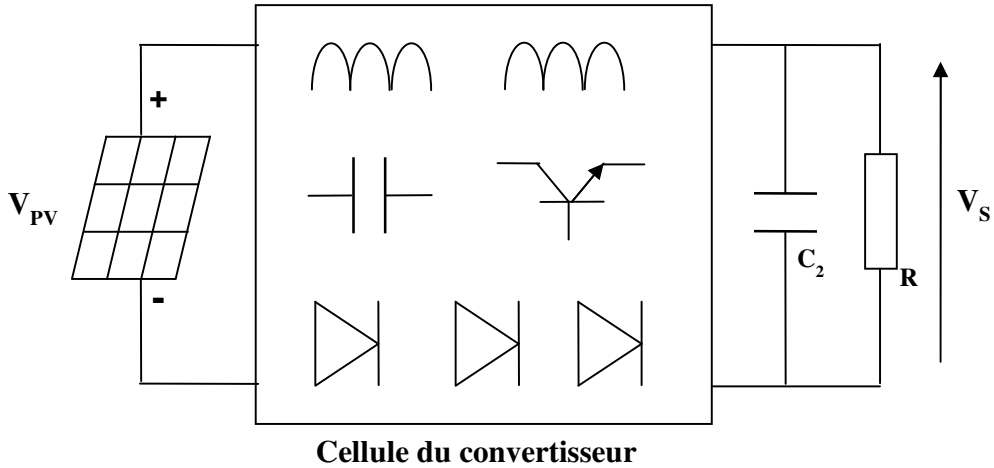


FIGURE 2.9 – Éléments de base de la structure quadratique

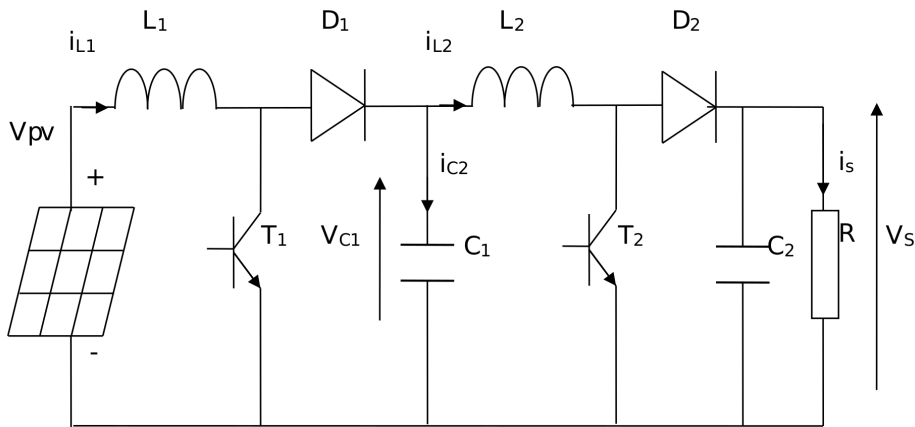


FIGURE 2.10 – Cascade de deux convertisseurs boost

2.3.2 Convertisseur boost quadratique avec un seul interrupteur commandé

Une recombinaison des éléments des deux structures conventionnelles et en les disposant sans respecter leurs positions initiales amène à une topologie de convertisseur élévateur du quatrième ordre ayant un rapport M de forme quadratique avec un seul interrupteur commandé associé à trois diodes, Fig. 2.11. Cette structure de convertisseur quadratique avec deux inductances, deux condensateurs et quatre interrupteurs, dont un seul commandé, conduit à des rapports de conversion élevés avec de très bons rendements et un coefficient de réglage éloigné de l'unité [57, 58, 64, 65], Fig. 2.12.

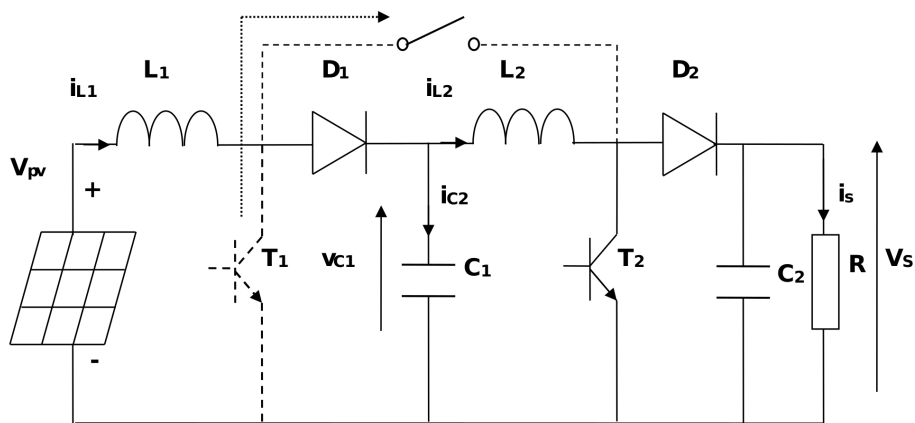


FIGURE 2.11 – Modification des connexions de la cascade de deux convertisseurs boost

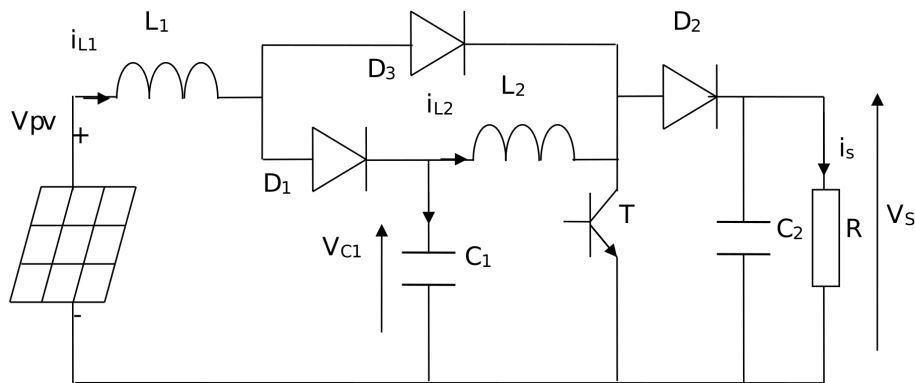


FIGURE 2.12 – Convertisseur boost quadratique avec un seul interrupteur commandé

Il est à noter que pour $\mu = 0.5$ le rapport M idéal de cette topologie équivaut à quatre, c'est la meilleure valeur obtenue pour ces structures du quatrième ordre. De plus, ce convertisseur quadratique issu de cette analyse est bien approprié pour constituer l'interface de conversion avec un générateur PV vis-à-vis du rapport de conversion M , du rendement mais aussi du fait que le courant du générateur PV ne subit pas d'échelon de courant aux changements de phases lors des commutations de l'interrupteur commandé. Le cas contraire constituerait une contrainte incompatible avec un algorithme MPPT.

2.4 Analyse des convertisseurs DC-DC

Afin d'évaluer les caractéristiques de ce convertisseur quadratique, une analyse comparative est initiée par rapport à un simple boost. L'examen de ces structures est établi dans l'hypothèse d'un régime statique avec une conduction continue. Dans ce mode de conduction, les tensions aux bornes des condensateurs et les courants dans les inductances sont des grandeurs continues possédant une ondulation résiduelle faible relativement à leur valeur moyenne respective. Ainsi, les courants dans les inductances sont unidirectionnels et toujours positifs, la mise en conduction des diodes est forcée par l'ouverture de l'interrupteur commandé et inversement. Pour une fréquence de commutation f , la période de commutation T est donnée par :

$$T = \frac{1}{f} \quad (2.7)$$

L'écriture des équations caractéristiques de ces structures opérant en régime permanent et en conduction continue se déduisent des schémas opérationnels sur les deux phases de fonctionnements : la première phase, la phase d'accumulation de l'énergie, durant laquelle l'interrupteur commandé reste fermé pendant l'instant μT . Durant le reste de la période $(1 - \mu)T$, l'interrupteur commandé est ouvert, c'est la phase de transfert de l'énergie.

2.4.1 Modélisation des convertisseurs

Dans un premier temps, la modélisation du convertisseur boost conventionnel est décrite, ainsi que celle du boost quadratique modifié avec un seul interrupteur commandé, en tenant compte des imperfections dans les inductances et les interrupteurs, avec une capacité de filtrage à l'entrée. Pour ces modélisations, les paramètres retenus sont :

- pour une inductance : une résistance série interne r_L en plus de la valeur de l'inductance ;

- pour l'interrupteur commandé de puissance à l'état passant, considéré comme un MOSFET : une résistance interne r_T ;
- pour les diodes à l'état passant : une tension de seuil e_D associée à une résistance dynamique r_D .

2.4.1.1 Boost simple

Durant la phase d'accumulation de l'énergie, l'interrupteur commandé est fermé, la diode D est bloquée, Fig. 2.13 .

Les équations d'état qui décrivent le système sont les suivantes :

$$\frac{dv_{pv}}{dt} = -\frac{1}{C_i} i_L + \frac{1}{C_i} I_{pv} \quad (2.8)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} v_{pv} - \frac{r_L + r_T}{L} i_L \quad (2.9)$$

$$\frac{dv_s}{dt} = -\frac{1}{RC} v_s \quad (2.10)$$

Durant la phase de transfert de l'énergie, l'interrupteur commandé est ouvert, la diode D est passante, Fig. 2.14.

Les équations d'état qui décrivent le système sont les suivantes :

$$\frac{dv_{pv}}{dt} = -\frac{1}{C_i} i_L + \frac{1}{C_i} I_{pv} \quad (2.11)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} v_{pv} - \frac{r_L + r_D}{L} i_L - \frac{1}{L} e_D - \frac{1}{L} v_s \quad (2.12)$$

$$\frac{dv_s}{dt} = \frac{1}{C} i_L - \frac{1}{RC} v_s \quad (2.13)$$

Considérons le vecteur d'état x donné par :

$$x = \begin{pmatrix} v_{pv} \\ i_L \\ v_s \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

L'équation d'état qui décrit le système sera donnée par :

$$\frac{dx}{dt} = A_i x + b_i \quad (2.15)$$

Le système a deux configurations possibles, (T ouvert et T fermé), alors $i \in \{1, 2\}$.

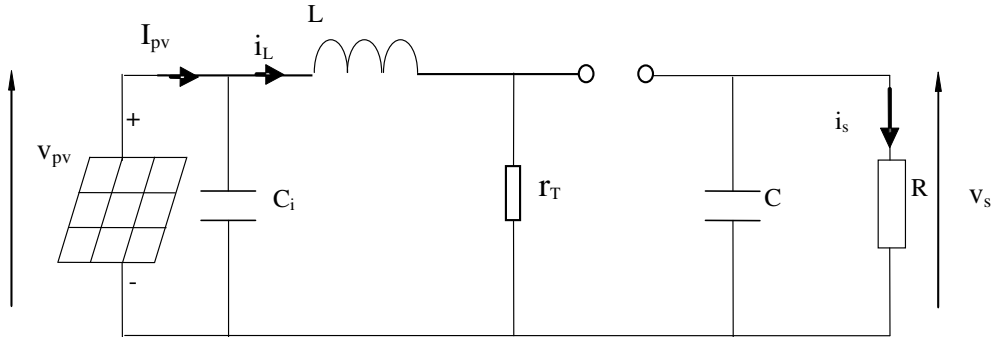


FIGURE 2.13 – Modèle équivalent d’un boost conventionnel avec l’interrupteur commandé fermé

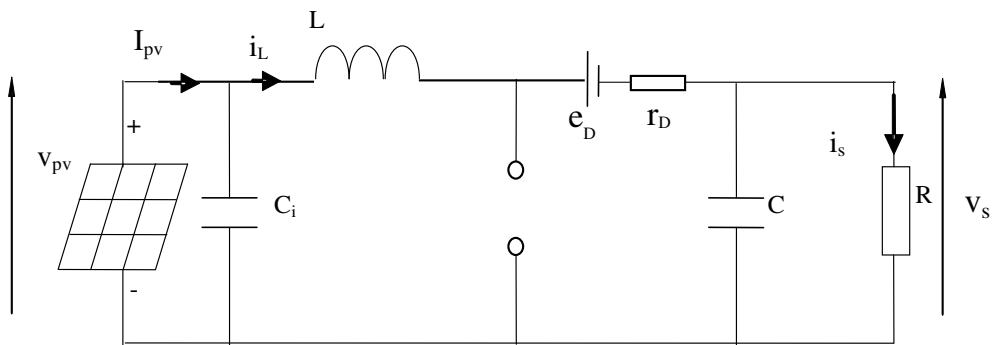


FIGURE 2.14 – Modèle équivalent d’un boost conventionnel avec l’interrupteur commandé ouvert

Si T est ouvert ($i = 1$), les matrices d’état du système sont données par :

$$A_1 = \begin{pmatrix} 0 & -1/C_i & 0 \\ 1/L & -(r_L + r_T)/L & 0 \\ 0 & 0 & -1/RC \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

$$b_1 = \begin{pmatrix} I_{pv}/C_i \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

Si T est fermé ($i = 2$), les matrices d’état du système sont données par :

$$A_2 = \begin{pmatrix} 0 & -1/C_i & 0 \\ 1/L & -(r_L + r_d)/L & -1/L \\ 0 & 1/C & -1/RC \end{pmatrix} \quad (2.18)$$

$$b_2 = \begin{pmatrix} I_{pv}/C_i \\ -e_D/L \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.19)$$

Pour un système à commutation avec n états possibles, les matrices d'état A et b correspondants au modèle moyen des matrices d'état A_i and b_i sont données par (2.20) and (2.21) respectivement.

$$A = \sum_{i=1}^n \lambda_i A_i \quad (2.20)$$

$$b = \sum_{i=1}^n \lambda_i b_i \quad (2.21)$$

Avec λ_i sont des constantes positives tel que :

$$\sum_{i=1}^n \lambda_i = 1 \quad (2.22)$$

Le modèle moyen d'un convertisseur boost conventionnel, qui fonctionne avec un rapport cyclique μ est donné par l'équation (2.23), les matrices A et b sont données par (2.24) et (2.25).

$$\frac{dx}{dt} = Ax + b \quad (2.23)$$

$$A = \mu A_1 - (1 - \mu) A_2 \quad (2.24)$$

$$b = \mu b_1 - (1 - \mu) b_2 \quad (2.25)$$

2.4.1.2 Boost quadratique avec un seul interrupteur commandé

Durant la phase d'accumulation de l'énergie, l'interrupteur commandé est fermé, la diode D_3 est passante, les diodes D_1 et D_2 sont bloquées, Fig. 2.15. Les équations d'état qui décrivent le système sont les suivantes :

$$\frac{dv_{pv}}{dt} = -\frac{1}{C_i} i_{L_1} + \frac{1}{C_i} I_{pv} \quad (2.26)$$

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{1}{L_1} v_{pv} - \frac{r_{L_1} + r_D + r_T}{L_1} i_{L_1} - \frac{r_T}{L_1} i_{L_2} - \frac{1}{L_1} e_D \quad (2.27)$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{1}{L_2} v_{C_1} - \frac{r_T}{L_2} i_{L_1} - \frac{r_{L_2} + r_T}{L_2} i_{L_2} \quad (2.28)$$

$$\frac{dv_{C_1}}{dt} = -\frac{1}{C_1} i_{L_2} \quad (2.29)$$

$$\frac{dv_s}{dt} = -\frac{1}{RC_2} v_s \quad (2.30)$$

Durant la phase de transfert de l'énergie, l'interrupteur commandé est ouvert, la diode D_3 est bloquée tandis que les deux diodes D_1 et D_2 sont passantes, Fig. 2.16.

Les équations d'état qui décrivent le système sont les suivantes :

$$\frac{dv_{pv}}{dt} = -\frac{1}{C_i} i_{L_1} + \frac{1}{C_i} I_{pv} \quad (2.31)$$

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{1}{L_1} v_{pv} - \frac{r_{L_1} + r_D}{L_1} i_{L_1} - \frac{1}{L_1} e_D - \frac{1}{L_1} v_{C_1} \quad (2.32)$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{1}{L_2} v_{C_1} - \frac{r_{L_2} + r_D}{L_2} i_{L_2} - \frac{1}{L_2} e_D - \frac{1}{L_2} v_s \quad (2.33)$$

$$\frac{dv_{C_1}}{dt} = \frac{1}{C_1} i_{L_1} - \frac{1}{C_1} i_{L_2} \quad (2.34)$$

$$\frac{dv_s}{dt} = \frac{1}{C_2} i_{L_2} - \frac{1}{RC_2} v_s \quad (2.35)$$

Considérons le vecteur d'état x donné par :

$$x = \begin{pmatrix} v_{pv} \\ i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_1} \\ v_s \end{pmatrix} \quad (2.36)$$

L'équation d'état qui décrit le système sera donné par :

$$\frac{dx}{dt} = A_i x + b_i \quad (2.37)$$

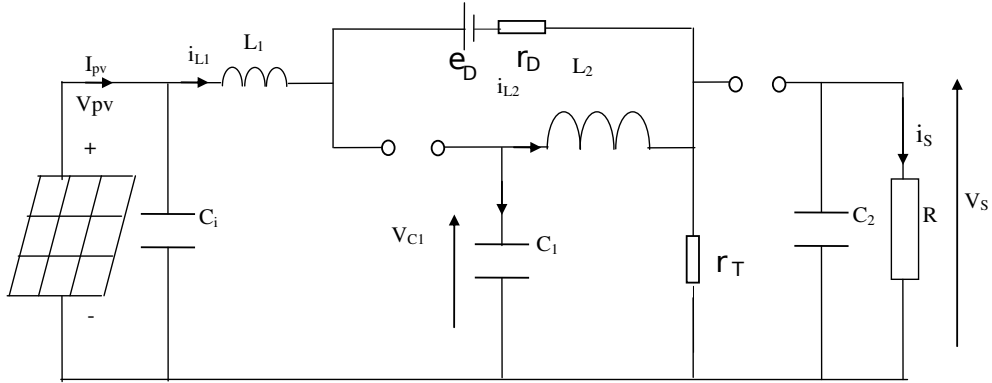


FIGURE 2.15 – Modèle équivalent d’un boost quadratique avec l’interrupteur commandé fermé

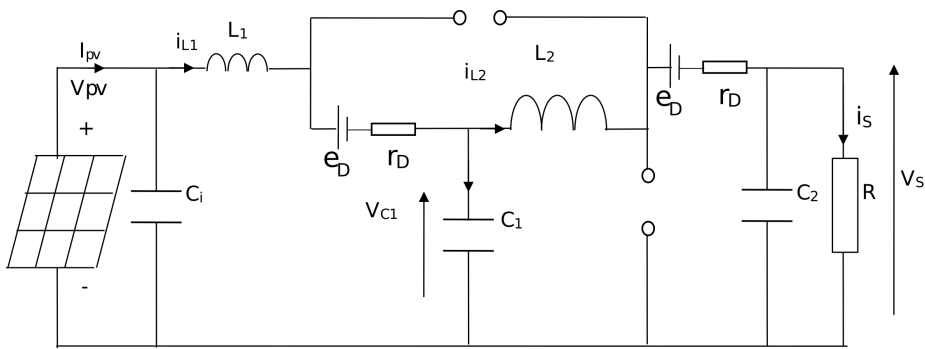


FIGURE 2.16 – Modèle équivalent d’un boost quadratique avec l’interrupteur commandé ouvert

Le système a deux configurations possibles, (T ouvert et T fermé), alors $i \in \{1, 2\}$.

Si T est ouvert ($i = 1$), les matrices d’état du système sont données par :

$$A_1 = \begin{pmatrix} 0 & -1/C_i & 0 & 0 & 0 \\ 1/L_1 & -(r_{L_1} + r_D + r_T)/L_1 & -r_T/L_1 & 0 & 0 \\ 0 & -r_T/L_2 & -(r_{L_2} + r_T)/L_2 & 1/L_2 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/RC_2 \end{pmatrix} \quad (2.38)$$

$$b_1 = \begin{pmatrix} I_{pv}/C_i \\ -e_D/L_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.39)$$

Si T est fermé ($i = 2$), les matrices d'état du système sont données par :

$$A_2 = \begin{pmatrix} 0 & -1/C_i & 0 & 0 & 0 \\ 1/L_1 & -(r_{L_1} + r_D)/L_1 & 0 & -1/L_1 & 0 \\ 0 & 0 & -(r_{L_2} + r_D)/L_2 & 1/L_2 & -1/L_2 \\ 0 & 1/C_1 & -1/C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_2 & 0 & -1/RC_2 \end{pmatrix} \quad (2.40)$$

$$b_2 = \begin{pmatrix} I_{pv}/C_i \\ -e_D/L_1 \\ -e_D/L_2 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.41)$$

Le modèle moyen du convertisseur boost quadratique choisi, qui fonctionne à un rapport cyclique μ est donné par l'équation (2.42), les matrices A et b sont données par (2.43) et (2.44).

$$\frac{dx}{dt} = Ax + b \quad (2.42)$$

$$A = \mu A_1 - (1 - \mu) A_2 \quad (2.43)$$

$$b = \mu b_1 - (1 - \mu) b_2 \quad (2.44)$$

2.4.1.3 Cas d'une batterie

Dans cette partie, les matrices d'état du système dans les cas des deux convertisseurs sont exposées. La figure 2.17 montre la modélisation simplifiée d'une batterie Li-Ion.

Notons que dans ce cas la tension de sortie s'écrit de la manière suivante :

$$v_s = R_b i_s + V_b \quad (2.45)$$

Avec une démarche similaire, les matrices d'état du système deviennent respectivement pour le boost simple par les équations 2.46 à 2.49 et pour le boost quadratique avec les équations 2.50 à 2.53 :

$$A_1 = \begin{pmatrix} 0 & -1/C_i & 0 \\ 1/L & -(r_L + r_T)/L & 0 \\ 0 & 0 & -1/R_b C \end{pmatrix} \quad (2.46)$$

$$b_1 = \begin{pmatrix} I_{pv}/C_i \\ 0 \\ -V_b/R_b C \end{pmatrix} \quad (2.47)$$

$$A_2 = \begin{pmatrix} 0 & -1/C_i & 0 \\ 1/L & -(r_L + r_d)/L & -1/L \\ 0 & 1/C & -1/R_b C \end{pmatrix} \quad (2.48)$$

$$b_2 = \begin{pmatrix} I_{pv}/C_i \\ -e_D/L \\ -V_b/R_b C \end{pmatrix} \quad (2.49)$$

$$A_1 = \begin{pmatrix} 0 & -1/C_i & 0 & 0 & 0 \\ 1/L_1 & -(r_{L_1} + r_D + r_T)/L_1 & -r_T/L_1 & 0 & 0 \\ 0 & -r_T/L_2 & -(r_{L_2} + r_T)/L_2 & 1/L_2 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/R_b C_2 \end{pmatrix} \quad (2.50)$$

$$b_1 = \begin{pmatrix} I_{pv}/C_i \\ -e_D/L_1 \\ 0 \\ 0 \\ -V_b/R_b C_2 \end{pmatrix} \quad (2.51)$$

$$A_2 = \begin{pmatrix} 0 & -1/C_i & 0 & 0 & 0 \\ 1/L_1 & -(r_{L_1} + r_D)/L_1 & 0 & -1/L_1 & 0 \\ 0 & 0 & -(r_{L_2} + r_D)/L_2 & 1/L_2 & -1/L_2 \\ 0 & 1/C_1 & -1/C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_2 & 0 & -1/R_b C_2 \end{pmatrix} \quad (2.52)$$

$$b_2 = \begin{pmatrix} I_{pv}/C_i \\ -e_D/L_1 \\ -e_D/L_2 \\ 0 \\ -V_b/R_b C \end{pmatrix} \quad (2.53)$$

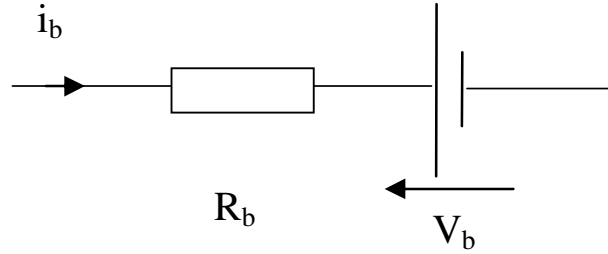


FIGURE 2.17 – Modèle simplifié d’une batterie Li-Ion

2.4.2 Analyse de la topologie double boost dans le cas idéal

Dans un premier temps, les éléments réactifs et les semi-conducteurs sont considérés parfaits. Dans ce cas, les variables d’état de la topologie quadratique vérifient les équations suivantes :

Pour $0 < t \leq \mu T$:

$$C_i \frac{dv_{pv}}{dt} = i_{L_1} + i_{pv} \quad (2.54)$$

$$L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = v_{pv} \quad (2.55)$$

$$L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = v_{C_1} \quad (2.56)$$

$$C_1 \frac{dv_{C_1}}{dt} = i_{L_2} \quad (2.57)$$

$$C_2 \frac{dv_s}{dt} = -\frac{v_s}{R} \quad (2.58)$$

Pour $\mu T < t \leq T$:

$$C_i \frac{dv_{pv}}{dt} = i_{L_1} + i_{pv} \quad (2.59)$$

$$L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = v_{pv} - v_{C_1} \quad (2.60)$$

$$L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = v_{C_1} - v_s \quad (2.61)$$

$$C_1 \frac{dv_{C_1}}{dt} = i_{L_1} - i_{L_2} \quad (2.62)$$

$$C_2 \frac{dv_s}{dt} = i_{L_2} - \frac{v_s}{R} \quad (2.63)$$

En passant aux valeurs moyennes et appliquant le fait que celles-ci sont nulles sur une période pour les tensions aux bornes des inductances, alors les valeurs moyennes des variables d'états s'écrivent :

$$\bar{V}_{pv} = (1 - \mu)\bar{V}_{C_1} \quad (2.64)$$

$$\bar{V}_{C_1} = (1 - \mu)\bar{V}_s \quad (2.65)$$

$$\bar{I}_{L_2} = (1 - \mu)\bar{I}_{L_1} \quad (2.66)$$

D'où :

$$V_{C_1} = \frac{1}{1 - \mu} V_{pv} \quad (2.67)$$

$$V_s = \frac{1}{(1 - \mu)^2} V_{pv} \quad (2.68)$$

$$I_{L_1} = \frac{1}{R(1 - \mu)^2} V_s \quad (2.69)$$

$$I_{L_2} = \frac{1}{R(1 - \mu)} V_s \quad (2.70)$$

Pour établir le rendement ρ , il est possible de l'écrire sous la forme suivante :

$$\rho = (V_s/V_{pv})(1 - \mu)^2 \quad (2.71)$$

Notons que pour un simple boost ce rendement est donné par :

$$\rho = (V_s/V_{pv})(1 - \mu) \quad (2.72)$$

2.4.3 Analyse avec prise en compte des imperfections

Pour cette approche comparative, les principaux paramètres avec les hypothèses de modélisation ci-dessous sont repris en compte, comme pour les modélisations, concernant les éléments réactifs et semi-conducteurs :

- pour les inductances : une résistance série en plus de la valeur de l'inductance r_{L_1} et r_{L_2} ;
- pour l'interrupteur commandé de puissance à l'état passant, considéré comme un MOSFET : une résistance interne r_T ;
- pour les diodes à l'état passant : une tension de seuil e_D associée à une résistance dynamique r_D .

Avec $K_E = e_D/V_{pv}$, $K_{RL_1} = r_{L_1}/R$, $K_{RL_2} = r_{L_2}/R$, $K_{RT} = r_T/R$ et $K_{RD} = r_D/R$, pour les deux structures, il est possible d'établir, de façon théorique, l'expression du rapport de conversion sous les formes suivantes :

- Pour un boost conventionnel :

$$M = V_s/V_{pv} = \frac{(1 - \mu) * [1 - K_E * (1 - \mu)]}{(1 - \mu)^2 + K_{RL} + \mu * K_{RT} + (1 - \mu) * K_{RD}} \quad (2.73)$$

- Pour un boost quadratique :

$$M = V_s/V_{pv} \quad (2.74)$$

$$= \frac{(1 - \mu)^2 * [1 - K_E * (1 + (1 - \mu)^2)]}{(1 - \mu)^4 + K_{RL1} + K_{RL2} * (1 - \mu)^2 + \mu(2 - \mu)^2 * K_{RT} + [1 + (1 - \mu)^3] * K_{RD}} \quad (2.75)$$

Ces expressions peuvent être exploitées pour calculer le rendement également. Pour poursuivre l'évaluation du rendement des structures boost et double boost, des circuits équivalents des convertisseurs DC-DC élévateurs, avec la prise en compte des résistances parasites et des tensions de seuil des diodes, sont illustrés sur les figures, Fig. 2.18 et 2.19.

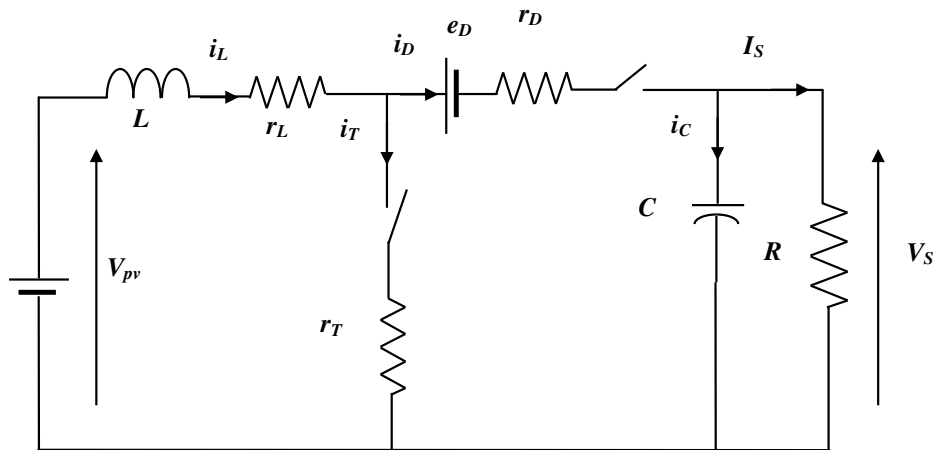


FIGURE 2.18 – Schéma équivalent d'un boost conventionnel avec les imperfections

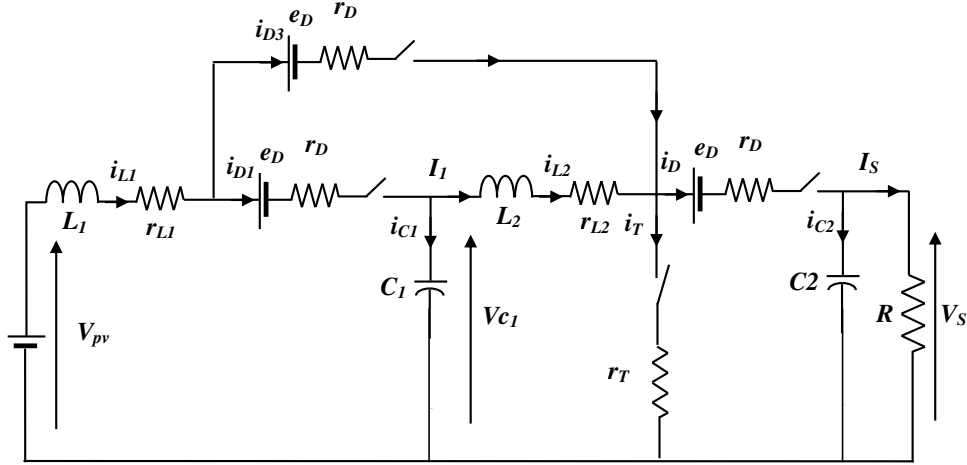


FIGURE 2.19 – Schéma équivalent d’un boost quadratique avec les imperfections

En premier lieu, pour le convertisseur boost simple, les pertes de conduction seront évaluées en supposant que le courant inducteur i_L est constant et égale à sa valeur du courant continu I_L . Par conséquent, le courant de l’interrupteur du type MOSFET peut être approché par :

$$i_T = \begin{cases} I_I = \frac{I_S}{1 - \mu} & \text{pour } 0 < t \leq \mu T \\ 0 & \text{pour } \mu T < t \leq T \end{cases} \quad (2.76)$$

La valeur efficace de ce courant est donnée par :

$$I_{T_{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_T^2 dt} = \frac{I_S}{1 - \mu} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\mu T} dt} = \frac{I_S \sqrt{\mu}}{1 - \mu} \quad (2.77)$$

D’où les pertes par conduction du MOSFET sont données par :

$$P_{r_T} = r_T I_{T_{eff}}^2 = \frac{\mu * r_T * I_S^2}{(1 - \mu)^2} = \frac{\mu * r_T * P_S}{(1 - \mu)^2 R} \quad (2.78)$$

On remarque que les pertes par conduction du transistor augmentent rapidement avec l’augmentation du rapport cyclique μ pour une charge fixe. De même, pour la diode le courant peut être approximé par :

$$i_D = \begin{cases} 0 & \text{pour } 0 < t \leq \mu T \\ I_I = \frac{I_S}{1 - \mu} & \text{pour } \mu T < t \leq T \end{cases} \quad (2.79)$$

Et sa valeur efficace par :

$$I_{D_{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_D^2 dt} = \frac{I_S}{1-\mu} \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\mu T}^T dt} = \frac{I_S}{\sqrt{1-\mu}} \quad (2.80)$$

Les pertes de puissance dans la résistance r_D :

$$P_{r_D} = r_D I_{D_{eff}}^2 = \frac{r_D * I_S^2}{1-\mu} = \frac{r_D * P_S}{(1-\mu)R} \quad (2.81)$$

Les pertes de puissance dans la résistance r_D de la diode s'élèvent rapidement avec l'augmentation du rapport cyclique μ . La valeur moyenne du courant de la diode est donnée par :

$$I_D = \frac{1}{T} \int_0^T i_D dt = \frac{I_S}{T(1-\mu)} \int_{\mu T}^T dt = I_S \quad (2.82)$$

D'où, les pertes de puissance associée à la tension e_D sont données par :

$$P_{e_D} = e_D I_D = e_D I_S = \frac{e_D P_S}{V_S} \quad (2.83)$$

Ainsi, les pertes globales dans la diode sont données par :

$$P_D = P_{e_D} + P_{r_D} = e_D I_S + \frac{r_D * I_S^2}{1-\mu} = \left[\frac{e_D}{V_S} + \frac{r_D}{(1-\mu)R} \right] P_S \quad (2.84)$$

D'autre part, le courant dans l'inductance est donné par :

$$i_L \approx I_I = \frac{I_S}{1-\mu} \quad (2.85)$$

La valeur efficace de ce courant est :

$$i_{L_{eff}} = I_I = \frac{I_S}{1-\mu} \quad (2.86)$$

Ainsi, les pertes dans cette inductance sont :

$$P_{r_L} = r_L I_{L_{eff}}^2 = \frac{r_L * I_S^2}{(1-\mu)^2} = \frac{r_L * P_S}{(1-\mu)^2 R} \quad (2.87)$$

Les pertes dans l'inductance s'amplifient rapidement avec l'augmentation du rapport cyclique μ . Ainsi, les pertes de puissance résistives globales du convertisseur élévateur sont :

$$P_{totale} = P_{r_T} + P_D + P_{r_L} = \left[\frac{r_L + \mu * r_T}{(1-\mu)^2 R} + \frac{r_D}{(1-\mu)R} + \frac{e_D}{V_S} \right] P_S \quad (2.88)$$

Le rendement du convertisseur élévateur s'écrit alors :

$$\rho = \frac{P_S}{P_S + P_{totale}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{totale}}{P_S}} = \frac{1}{1 + \frac{r_L + \mu * r_T}{(1 - \mu)^2 R} + \frac{r_D}{(1 - \mu)R} + \frac{e_D}{V_S}} \quad (2.89)$$

Sur le convertisseur DC-DC élévateur quadratique, avec une démarche similaire l'expression des pertes s'écrit comme suit :

$$P_{totale} = P_{r_T} + P_{D_1} + P_{D_2} + P_{D_3} + P_{r_{L_1}} + P_{r_{L_2}} \quad (2.90)$$

$$= \left[\frac{r_{L_1} + r_{L_2} + r_{D_3} + \mu * r_T}{(1 - \mu)^2 R} + \frac{r_{D_1} + r_{D_2}}{(1 - \mu)R} + \frac{e_{D_1} + \frac{\mu * e_{D_3}}{1 - \mu}}{V_{C_1}} + \frac{e_{D_2}}{V_S} \right] P_S \quad (2.91)$$

Manifestement, le fait de mettre en cascade deux topologies afin d'élaborer une structure de quatrième ordre entraine un cumul des pertes en conduction. Toutefois, il s'avère que le rendement issue des résultats précédents du hacheur quadratique devient supérieur à celui d'un hacheur élévateur élémentaire pour des valeurs du rapport de conversion élevées, plage non accessible avec une structure de hacheur élémentaire comme le démontre le paragraphe suivant.

2.5 Résultats de simulation

Afin de tracer les caractéristiques spécifiques des deux structures boost à partir des équations précédentes, les valeurs correspondantes aux imperfections des composants exploités sur le banc expérimental du laboratoire sont adoptées comme suit :

- tension d'entrée : $V_{pv} = 48V$ (considérée constante pour cette étude comparative) ;
- charge résistive en sortie : $R = 50\Omega$;
- inductance(s) : $L = L_2 = 10mH$ avec résistance série $r_L = r_{L_2} = 134m\Omega$ et $L_1 = 5mH$ avec une résistance série $r_{L_1} = 52m\Omega$,
- MOSFET de puissance : MDmeshTM Power MOSFET : *STW45NM50* avec résistance interne $r_T = 82m\Omega$ (ou IGBT *SKM50GB12T4* avec une résistance équivalente),
- diode(s) de puissance : Fast Recovery Epitaxial Diode *DSEI 30-06A* avec une tension de seuil $e_D = 1,01V$ et une résistance dynamique $r_D = 7,1m\Omega$, ,
- condensateurs de sortie : $C = C_2 = 220\mu F$ et intermédiaire $C_1 = 470\mu F$,
- la fréquence de commutation est fixée à $f = 10kHz$ pour l'adéquation avec les possibilités d'implémentation sur le système temps réel.

Les figures 2.20 et 2.21 présentent respectivement les caractéristiques avec les paramètres similaires énoncés du rapport de conversion en tension en fonction du rapport cyclique $M = f(\mu)$ et du rendement en fonction du rapport de conversion $\rho = f(M)$ issues des équations ci-dessus pour les deux topologies : le simple boost et le double boost.

Sur ces deux caractéristiques il apparaît clairement que le gain en tension est supérieur pour la structure boost quadratique d’une part et d’autre part que le maximum est obtenu pour une valeur du rapport cyclique amplement atteignable en pratique. En effet, un rapport cyclique inférieur à 0.8 est parfaitement admissible sans être pénalisant au niveau des contraintes et des fréquences de commutation, contrairement à la configuration simple boost où le maximum est atteint pour des valeurs du rapport cyclique supérieures à 0.9. Cet avantage autorise l’augmentation de la fréquence de découpage afin de minimiser la taille, le poids et le coût des composants réactifs. Par ailleurs, l’augmentation du rapport de conversion est beaucoup plus progressive sur l’amplitude de la plage utilisable du rapport cyclique et aussi des valeurs du gain en tension plus importantes pour des rapports cycliques faibles. Cette donnée est appréciable par la suite lors de la mise en œuvre d’une MPPT puisque pour un incrément du rapport cyclique les transitions seront moins amples et donc moins déstabilisantes. En ce qui concerne le rendement, pour la structure boost quadratique il est certes légèrement inférieur pour les plus faibles rapports de conversion mais devient bien supérieur pour les rapports les plus élevés. Par exemple, dans le tableau comparatif, pour un rapport de conversion de 7, la différence de rendement est de 6% et pour ce gain le rapport cyclique vaut 0.67 pour le boost quadratique alors qu’il est de 0.9 pour le simple boost.

Sur les deux caractéristiques des figures 2.22 et 2.23 c’est les variations relatives des courants moyens dans les inductances qui sont illustrées. Si ces dernières sont tracées en fonction du rapport cyclique, elles semblent défavorables à la topologie double boost mais en fonction du rapport de conversion il apparaît que les valeurs de ces courants moyens dans les inductances d’entrée des deux topologies sont similaires, voir inférieur pour les plus fortes valeurs du gain en tension.

Pour l’ondulation des courants dans les inductances, Fig. 2.24 et Fig.2.25, elle est plus conséquente dans le cas de la topologie quadratique mais il est à noter que l’inductance d’entrée de cette dernière est deux fois plus petite que pour la version simple boost. Cela explique le rapport de deux sur l’évolution linéaire de l’ondulation des deux inductances d’entrée de ces deux convertisseurs. C’est l’inductance L_2 du quadratique qui est prise identique à celle du simple boost.

Pour l’ondulation des tensions, Fig. 2.26 et Fig.2.27, une remarque similaire

<i>Topologies</i>		<i>Simple</i>	<i>Quadratique</i>
<i>Gain maximum en tension</i>	<i>Rapport cyclique</i>	0.93	0.77
	<i>Valeur maximale du gain</i>	7.7	8.6
	<i>Rendement</i>	53%	46%
<i>Gain en tension égale à 7</i>	<i>Rapport cyclique</i>	0.9	0.67
	<i>Rendement</i>	70%	76%
<i>Gain en tension identique (5.6)</i>	<i>Rapport cyclique</i>	0.85	0.61
	<i>Rendement</i>	84%	84%
<i>Gain en tension égale à 4</i>	<i>Rapport cyclique</i>	0.77	0.52
	<i>Rendement</i>	92.6%	91.2%

TABLE 2.1 – Tableau comparatif entre le boost simple et le quadratique

à celle des variations relatives des courants moyens peut être faite mais pour cette caractéristique la structure quadratique reste avantageuse. En effet, les ondulations des tensions aux bornes des deux condensateurs du boost quadratique sont inférieures au simple boost pour tous les rapports de conversion.

En ce qui concerne les contraintes sur l'interrupteur commandé Fig. 2.28, Fig.2.29, Fig. 2.30 et Fig.2.31, elles sont équivalentes aussi bien en courant qu'en tension.

2.6 Conclusion

Ce chapitre décrit dans un premier temps les différents convertisseurs utilisés dans l'étape d'adaptation des systèmes de production d'énergie photovoltaïque. Dans la deuxième partie, les convertisseurs boost, conventionnel et quadratique, sont exposés d'une manière plus détaillées, leurs modélisations ainsi que leurs rendements afin de comparer leurs performances et de prouver l'avantage de la topologie quadratique. Les résultats de simulations ont montré la supériorité du boost quadratique par rapport à celui du boost conventionnel.

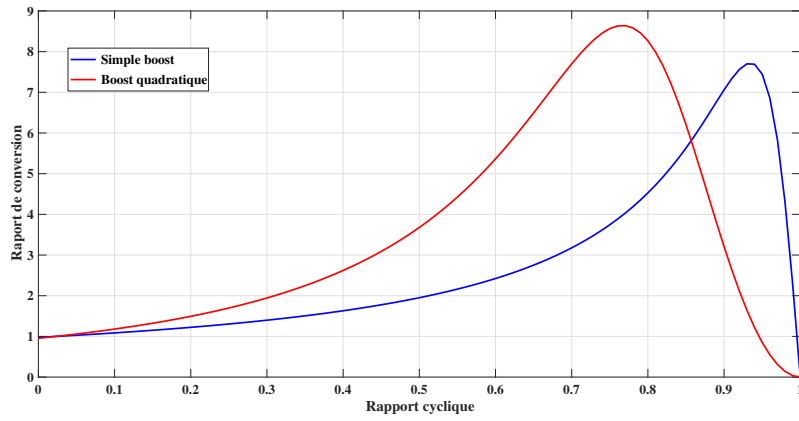


FIGURE 2.20 – Variation du rapport de conversion en tension en fonction du rapport cyclique

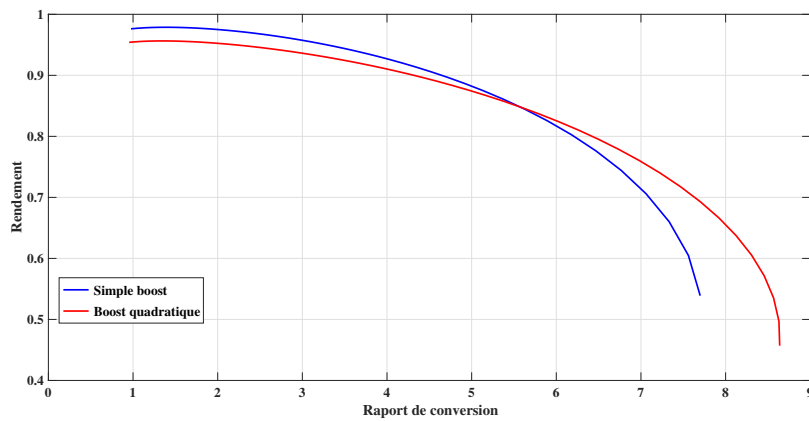


FIGURE 2.21 – Variation du rendement en fonction du rapport de conversion

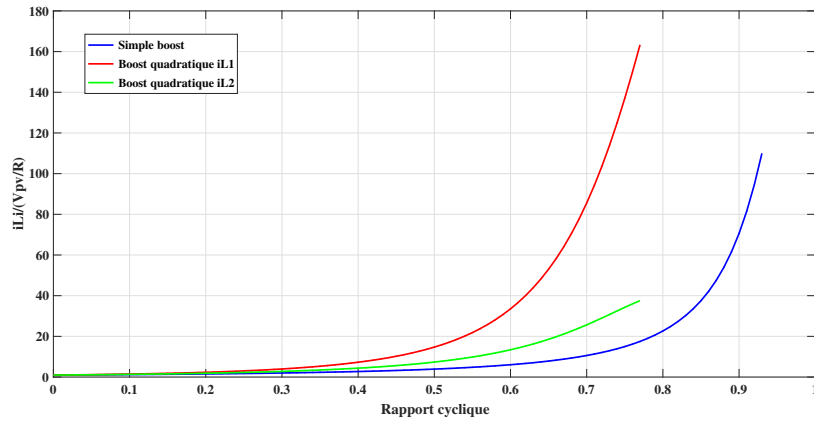


FIGURE 2.22 – Variations relatives des courants moyens des inductances en fonction du rapport cyclique

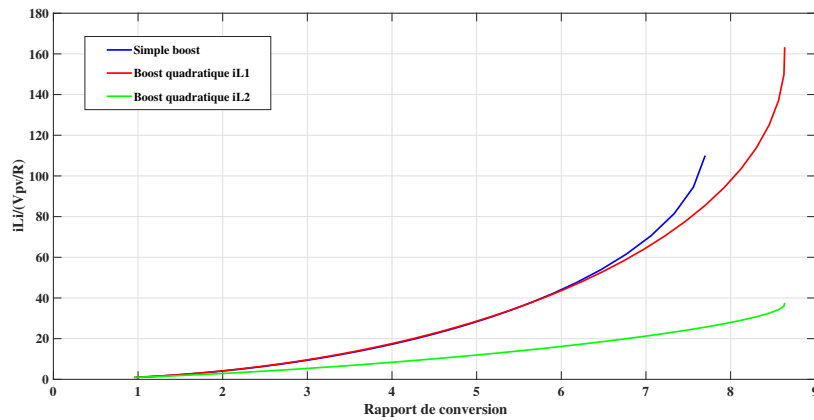


FIGURE 2.23 – Variations relatives des courants moyens des inductances en fonction du rapport de conversion

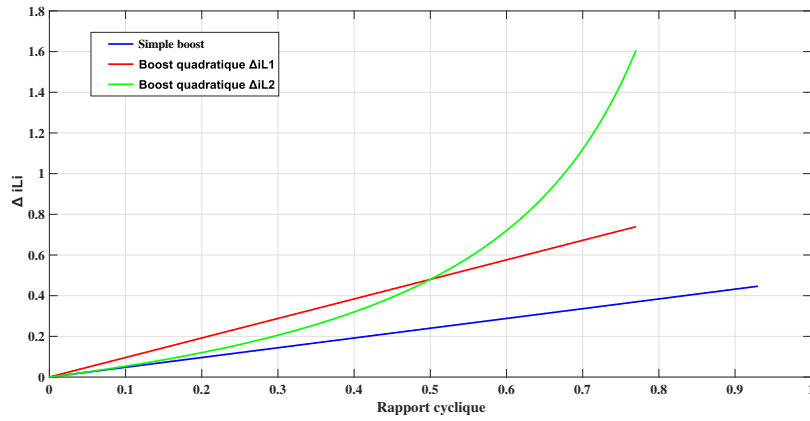


FIGURE 2.24 – Ondulations des courants des inductances en fonction du rapport cyclique

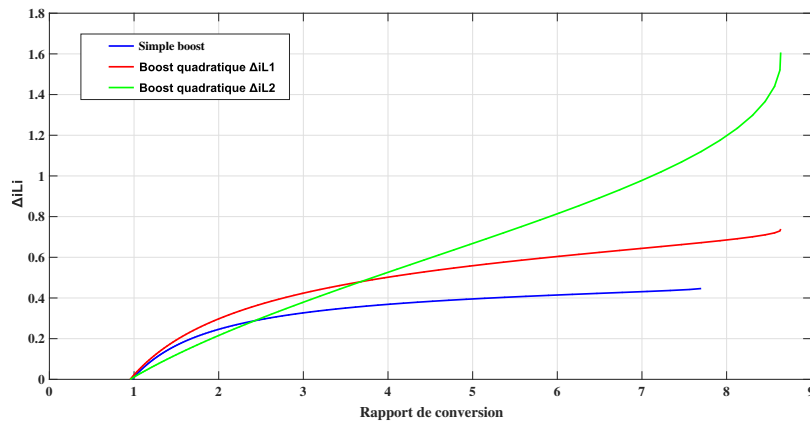


FIGURE 2.25 – Ondulations des courants des inductances en fonction du rapport de conversion

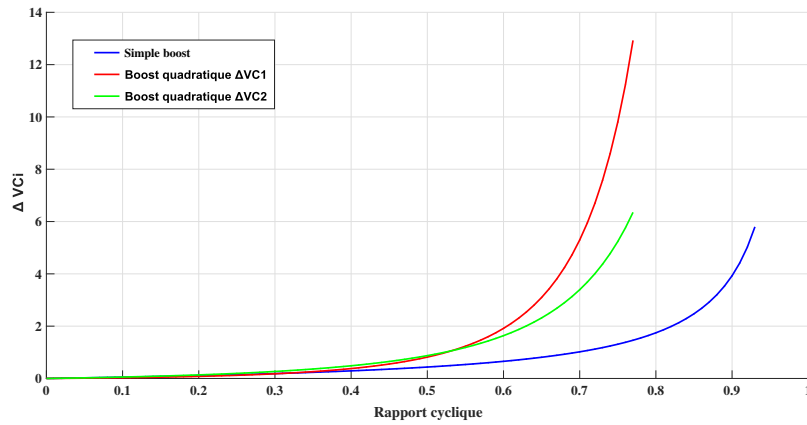


FIGURE 2.26 – Ondulations des tensions des capacités en fonction du rapport cyclique

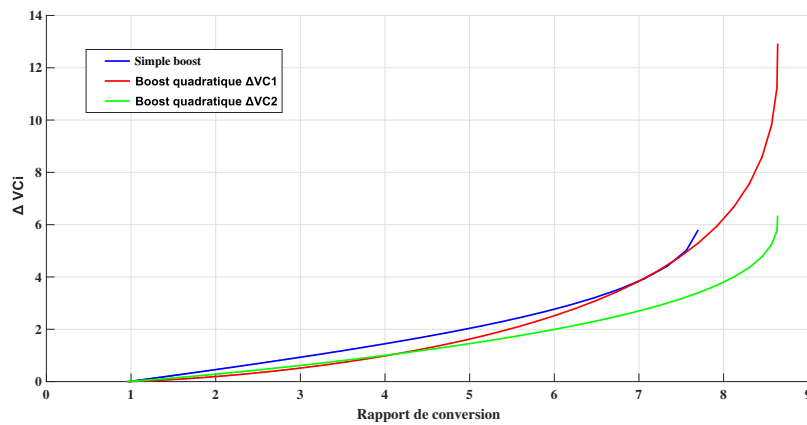


FIGURE 2.27 – Ondulations des tensions des capacités en fonction du rapport de conversion

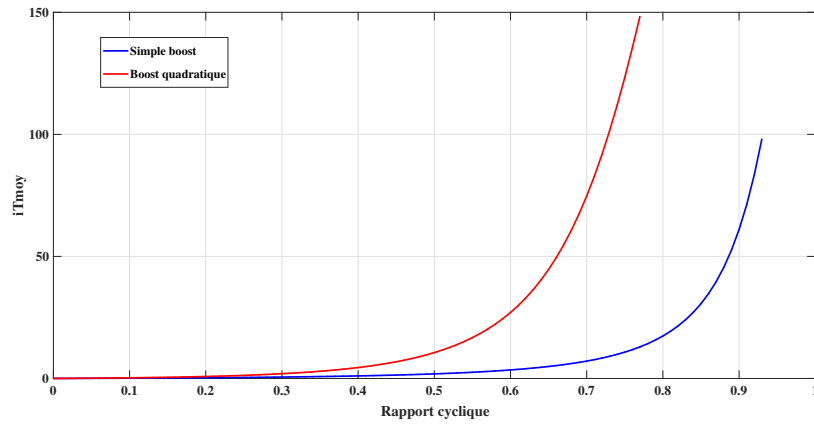


FIGURE 2.28 – Variation du courant moyen de l’IGBT en fonction du rapport cyclique

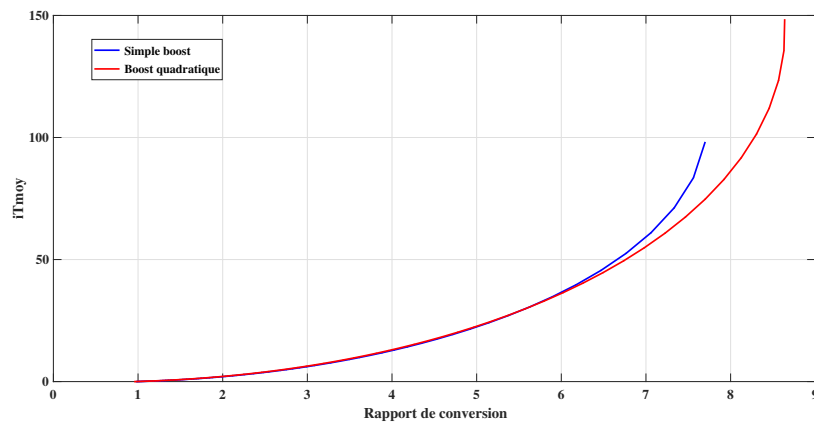


FIGURE 2.29 – Variation du courant moyen de l’IGBT en fonction du rapport de conversion

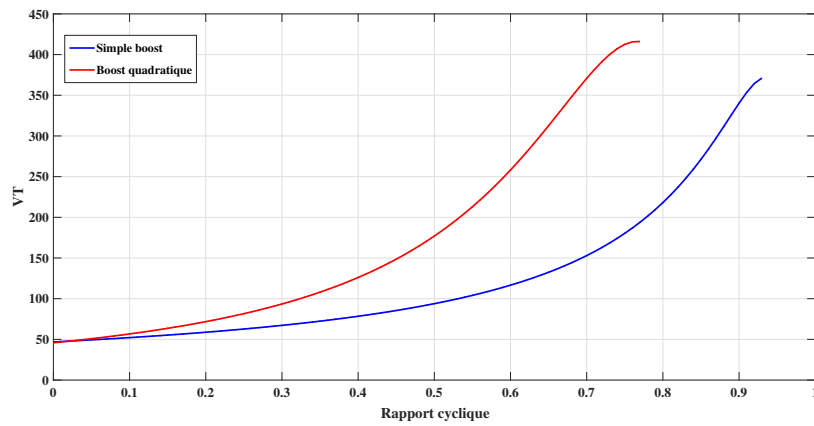


FIGURE 2.30 – Variation de la tension moyenne aux bornes de l’IGBT en fonction du rapport cyclique

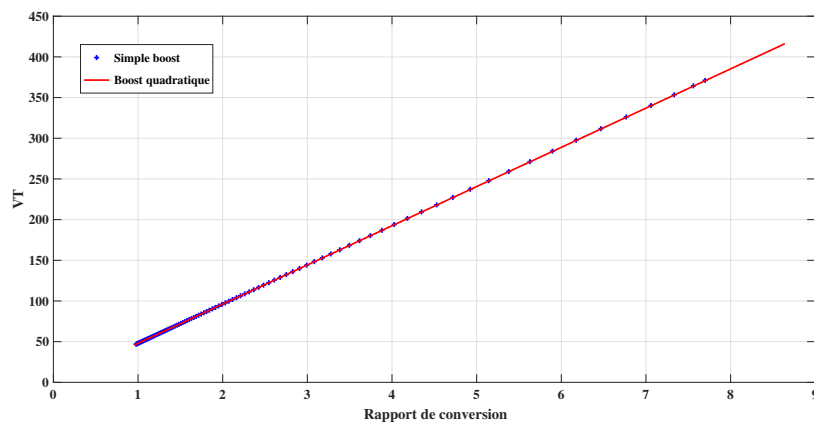
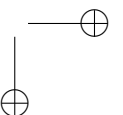
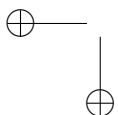
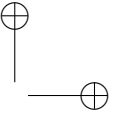
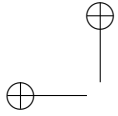
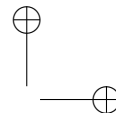
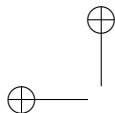


FIGURE 2.31 – Variation de la tension moyenne aux bornes de l’IGBT en fonction du rapport de conversion





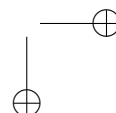
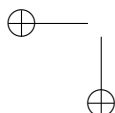
CHAPITRE 3

**SYSTÈMES LINÉAIRES À COMMUTATION :
STABILITÉ ET COMMANDE. APPLICATION AUX
CONVERTISSEURS DC-DC**

3.1 Introduction

Certains systèmes dynamiques font intervenir des modèles dynamiques continus et des événements discrets en même temps. Ces systèmes, qui rassemblent ces deux types de dynamique, sont nommés "les systèmes hybrides" [66–69]. Citons comme exemples sur ces systèmes : l’ouverture et la fermeture d’un interrupteur ou d’une valve, un changement de serveur entre les tampons dans une file d’attente d’un réseau informatique, un thermostat qui bascule entre les positions ON et OFF, une variation de la vitesse d’une voiture. . . Il existe plusieurs classes de systèmes dynamiques hybrides, les systèmes à commutation constituent une de ces classes. Un système à commutation est un système composé de plusieurs sous-systèmes dynamiques continus et d’une loi de commutation qui indique le sous-système actif à chaque instant [66–69]. Le modèle hybride reflète le comportement dynamique exact des convertisseurs de puissance [70–74]. Ce modèle est la base d’élaboration des algorithmes et des lois de commande, qui reste une tâche importante dans l’étude de la stabilité et des points d’équilibre des systèmes à commutation. Les systèmes à commutation présentent plusieurs points d’équilibre. Aucun de ces points n’est commun à l’ensemble des sous-systèmes. L’objectif est de choisir le sous-système qui permet à la trajectoire de l’état de converger vers le point d’équilibre désiré pour qu’il soit actif.

Dans ce chapitre, nous allons étudier les points d’équilibre et la stabilité des systèmes à commutation, plus particulièrement, les convertisseurs de puissance. Le comportement hybride de ces convertisseurs DC-DC est dû à la commuta-



tion entre des modes discrets avec des dynamiques continues associées.

3.2 Les systèmes hybrides

Un système linéaire continu ayant une variable d'état $x \in \mathbb{R}^n$ peut être décrit par l'équation suivante :

$$\dot{x} = Ax + bu \tag{3.1}$$

A et b sont les matrices d'état et $u \in \mathbb{R}^n$ est l'entrée du système. On parle d'une dynamique discrète quand l'état q du système prend des valeurs dans un certain ensemble fini Q . La transition entre les différents états est déclenchée par des valeurs convenables d'une certaine variable d'entrée v .

Un système hybride est le résultat de l'interaction de ces deux types de dynamiques : continue et discrète [69]. Par exemple, lorsque l'entrée u du système linéaire continu est une fonction de l'état q et la valeur de l'entrée du système discret v dépend de la variable d'état x , le système résultant de l'interaction entre ces deux dynamiques est un système hybride, Fig. 3.1.

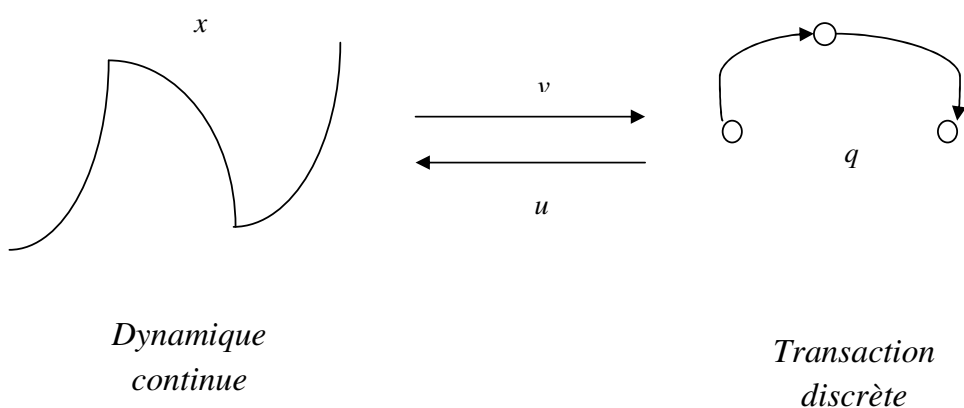


FIGURE 3.1 – Systèmes hybrides

Les systèmes dynamiques hybrides peuvent être classés en quatre catégories :

- Les systèmes à saut
- Les systèmes à commutation
- Les systèmes affines par morceaux
- Les systèmes logiques/dynamiques mixtes.

Dans la suite, nous nous intéressons aux systèmes à commutation.

3.3 Les systèmes à commutation

Les systèmes à commutation peuvent être classés, à partir de l'événement de commutation, suivant deux critères :

- Dépendance de l'état du système ou dépendance temporelle
- Commutation autonome ou commutation commandée.

3.3.1 Dépendance de l'état ou dépendance temporelle

Dans le cas d'une commutation dépendante de l'état du système, l'espace d'état continu est divisé par des surfaces de commutation en un nombre fini ou infini de sous-systèmes dynamiques, chacun de ces sous-systèmes est continu dans le temps, lorsque la trajectoire du système atteint les bornes d'une de ces surfaces, l'espace d'état passe instantanément à une nouvelle valeur déterminée par une carte de réinitialisation [67, 69]. Dans ce cas, le système peut être décrit par l'ensemble des surfaces de commutation, l'ensemble des sous-systèmes continus dans le temps et la carte d'initialisation.

Dans le cas d'une dépendance temporelle, il est supposé qu'il existe une famille de fonctions réelles continues $f_i : R^n \rightarrow R^n$ tel que $i \in I$ où $I = 1, 2, \dots, m$ est un ensemble d'index, ce qui donne une famille de systèmes :

$$\dot{x} = f_i(x) \text{ avec } i \in I \tag{3.2}$$

Les fonctions f_i doivent être de type Lipschitz au moins localement, ça veut dire qu'elles représentent des systèmes linéaires :

$$f_i = A_i x \text{ avec } A_i \in R^{n \times n}, i \in I \tag{3.3}$$

Pour créer un système à commutation par l'ensemble de ces systèmes, nous allons définir la fonction $\sigma(t) : [0, \infty) \rightarrow I$ une fonction constante par morceaux possédant un nombre fini de points de discontinuité. Ces points sont nommés les instants de commutation. Cette fonction prend une valeur constante entre deux instants de commutation. Le rôle de $\sigma(t)$ est d'indiquer à chaque instant t l'index du sous-système actif, dans ce cas, on peut écrire :

$$\dot{x}(t) = A_{\sigma(t)} x(t) \tag{3.4}$$

3.3.2 Commutation commandée ou autonome

Quand l'événement de la commutation n'est pas contrôlable, la commutation est dite autonome. Par contre, pour imposer un comportement bien déterminé au système, dans la plupart des cas, la commutation est commandée.

3.4 La stabilité des systèmes

Dans cette partie, nous allons étudier la stabilité des systèmes linéaires ainsi que celle des systèmes à commutation. La stabilité est une propriété indispensable dans l'étude des systèmes dynamiques. En fait, Il existe plusieurs approches pour étudier la stabilité des systèmes, parmi lesquelles, la stabilité au sens de Lyapunov est considérée parmi les plus intéressantes. Selon Lyapunov, si à un instant $t = 0$, un système se trouve dans un état x , et que ses trajectoires formées par tous les points qui décrivent les états possibles de ce système restent autour de ce point x à tous instant $t > 0$, alors le point x est stable au sens de Lyapunov [67, 69]. De plus si tous ces points convergent vers x alors ce point est asymptotiquement stable.

3.4.1 Stabilité classique

Dans cette partie, nous allons étudier la stabilité dans le cas le plus général d'un système non linéaire autonome. Considérons un système non linéaire autonome défini par l'équation suivante :

$$\dot{x} = f(x) \tag{3.5}$$

Tel que $f(x) : R^n \rightarrow R^n$ soit une fonction localement Lipschitz. Le point x_e est un point d'équilibre du système 3.5 s'il vérifie la condition suivante :

$$f(x_e) = 0 \tag{3.6}$$

Dans le cas où le point d'équilibre x_e est égal à zéro, il est dit :

- Stable : si $\forall \epsilon > 0, \exists \delta = \delta(\epsilon) > 0$ tel que :

$$\|x(0)\| < \delta \Rightarrow \|x(t)\| < \epsilon, \forall t \geq 0 \tag{3.7}$$

- Instable : s'il ne vérifie pas la relation 3.7.
- Asymptotiquement stable : s'il vérifie la relation 3.7 et δ peut être choisi d'une manière que la relation suivante soit vérifiée :

$$\|x(0)\| < \delta \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = 0 \tag{3.8}$$

- Globalement Asymptotiquement stable : $\forall x(0) \in R^n$ la relation 3.8 est vérifiée, avec x qui est la solution de l'équation 3.5.

Dans le cas où x_e est différent de l'origine, un changement de variable permettant de ramener le point d'équilibre à l'origine peut être appliqué. La figure 3.2 présente les différents cas d'équilibre.

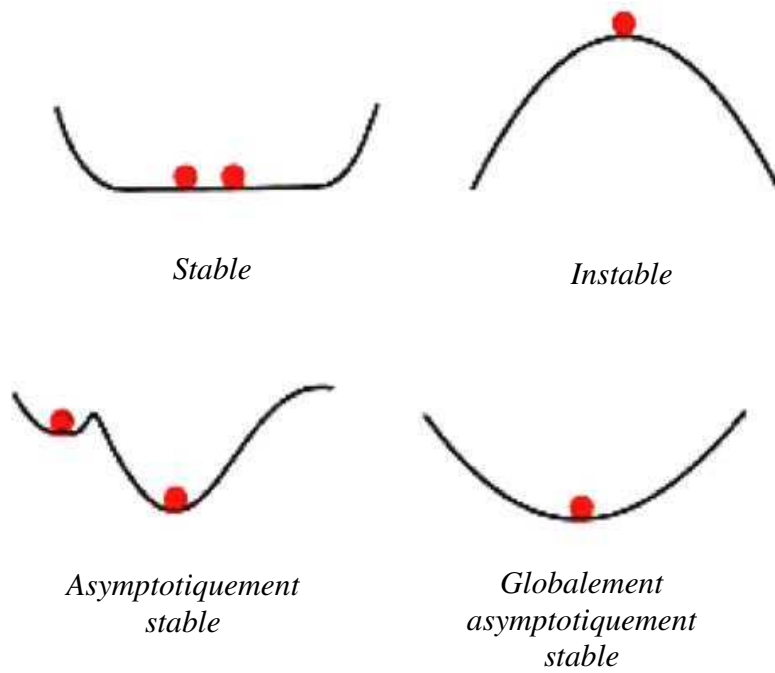


FIGURE 3.2 – Différents cas d'équilibre

3.4.2 Stabilité au sens de Lyapunov

Lyapunov a défini une autre approche qui permet d'étudier la stabilité des points d'équilibre des systèmes. La notion introduite par Lyapunov est reconsidérée comme un outil très important en automatique. Cette notion exige l'existence d'une fonction, dite fonction de Lyapunov. Cette fonction représente l'énergie du système. Dans cette partie nous allons présenter le théorème de Lyapunov permettant d'étudier la stabilité des points d'équilibre. Lyapunov a défini une fonction $V(x)$ de classe C^1 , $V(x) : R^n \rightarrow R$ qui s'appelle fonction de Lyapunov. Pour que $V(x)$ soit une fonction de Lyapunov dans une certaine région Ω , elle doit être continue et définie positive dans cette région, c'est-à-dire qu'elle doit satisfaire les deux relations suivantes :

$$V(0) = 0 \tag{3.9}$$

$$V(x) > 0 \quad \forall x \in \Omega - \{0\} \tag{3.10}$$

Selon le théorème de Lyapunov [67,69], le point d'équilibre ramené à l'origine $x_e = 0$ est :

- Localement stable si :

$$\exists V(x) \text{ tel que } \frac{dV(x)}{dt} \leq 0 \quad \forall x \in \Omega - \{0\}, \tag{3.11}$$

- Localement asymptotiquement stable si :

$$\exists V(x) \text{ tel que } \frac{dV(x)}{dt} < 0 \quad \forall x \in \Omega - \{0\}, \tag{3.12}$$

- Globalement asymptotiquement stable s'il est localement asymptotiquement stable, avec $x \in R^n$ et il vérifie la relation suivante : De plus :

$$V(x) \rightarrow \infty \text{ lorsque } \|x\| \rightarrow \infty \tag{3.13}$$

Considérons un système linéaire :

$$\dot{x} = Ax(t) \tag{3.14}$$

Dans la plupart des cas, l'analyse de la stabilité se base sur des fonctions quadratiques de la forme suivante :

$$V(x) = x^T P x \tag{3.15}$$

P est une matrice réelle symétrique définie positive. Notons que si P est définie positive alors la fonction $V(x)$ est également définie positive. L'équation dite équation de Lyapunov permet d'étudier la stabilité des systèmes linéaires. Elle est donnée par :

$$A^T P + P A \leq 0 \tag{3.16}$$

Le système 3.14 est asymptotiquement stable si l'équation de Lyapunov a une solution P définie positive, $P > 0$. Dans ce cas, la fonction de Lyapunov est donnée par :

$$V(x) = x^T P x \quad (3.17)$$

Pour simplifier la résolution de 3.16, considérons une matrice Q définie non négative, $Q \geq 0$. L'équation de Lyapunov peut-être écrite de la manière suivante :

$$A^T P + P A = -Q \quad (3.18)$$

Le système 3.14 est asymptotiquement stable si l'équation de Lyapunov a une solution $P > 0$, pour une matrice $Q \geq 0$ donnée.

3.4.3 Stabilité des systèmes linéaires à commutation

Dans cette partie, nous allons étudier la stabilité des systèmes linéaires à commutation. Ces systèmes peuvent être asymptotiquement stables ou instables, suivant la loi de commutation. Notons ce qui suit :

- Une commutation spontanée peut déstabiliser un système même si tous les sous-systèmes sont stables [69], Fig. 3.3.
- Une loi de commutation convenable peut stabiliser un système à commutation même si tous les sous-systèmes sont instables [69], Fig. 3.4.

Soit un système linéaire à commutation décrit par l'équation suivante :

$$\dot{x}(t) = A_{\sigma(x)} x + b_{\sigma(x)} u \quad (3.19)$$

$$z = C_{\sigma(x)} x \quad (3.20)$$

$u(t) \in R^n$ est l'entrée du système et $\sigma(x)$ est la loi de commutation. Notons que si $u(t) = 0$ le système est toujours globalement asymptotiquement stable avec un seul point d'équilibre $x_e = 0$. Quand l'entrée du système $u(t)$ est non nulle, le système affine à commutation peut avoir plusieurs points d'équilibre selon la loi de commutation σ .

La combinaison convexe A_λ d'un ensemble de matrices d'état $A_i = \{A_1, A_2 \dots A_N\}$ est définie par :

$$A_\lambda = \sum_{i=1}^N \lambda_i A_i \quad (3.21)$$

Avec $\lambda_i \in \Lambda$, où Λ est un ensemble de constantes positives non nulles tel que :

$$\sum_{i=1}^N \lambda_i = 1 \quad (3.22)$$

L'ensemble des N premiers entiers positifs est noté $\mathbb{K} = \{1, 2, \dots, N\}$. Notons $Q_i = C_i^T C_i \geq 0$

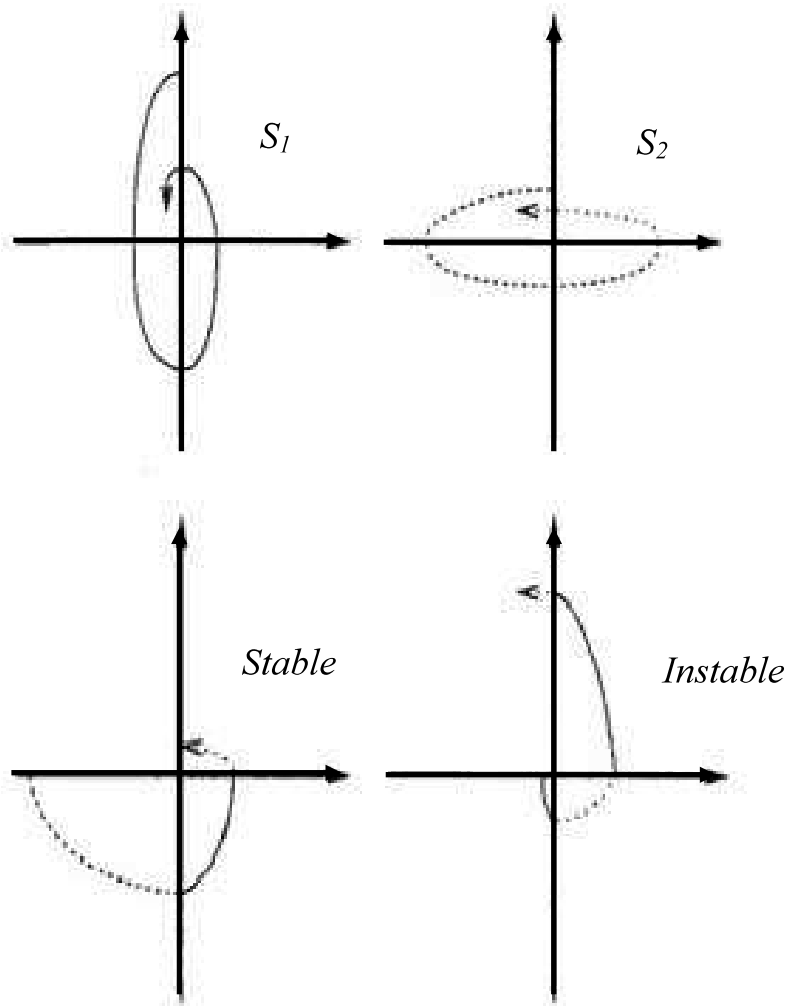


FIGURE 3.3 – Commutation entre deux systèmes stables

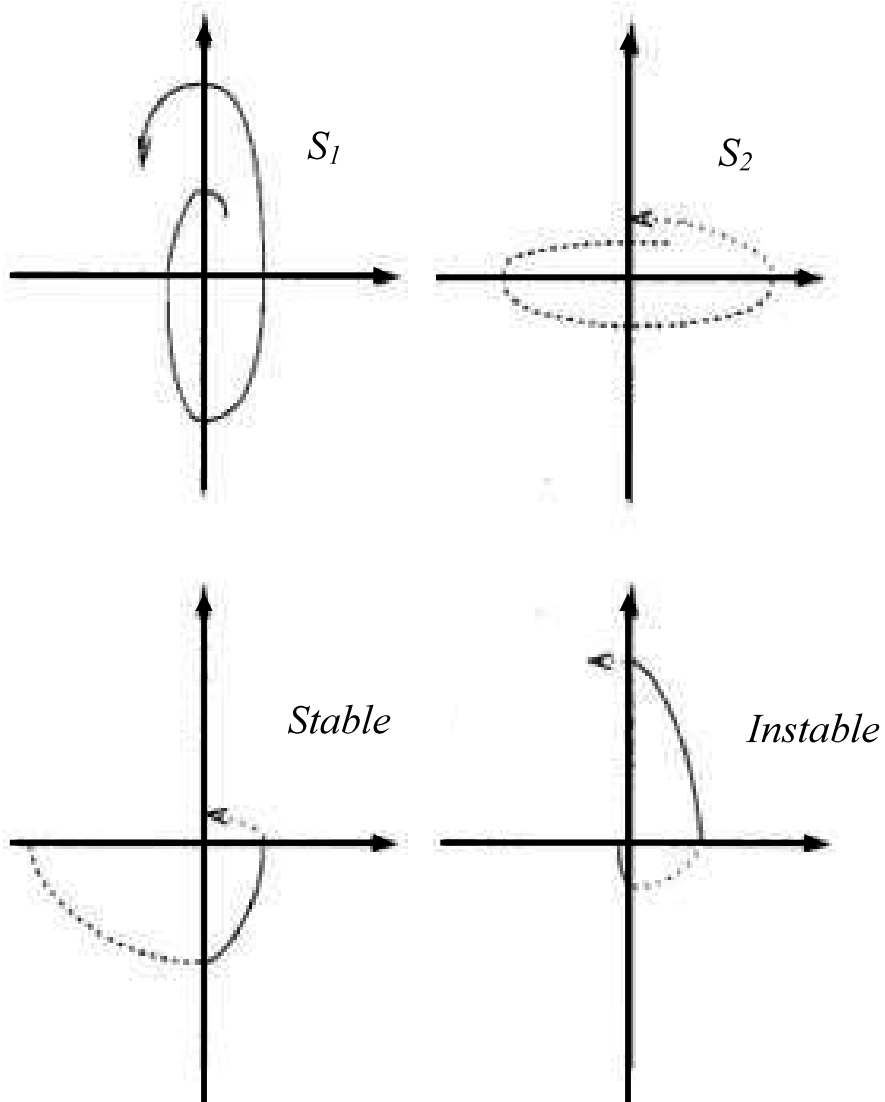


FIGURE 3.4 – Commutation entre deux systèmes instables

Théorème 1. [66, 71, 74] *Considérons le système à commutation défini par les équations 3.19 et 3.20 avec une entrée constante $u(t) = u$ avec un point d'équilibre $x_e \in R^n$. S'il existe un ensemble Λ et une matrice définie positive $P \in R^{n,n}$ tel que :*

$$A_\lambda^T P + P A_\lambda + Q_\lambda < 0 \quad (3.23)$$

$$A_\lambda x_e + b_\lambda u = 0 \quad (3.24)$$

Alors $\forall i \in \mathbb{K}$, la loi de commutation $\sigma(x)$ qui garantit que le point d'équilibre x_e soit globalement asymptotiquement stable est donnée par :

$$\sigma(x) = \operatorname{argmin}_i \xi^T P (A_i x_e + b_i u) \quad (3.25)$$

Avec $\xi(t)$ est l'erreur donnée par :

$$\xi(t) = x(t) - x_e \quad (3.26)$$

Démonstration. Considérons la fonction quadratique de Lyapunov $V(\xi) = \xi^T P \xi$. La dérivée de $V(\xi)$ sur un trajet arbitraire du système à commutation donné par l'équation 3.19 contrôlé par la loi de commutation exprimée avec l'expression 3.25 s'établit comme suit :

$$\dot{V}(\xi) = \xi^T P \dot{\xi} + \dot{\xi}^T P \xi \quad (3.27)$$

Or :

$$\dot{\xi}(t) = \frac{d(x(t) - x_e)}{dt} = \dot{x}(t) \quad (3.28)$$

Ce qui permet d'écrire :

$$\dot{V}(\xi) = \dot{x}^T P \xi + \xi^T P \dot{x} \quad (3.29)$$

La valeur de \dot{x} est donnée dans l'expression 3.19. En remplaçant \dot{x} par cette valeur dans l'équation 3.29, on obtient l'expression suivante :

$$\dot{V}(\xi) = 2\xi^T P (A_\sigma x + b_\sigma u) \quad (3.30)$$

$$= 2\xi^T P (A_\sigma x_e + b_\sigma u) + \xi^T (A_\sigma^T P + P A_\sigma + Q_\sigma) \xi - \xi^T Q_\sigma \xi \quad (3.31)$$

$$= \min_{i \in \mathbb{K}} \left[2\xi^T P (A_i x_e + b_i u) + \xi^T (A_i^T P + P A_i + Q_i) \xi \right] - \xi^T Q_\sigma \xi \quad (3.32)$$

$$< \min_{\lambda \in \Lambda} \left[2\xi^T P (A_\lambda x_e + b_\lambda u) + \xi^T (A_\lambda^T P + P A_\lambda + Q_\lambda) \xi \right] - \xi^T Q_\sigma \xi \quad (3.33)$$

D'après les LMI du système données par les équations 3.23 et 3.24, le terme $(A_\lambda x_e + b_\lambda u)$ est égale à zéro et le terme $(A_\lambda^T P + P A_\lambda + Q_\lambda)$ est toujours négatif, alors :

$$\dot{V}(\xi) < -\xi^T Q_\sigma \xi \quad (3.34)$$

$$\dot{V}(\xi) < 0 \quad \forall \xi \neq 0 \quad (3.35)$$

Le point d'équilibre x_e est donc globalement asymptotiquement stable pour tout $\xi \neq 0 \in R^n$. \square

3.5 Application aux convertisseurs

Dans le chapitre précédant, nous avons présenté les modèles moyens des convertisseurs boost simple et quadratique. Ce modèle représente le convertisseur avec une seule représentation d'état, en considérant la moyenne sur une période de commutation. Dans cette partie, nous allons étudier ces convertisseurs comme étant des systèmes à commutation. En fait, ces convertisseurs peuvent être représentés par deux modèles. Chaque modèle est continue sur une partie de la période de commutation, Fig. 3.5. Chaque sous-système est représenté suivant l'expression :

$$\dot{x} = Ax(t) + b \tag{3.36}$$

Le système global peut être représenté par l'équation suivante :

$$\dot{x} = A_i x(t) + b_i, \quad i \in \{1, 2\} \tag{3.37}$$

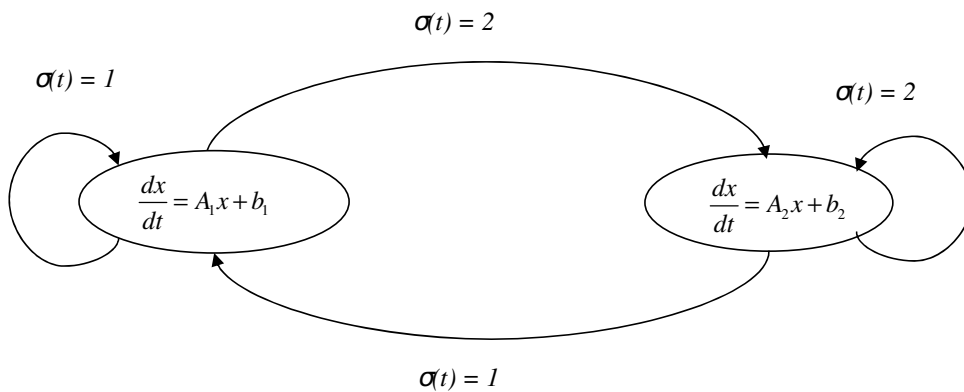


FIGURE 3.5 – Commutation d'un système linéaire avec deux sous-systèmes

Le modèle d'état exact qui permet de représenter les convertisseurs est une commutation entre deux équations. Les matrices d'état de chaque convertisseur, dans ces deux états (T on et T off), ont été établies dans le chapitre précédent.

Le signal de commutation est calculé à chaque instant. Il dépend de l'état actuel du système $x(t)$ et du point d'équilibre souhaité x_e . Il définit le sous-système actif, afin d'atteindre le point d'équilibre souhaité. Pour la résolution des inégalités matricielles linéaires "LMI" 3.23 et 3.24, on considère la matrice $Q = Q_1 = Q_2$. Dans le cas du système d'ordre 3 (simple boost), cette matrice

est donnée par [71, 74] :

$$Q = \begin{pmatrix} \rho_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \rho_3/R \end{pmatrix} \quad (3.38)$$

Dans le cas des systèmes d'ordre 5 (boost quadratiques), la matrice Q est donnée par :

$$Q = \begin{pmatrix} \rho_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \rho_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \rho_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \rho_5/R \end{pmatrix} \quad (3.39)$$

Les valeurs des ρ_i doivent être réelles positives. Ce sont des paramètres de conception qui jouent un rôle dans le comportement du système en régime transitoire [74]. On définit les grandeurs k_1 et k_2 . La valeur de k_1 est donnée par :

$$k_1 = \xi^T P(A_1 x_e + b_1) \quad (3.40)$$

La valeur de k_2 est donnée par :

$$k_2 = \xi^T P(A_2 x_e + b_2) \quad (3.41)$$

La surface de commutation est donnée par :

$$S = \{x \in R^n | k_1 - k_2 = 0\} \quad (3.42)$$

La commutation entre les deux sous-systèmes est garantie par la différence entre les valeurs des grandeurs k_i :

- Le sous-système 1 est actif lorsque $k_1(x) \leq k_2(x)$
- Le sous-système 2 est actif lorsque $k_1(x) > k_2(x)$

La loi de commutation σ peut être écrite de la manière suivante :

$$\sigma(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } k_1 - k_2 \leq 0 \\ 2 & \text{si } k_1 - k_2 > 0 \end{cases} \quad (3.43)$$

Cette loi de commutation garantit la stabilité du système au point d'équilibre x_e . Le choix de ce point d'équilibre est délicat. Il doit être choisi de manière à permettre d'extraire un maximum d'énergie. Un algorithme MPPT sera proposé dans le prochain chapitre afin de déterminer ce point d'équilibre.

C_i	$4.7\mu F$
L	$10mH$
r_L	$134m\Omega$
C	$220\mu F$
R	53Ω

TABLE 3.1 – Paramètres du convertisseur boost

C_i	$4.7\mu F$
L_1	$5mH$
r_{L_1}	$52m\Omega$
L_2	$10mH$
r_{L_2}	$134m\Omega$
C_1	$470\mu F$
C_2	$220\mu F$
R	53Ω

TABLE 3.2 – Paramètres du convertisseur boost quadratique

3.6 Résultat de simulations

Dans cette partie, les performances de la loi de commutation déjà présentée sont évaluées, en utilisant l’outil Simulink du logiciel MATLABTM. Le panneau photovoltaïque utilisé est un Conergy PowerPlus 214P. La loi de commutation est testée sur deux convertisseurs, un convertisseur boost simple, et le boost quadratique avec un seul interrupteur commandé. Les paramètres des convertisseurs utilisés sont donnés dans les tableaux 3.1 et 3.2.

Notons que la tension de seuil des diodes est égale à $1.01V$ et les résistances internes des diodes et équivalente de l’IGBT sont données respectivement par $r_d = 7.1m\Omega$ et $r_T = 80m\Omega$.

Les premiers tests ont été réalisés sur le convertisseur boost simple. La figure 3.6 montre la poursuite d’une consigne μ_{ref} dans les conditions de test standard STC ($T = 25^\circ C$ et $S = 1000W/m^2$). Le rapport cyclique du convertisseur suit bien la consigne. L’erreur statique est due aux pertes ou imperfections des différents composants du convertisseur. La figure 3.7 montre la variation de la fonction de Lyapunov $V(x)$ et de sa dérivée. Cette figure permet de valider que $V(x)$ reste positive tandis que sa dérivée est toujours négative. La figure 3.8 montre la variation des variables d’état du système en fonction du temps.

Pour le deuxième test, la consigne μ_{ref} est constante et égale à 0.5. La température est égale à $25^\circ C$, tandis que l’irradiation solaire varie. la figure 3.9 montre la poursuite de la consigne lors de la variation de l’irradiation. La

figure 3.10 montre la variation de la fonction de Lyapunov et de sa dérivée lors de la variation de l’irradiation. $V(x)$ est toujours positive tandis que sa dérivée est toujours négative. La figure 3.11 montre la variation des variables d’état en fonction du temps lors de la variation de l’irradiation solaire.

Les mêmes tests ont été réalisés avec le convertisseur quadratique. Les consignes sont choisies d’une manière à obtenir une tension de sortie identique à celle du convertisseur boost.

Le premier test est toujours réalisé dans les conditions de test standard STC ($T = 25^{\circ}C$ et $S = 1000W/m^2$). On remarque sur la figure 3.12 que le rapport cyclique du convertisseur suit bien la consigne. L’erreur statique aperçue est toujours due aux pertes dans les différents composants du convertisseur. La figure 3.13 montre la variation de la fonction de Lyapunov $V(x)$ et de sa dérivée. $V(x)$ est toujours positive tandis que sa dérivée est toujours négative. La figure 3.14 montre la variation des variables d’état du système en fonction du temps.

Dans le dernier test la consigne μ_{ref} est constante et égale à 0.3. La température est égale à $25^{\circ}C$, tandis que l’irradiation solaire est variable. la figure 3.15 montre la poursuite de la consigne lors de la variation de l’irradiation. La variation de la fonction de Lyapunov et de sa dérivée lors de la variation de l’irradiation sont montrées sur la figure 3.16. $V(x)$ est toujours positive tandis que sa dérivée est toujours négative. La figure 3.17 montre la variation des variables d’état en fonction du temps lors de la variation de l’irradiation solaire.

3.7 Conclusion

Ce chapitre a présenté une loi de commutation stabilisante pour les systèmes à commutation, en particulier les convertisseurs DC-DC. La loi proposée permet de stabiliser le système formé par deux sous-systèmes qui ne sont pas forcément stables tous les deux sur un point de fonctionnement asymptotiquement stable. Les performances de cette loi de commutation sont évaluées en simulation.

Dans le chapitre suivant, nous allons exposer les différentes techniques de recherche du point de puissance maximale, avant de proposer un nouvel algorithme qui sera intégré dans le contrôleur afin de faire coïncider le point d’équilibre du système avec le point de puissance maximale.

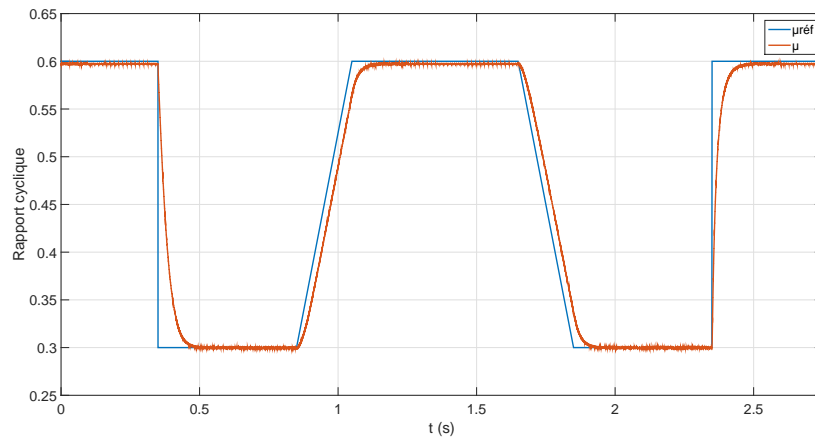


FIGURE 3.6 – La poursuite d’une consigne μ_{ref} en utilisant un simple boost dans les STC

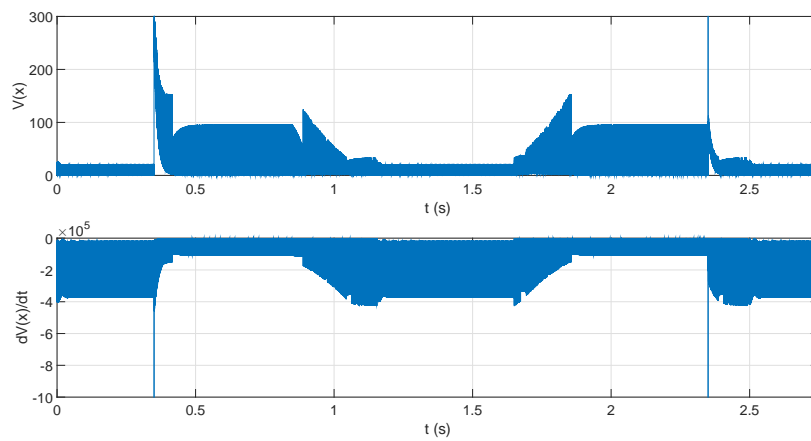


FIGURE 3.7 – La variation de la fonction de Lyapunov lors de la variation de μ_{ref} en utilisant un simple boost dans les STC

Systèmes Linéaires à Commutation : Stabilité et Commande. Application aux Convertisseurs DC-DC

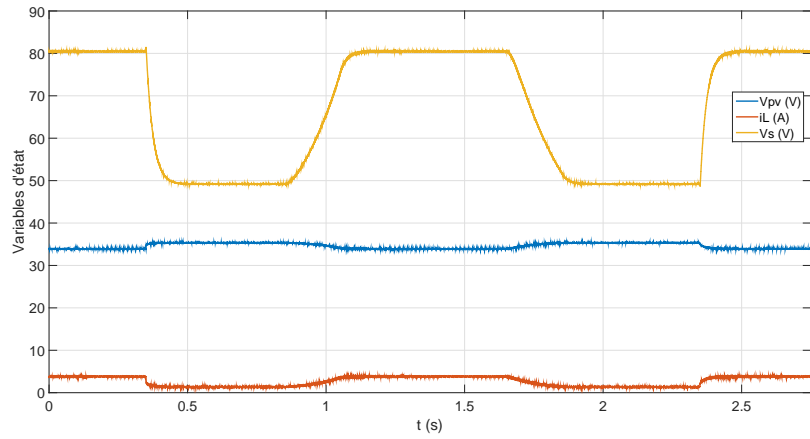


FIGURE 3.8 – La variation des variables d'état lors de la variation de μ_{ref} en utilisant un simple boost dans les STC

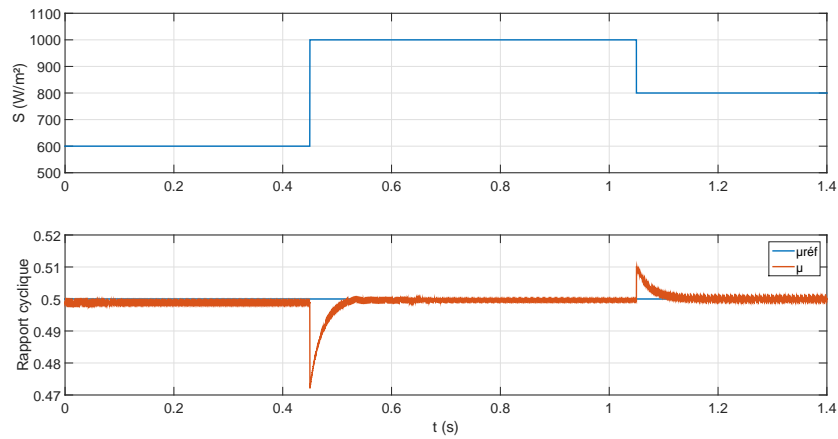


FIGURE 3.9 – La poursuite d'une consigne constante lors de la variation de l'irradiation en utilisant un simple boost

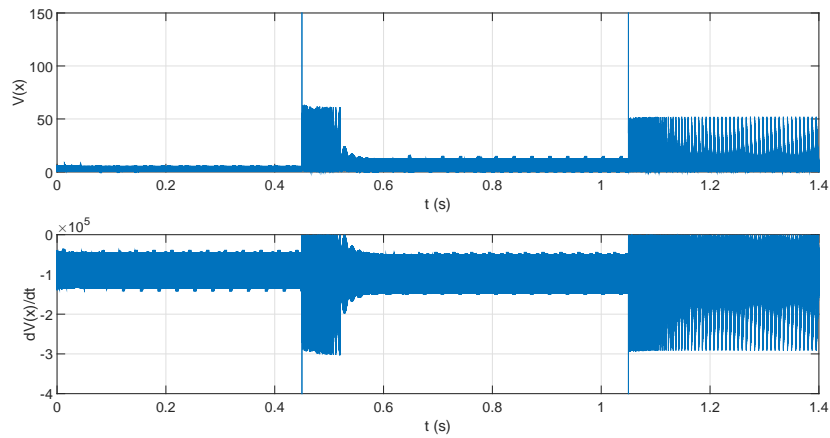


FIGURE 3.10 – La variation de la fonction de Lyapunov lors de la variation de l’irradiation en utilisant un simple boost

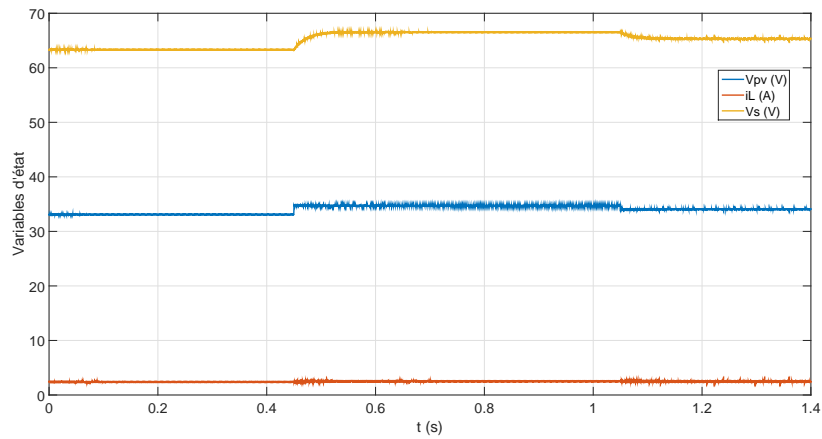


FIGURE 3.11 – La variation des variables d’état lors de la variation de l’irradiation en utilisant un simple boost

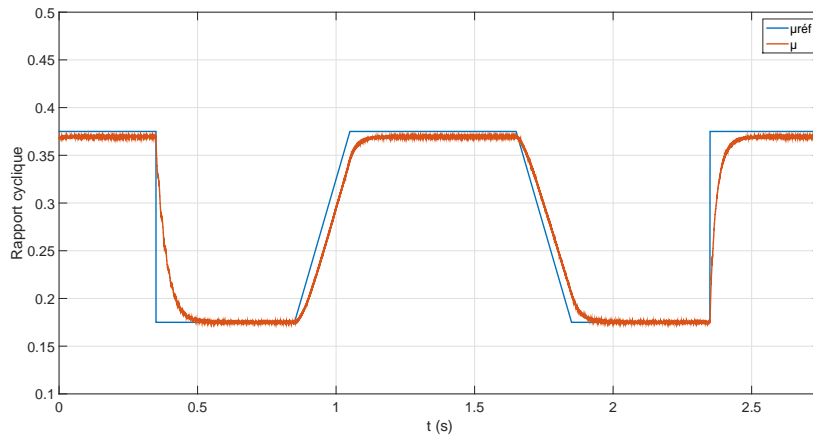


FIGURE 3.12 – La poursuite d’une consigne μ_{ref} en utilisant un boost quadratique dans les STC

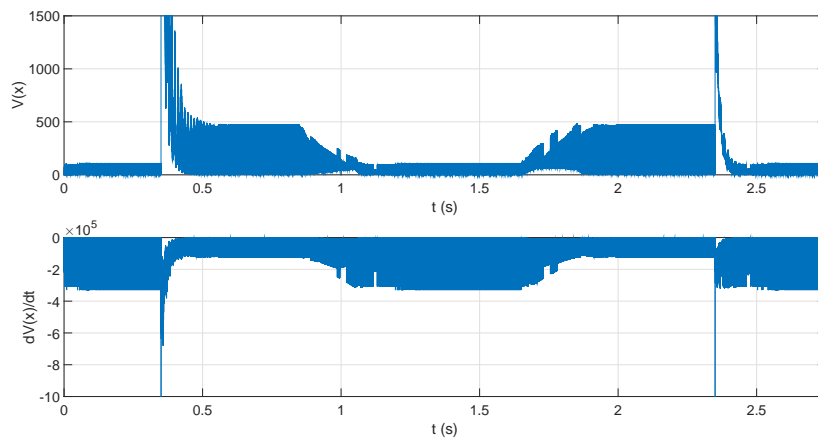


FIGURE 3.13 – La variation de la fonction de Lyapunov lors de la variation de μ_{ref} en utilisant un boost quadratique dans les STC

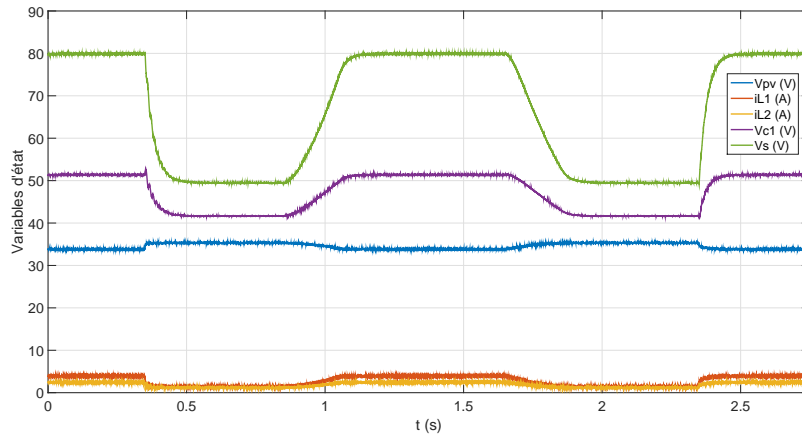


FIGURE 3.14 – La variation des variables d'état lors de la variation de μ_{ref} en utilisant un boost quadratique dans les STC

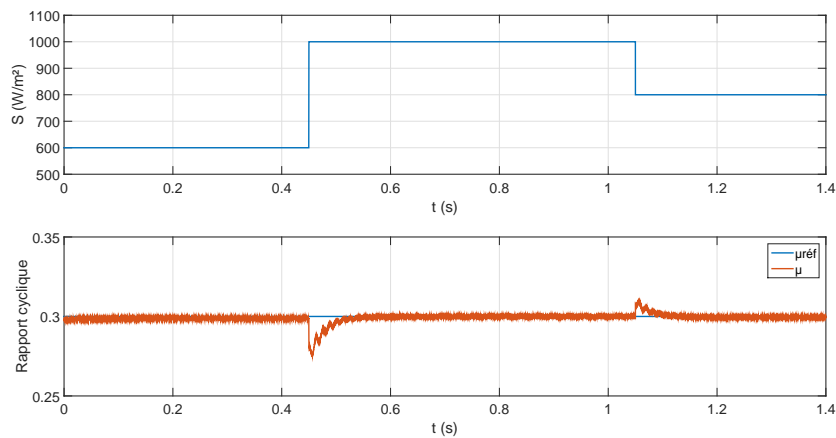


FIGURE 3.15 – La poursuite d'une consigne constante lors de la variation de l'irradiation en utilisant un boost quadratique

Systèmes Linéaires à Commutation : Stabilité et Commande. Application aux Convertisseurs DC-DC

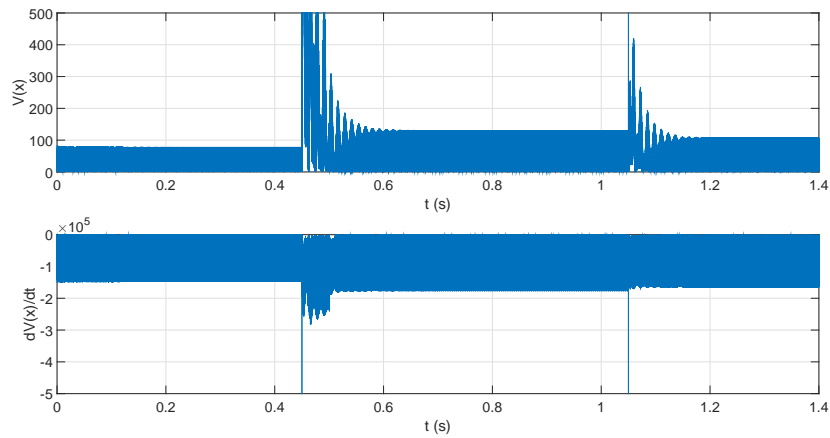


FIGURE 3.16 – La variation de la fonction de Lyapunov lors de la variation de l’irradiation en utilisant un boost quadratique

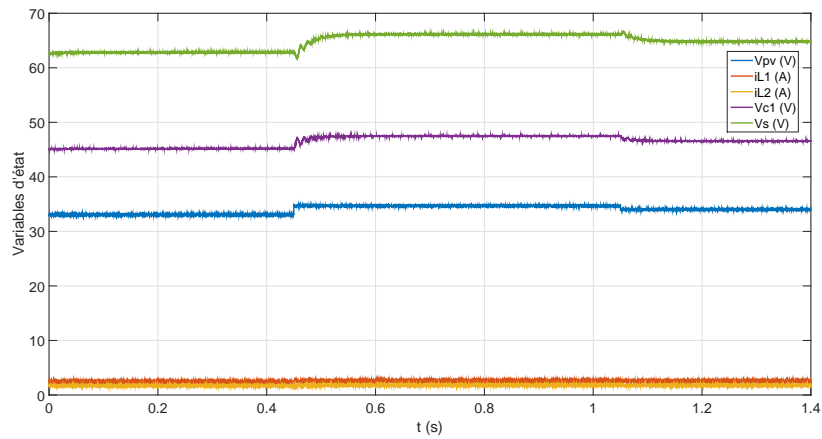


FIGURE 3.17 – La variation des variables d’état lors de la variation de l’irradiation en utilisant un boost quadratique

CHAPITRE 4

**LES ALGORITHMES DE RECHERCHE DU POINT
DE PUISSANCE MAXIMALE (MPPT)**

4.1 Introduction

Dans un module photovoltaïque, la variation du courant par rapport à la tension de sortie est non linéaire. Sur la caractéristiques $I-V$ du module, sous une irradiation uniforme et une température constante, un point de fonctionnement unique permet l'extraction maximale de la puissance. Dans une chaîne de conversion d'énergie solaire photovoltaïque, l'intégration d'une technique de contrôle MPPT est nécessaire [75–78]. Le but de ces techniques est de rechercher le point de puissance maximale afin de permettre au générateur photovoltaïque de fonctionner le plus souvent possible sur ce dernier afin d'augmenter le rendement global du système. En fait, la détermination du point de puissance maximale n'est pas toujours aisée, puisqu'elle dépend des conditions climatiques et donc des variations de l'irradiation et de la température, Fig. 4.1. La variation non linéaire de ce point rend la recherche de ce dernier et son maintien plus difficile lors de fluctuations des conditions climatiques. Plusieurs algorithmes de recherche du point de puissance maximale sont proposés dans la littérature, certains sont très simples tandis que d'autres approches sont plus compliquées et plus difficiles à implémenter [76–85]. L'algorithme de perturbation et d'observation (Perturb & Observe) P&O est le plus connu et très utilisé. Il est largement répandu surtout grâce à sa simplicité et son faible coût d'implémentation [86, 87]. Malgré ces avantages, cet algorithme peut diverger lors des changements rapides des conditions climatiques et présente un comportement oscillatoire autour du point de fonctionnement [88–90]. Une des premières méthodes utilisées est celle basée sur le fonctionnement à tension fixe [91–94], d'autres algorithmes basés sur la mesure de la tension de cir-

78 Les Algorithmes de Recherche du Point de Puissance Maximale (MPPT)

cuit ouvert [95–97] ou du courant en court-circuit [96–99] sont aussi exploités. D’autres algorithmes plus efficaces basés sur la mesure de la puissance comme la méthode de perturbation et d’observation P&O [47, 86–89, 91, 100–109], la méthode de l’incrément de conductance [102, 110–115] et la méthode de Hill Climbing [113, 116–122] existent également dans la littérature. Des méthodes basées sur la logique floue [114, 115, 123–133] ou sur les réseaux de neurones artificiels [129, 130, 134–139] sont également efficaces mais leur implémentation exigent une puissance et un temps de calcul plus conséquents.

Dans ce chapitre, nous rappelons tout d’abord la notion du MPP et les critères d’évaluation des techniques de recherche de ce point. Par la suite, les différentes méthodes de recherche du point de puissance maximale sont exposées et dans la dernière partie de ce chapitre, deux nouveaux algorithmes MPPT sont proposés. Le premier permet de minimiser les oscillations en régime permanent du point de fonctionnement d’un générateur photovoltaïque contrôlé par une méthode P&O en stabilisant la tension de sortie de ce générateur. Le deuxième algorithme vise à améliorer la performance de la méthode P&O surtout durant les variations rapides des conditions climatiques. Ces deux algorithmes consistent à fonctionner en double mode à pas variable selon le point de fonctionnement actuel et celui de la puissance maximale. A la fin de ce chapitre le deuxième algorithme ainsi que l’algorithme P&O ont été intégrés dans le contrôleur stabilisant élaboré dans le chapitre 3.

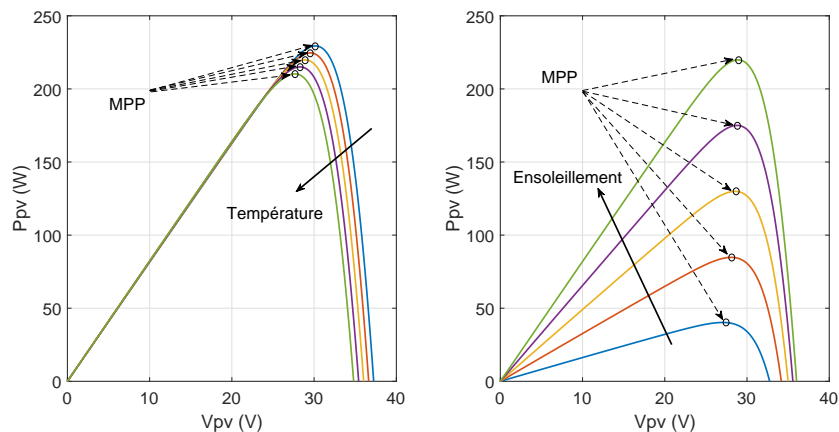


FIGURE 4.1 – L’influence des conditions climatiques sur le point de puissance maximale

4.2 Le point de puissance maximale et ces techniques de recherche MPPT

Dans le cas de connexion directe à la charge, le point de fonctionnement d'un panneau solaire est l'intersection des deux courbes caractéristiques du panneau et de la charge. Ce point ne correspond pas à celui de puissance maximale dans la majorité des cas. La caractéristique du panneau solaire est non linéaire et varie avec les conditions climatiques.

Afin de contrôler le point de fonctionnement, un étage d'adaptation est ajouté entre le générateur photovoltaïque et la charge [140–142]. Cet étage qui a pour but de minimiser l'écart entre la puissance maximale disponible et la puissance réellement récupérée, n'est qu'un convertisseur de puissance DC-DC ou DC-AC contrôlés pour atteindre le MPP dans toutes les conditions climatiques.

Plusieurs critères permettent d'évaluer ces contrôleurs :

- La stabilité : c'est toujours le critère le plus important pour évaluer un système de contrôle. Les caractéristiques du panneau solaire ainsi que les convertisseurs statiques utilisés dans les systèmes photovoltaïques sont non linéaires, par conséquent la stabilité est un facteur très important pour l'évaluation des commandes MPPT.
- L'erreur statique : dans la plupart des contrôleurs MPPT, le point de fonctionnement présente des fluctuations autour du point de puissance maximale en régime permanent. Ces fluctuations causent des pertes, c'est pour cela qu'un contrôleur MPPT doit minimiser le plus possible ces fluctuations pour permettre au système de travailler le plus proche possible du point de puissance maximale et par la suite, augmenter le rendement global du système.
- La réponse dynamique : pour être performante, une commande MPPT doit permettre de suivre les variations climatiques, elle doit avoir un temps de réponse assez rapide pour diminuer les pertes et augmenter le rendement global du système sur toute sa durée de vie.
- La robustesse : des bruits peuvent causer des erreurs de mesure sur les paramètres de l'entrée. Ces erreurs peuvent entraîner l'instabilité du système. Un contrôleur MPPT doit prendre en compte ces perturbations pour être robuste.
- L'efficacité : les contrôleurs MPPT doivent assurer un bon rendement pour les différentes valeurs d'ensoleillements. La plupart de ces contrôleurs assure un bon rendement pour des conditions climatiques nominales ou pour un bon ensoleillement, tandis que ce rendement est plus bas pour un faible ensoleillement. Néanmoins, durant une journée l'ensoleillement varie dans une large proportion, un contrôleur MPPT doit maintenir des performances acceptables sur une large plage d'ensoleille-

ment.

4.3 Les algorithmes MPPT

Plusieurs algorithmes de recherche du point de puissance maximale existent dans la littérature. Dans cette partie nous étudions les différentes approches de recherche du MPP, avant de proposer une nouvelle stratégie.

4.3.1 Méthode basée sur un fonctionnement à tension fixe

Cette méthode utilise une valeur constante comme valeur de la tension de référence, elle est basée sur l’hypothèse que les variations de la valeur de la tension optimale lors des variations de l’irradiation au niveau du panneau solaire peuvent être considérées comme insignifiantes. Une valeur constante de la tension optimale permet d’avoir une approximation adéquate du MPP. Dans ce cas, la variation de puissance maximale est similaire à celle du courant optimal. Cela cause des pertes et induit une diminution du rendement. Dans le cas d’un fonctionnement à température constante, la variation de la tension optimale peut être négligeable lors de la variation de l’ensoleillement, sa valeur varie dans un petit intervalle, Fig. 4.2. L’écart entre la puissance récupérée et celle maximale reste acceptable. Par contre, lors de la variation de la température, cet écart devient plus important ce qui diminue le rendement global du système, Fig. 4.3. Dans cette méthode, la tension aux bornes du générateur PV est la variable à contrôler pour permettre de maintenir un fonctionnement stable proche du MPP. Les avantages de cette méthode sont la simplicité et le faible coût de son implémentation. Elle ne nécessite qu’un seul capteur de courant qui est l’image de la puissance délivrée par le générateur PV. Malgré ces avantages, cette méthode reste inefficace dans le cas de variations de l’éclairage et de l’ensoleillement dans des larges gammes, elle est efficace et envisageable uniquement pour des applications spatiales et reste inefficace pour les applications terrestres.

4.3.2 Méthode basée sur la tension du circuit ouvert

C’est une version améliorée de la précédente, la valeur de la tension de référence est calculée à partir de celle de la tension en circuit ouvert, Fig. 4.4. Grâce à la relation quasi linéaire entre la tension du MPP et celle en circuit ouvert, la tension de référence est ajustée à une fraction α de la tension V_{co} .

$$V_{ref} = \alpha * V_{co} \tag{4.1}$$

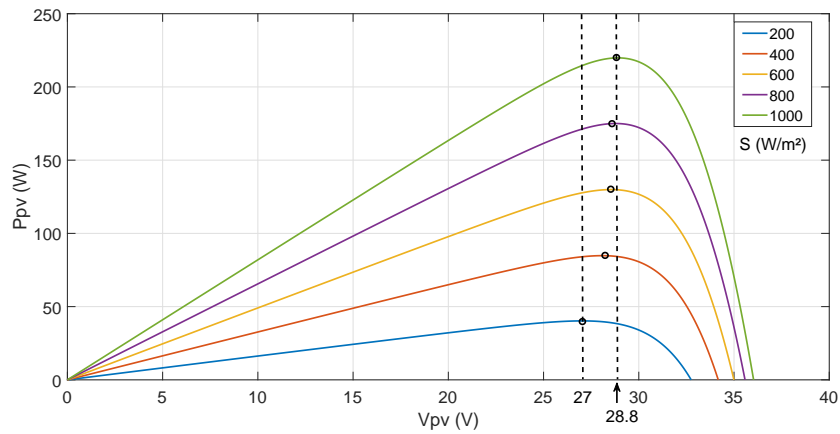


FIGURE 4.2 – La variation du point de puissance maximale en fonction l’ensolaillement

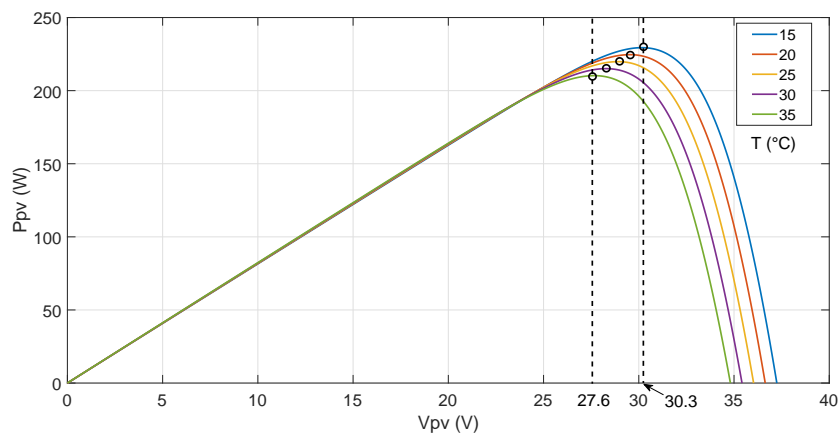


FIGURE 4.3 – La variation du point de puissance maximale en fonction de la température

82 Les Algorithmes de Recherche du Point de Puissance Maximale (MPPT)

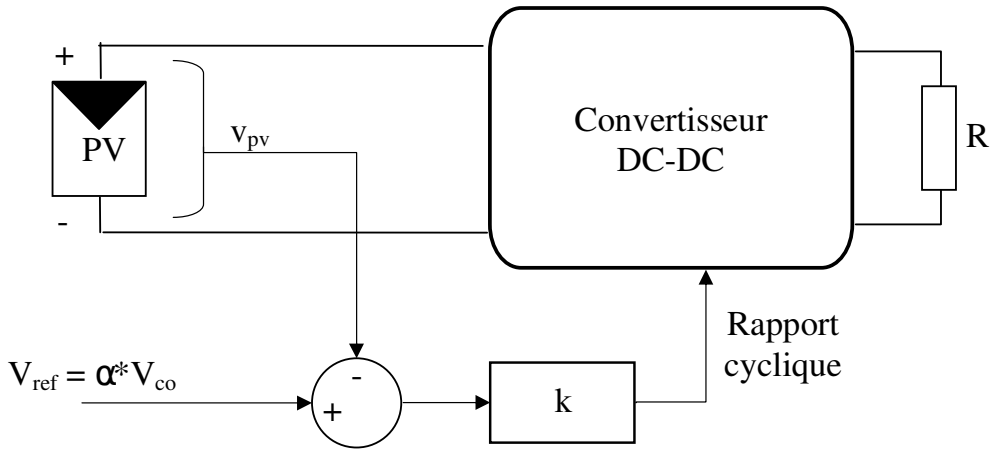


FIGURE 4.4 – Schéma de principe de la méthode V_{co}

La valeur de α dépend des caractéristiques du générateur PV utilisé. Elle est déterminée expérimentalement et d’une manière empirique à partir des valeurs de V_{mpp} et de V_{co} pour le générateur PV utilisé à différents niveaux d’éclairage et de température, elle est généralement comprise entre 0.71 et 0.78. La tension V_{co} du panneau solaire est mesurée périodiquement en interrompant le fonctionnement normal du système et en enregistrant la valeur mesurée en circuit ouvert. L’avantage de cette méthode est qu’elle prend en considération les changements des conditions climatiques, le vieillissement des cellules photovoltaïques et même le dépôt éventuel de matière sur ces panneaux PV. En outre, l’interruption périodique de fonctionnement entraîne des pertes de puissance. En plus, à cause de l’ajustement de la tension de référence à une fraction fixe de V_{co} , cette méthode ne converge pas forcément sur le MPP mais à proximité, ce qui entraîne des pertes supplémentaires et réduit le rendement global.

4.3.3 Méthode basée sur le courant de court-circuit

Cette méthode est basée sur la variation quasi linéaire entre le courant en court-circuit et celui du MPP. Le courant de référence est égal à une fraction β de celui de court-circuit.

$$I_{ref} = \beta * I_{cc} \tag{4.2}$$

Comme dans la méthode précédente, la valeur de β est déterminée expérimentalement, elle est généralement comprise entre 0.78 et 0.92, la mesure du courant I_{cc} nécessite des interruptions périodiques de fonctionnement normal

ce qui entraîne aussi des pertes de puissance. Cette méthode est plus précise que la précédente puisque la variation de la température n’influence pas trop la valeur de I_{cc} , par contre cette méthode présente une instabilité lors des changements d’ensoleillement. En plus, l’implémentation de cette méthode nécessite un interrupteur supplémentaire pour court-circuiter le générateur PV périodiquement et un capteur du courant pour mesurer I_{cc} , cela peut augmenter le coût de l’implémentation.

Pour éviter l’interruption périodique du fonctionnement du système dans cette méthode et la précédente, une cellule pilote peut être utilisée. Cette cellule est tout simplement une cellule PV identique à celles dans le générateur PV et indépendante de l’installation, la valeur de sa tension V_{co} ou de son courant I_{cc} est mesurée dans les mêmes conditions climatiques du générateur PV pour fournir implicitement les conditions de fonctionnement du panneau solaire. Malgré l’avantage de l’utilisation d’une cellule pilote, cette dernière est indépendante du reste de l’installation, du coup elle ne prend pas en compte les échauffements du système provoqués par la circulation du courant. Par conséquent, la température interne de cette cellule diffère de celle des cellules actives du panneau solaire ce qui entraîne des pertes supplémentaires dues au décalage du MPP.

4.3.4 Algorithme de la perturbation et l’observation (P&O)

La méthode qui repose sur l’algorithme P&O est largement utilisée grâce à la simplicité de son implémentation qui ne nécessite qu’un système à base de microprocesseur. Les valeurs de la tension et du courant du panneau photovoltaïque représentent les entrées du contrôleur, qui a comme sortie la tension de référence. Le principe de cette méthode est d’appliquer une perturbation du système soit par augmentation ou diminution de la tension de fonctionnement d’un certain pas d’incrément et d’observer l’impact de cette variation sur la puissance en sortie du panneau PV. L’organigramme de la figure 4.5 explique le principe de fonctionnement de cet algorithme. Cette méthode exige l’acquisition de la tension V et du courant I pour calculer δV la variation de V et δP celle de P .

$$\delta V(k) = V(k) - V(k - 1) \quad (4.3)$$

$$\delta P(k) = P(k) - P(k - 1) \quad (4.4)$$

Supposons que le panneau solaire fonctionne loin de son point de puissance maximale, une petite perturbation δV est appliquée sur la tension du générateur PV, si la variation de la puissance en sortie δP est positive, alors le point de fonctionnement s’approche du MPP, par la suite, la prochaine perturbation

84 Les Algorithmes de Recherche du Point de Puissance Maximale (MPPT)

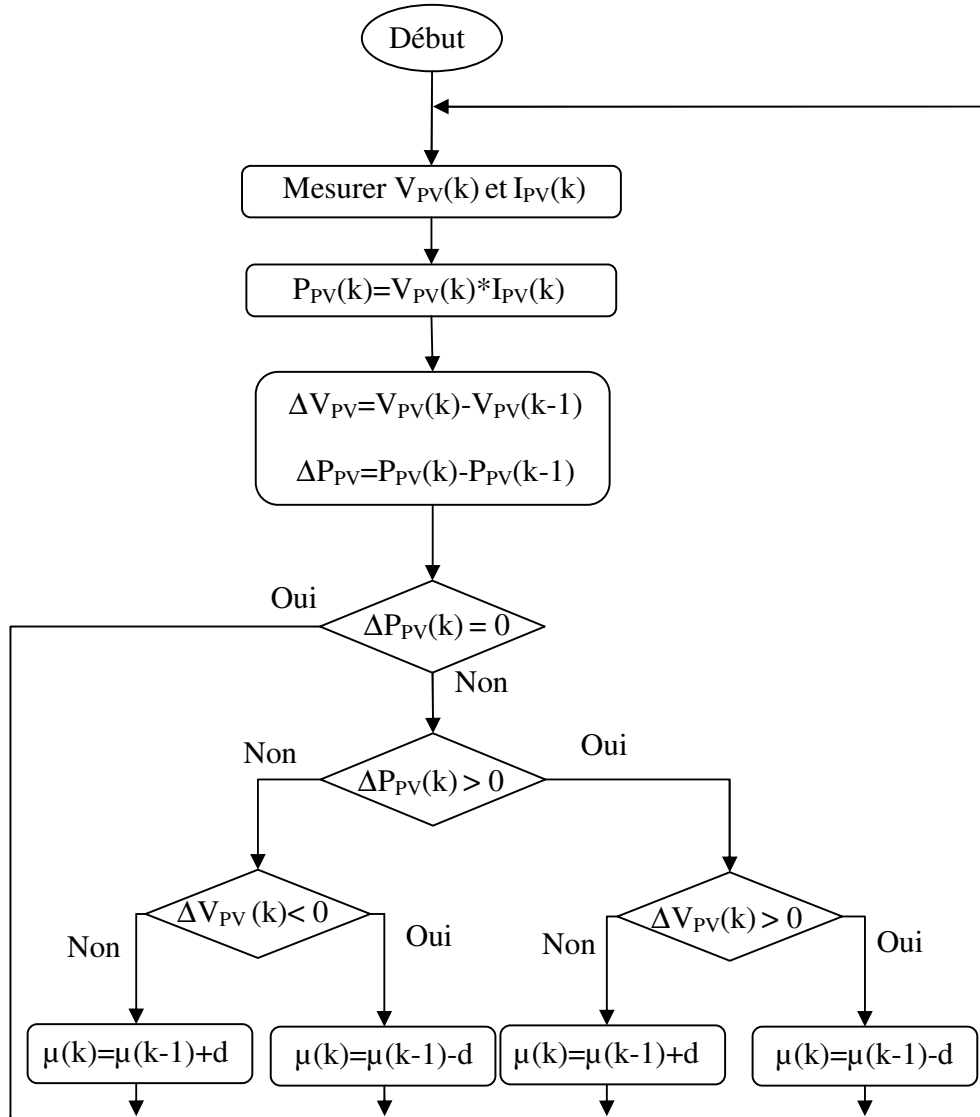


FIGURE 4.5 – L’organigramme de la méthode P&O

doit avoir le même sens. Par contre, si la variation de la puissance est négative, cela veut dire que le point de fonctionnement s'éloigne du MPP et donc il faut changer le sens de la prochaine perturbation.

Malgré qu'elle soit largement utilisée grâce à sa simplicité, cette méthode présente plusieurs inconvénients. L'algorithme P&O induit une perturbation sur la tension de fonctionnement à chaque cycle, le point de fonctionnement se stabilise avec une faible précision au MPP et fait des oscillations permanentes autour de ce dernier. Ces oscillations entraînent une perte de puissance qui dépend du pas de perturbation. Ces pertes peuvent être minimisées en réduisant l'amplitude des oscillations, qui dépend de l'amplitude de la perturbation. Choisir un petit pas de perturbation peut réduire les pertes, cependant, il ralentit la recherche du MPP, ce qui rend le choix du pas de perturbation délicat pour trouver un compromis entre la précision et la rapidité. De plus, cet algorithme n'est pas performant lors d'un changement rapide de l'irradiation puisqu'il diverge. En effet, cet algorithme n'arrive pas à faire la différence entre les variations de puissance produites par la perturbation de la tension de fonctionnement et celles dues aux changements brusques de l'ensoleillement. Le point de fonctionnement suit le sens d'augmentation de la puissance, qui n'est pas forcément celui du MPP lors d'un changement d'ensoleillement. Ceci occasionne des pertes supplémentaires qui dépendent des points de fonctionnement initiaux et finaux comme le décrit la figure 4.6.

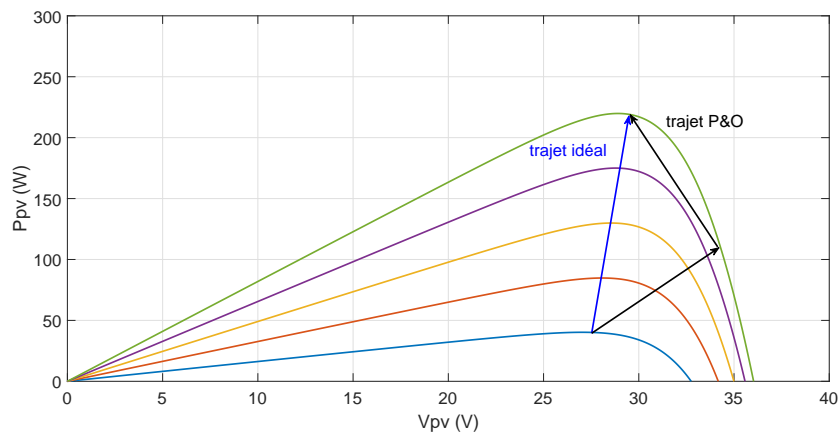


FIGURE 4.6 – Divergence de l’algorithme P&O lors d’une variation brusque de l’irradiation

86 Les Algorithmes de Recherche du Point de Puissance Maximale (MPPT)

4.3.5 Algorithme de l'incrément de conductance (Inc-Cond)

L'algorithme Inc-Cond est également largement répandu. Cet algorithme utilise le signe de la pente de la courbe de la variation de puissance du système PV par rapport à la tension à sa sortie pour localiser le MPP. Il repose sur le fait que la dérivée de la puissance par rapport à la tension de la sortie est égale à zéro au point de puissance maximale, Fig. 4.7.

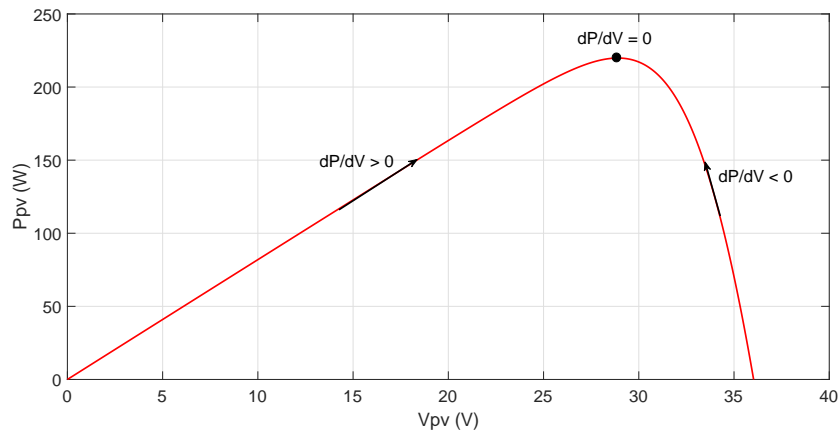


FIGURE 4.7 – Principe de la méthode de l'incrément de conductance.

La dérivée de la puissance par rapport à la tension est nulle au MPP, positive à gauche (si $V < V_{mpp}$) et négative à droite (si $V > V_{mpp}$). Cela permet d'écrire le système d'équation suivant :

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0 \quad \text{si} \quad V = V_{mpp} \quad (4.5)$$

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} > 0 \quad \text{si} \quad V < V_{mpp} \quad (4.6)$$

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} < 0 \quad \text{si} \quad V > V_{mpp} \quad (4.7)$$

Étant donné que :

$$P = V * I \quad (4.8)$$

La dérivée de P par rapport à V s'écrit :

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(I * V)}{dV} \quad (4.9)$$

$$= I * \frac{dV}{dV} + V * \frac{dI}{dV} \quad (4.10)$$

$$= I + V * \frac{dI}{dV} \quad (4.11)$$

Cette équation nous permet d'écrire l'égalité suivante au MPP :

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (4.12)$$

Cette dernière équation permet de localiser le MPP en comparant la conductance instantanée I/V à l'incrément de la conductance dI/dV . L'organigramme de la figure 4.8 illustre le fonctionnement de cette méthode.

Cette méthode nécessite que deux mesures : la tension V et le courant I à la sortie du panneau PV. Ces deux grandeurs sont utilisées pour calculer les changements par incrémentation en utilisant l'approximation suivante :

$$dV(k) = V(k) - V(k - 1) \quad (4.13)$$

$$dI(k) = I(k) - I(k - 1) \quad (4.14)$$

L'avantage principal de cet algorithme est l'annulation des oscillations autour du MPP grâce à la vérification de la condition 4.12 et la vérification de $dI = 0$. Une fois que le point de fonctionnement atteint le MPP, il est maintenu à ce dernier, sauf dans le cas d'un changement de courant, ce qui indique un changement dans les conditions climatiques et donc induit un changement du MPP. En fait, l'obtention de la condition 4.12 n'est pratiquement pas possible dans la plupart des cas. En utilisant un pas d'ajustement constant, il est très difficile d'avoir une tension exactement égale à V_{mpp} . La solution pour résoudre ce problème consiste à accepter une certaine erreur ξ , ce qui permet de modifier la relation 4.12 de la manière suivante :

$$\left| \frac{dI}{dV} + \frac{I}{V} \right| < \xi \quad (4.15)$$

Dans ce cas, le point de fonctionnement se fixe à proximité du MPP, et cette méthode retombe sur les mêmes inconvénients de l'algorithme P&O. En plus, à cause de la complexité de cet algorithme par rapport au P&O, son temps d'exécution est plus long par comparaison à ce dernier ce qui engendre un retard sur la détection des changements climatiques.

88 Les Algorithmes de Recherche du Point de Puissance Maximale (MPPT)

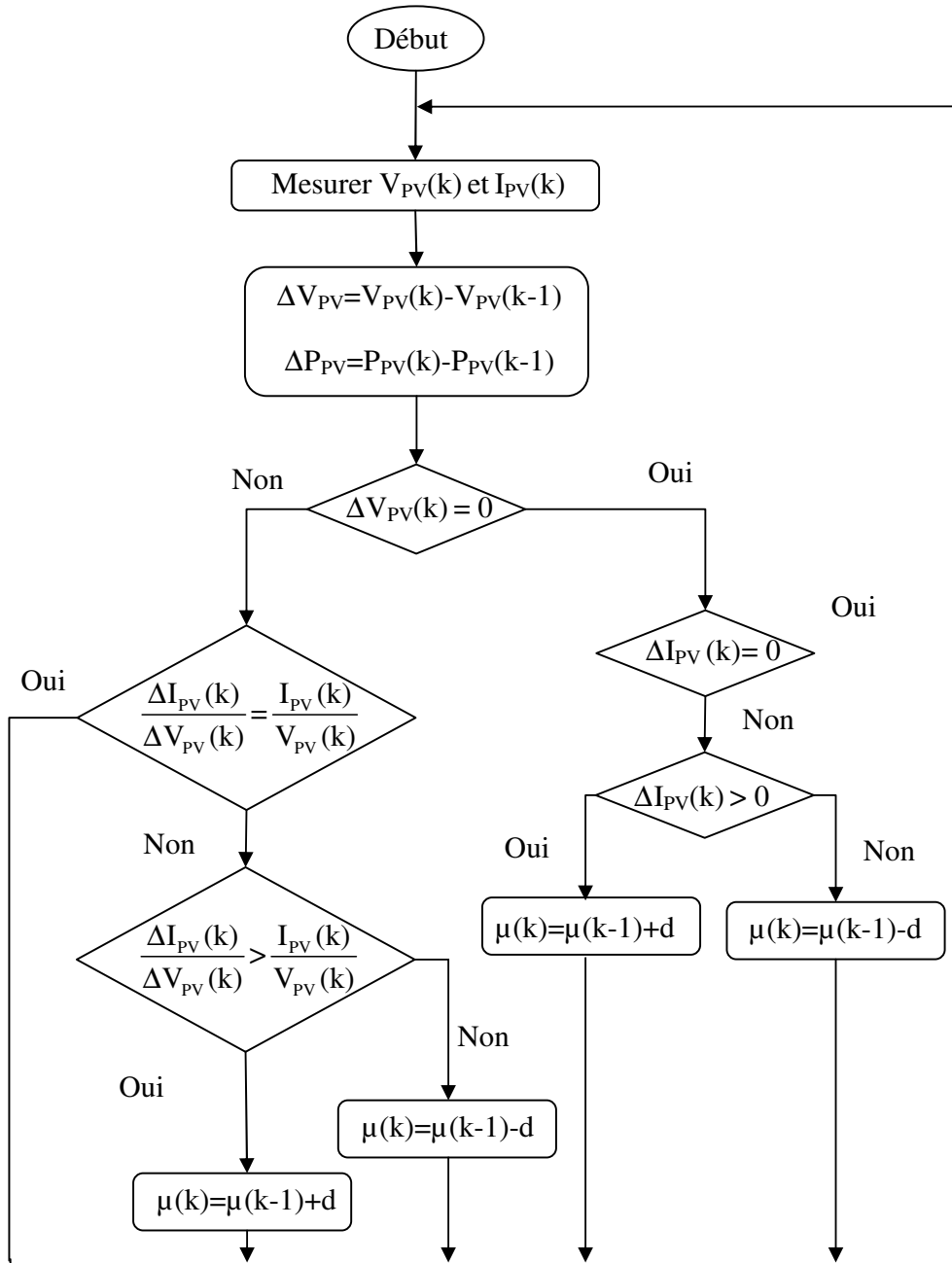


FIGURE 4.8 – L’organigramme de la méthode Inc-Cond

4.3.6 Algorithme de Hill Climbing

La plupart des algorithmes utilisent la tension de sortie du panneau solaire comme une grandeur à régler, tandis que l’algorithme Hill Climbing utilise directement le rapport cyclique du convertisseur statique utilisé dans l’étage d’adaptation comme variable à régler. Cette méthode est basée sur la relation entre la puissance délivrée par le panneau PV et le rapport cyclique appliqué au convertisseur statique. L’organigramme de cet algorithme est présenté sur la figure 4.9. Mathématiquement, le point de puissance maximale est atteint lorsque la dérivée de la puissance en fonction du rapport cyclique est forcée à zéro par la commande. Dans cet algorithme, une seule boucle de contrôle est mise en œuvre puisqu’il contrôle le rapport cyclique fourni directement au convertisseur statique. Malgré sa simplicité, cet algorithme présente les mêmes inconvénients que le P&O, le point de fonctionnement présente des oscillations permanentes autour du MPP et l’algorithme peut diverger lors des changements brusques des conditions climatiques.

4.3.7 Algorithme basé sur la logique floue (Fuzzy Logic - FL)

Les contrôleurs à logique floue sont amplement usités dans les procédés industriels grâce à leur simplicité et efficacité dans les systèmes linéaires et non linéaires. La logique floue permet la modélisation des imperfections des données, elle se rapproche de la flexibilité du raisonnement humain, elle se base sur les règles de la logique classique sans utiliser des représentations binaires. La bonne performance de ces contrôleurs est prouvée dans la littérature. L’avantage de la logique floue est qu’elle ne nécessite pas un modèle mathématique précis, même en absence de toute connaissance sur les caractéristiques du panneau solaire utilisé, c’est relativement simple d’établir des règles de comportement afin de converger vers le point optimal de fonctionnement. Ces règles dépendent des variations de la puissance et de la tension. La recherche du MPP en utilisant un FLC n’a pas besoin d’informations sur les valeurs paramétriques, c’est une recherche adaptative progressive qui conduit à une convergence rapide par rapport à la mesure des conditions climatiques. Cette recherche ne nécessite que la connaissance du fonctionnement du système qu’on souhaite commander pour pouvoir établir les règles floues. Par exemple, si une incrémentation positive de la tension conduit à une augmentation de la puissance, la tension doit poursuivre la croissance. Un contrôleur à logique floue comporte trois blocs fonctionnels : la fuzzification, les règles d’inférence et la défuzzification, Fig. 4.10. Il dispose d’un tableau pour le stockage des règles d’inférence.

90 Les Algorithmes de Recherche du Point de Puissance Maximale (MPPT)

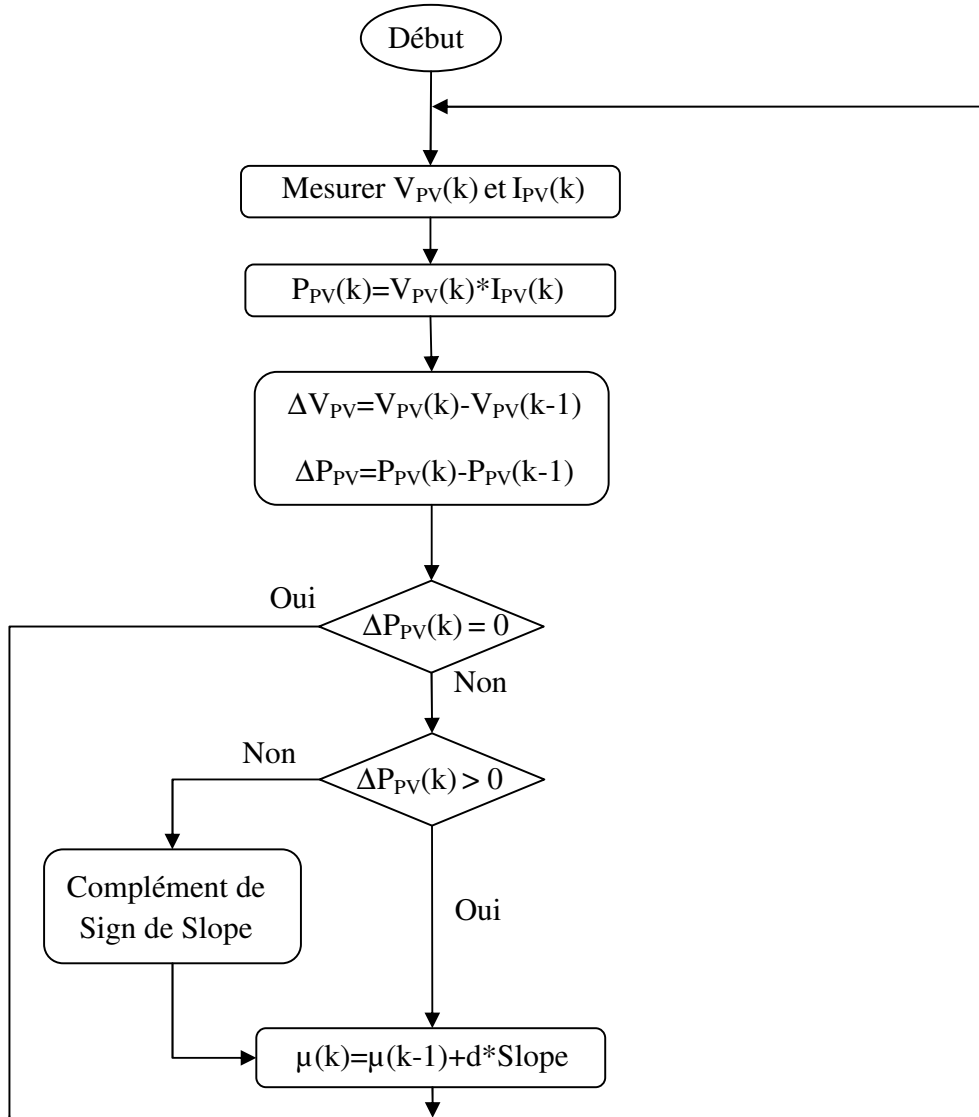


FIGURE 4.9 – L’organigramme de la méthode Hill Climbing

Généralement, une MPPT basée sur la logique floue possède deux entrées, l'erreur ε et le changement d'erreur $\delta\varepsilon$. Sachant que dP/dV est égale à zéro au MPP, ces deux entrées peuvent être calculées en utilisant les approximations suivantes :

$$\varepsilon(k) = \frac{P(k) - P(k-1)}{V(k) - V(k-1)} \quad (4.16)$$

$$\delta\varepsilon(k) = \varepsilon(k) - \varepsilon(k-1) \quad (4.17)$$

La théorie des ensembles flous repose sur l'appartenance partielle, chaque élément appartient graduellement aux fonctions d'appartenance qui ont été définis *a priori*. Plusieurs fonctions d'appartenance peuvent être définies sur la même variable, Fig. 4.11. Dans ce cas, par exemple cinq fonctions d'appartenance sont définies : *NG* (négatif grand), *NP* (négatif petit), *ZE* (zéro), *PP* (positif petit) et *PG* (positif grand).

La fuzzification permet de passer du domaine réel au domaine flou. Durant cette étape, les variables numériques d'entrée sont transformées en variables linguistiques. Elle permet de déterminer le degré d'appartenance de chaque variable d'entrée pour une fonction d'appartenance donnée.

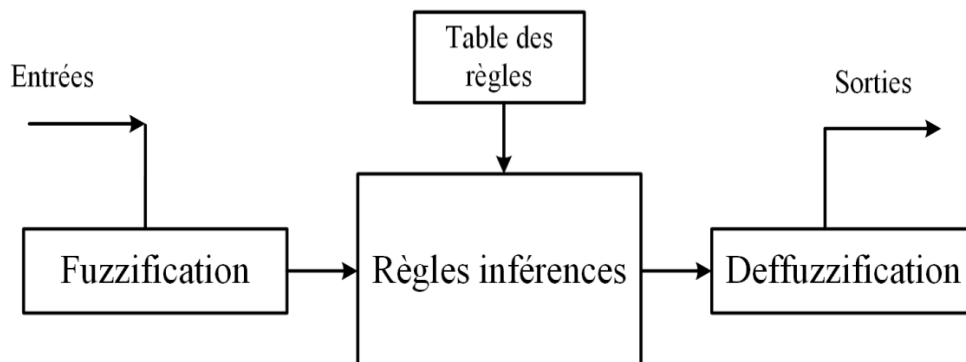


FIGURE 4.10 – La structure de base de FLC

92 Les Algorithmes de Recherche du Point de Puissance Maximale (MPPT)

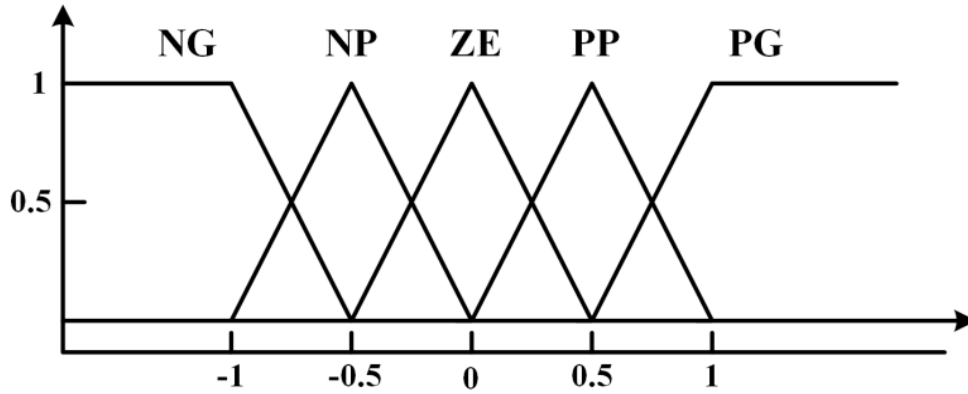


FIGURE 4.11 – Les fonctions d’appartenance pour les entrées et la sortie du contrôleur flou

La seconde étape c’est l’inférence, elle consiste à déterminer les degrés d’appartenance des fonctions d’appartenance de sortie à l’aide d’un tableau d’inférence. Ce tableau est établi à l’aide de l’ensemble des règles basées sur l’expérience humaine et la connaissance du fonctionnement du système à piloter. Le tableau 4.1 est basé sur un convertisseur boost.

$\delta\varepsilon \backslash \varepsilon$	<i>NG</i>	<i>NP</i>	<i>ZE</i>	<i>PP</i>	<i>PG</i>
<i>NG</i>	<i>ZE</i>	<i>ZE</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>
<i>NP</i>	<i>ZE</i>	<i>ZE</i>	<i>NP</i>	<i>NP</i>	<i>NP</i>
<i>ZE</i>	<i>NP</i>	<i>ZE</i>	<i>ZE</i>	<i>ZE</i>	<i>PP</i>
<i>PP</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>	<i>ZE</i>	<i>ZE</i>
<i>PG</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>	<i>ZE</i>	<i>ZE</i>

TABLE 4.1 – Tableau des règles floues

Une variable linguistique est attribuée à $\delta\mu$ selon les différentes combinaisons de ε et $\delta\varepsilon$. Le changement du rapport cyclique dépend de la position du point de fonctionnement par rapport au MPP et de la distance entre les deux. Une incrémentation $\delta\mu$ est appliquée au rapport cyclique μ jusqu’à atteindre le MPP. La dernière étape c’est la défuzzification, elle consiste cette fois à convertir une variable linguistique attribuée à la variable de sortie en variable numérique, en utilisant toujours des fonctions d’appartenance. Cette étape permet d’obtenir en sortie un signal analogique utilisé pour contrôler le convertisseur de puissance. Les performances de cette méthode ont été démontrées dans la

littérature. L'utilisation de la logique floue dans la recherche du MPP permet d'améliorer le temps de réponse par rapport à une commande P&O. Cela est dû au fonctionnement à pas variable. Le problème de cette méthode est que sa précision est liée au nombre des fonctions d'appartenance établies, l'augmentation du nombre de ces fonctions nécessite un microcontrôleur très puissant et par conséquent un coût supplémentaire. De même, l'efficacité de cette méthode dépend beaucoup de la connaissance de l'utilisateur du fonctionnement du système et du bon établissement des règles de base de la table d'inférence. Un autre inconvénient est lié au fonctionnement à pas variable qui peut causer une instabilité lors des changements rapides d'ensoleillement.

4.3.8 Méthode basée sur les réseaux de neurones artificiels (Artificial Neural Network ANN)

Un contrôleur basé sur les réseaux de neurone artificiel fonctionne comme une boîte noire, il ne nécessite pas d'informations sur le système. Ce type de commande établit des relations entre les entrées et les sorties du système en analysant les précédentes données mémorisées. Ces contrôleurs sont utilisés dans la recherche du MPP grâce à leur tendance à estimer les paramètres inconnus du système. Un réseau de neurones est généralement constitué de trois couches : les entrées, les couches cachées et les sorties, Fig. 4.12.

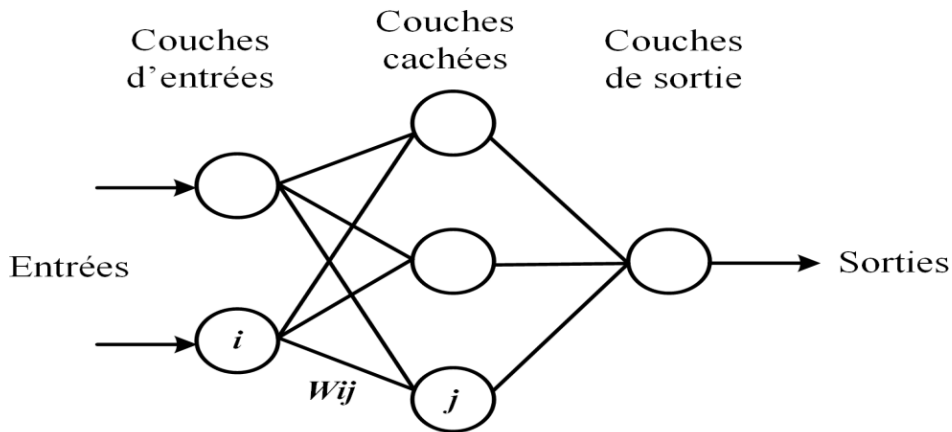


FIGURE 4.12 – Exemple d'un réseau de neurone

Chaque couche comprend un nombre de nœuds défini par l'utilisateur. Les entrées peuvent être les paramètres du panneau PV tels que la tension du circuit ouvert et le courant de court-circuit, les conditions climatiques tels que

94 Les Algorithmes de Recherche du Point de Puissance Maximale (MPPT)

la température et l’ensoleillement, ou toute combinaison de ceux-ci. La sortie est un signal de référence qui peut être la tension ou le courant de référence ou le rapport cyclique utilisé pour piloter le convertisseur statique pour fixer le point de fonctionnement au MPP. Le temps de réponse de ces contrôleurs dépend des algorithmes de la couche cachée et de la façon de formation du réseau neuronal. Un réseau de neurones doit être établi pour un panneau PV spécifique, comme chaque panneau PV a une caractéristique différente des autres. Même pour le même panneau PV, les caractéristiques changent avec le temps, ce qui nécessite une reformulation périodique du réseau de neurones afin de garantir un fonctionnement au MPP. Le problème de ces contrôleurs est le coût élevé d’implémentation, généralement ils sont implémentés sur un microprocesseur DSP.

4.3.9 Optimisation par essais particulaires OEP (Partical Swarm Optimization PSO)

Cette technique est l’une des techniques les plus prometteuses parmi les différents algorithmes évolutifs en raison de sa structure simple, de sa rapidité de calcul et de sa facilité d’implémentation. La méthode OEP est basée sur le comportement des groupes d’oiseaux. C’est une méthode de recherche stochastique basée sur la population. L’algorithme OEP maintient un essaim (groupe) d’individus (appelés particules), où chaque particule représente une solution candidate. A chaque itération, les particules se déplacent en prenant en compte leur meilleure position mais aussi la meilleure position de son voisinage. Ainsi, la position de chaque particule dépend de la meilleure particule dans un voisinage et de la meilleure solution établie par toutes les particules dans la population complète.

L’algorithme de base de cette méthode est très simple : soit g la meilleure position connue de l’essaim et $f(x)$ la fonction qui calcule le critère de x . Pour chaque particule : on initialise sa position ainsi que sa meilleure position X_M connue comme étant sa position initiale ; si $f(X_M) < f(g)$, on met à jour la meilleure position de l’essaim puis on initialise la vitesse de la particule. Tant qu’une certaine valeur du critère n’est pas atteinte, pour chaque particule : q_1 est généralement une constante fixe, deux constantes q_2 et q_3 sont tirées de façon aléatoire, généralement égales, et la vitesse de la particule est mises à jour avec la formule suivante :

$$V(i + 1) = q_1 * V(i) + q_2 * (X_M - X(i)) + q_3 * (X_v - X(i)) \quad (4.18)$$

Où :

- $V(i)$ est la vitesse de la particule à l’itération i

- X_M est la meilleure position de la particule
- X_v est la meilleure position de son voisinage à l'itération i
- $X(i)$ est la position de la particule à l'itération i

Ensuite la position suivante de la particule est déterminée grâce à la vitesse que l'on a calculée en utilisant l'équation suivante :

$$X(i + 1) = X(i) + V(i + 1) \quad (4.19)$$

La position et la vitesse initiales X_0 et V_0 sont initialisées au début de l'algorithme.

Si $f(X(i)) < f(X_M)$, la meilleure position de la particule est mise à jour. Si $f(X_M) < f(g)$, la meilleure position de l'essaim est actualisée.

La méthode OEP est efficace même pour des conditions d'irradiance non uniformes. Le problème de cette méthode est que la position initiale des particules joue un rôle primordial dans sa convergence. Une fois que les particules ont atteint le MPP, la vitesse associée aux particules devient très faible ou pratiquement nulle. L'organigramme de la figure 4.13 explique le fonctionnement de cette méthode.

4.4 Comparaison entre les différents algorithmes de la littérature

Dans la partie précédente, les principales familles des techniques de recherche du MPP sont exposées. Dans cette partie une comparaison rapide entre ces techniques a été établie afin de mettre en évidence les points forts et les inconvénients de chacune.

Certains algorithmes (FL, ANN et OEP) sont plus performants que les autres, le problème de ces méthodes réside dans le coût élevé et la complexité de l'implémentation. D'autres algorithmes basés sur la mesure de la puissance (P&O, Inc-Cond et Hill Climbing) ont un coût d'implémentation moins élevé, mais ils sont moins robustes lors des variations rapides de l'ensoleillement. Les méthodes basées sur un fonctionnement avec une tension fixe, une fraction de V_{co} ou I_{cc} sont les plus simples et leur implémentation est la moins chère. Toutefois, ils présentent un mauvais rendement car ils ne convergent pas exactement au MPP, mais dans son voisinage. Le tableau 4.2 présente une comparaison entre les différentes méthodes déjà exposées.

4.5 L'évolution de l'algorithme P&O

Dans cette partie, l'évolution de l'algorithme P&O est décrite ainsi que ses problèmes et les travaux d'optimisation conduits sur cet algorithme, afin de

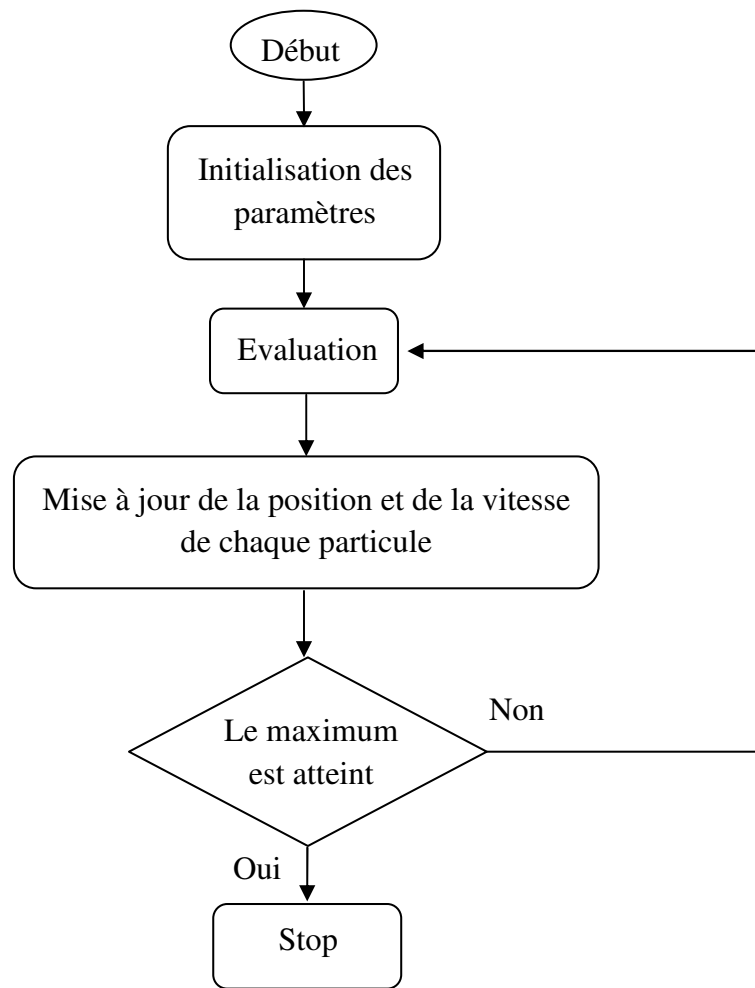


FIGURE 4.13 – L’organigramme de la méthode PSO

4.5 L'évolution de l'algorithme P&O

<i>Algorithme</i>	<i>vitesse de convergence</i>	<i>implémentation</i>	<i>Réglage périodique</i>	<i>Capteurs</i>	<i>Rendement</i>	<i>Contrôle</i>	<i>Vrai MPPT</i>	<i>Coût</i>	<i>Stratégie de contrôle</i>	<i>Robustesse</i>
$V_{constante}$	Moyenne	Bas	Non	V	Faible	Numérique et analogique	Non	Bas	Indirecte	Mauvaise
V_{co}	Moyenne	Bas	Oui	V	Faible	Numérique et analogique	Non	Bas	Indirecte	Mauvaise
I_{cc}	Moyenne	Moyenne	Oui	I	Faible	Numérique et analogique	Non	Bas	Indirecte	Mauvaise
P&O	Variable	Bas	Non	V et I	Moyen	Numérique et analogique	Oui	Moyen	Échantillonnage	Mauvaise
Inc-Cond	Variable	Moyenne	Non	V et I	Moyen	Numérique	Oui	Moyen	Échantillonnage	Moyenne
Hill Climbing	Variable	Moyenne	Non	V et I	Moyen	Numérique	Oui	Moyen	Échantillonnage	Moyenne
FL	Rapide	Élevée	Non	Variables	Très bon	Numérique	Oui	Élevé	Probabiliste	Bonne
ANN	Rapide	Élevée	Non	Variables	Très bon	Numérique	Oui	Élevé	Probabiliste	Bonne
OEP	Rapide	Moyenne	Non	Variables	Bon	Numérique	Oui	Élevé	Probabiliste	Bonne

TABLE 4.2 – Comparaison entre les différents algorithmes MPPT

98 Les Algorithmes de Recherche du Point de Puissance Maximale (MPPT)

proposer une nouvelle méthode basée sur le P&O mais modifiée pour fonctionner en double mode. Les techniques P&O peuvent être classées en cinq groupes en fonction de la variable contrôlée en sortie du bloc MPPT et de la méthode de génération de la valeur perturbée. La section suivante balaye les recherches antérieures concernant ces techniques.

4.5.1 P&O conventionnel à pas fixe

Les recherches sur cette méthode sont le pivot des techniques P&O. Dans ce procédé, une perturbation de valeur fixe est appliquée pour générer un signal de référence pour la boucle de commande externe. Le signal perturbé est soit la tension de référence du réseau, soit le courant. Le pas de perturbation fixe est déterminé en fonction du système suite à des tests expérimentaux faits au préalable. Par conséquent, la solution fournie par cette méthode n'est pas générale et dépend du système. Pour les petites perturbations, la réponse est lente mais les oscillations puissance/tension sont minimales. Dans le cas d'une grande perturbation, la réponse est plus rapide tandis que les oscillations sont plus conséquentes. De ce fait, les techniques P&O avec un pas de perturbation fixe souffrent d'un problème inhérent de compromis entre le temps de réponse et les oscillations. Un contrôleur PI/hystérésis est ajouté à la sortie de la MPPT afin de contrôler le convertisseur de puissance.

4.5.2 P&O modifié à pas fixe

Dans cette technique, au lieu d'utiliser la tension ou le courant du réseau comme signal perturbé, le rapport cyclique du convertisseur est utilisé. Cela facilite le processus de contrôle car il élimine le contrôleur PI/hystérésis après le bloc MPPT, permettant un contrôle direct du rapport cyclique du convertisseur. Comme le P&O conventionnel, le pas de perturbation est fixe et dépend du système. Par conséquent, le problème de compromis mentionné ci-dessus persiste toujours. Afin d'améliorer les performances des techniques P&O, un calcul adaptatif de la valeur du pas de perturbation est utilisé à la place des valeurs fixes. Les techniques P&O adaptatives sont examinées dans les sections suivantes.

4.5.3 P&O conventionnel à pas variable

Al-Amoudi et *al.* [143] ont proposé une méthode pour faire varier la valeur de la perturbation pendant la recherche du MPP. Initialement, la tension perturbée est fixée à 10% de la tension en circuit ouvert. Chaque perturbation successive est de 50% de la précédente jusqu'à ce que la valeur de perturbation soit de 0.5% de la tension en circuit ouvert. Malgré les résultats acceptables

de cette méthode, elle n'est pas encore totalement adaptative car la valeur du pas de perturbation est prédéterminée. De plus, cette valeur est une fonction de la tension en circuit ouvert qui dépend du panneau PV et qui varie en fonction des conditions climatiques. Une méthode similaire utilisant une approche basée sur un modèle pour déterminer la tension et le courant du panneau PV à partir de l'ensoleillement et de la température a été soumise par Zehang et *al.* [144]. Patel et Agarwal [145] ont proposé un pas de perturbation variable en adoptant quatre plages de puissances. Dans chaque plage, une valeur de perturbation spécifique est utilisée ; par conséquent, la méthode n'est pas entièrement adaptative.

4.5.4 P&O modifié à pas variable

Plusieurs tentatives ont été proposées pour améliorer les performances du P&O modifié en utilisant des pas de perturbations adaptatives. Malgré de bonnes performances, ces techniques souffrent de plusieurs problèmes, telles qu'une charge de calcul élevée par rapport à un compromis de précision et une dépendance aux constantes prédéfinies. M. Chiang et *al.* [146] ont proposé la formule suivante pour modifier le pas de perturbation :

$$\mu(k) = \mu(k-1) \pm \left| \frac{\Delta P}{\Delta \mu} \right| / \left| \frac{P}{\mu} \right| \quad (4.20)$$

Malgré qu'elle soit une vraie méthode adaptative, le problème de cette dernière est la grande non linéarité présente dans le terme de la dérivée de la puissance par rapport au rapport cyclique. W. Xiao et *al.* [116] ont proposé une autre formule pour calculer ce pas.

$$\mu(k) = \mu(k-1) \pm N \frac{|\Delta P|}{\mu(k-1)} \quad (4.21)$$

Le calcul dans cette version est plus simple que précédemment. Son problème réside dans le choix de la constante N prédéfinie et elle dépend aussi du système. Une autre formule qui lie le pas de l'incrément à la dérivée de la puissance par rapport à la tension a été utilisée par P. Wolf et *al.* [147] puis par A. Pandey et *al.* [148].

$$\mu(k) = \mu(k-1) + N \frac{dP}{dV} \quad (4.22)$$

L'avantage de cette méthode c'est que le terme de la dérivée présente moins de non linéarité que dans les méthodes précédentes.

100 Les Algorithmes de Recherche du Point de Puissance Maximale (MPPT)

4.5.5 Nouveaux algorithmes P&O

De nouvelles méthodes ont été proposées pour améliorer les performances du P&O avec des algorithmes sophistiqués mais complexes. Jain et Agarwal [149] ont utilisé des équations non linéaires pour se rapprocher du MPP. La variable contrôlée n'est pas la puissance du réseau, mais une variable nommée β , qui est une fonction non linéaire de la tension, du courant et de la puissance du réseau. La nouvelle variable contrôlée donne une relation monotone croissante avec le cycle de service. Après s'être rapproché du MPP, un P&O conventionnel est appliqué pour le réglage fin. Malgré ses bons résultats, la charge de calcul élevée complexifie de façon conséquente cette technique. D'Souza et *al.* [150] ont proposé un algorithme MPPT à logique floue. Malgré ses performances améliorées, notamment dans des conditions partiellement ombrées, la méthode nécessite de nombreux paramètres sélectionnés par le concepteur, tels que les ensembles flous, la fonction d'appartenance et les règles de base. Femia et *al.* [86] ont atteint une performance de suivi meilleure en optimisant le rapport cyclique et le taux d'échantillonnage de la tension/du courant PV. Malheureusement, l'optimisation repose sur la personnalisation de ces paramètres pour un convertisseur spécifique et un générateur PV. Pour ces problématiques, ils ont suggéré un réseau de compensation sous forme d'une fonction de transfert affectant le signal de sortie MPPT, afin de minimiser les oscillations de puissance dans les systèmes de convertisseurs monophasés à deux étages [151].

4.6 Les algorithmes MPPT proposés

Dans cette partie nous allons présenter les travaux réalisés dans le but d'améliorer les performances de l'algorithme P&O.

Dans le cas d'une méthode P&O conventionnelle, le pas d'incrémentatation est le paramètre le plus important. Un grand pas d'incrémentatation permet d'atteindre le point de fonctionnement optimal rapidement, et par la suite de réduire le temps de réponse du système. Cependant, ce grand pas cause des oscillations autour de ce dernier en régime permanent et elles perdurent sur ce point souhaité tant que les conditions climatiques restent stables. En revanche, un petit pas permet de réduire ces oscillations mais rend le système plus lent.

Plusieurs travaux ont été proposés afin d'améliorer les performances de cet algorithme. La plupart de ces travaux ont proposé un pas variable, mais même avec un pas variable, les performances de cette méthode restent médiocres lors des variations rapides des conditions climatiques. Ces travaux ont été détaillés dans le chapitre précédent.

L'idée principale de ce travail est de modifier l'algorithme P&O afin d'opé-

rer en double mode, avec deux pas d'incrémentatation. Un mode est actif quand le point de fonctionnement est loin du MPP, tandis que l'autre est déclenché au voisinage de ce dernier. Dans ce contexte, deux approches sont proposées :

- un algorithme P&O avec un pas d'incrémentatation élevée en régime transitoire tout en stabilisant la tension du point de fonctionnement en régime permanent pour limiter les oscillations autour du MPP ;
- un algorithme P&O avec un petit pas d'incrémentatation pour limiter les oscillations du point de fonctionnement en régime permanent tout en limitant la différence entre la tension du MPP et celle du point de fonctionnement dans le but d'empêcher la divergence de ce dernier lors des variations rapides des conditions climatiques.

4.6.1 Première approche

L'algorithme proposé dans cette partie est basé sur le fait que la dérivée de la puissance par rapport à la tension en sortie du générateur photovoltaïque est nulle au MPP. A la proximité de ce point, la valeur de la dérivée est faible. Cette valeur est utilisée pour déclencher la commutation entre les deux modes.

En régime transitoire, la valeur de cette dérivée P'_{pv} est grande, L'algorithme MPPT actif est un P&O à pas variable lié à la valeur de P'_{pv} avec un grand pas d'incrémentatation initial β . Le pas d'incrémentatation de ce mode est donné par l'expression suivante :

$$\delta\mu = -\beta * P'_{pv} \quad (4.23)$$

L'organigramme de ce mode est illustré sur la figure 4.14.

Quand la valeur de P'_{pv} devient inférieure à une certaine valeur seuil P'_{th} , le deuxième mode est activé pour stabiliser la tension de sortie du panneau photovoltaïque afin de minimiser les oscillations du point de fonctionnement. Le principe de ce mode est un fonctionnement avec une tension fixe. En fait, la valeur de la tension au MPP varie dans un petit intervalle lors de la variation de l'irradiation. De même la variation de sa dérivée par rapport à la tension P'_{pv} est quasi linéaire comme le démontre la figure 4.15. Grâce à ces deux phénomènes, La valeur de la tension du MPP peut être estimée à partir de l'expression suivante :

$$V_{opt} = V_{pv}(i) + \gamma * sign(P'_{pv}) \quad (4.24)$$

Où $V_{pv}(i)$ est la valeur de la tension à la sortie du panneau photovoltaïque à l'itération i , l'itération du déclenchement du second mode. γ est un paramètre du système qui ne peut pas être constant à cause de la variation non linéaire de P'_{pv} en fonction de l'irradiation.

102 Les Algorithmes de Recherche du Point de Puissance Maximale (MPPT)

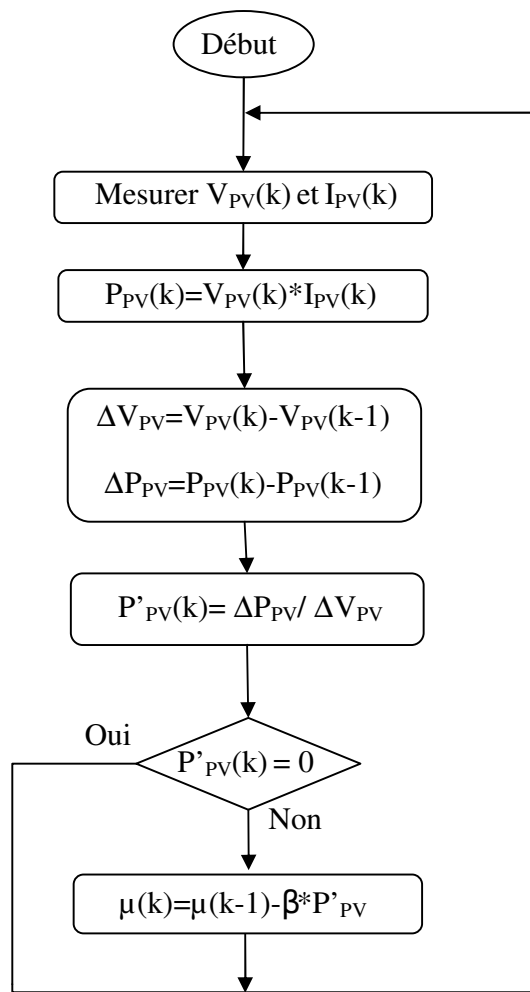


FIGURE 4.14 – L’organigramme du mode 1 de la première approche

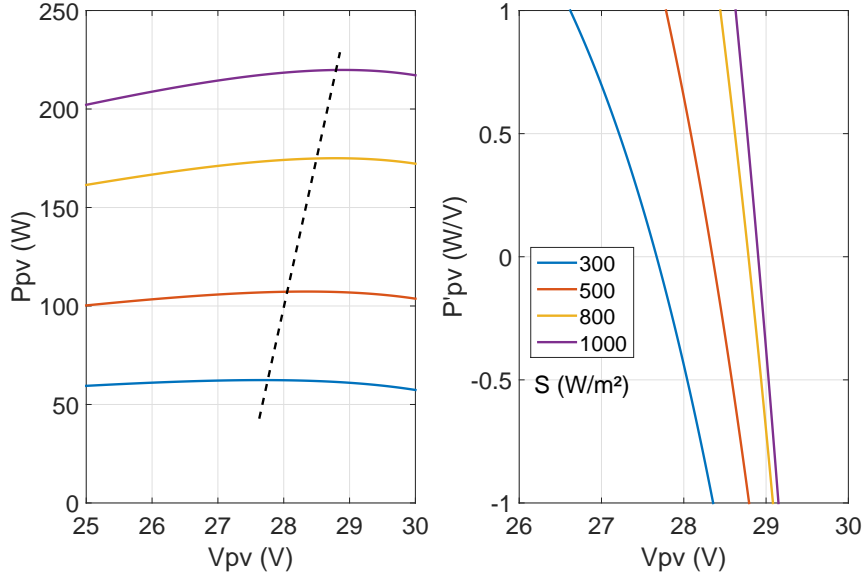


FIGURE 4.15 – La variation de P_{pv} et de sa dérivée à proximité du MPP

La valeur de γ qui permet de caler V_{opt} à V_{mpp} pour toutes valeurs d’irradiation solaire peut être exprimée par :

$$\gamma = \Gamma \left| \frac{d^2 P_{pv}}{dV_{pv}^2} \right| = \Gamma |P''_{pv}| \quad (4.25)$$

Où Γ est une constante positive. Sa valeur est choisie manuellement et dépend des caractéristiques du générateur photovoltaïque et de la valeur seuil de la commutation. Le fonctionnement de ce mode est illustré sur l’organigramme de la figure 4.16

Dans notre système, le seuil de commutation est fixé à $P'_{th} = 0.5$ et la constante $\Gamma = 0.5$, le tableau 4.3 montre les valeurs de V_{opt} calculées dans le sens croissant (V_{opt+}) ou décroissant (V_{opt-}) de la tension pour plusieurs valeurs d’irradiation pour un panneau Conergy PowerPlus 214P à une température constante de $25^\circ C$. Les valeurs exposées dans ce tableau révèlent que la différence entre la valeur de V_{opt} et V_{mpp} est négligeable.

Après avoir estimé la valeur de la tension qui permet de maximiser la puissance extraite tout en limitant les oscillations du point de fonctionnement, le pas d’incrémentement du système qui fait tendre la tension de sortie du panneau solaire vers sa valeur optimale est donné par :

$$\delta\mu = \alpha * sign(V_{pv} - V_{opt}) \quad (4.26)$$

104 Les Algorithmes de Recherche du Point de Puissance Maximale (MPPT)

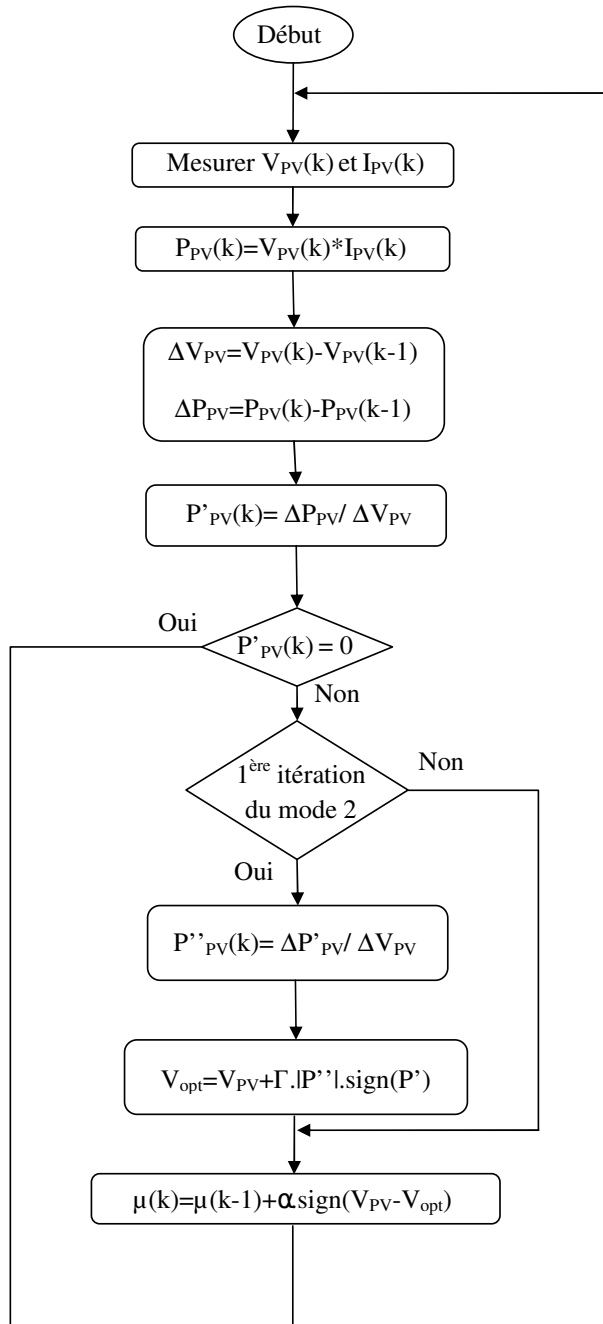


FIGURE 4.16 – L’organigramme du mode 2 de la première approche

4.6 Les algorithmes MPPT proposés

<i>Irradiation</i> (W/m^2)	300	500	800	1000
V_{mpp} (V)	27.62	28.35	28.79	28.90
V_{opt+} (V)	27.72	28.37	28.79	29.00
V_{opt-} (V)	27.70	28.36	28.79	29.10

TABLE 4.3 – Les valeurs de V_{mpp} et V_{opt} pour un panneau Conergy PowerPlus 214P

α est une constante positive de petite valeur.

L’organigramme global de cette méthode est décrit sur la figure 4.17.

Cet algorithme est testé en simulations sur Matlab/SimulinkTM, avec un panneau conergy PowerPlus 214P à une température constante de $25^\circ C$ et une irradiation qui varie entre 300 et $1000 W/m^2$.

La figure 4.18 valide le bon fonctionnement de l’algorithme proposé dans cette section. Le mode 2 est activé lors des conditions climatiques stables afin de stabiliser la tension du panneau.

Les figures 4.19 et 4.20 montrent la réponse du système lors d’une variation brusque d’irradiation. Les résultats sont comparés à ceux obtenus avec un algorithme P&O à pas variable. Ces deux figures permettent de valider l’hypothèse exposée. L’algorithme proposé a un temps de réponse moins élevé par rapport au P&O. De même, en régime permanent, les oscillations du point de fonctionnement sont quasi nulles en comparaison avec l’algorithme P&O à pas variable.

Malgré les résultats probants, l’inconvénient de cette approche réside dans le calcul de la dérivée seconde de la puissance par rapport à la tension à la sortie du générateur photovoltaïque. Cette approche est bien validée en simulation, toutefois en expérimentation la différence entre la valeur estimée par calcul et la valeur réelle de la dérivée seconde, ainsi que l’erreur cumulée sur le retard des capteurs n’ont pas permis d’aboutir à des résultats expérimentaux probants. La difficulté rencontrée pour l’implémentation en temps réel de cet algorithme nous a conduit vers une autre approche présentée dans la section suivante.

106 Les Algorithmes de Recherche du Point de Puissance Maximale (MPPT)

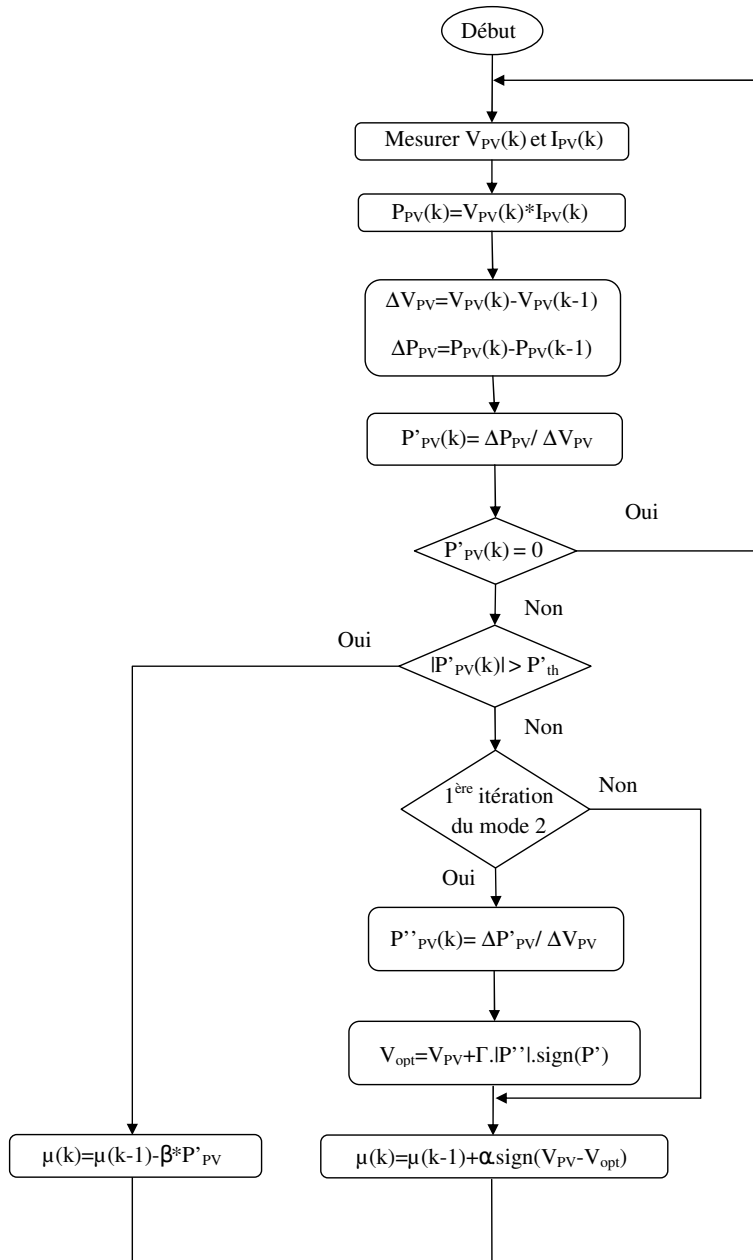


FIGURE 4.17 – L’organigramme de la première approche

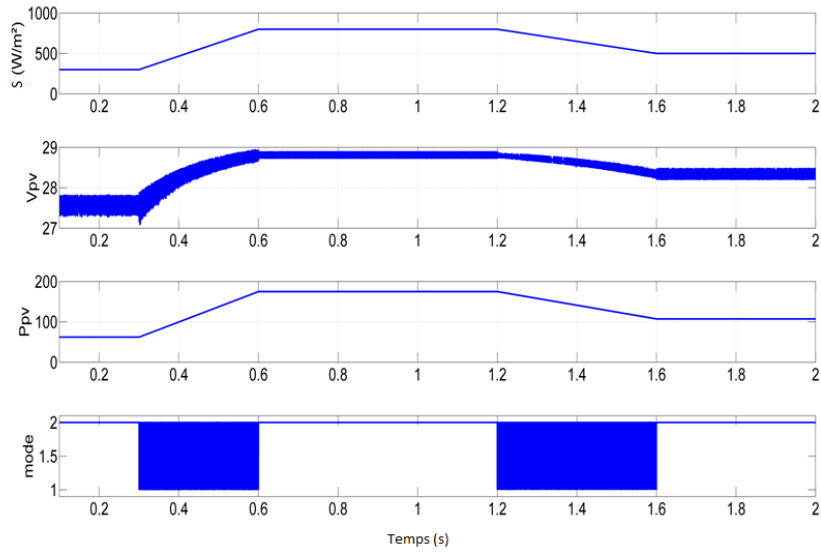


FIGURE 4.18 – Validation de l’algorithme

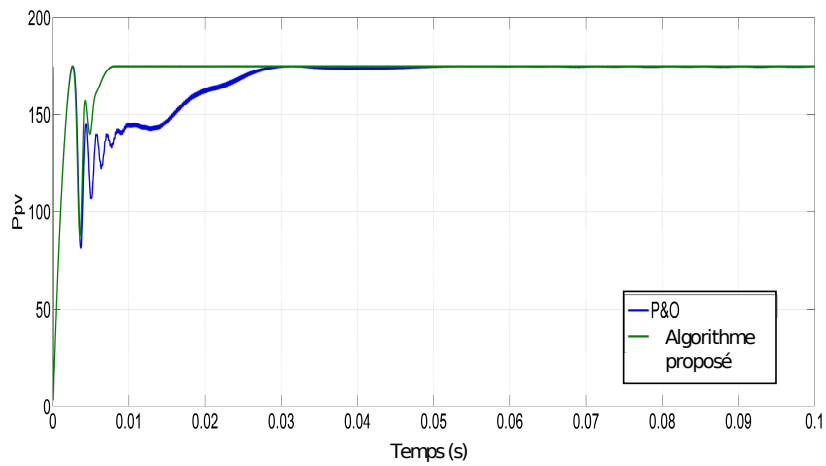


FIGURE 4.19 – Temps de réponse du système

108 Les Algorithmes de Recherche du Point de Puissance Maximale (MPPT)

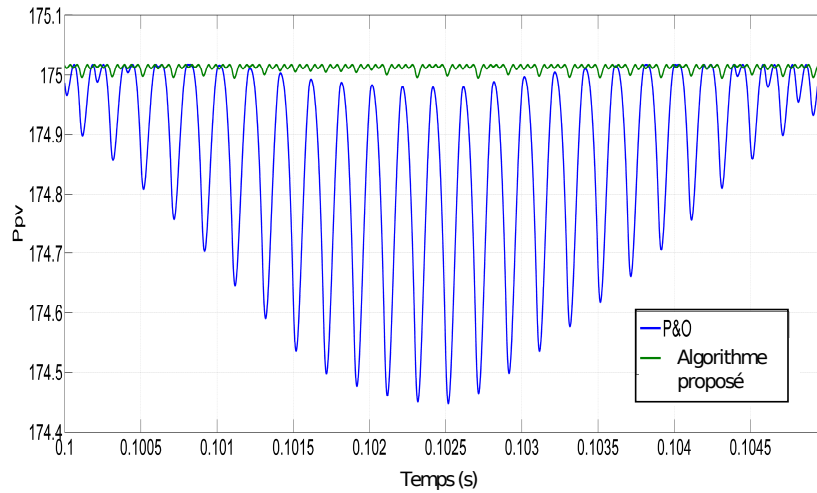


FIGURE 4.20 – La réponse du système en régime permanent

4.6.2 Deuxième approche

Dans cette partie, L’algorithme proposé est basé sur une méthode P&O modifiée dans le but d’améliorer ses performances lors des variations rapides de l’irradiation solaire. Le premier mode est un P&O à pas fixe d_1 . L’organigramme de ce mode est illustré sur la figure 4.21.

Le deuxième mode empêche la tension à la sortie du module photovoltaïque de s’éloigner de la valeur permettant d’extraire un maximum de puissance du module. Cette tension V_{mpp} varie dans un petit intervalle de quelques volts lors de la variation de l’irradiation solaire.

La valeur de cette tension reste proche de sa valeur dans les conditions de test standard. Pour le panneau photovoltaïque Conergy PowerPlus 214P utilisé, la valeur de V_{mpp} varie entre 27 et 28.8V lors de la variation de l’irradiation solaire de 200 à 1000W/m² comme l’illustre la figure 4.22. Les pertes dues au fonctionnement à une tension fixe lors d’une variation brusque de l’irradiation solaire sont négligeables par rapport à celles causées par la divergence du point de fonctionnement en utilisant l’algorithme P&O.

Ce mode a un pas variable qui dépend de la distance δV entre la tension de sortie du panneau photovoltaïque et celle du point de puissance maximale.

$$\delta V = V_{pv} - V_{mpp} \quad (4.27)$$

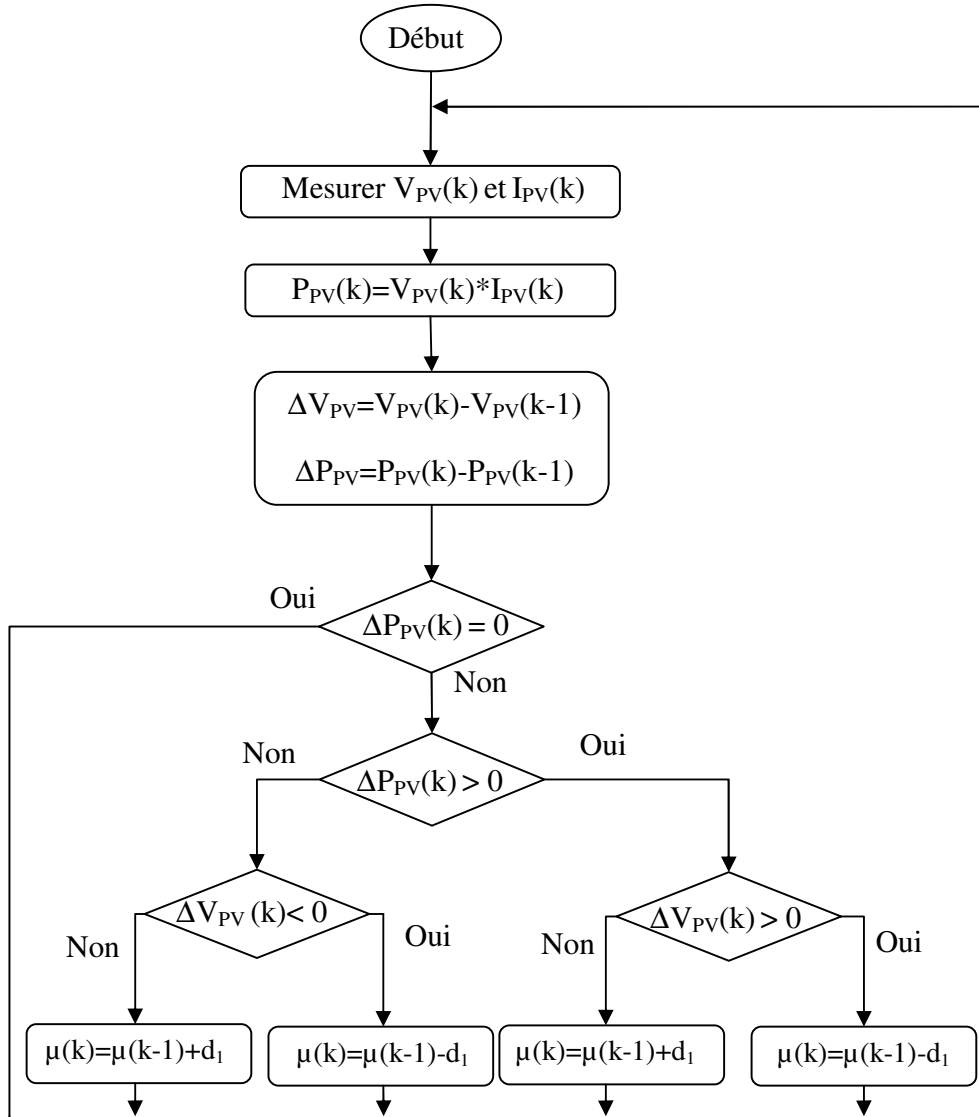


FIGURE 4.21 – L’organigramme du mode 1 de la deuxième approche

110 Les Algorithmes de Recherche du Point de Puissance Maximale (MPPT)

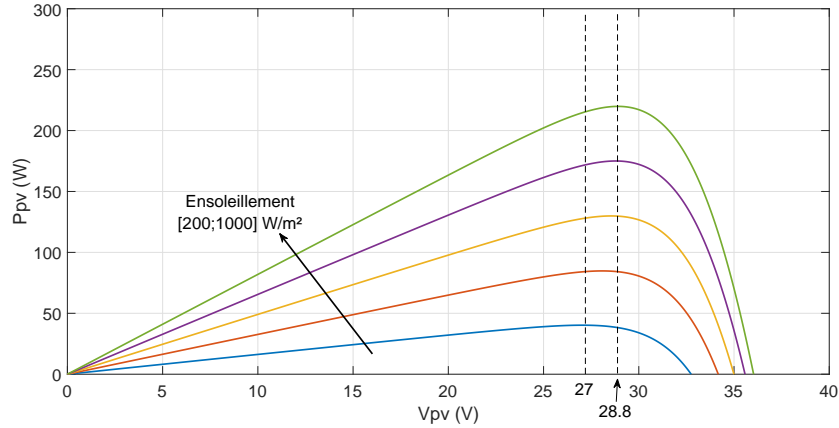


FIGURE 4.22 – Variation de la tension V_{mpp}

Le pas d’incrémentation de ce mode est donné par l’expression suivante :

$$\delta\mu = \delta V * d_2 \quad (4.28)$$

Avec d_2 qui constitue une constante définie par l’utilisateur. Le choix de cette valeur affecte la rapidité de la réponse du système lors des variations des conditions climatiques. L’organigramme de ce mode est donné par la figure 4.23.

En fait, ayant deux pas d’incrémentations d_1 et d_2 , l’algorithme proposé permet de résoudre le problème de l’algorithme P&O. Le pas d’incrémentations pour le premier mode d_1 peut être faible, ce qui réduit l’oscillation autour du point de puissance maximale en régime permanent sans réduire le temps de réponse du système. De même, l’augmentation de la valeur du pas pour le second mode d_2 , conduit à une réduction notable du temps de réponse sans introduire d’oscillation au point de fonctionnement autour du point de puissance maximale. Pour obtenir les meilleures performances, il faut choisir une valeur élevée pour d_2 , et une valeur plus faible pour d_1 .

La commutation entre les deux modes dépend de la valeur de la dérivée P'_{pv} de la puissance par rapport à la tension à la sortie du panneau solaire. La valeur de cette dérivée à l’instant k est calculée à partir de l’expression suivante :

$$P'_{pv}(k) = \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}}(k) \quad (4.29)$$

$$= \frac{P_{pv}(k) - P_{pv}(k-1)}{V_{pv}(k) - V_{pv}(k-1)} \quad (4.30)$$

Une certaine valeur P'_{th} est définie comme seuil de commutation. Tant que la valeur de P'_{pv} est inférieure au seuil P'_{th} , le point de fonctionnement est

localisé autour du point de puissance maximale, le premier mode reste actif. Lors des variations rapides de l’irradiation solaire, le point de fonctionnement s’éloigne de celui de la puissance maximale, ce qui entraîne une augmentation de la valeur de P'_{pv} . Quand cette valeur dépasse le seuil de commutation P'_{th} , le second mode est activé pour empêcher le point de fonctionnement de diverger. L’organigramme de cet algorithme est exposé sur la figure 4.24.

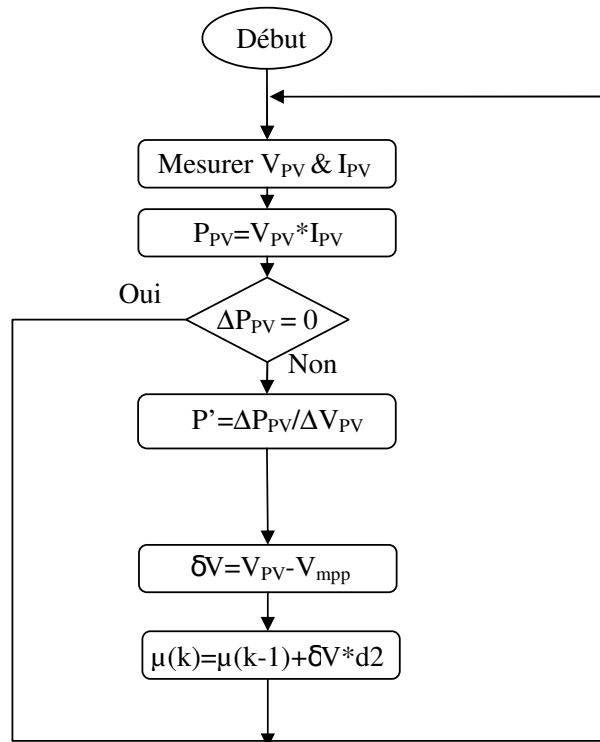


FIGURE 4.23 – L’organigramme du mode 2 de la deuxième approche

112 Les Algorithmes de Recherche du Point de Puissance Maximale (MPPT)

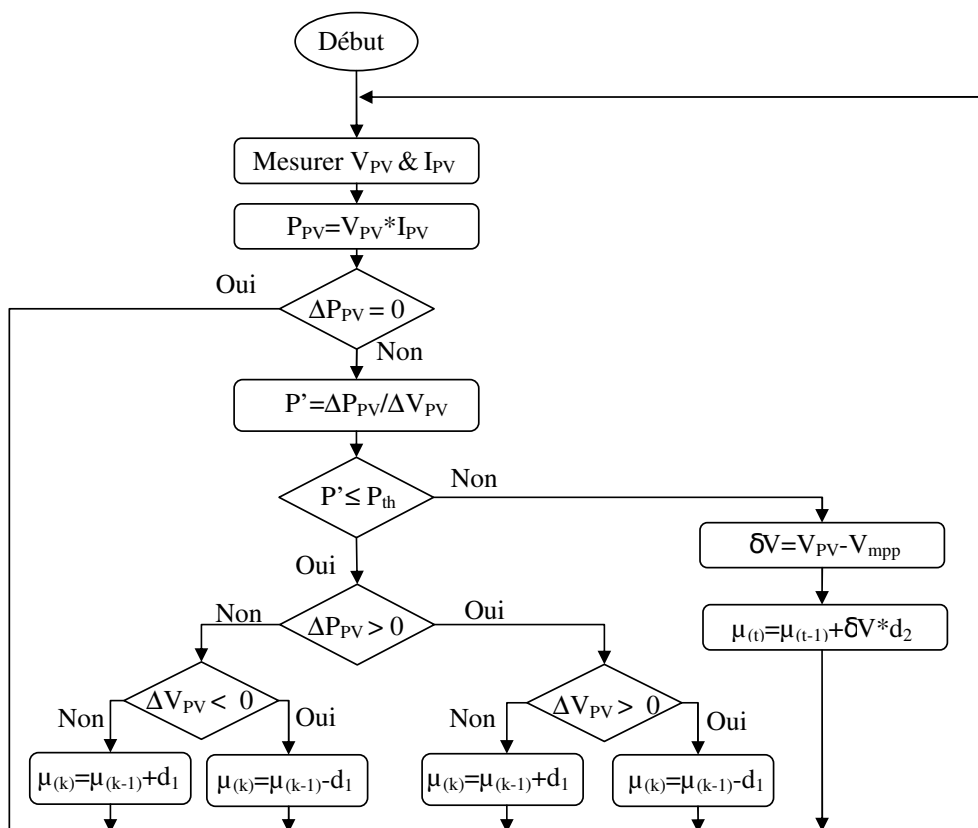


FIGURE 4.24 – L’organigramme de l’algorithme MPPT proposé

4.7 L'intégration de l'algorithme MPPT dans le contrôleur

Dans cette partie, la structure globale du contrôleur proposé est étudiée. Une méthode de recherche du point de puissance maximale est intégrée dans le contrôleur basé sur la loi de commutation testée et validée dans le chapitre 3. Le schéma synoptique du système est illustré dans la figure 4.25.

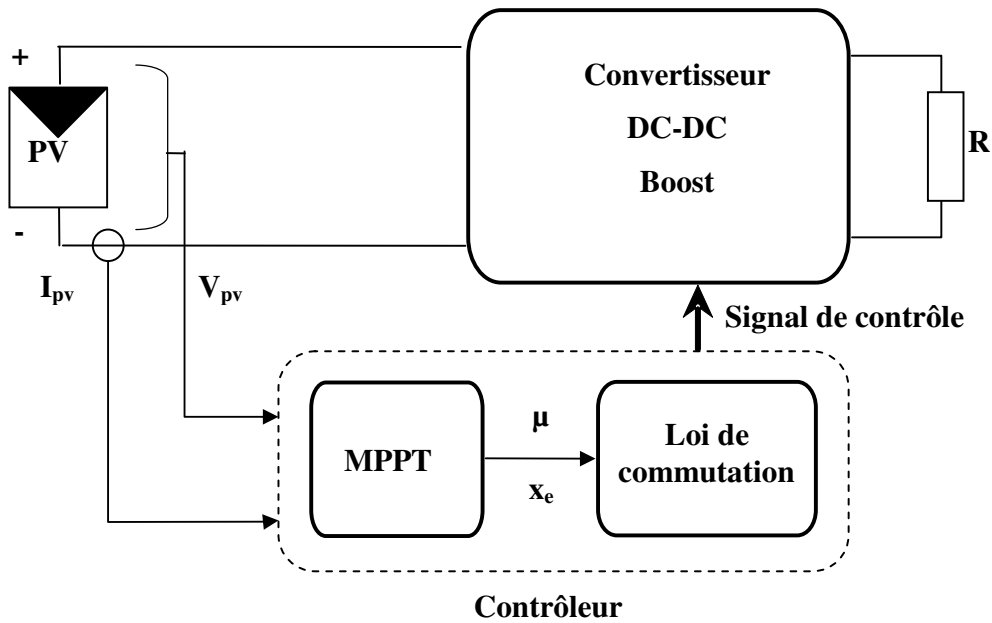


FIGURE 4.25 – Schéma synoptique du système

Un algorithme MPPT est utilisé pour générer le rapport cyclique permettant de maximiser la puissance extraite du générateur photovoltaïque. Cette valeur du rapport cyclique est exploitée pour déterminer le point d'équilibre souhaité qui correspond en fait au MPP. Le point d'équilibre du système tend vers le point souhaité grâce à la stratégie de commutation.

Le rapport cyclique μ généré par l'algorithme MPPT est utilisé pour déterminer le point d'équilibre souhaité selon les équations suivantes :

$$x_e = -A_\mu^{-1}b_\mu \quad (4.31)$$

Où :

$$A_\mu = \mu A_1 + (1 - \mu)A_2 \quad (4.32)$$

$$b_\mu = \mu b_1 + (1 - \mu)b_2 \quad (4.33)$$

114 Les Algorithmes de Recherche du Point de Puissance Maximale (MPPT)

L’algorithme MPPT intégré peut être un algorithme déjà existant dans la littérature, par exemple un P&O conventionnel. Dans ce cas, l’organigramme de la stratégie de contrôle globale est donné dans la figure 4.26.

Afin d’améliorer l’extraction de puissance et par la suite augmenter le rendement global du système, l’algorithme double mode proposé précédemment est intégré dans le contrôleur. Dans ce cas, l’organigramme de la figure 4.27 illustre le fonctionnement de la stratégie de contrôle.

4.8 Conclusion

Ce chapitre relate une analyse détaillée des différentes techniques de la recherche du point de puissance maximale existant dans la littérature. Une comparaison a permis de montrer les avantages et les inconvénients de chaque algorithme. Au début, les différents travaux d’amélioration des performances de l’algorithme P&O dans la littérature ont été examinés, ainsi que les travaux réalisés dans cette thèse pour rendre cet algorithme plus robuste. L’idée de ce travail est de diviser le fonctionnement de la méthode P&O en deux modes afin de résoudre le problème du choix du pas d’incrément. D’abord, une méthode de stabilisation de la tension de sortie d’un générateur photovoltaïque contrôlé par un algorithme P&O en régime permanent est proposée. L’algorithme suggéré dans cette partie est validé en simulation. Son implémentation expérimentale en temps réel reste délicate à cause de l’erreur sur le calcul de la dérivée seconde de la puissance par rapport à la tension en sortie du panneau solaire. Les résultats expérimentaux ne correspondent donc pas aux améliorations escomptées. Par conséquent, dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons élaboré une nouvelle variante pour l’algorithme MPPT. Ce dernier est basé sur la méthode P&O, mais il opère avec un double mode à pas variable.

Dans le chapitre suivant, l’algorithme proposé à la fin de ce chapitre est implémenté et testé par simulation et expérimentalement afin de prouver ses performances et sa supériorité par rapport à un algorithme P&O conventionnel.

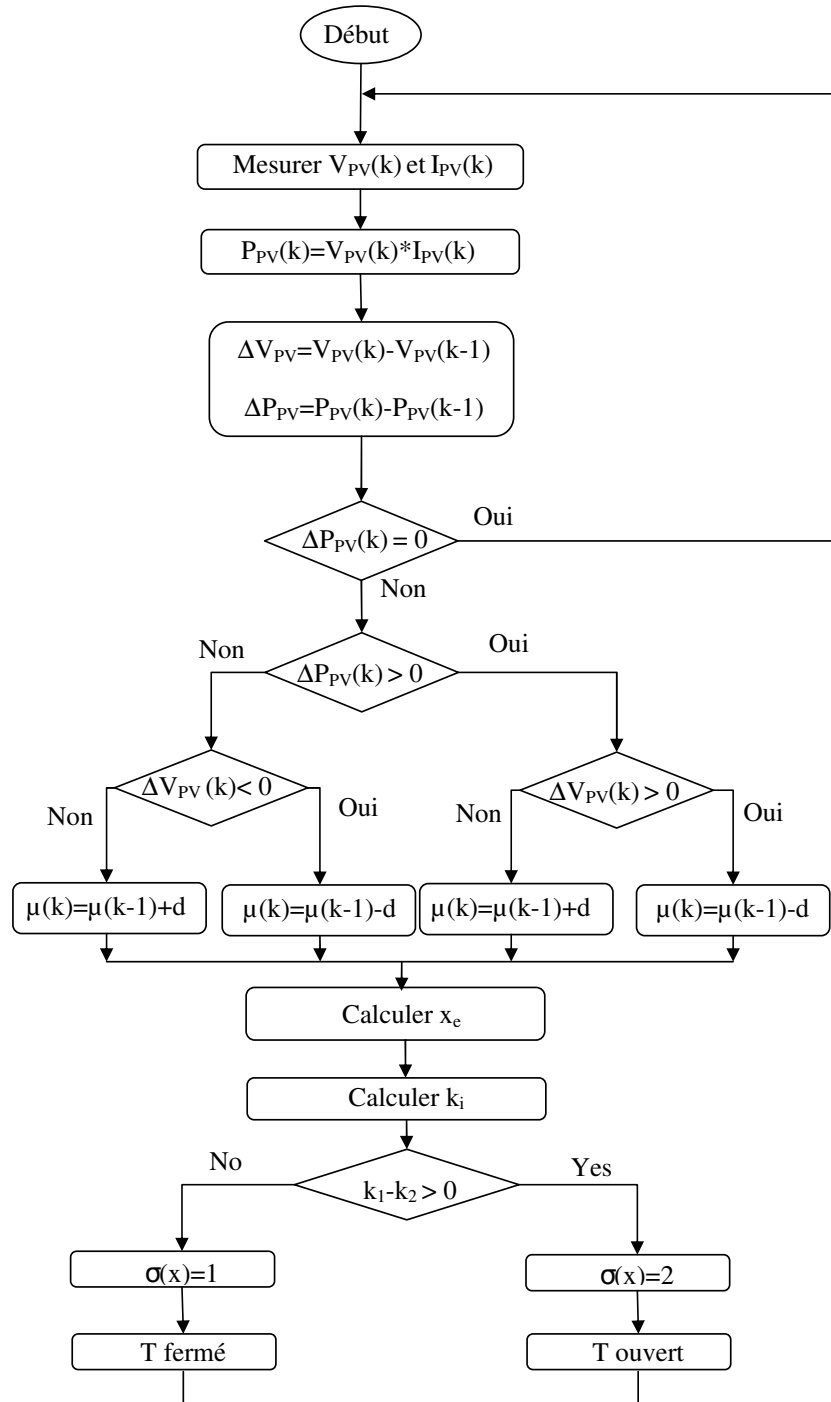


FIGURE 4.26 – L’organigramme de la stratégie de contrôle globale dans le cas de l’intégration d’un algorithme P&O

116 Les Algorithmes de Recherche du Point de Puissance Maximale (MPPT)

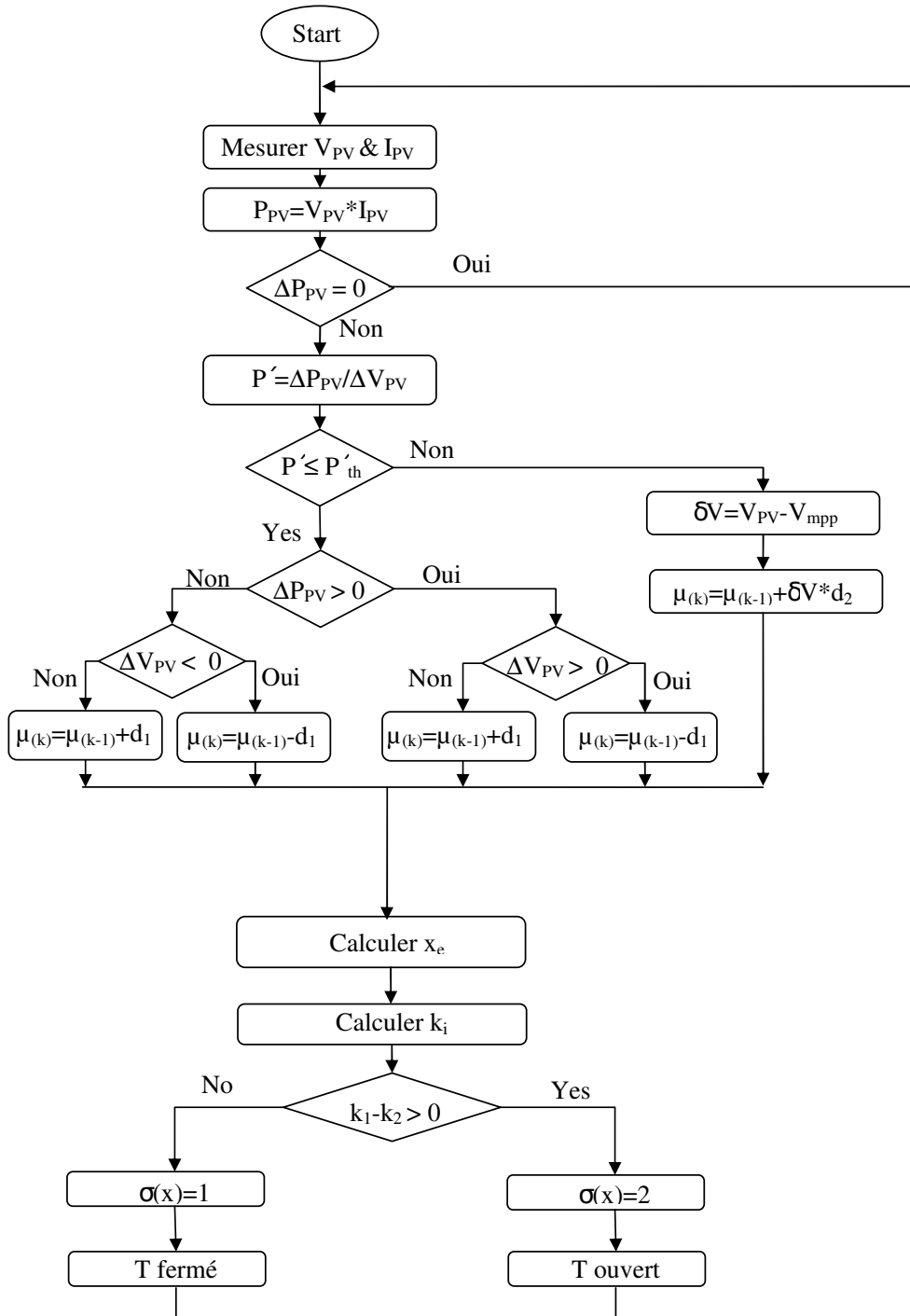


FIGURE 4.27 – L’organigramme de la stratégie de contrôle globale dans le cas d’intégration de l’algorithme proposé

ÉVALUATION DE L'ALGORITHME PROPOSÉ

Dans ce chapitre les performances de l'algorithme proposé sont testées pour prouver sa robustesse. Dans un premier temps, des simulations ont été réalisées en utilisant l'outil Simulink du logiciel MatlabTM. Les performances de l'algorithme développé sont comparées à celles d'un algorithme P&O afin de prouver la supériorité du premier. Dans un deuxième temps, un banc expérimental a été mis en œuvre au sein du Laboratoire d'Informatique et d'Automatique pour les Systèmes (LIAS) dans le but de corréler les résultats des simulations.

5.1 Résultats de simulation

5.1.1 Validation

Les simulations sont réalisées à une température constante de $25^{\circ}C$. La période d'échantillonnage T_s est égale à $10^{-3}s$ pour les deux algorithmes. Le système alimente une charge résistive R égale à 53Ω . La source est un panneau Conergy PowerPlus 214P. Les pas d'incrémentations d_1 et d_2 pour l'algorithme proposé sont équivalents à 0.005 et 0.003 respectivement. Les résultats sont comparés à ceux extraits en utilisant un algorithme P&O conventionnel avec un pas d'incrémentations d égal à 0.003. La valeur seuil de commutation est fixée à $P'_{th} = 7$ dans le cas d'un convertisseur quadratique et à 3 dans le cas d'un boost simple.

La figure 5.1 montre la commutation entre les deux modes en utilisant un convertisseur boost simple (a) et un quadratique (b). Cette figure permet de valider le bon fonctionnement de l'algorithme proposé, lorsque la valeur P'_{pv} dépasse le seuil de la commutation, le mode 2 est activé.

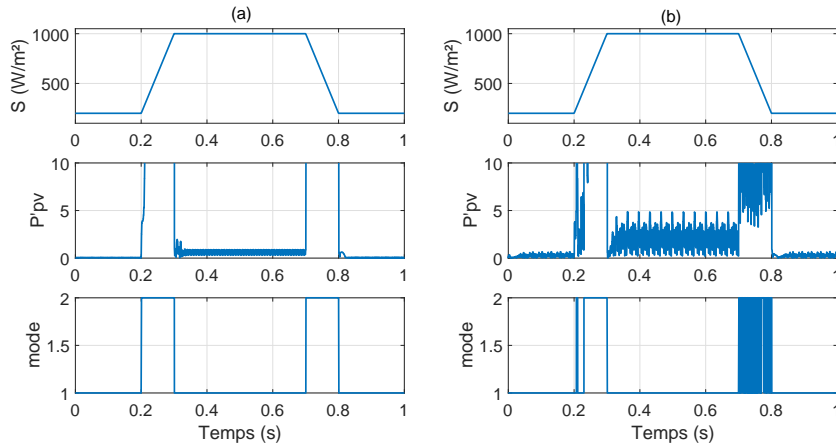


FIGURE 5.1 – La commutation entre les deux modes, (a) : boost conventionnel, (b) : boost quadratique

Les deux figures 5.2 et 5.3 permettent de comparer le temps de réponse de l'algorithme proposé à celui du P&O. Ces deux courbes démontrent que le nouvel algorithme converge plus rapidement que le P&O.

Les figures 5.4 et 5.5 illustrent la variation des rapports cycliques en utilisant un boost simple et un quadratique respectivement. Il apparaît clairement que la valeur du rapport cyclique est bien moins élevée dans le cas d'un convertisseur quadratique (entre 0.2 et 0.5) qu'avec un boost conventionnel (entre 0.35 et 0.75).

Les figures 5.6 et 5.7 traduisent les évolutions de V_{pv} , I_{pv} et P_{pv} lors de la variation de l'irradiation. Ces courbes ainsi que celles de l'évolution du point de fonctionnement (Figs. 5.8 et 5.9) attestent que le point de fonctionnement n'est pas capable de suivre la variation du MPP lors des fluctuations brusques de l'irradiation en exploitant la méthode P&O. A l'inverse, les trajectoires observées de déplacement du point de fonctionnement (Figs. 5.8 et 5.9) sont très proches du lieu des maximums pour les deux topologies et représentent une aire bien plus faible, révélant ainsi des pertes de production réduites. Les figures 5.10 et 5.11 illustrent la valeur de l'énergie récupérée à la sortie du système. Pour les deux topologies, boost simple ou quadratique, l'algorithme proposé permet de récupérer plus d'énergie comparativement à l'algorithme P&O. Il est remarquable que sur ces deux dernières caractéristiques que le différentiel sur l'énergie récupérée est conséquent. Ainsi, avec une projection sur une échelle de temps bien plus grande, le gain d'énergie est appréciable.

5.1 Résultats de simulation

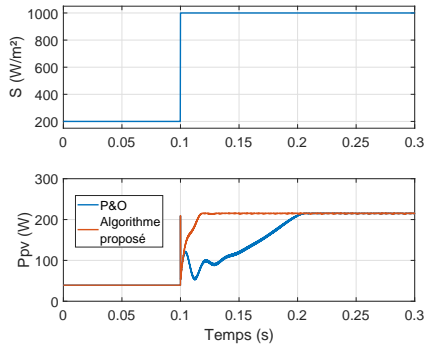


FIGURE 5.2 – La variation de P_{pv} lors d’une variation brusque de l’irradiation avec un boost simple

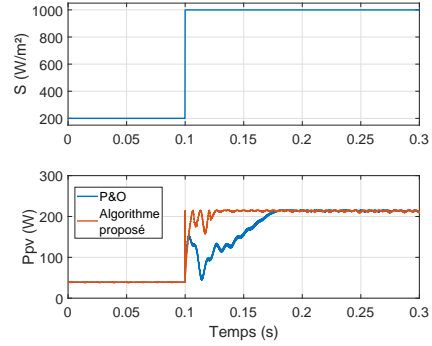


FIGURE 5.3 – La variation de P_{pv} lors d’une variation brusque de l’irradiation avec un boost quadratique

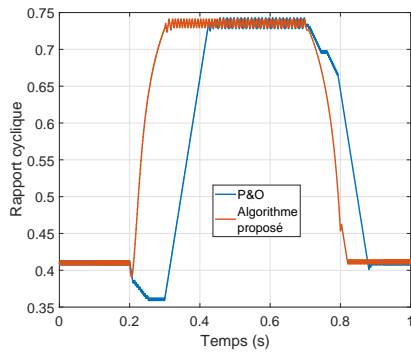


FIGURE 5.4 – La variation du rapport cyclique avec un boost simple

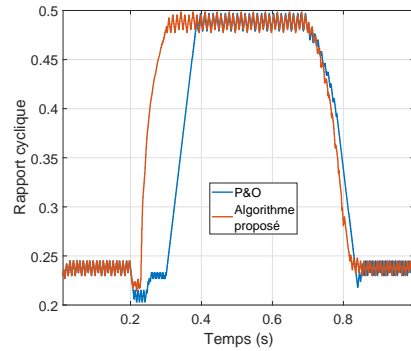


FIGURE 5.5 – La variation du rapport cyclique avec un boost quadratique

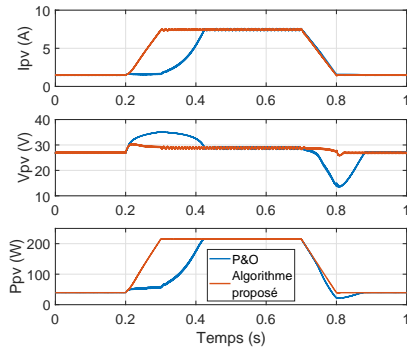


FIGURE 5.6 – La variation de V_{pv} , I_{pv} et P_{pv} lors de la variation de l'irradiation avec un boost simple

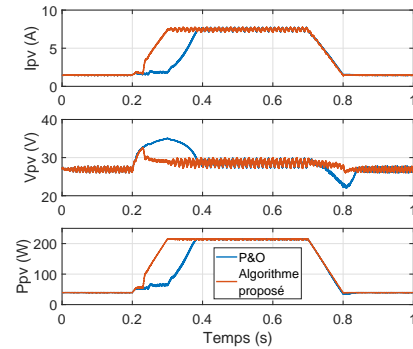


FIGURE 5.7 – La variation de V_{pv} , I_{pv} et P_{pv} lors de la variation de l'irradiation avec un boost quadratique

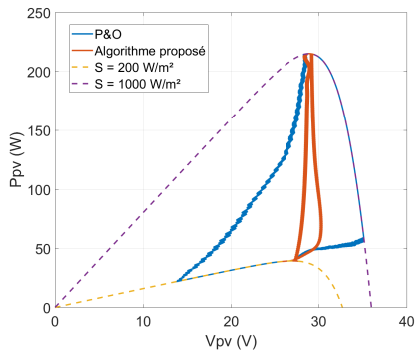


FIGURE 5.8 – L'évolution du point de fonctionnement lors de la variation de l'irradiation avec un boost simple

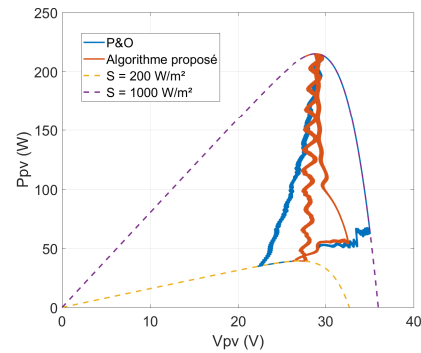


FIGURE 5.9 – L'évolution du point de fonctionnement lors de la variation de l'irradiation avec un boost quadratique

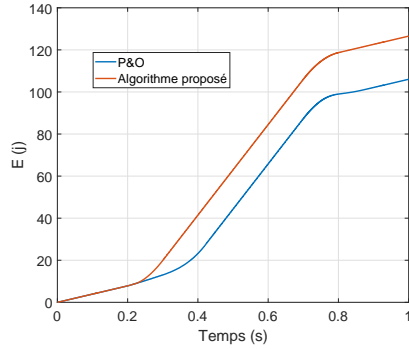


FIGURE 5.10 – L’énergie récupéré à la sortie du système avec un boost simple

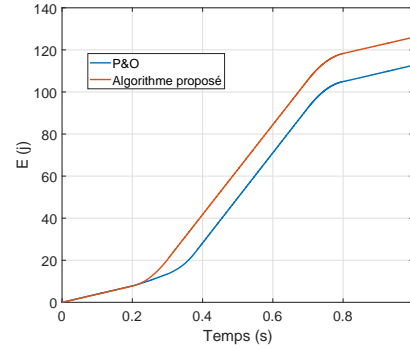


FIGURE 5.11 – L’énergie récupéré à la sortie du système avec un boost quadratique

Les mêmes simulations ont été refaites avec une batterie à la sortie des convertisseurs. Les résultats sont exposés sur les figures 5.12 à 5.20. Dans ce cas de configuration avec stockage d’énergie, les résultats et les observations restent similaires à ceux déjà établies pour une charge résistive. Les conclusions relatives à ces essais valident la supériorité de l’algorithme proposé et le positionnement bien plus median du rapport cyclique dans le cas du boost quadratique.

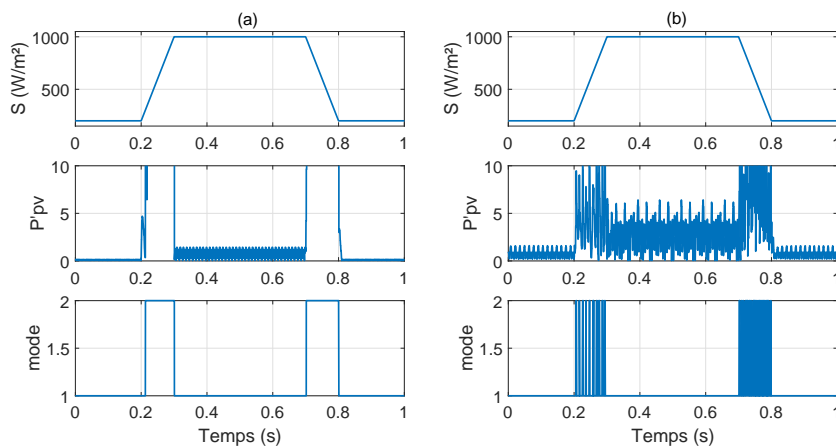


FIGURE 5.12 – La commutation entre les deux modes avec une batterie, (a) : boost conventionnel, (b) : boost quadratique

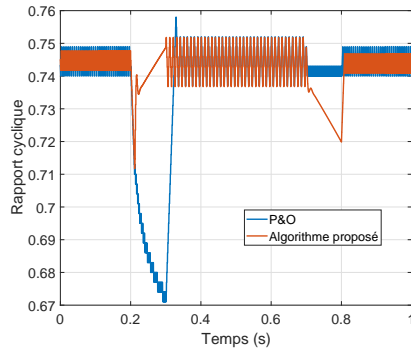


FIGURE 5.13 – La variation du rapport cyclique avec un boost simple et une batterie

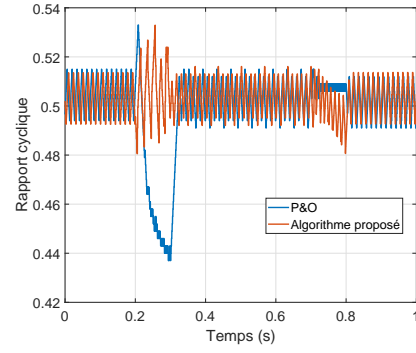


FIGURE 5.14 – La variation du rapport cyclique avec un boost quadratique et une batterie

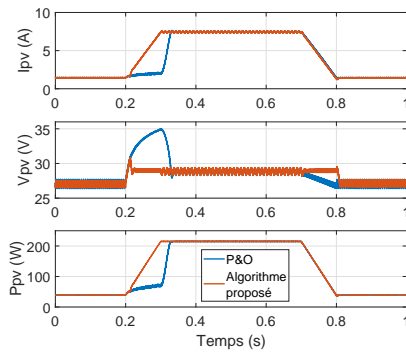


FIGURE 5.15 – La variation de V_{pv} , I_{pv} et P_{pv} lors de la variation de l'irradiation avec un boost simple et une batterie

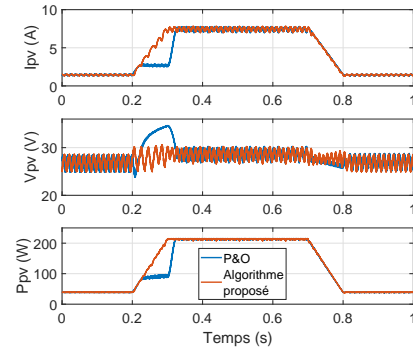


FIGURE 5.16 – La variation de V_{pv} , I_{pv} et P_{pv} lors de la variation de l'irradiation avec un boost quadratique et une batterie

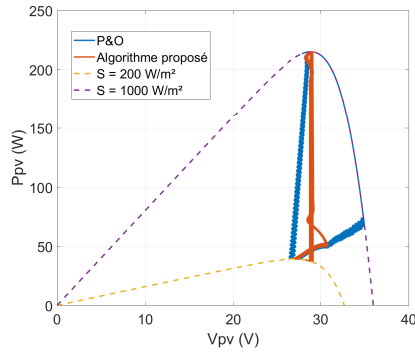


FIGURE 5.17 – L'évolution du point de fonctionnement lors de la variation de l'irradiation avec un boost simple et une batterie

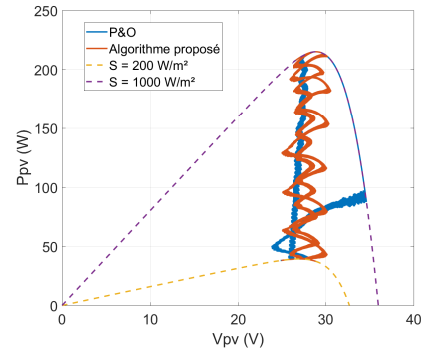


FIGURE 5.18 – L'évolution du point de fonctionnement lors de la variation de l'irradiation avec un boost quadratique et une batterie

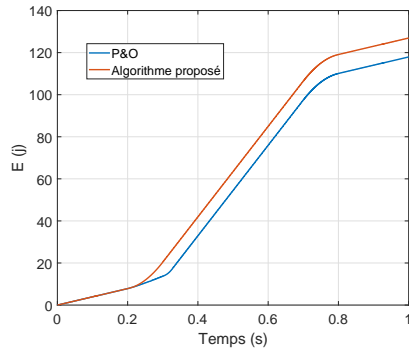


FIGURE 5.19 – L'énergie récupéré à la sortie du système avec un boost simple et une batterie

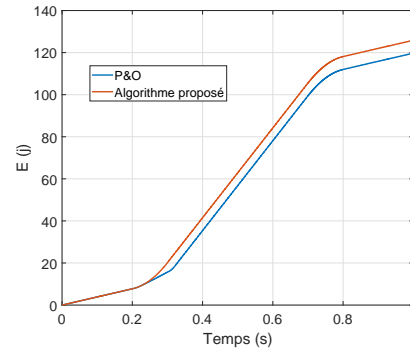


FIGURE 5.20 – L'énergie récupéré à la sortie du système avec un boost quadratique et une batterie

Dans le but d'accentuer l'avantage de l'utilisation d'un convertisseur quadratique par rapport à la topologie conventionnelle, dans cette partie, la valeur de la charge résistive est augmentée afin d'avoir un rapport cyclique proche de l'unité.

Les résultats sont d'abord illustrés pour une valeur d'irradiation comprise entre 300 et 800 W/m^2 . La figure 5.21 montre aussi la variation de la tension à l'entrée et à la sortie du convertisseur, ainsi que la puissance récupérée et les rapports cycliques. Cette dernière montre que le rapport cyclique du convertisseur boost simple atteint 0.8. La figure 5.22 montre aussi les oscillations introduites au système puisque le simple boost opère avec un rapport

cyclique proche de l'unité. Ces oscillations présentes sur le rapport cyclique se repercutent sur la tension V_{pv} , (Fig. 5.21) et sur la puissance comme l'indique l'agrandissement opéré sur la figure 5.21 entre 1s et 1.2s et reporté sur la figure 5.22. Par ailleurs, le rapport cyclique permettant d'extraire un maximum de puissance du système en utilisant un boost quadratique est toujours inférieur à 0.6, dans ce cas, la tension V_{pv} et la puissance P_{pv} ne subissent pas d'oscillations.

Lors de l'augmentation de l'irradiation jusqu'à $1000 W/m^2$, le convertisseur boost conventionnel est incapable d'opérer à la valeur du rapport cyclique qui permet de maximiser la puissance extraite, Fig. 5.23. En effet, la valeur du rapport cyclique est limitée à une valeur de 0.9 afin de garantir un cycle de commutation complet pour l'IGBT. Par conséquent, une perte sur l'extraction de puissance P_{pv} est constatée.

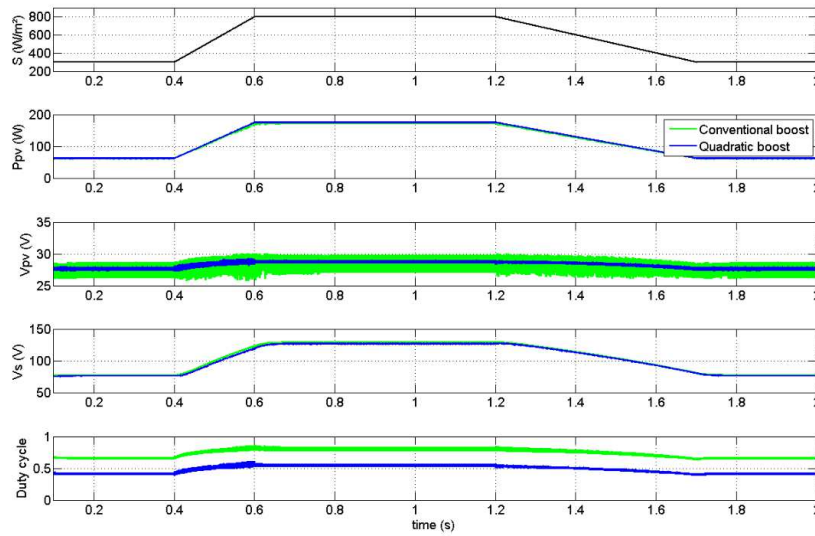


FIGURE 5.21 – Variation de P_{pv} , V_{pv} , V_s et μ lors de l'augmentation de la charge

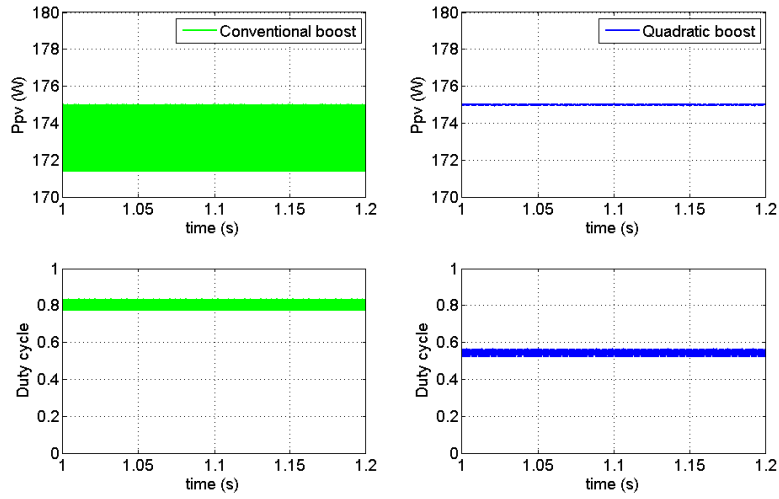


FIGURE 5.22 – Zoom sur la variation de P_{pv} et de μ en régime permanent à 800 W/m^2

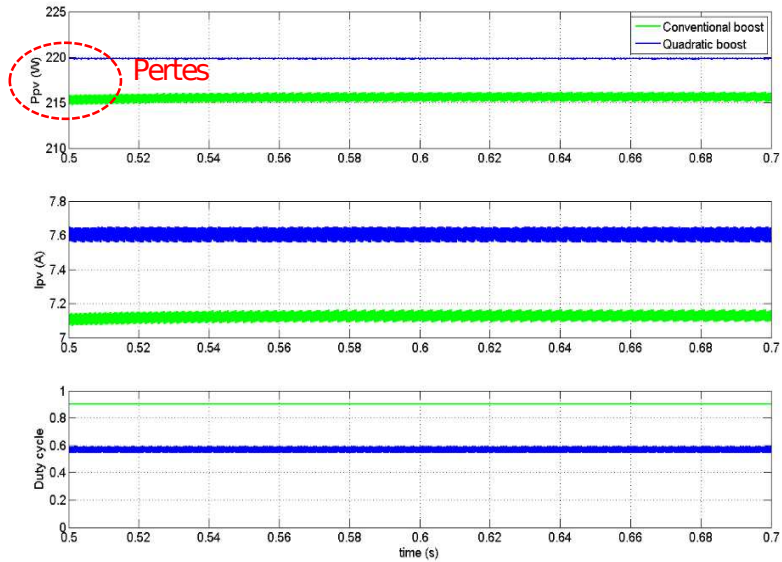


FIGURE 5.23 – Les pertes causées à $S = 1000 \text{ W/m}^2$

5.1.2 Données réelles

Pour mieux évaluer les performances du nouvel algorithme, les variations de l'ensoleillement et de la température ont été enregistrées sur trois jours (du 09/06/2017 au 11/06/2017) à l'IUT de Poitiers avec un pas d'échantillonnage de 5 minutes. Ces trois jours correspondent à des niveaux d'irradiation différents ; le jour 1 est une journée nuageuse, le jour 2 correspond à une journée bien ensoleillée et avec un ciel dégagé, le dernier jour constitue une journée mixte. Dans ce paragraphe, les données réelles récupérées sont utilisées en simulation pour comparer l'algorithme proposé au P&O. Les pas d'incrémentations sont fixés à 0.005 pour le P&O et $d_2 = 0.005$ et $d_1 = 0.01$ pour l'algorithme proposé.

Les figures 5.24, 5.26 et 5.28 indiquent la variation de la puissance pendant les trois jours lors de la variations des conditions climatiques. Les courbes des énergies récupérées (Figs. 5.25, 5.27 et 5.29) montrent la supériorité du nouvel algorithme surtout pendant le premier jour nuageux durant lequel il y a eu des variations rapides et nombreuses de l'irradiation solaire.

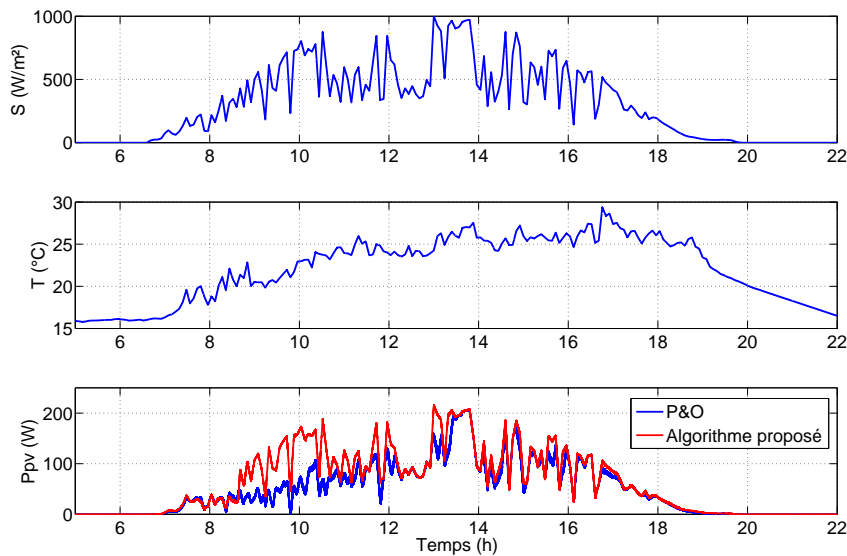


FIGURE 5.24 – La variation de la puissance lors de la fluctuation des conditions climatiques "jour 1"

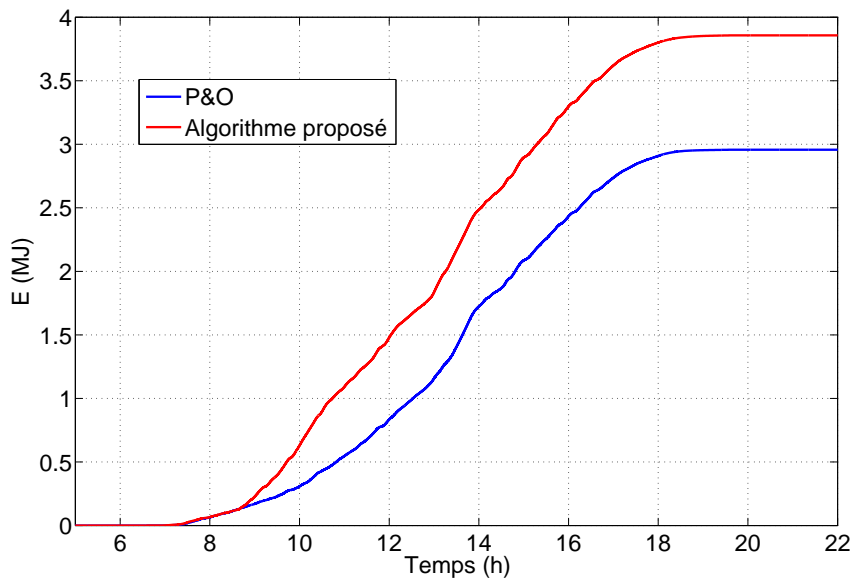


FIGURE 5.25 – L'énergie récupérée "jour 1"

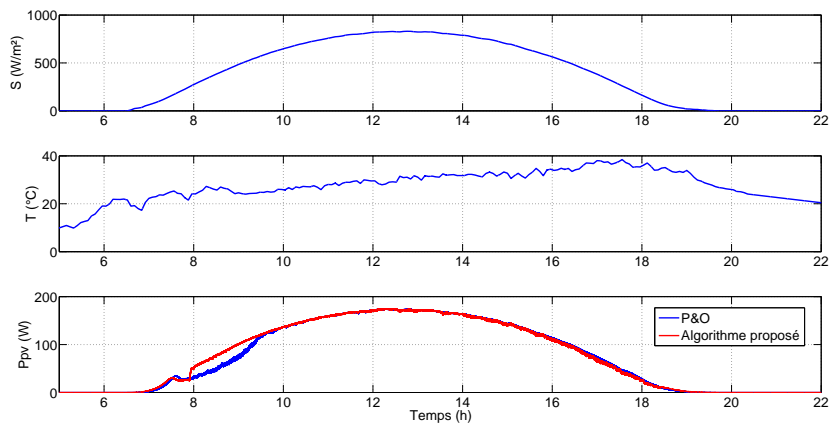


FIGURE 5.26 – La variation de la puissance lors de la fluctuation des conditions climatiques "jour 2"

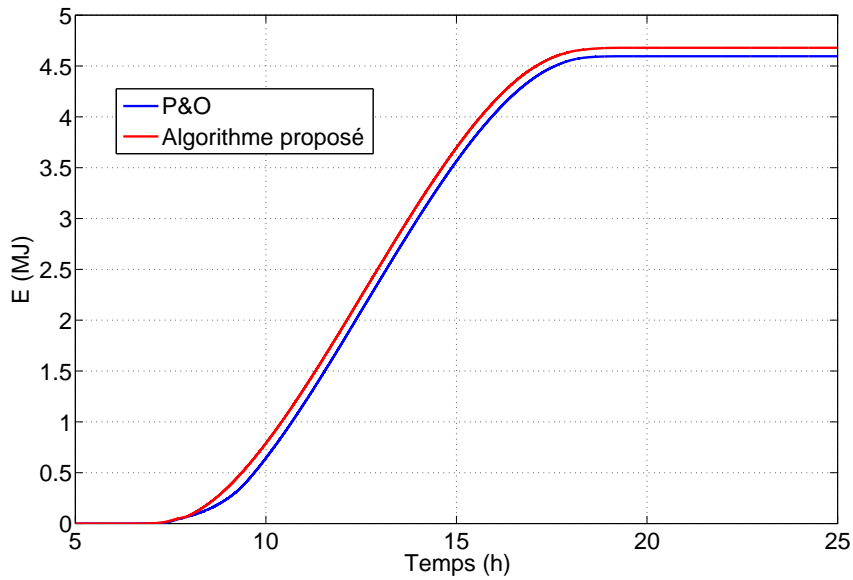


FIGURE 5.27 – L'énergie récupérée "jour 2"

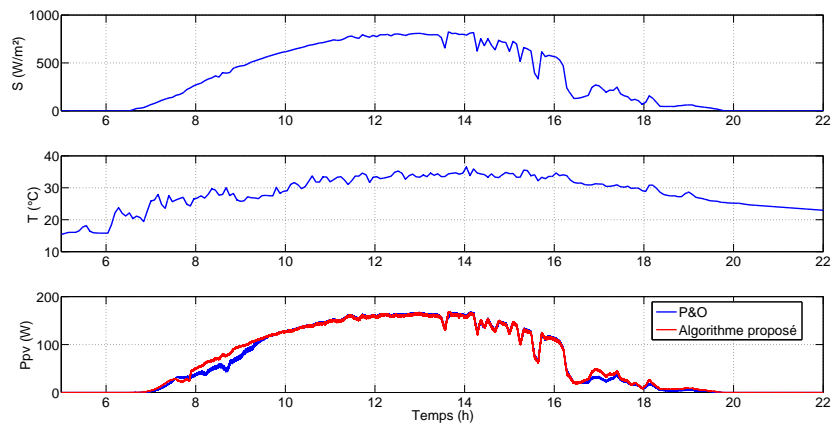


FIGURE 5.28 – La variation de la puissance lors de la fluctuation des conditions climatiques "jour 3"

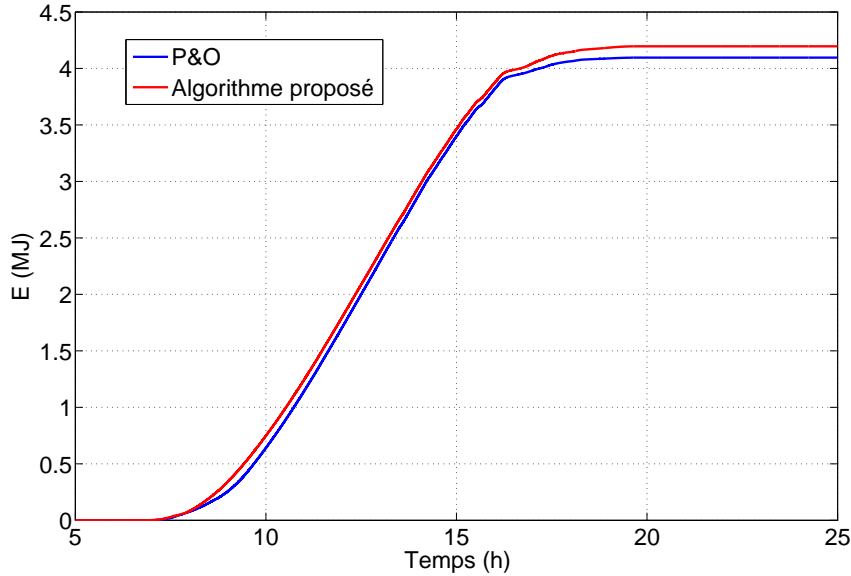


FIGURE 5.29 – L'énergie récupérée "jour 3"

5.2 Résultats expérimentaux

Pour valider les résultats de simulation, le banc d'essai expérimental exposé sur la figure 5.30 a été mis en œuvre. Une alimentation programmable de type Chroma 62020 H-150S est exploitée en tant qu'émulateur PV pour générer les courbes du panneau Conergy PowerPlus 214P. Pour implémenter les commandes, un système dSPACE MicroLabBox est exploitée avec son logiciel de supervision ControlDesk. Ainsi, sur ce banc expérimental complet ont été testés les deux convertisseurs boost, un simple et un quadratique, avec des valeurs des composants identiques et correspondantes à celles de la partie simulation, ainsi que les deux types de charges, résistive et une batterie Li-Ion de tension nominale 100V.

La période d'échantillonnage est de 0.2s durant tous les essais expérimentaux. Les pas d'incrémentations sont donnés par $d = 0.003$ pour l'algorithme P&O et $d_1 = 0.001$ et $d_2 = 0.005$. La valeur de P'_{th} est égale à 5.

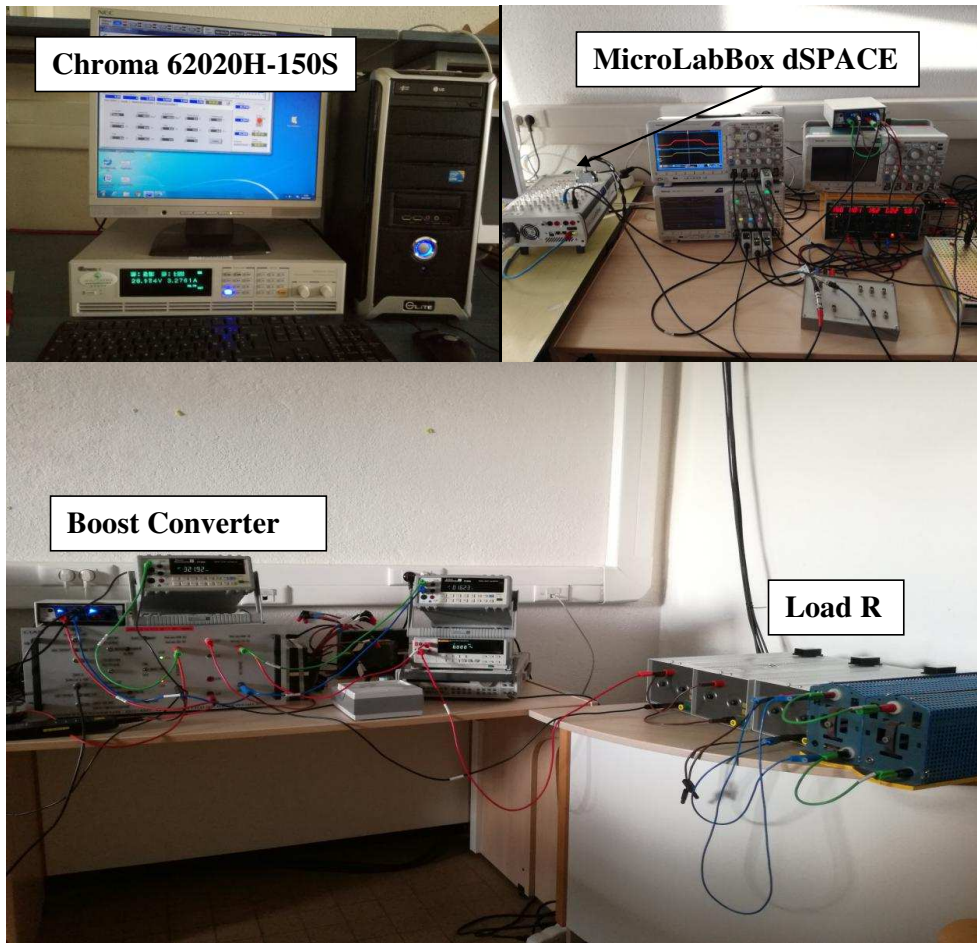


FIGURE 5.30 – Banc expérimental mis en œuvre au LIAS

5.2 Résultats expérimentaux

131

5.2.1 Tests statiques

Dans un premier temps, des tests ont été menés pour différentes valeurs constantes d’irradiation solaire, Fig. 5.31. Ces tests ont pour but de vérifier le bon fonctionnement de l’algorithme proposé ainsi que le P&O en régime permanent. La fréquence de commutation dans cette partie est fixée à $10kHz$

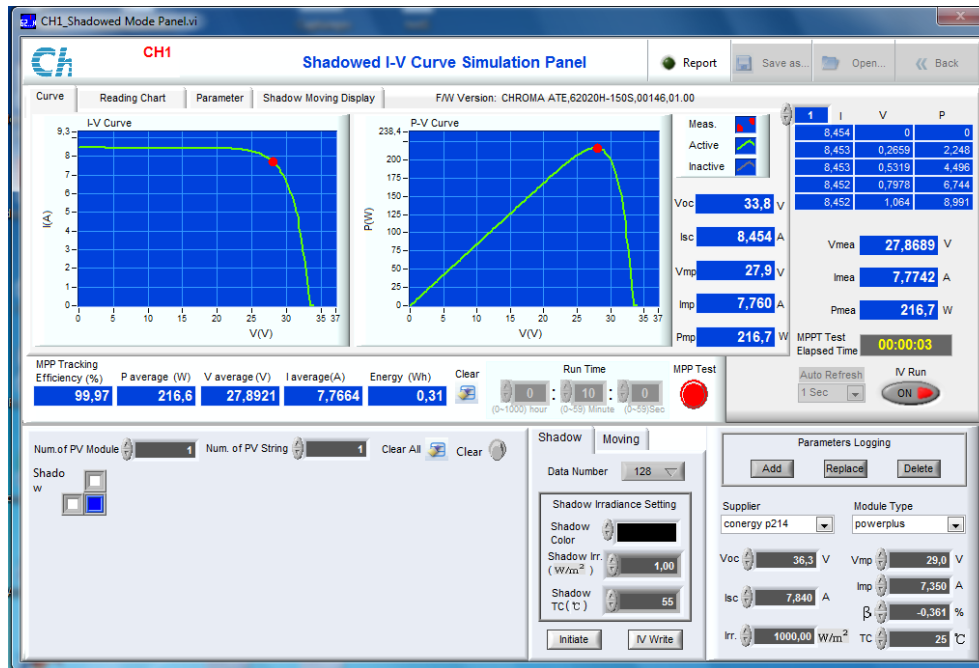


FIGURE 5.31 – La caractéristique P - V tracée sur l’émulateur Chroma dans les STC

Les valeurs prélevées des courants et des tensions à l’entrée et la sortie des convertisseurs débitant sur une charge résistive $R = 53\Omega$ sont reportées dans le tableau 5.1

Dans cette partie, les conditions climatiques sont les STC. Sur les figures 5.32 et 5.33, (a) et (b) décrivent les variations des tensions d’entrée et de sortie ainsi que celle aux bornes de l’IGBT dans le cas de chaque convertisseur, (c) et (d) montrent les ondulations des courants dans les inductances ainsi que celui du courant I_{pv} , (e) et (f) indiquent la puissance à la sortie du système. Dans la première figure (Fig. 5.32) l’algorithme MPPT utilisé est un P&O conventionnel pour les deux convertisseurs tandis que dans la deuxième série (Fig. 5.33) c’est l’algorithme double mode proposé dans le chapitre précédent. Les résultats font apparaître qu’en statique, les deux algorithmes permettent d’atteindre le MPP. Pourtant, le rapport cyclique qui permet d’atteindre ce

<i>Boost</i>	<i>MPPT</i>	<i>Algorithme proposé</i>				<i>P&O</i>			
	<i>S</i> (<i>W/m²</i>)	<i>I_{pv}</i> (<i>A</i>)	<i>V_{pv}</i> (<i>V</i>)	<i>I_s</i> (<i>A</i>)	<i>V_s</i> (<i>V</i>)	<i>I_{pv}</i> (<i>A</i>)	<i>V_{pv}</i> (<i>V</i>)	<i>I_s</i> (<i>A</i>)	<i>V_s</i> (<i>V</i>)
<i>simple</i>	200	2	21.4	0.9	42.7	2	21.4	0.9	42.7
	500	4.3	25	1.35	67	4.3	25	1.35	66.9
	800	6.45	27	1.78	83.8	6.47	26.9	1.75	83.7
	1000	7.7	27.9	1.93	92.9	7.7	27.9	1.93	92.9
<i>quadratique</i>	200	2	21.4	0.85	41.8	2	21.4	0.85	41.8
	500	4.3	25	1.42	64.7	4.3	24.9	1.41	64.3
	800	6.4	27.2	1.8	81	6.4	27	1.8	80.6
	1000	7.6	27.9	1.92	89.9	7.65	28	1.92	89.5

TABLE 5.1 – Données expérimentales obtenues pour différentes valeurs d’irradiation

point est bien plus élevé dans le cas d’un boost simple ce qui augmente les contraintes sur les différents composants du système et peut causer des pertes supplémentaires et par la suite réduire le rendement global. Par ailleurs, il est observable que les oscillations au niveau de la tension aux bornes de l’IGBT sont plus importantes dans le cas du simple boost et se répercutent sur la tension V_{pv} pour les deux types d’algorithmes. Cela confirme que la topologie double boost assure une meilleure stabilité de la structure du fait que le rapport cyclique est bien plus faible.

Sur ces deux graphiques, il est à noter un décalage entre le signal de commande en sortie de la MicroLabBox (voie 4, signal D) et la commutation des convertisseurs. L’explication réside dans le circuit de commande rapproché de l’IGBT qui introduit ce retard.

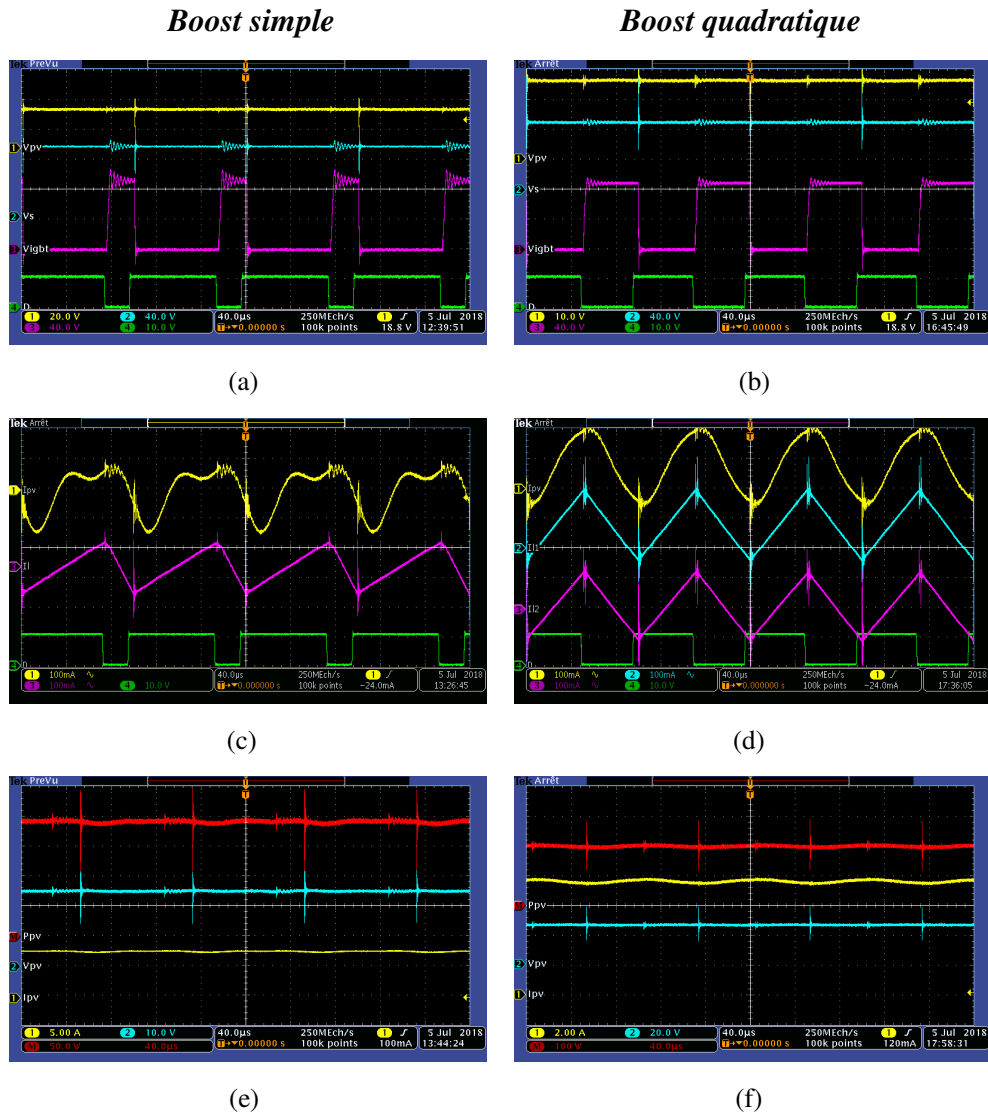


FIGURE 5.32 – Les formes d’ondes en utilisant l’algorithme P&O

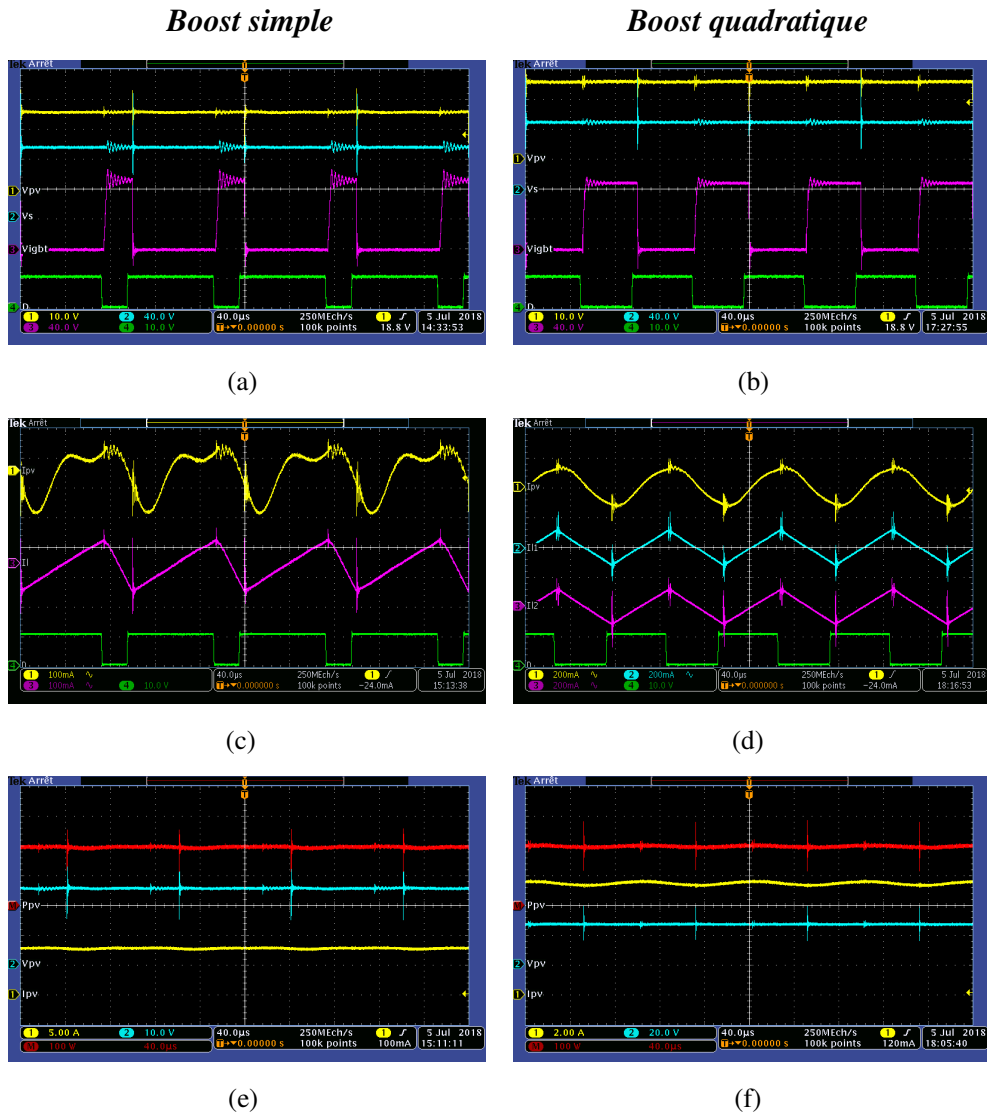


FIGURE 5.33 – Les formes d’onde en utilisant l’algorithme proposé

5.2.2 Tests dynamiques

Pour mieux accentuer la supériorité de l’algorithme proposé par rapport au P&O, des tests sont réalisés avec des conditions climatiques variables. Ces tests sont toujours réalisés avec la même charge résistive de 53Ω puis une batterie.

Les figures 5.34 et 5.35 représentent la variation de la dérivée de la puissance par rapport à la tension ainsi que la commutation entre les deux modes lors des variations des conditions climatiques avec une charge résistive à la sortie. Ces deux figures permettent de valider le bon fonctionnement de l’algorithme proposé. Les figures 5.42 et 5.43 décrivent les mêmes variations avec une batterie en sortie.

Sur les figures 5.36 et 5.37 les variations du rapport cyclique sont reportées. La comparaison entre ces deux figures démontre que la valeur du rapport cyclique en utilisant un convertisseur boost quadratique est bien moins élevée (entre 0.415 et 0.525) que celle obtenue en utilisant un boost simple (entre 0.62 et 0.76). Les figures 5.44 et 5.45 indiquent les rapports cycliques avec une batterie en sortie. La comparaison entre elles permet de tirer la même conclusion concernant le rapport cyclique. Notons que lorsque ce rapport s’approche de l’unité le rendement du système diminue, ce qui était déjà prouvé dans le chapitre 2.

Les figures 5.38, 5.39, 5.46 et 5.47 donnent les variations de V_{pv} , I_{pv} et P_{pv} lors du changement des conditions climatiques. Ces figures, ainsi que les figures 5.40, 5.41, 5.48 et 5.49 qui illustrent l’évolution du point de fonctionnement, mettent en évidence l’avantage de l’algorithme proposé. Cet algorithme permet un suivi plus précis du MPP lors de la divergence du point de fonctionnement en comparaison avec l’algorithme P&O. Il contribue donc par la suite à la diminution des pertes lors des variations des conditions climatiques et à l’augmentation du rendement global du système.

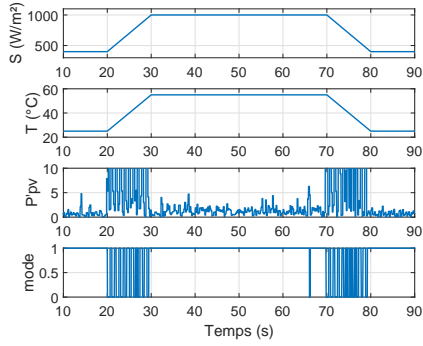


FIGURE 5.34 – La commutation entre les deux modes avec un boost quadratique

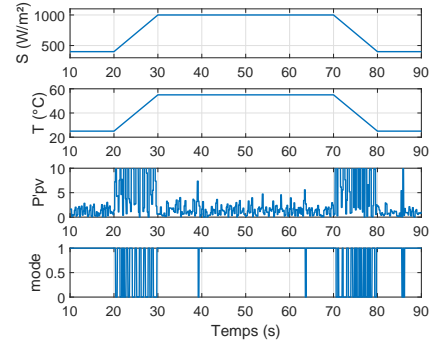


FIGURE 5.35 – La commutation entre les deux modes avec un boost simple

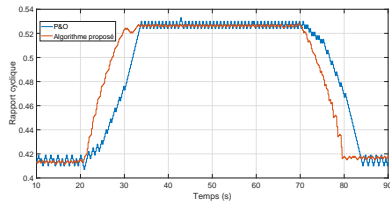


FIGURE 5.36 – La variation du rapport cyclique lors de la variation des conditions climatiques avec un boost quadratique

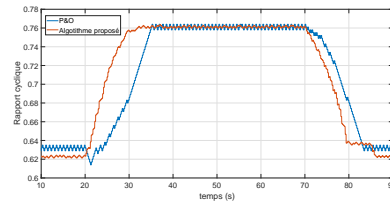


FIGURE 5.37 – La variation du rapport cyclique lors de la variation des conditions climatiques avec un boost simple

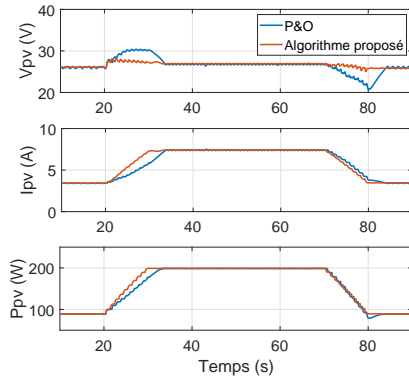


FIGURE 5.38 – La variation de V_{pv} , I_{pv} et P_{pv} lors de la variation des conditions climatiques avec un boost quadratique

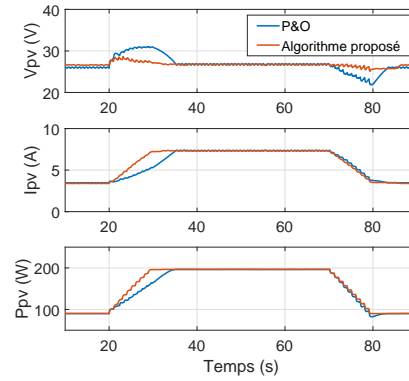


FIGURE 5.39 – La variation de V_{pv} , I_{pv} et P_{pv} lors de la variation des conditions climatiques avec un boost simple

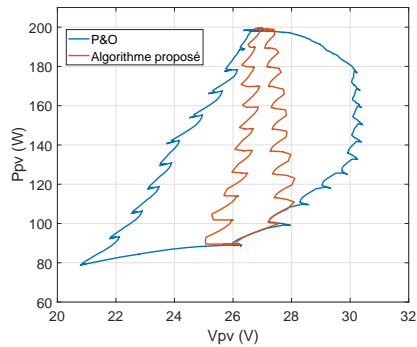


FIGURE 5.40 – L'évolution du point de fonctionnement lors de la variation des conditions climatiques avec un boost quadratique

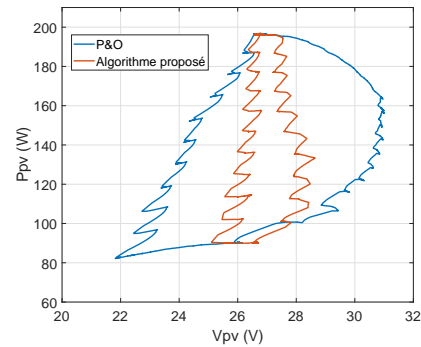


FIGURE 5.41 – L'évolution du point de fonctionnement lors de la variation des conditions climatiques avec un boost simple

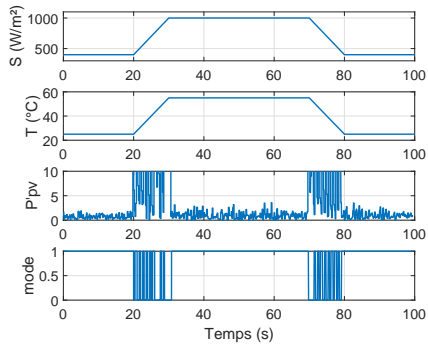


FIGURE 5.42 – La commutation entre les deux modes avec un boost quadratique et une batterie en sortie

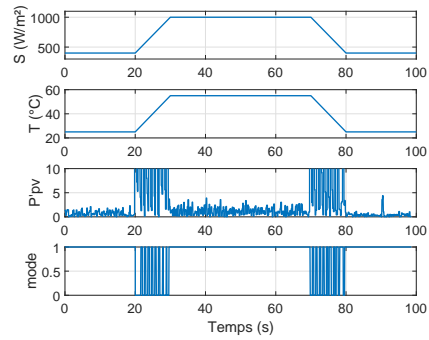


FIGURE 5.43 – La commutation entre les deux modes avec un boost simple et une batterie en sortie

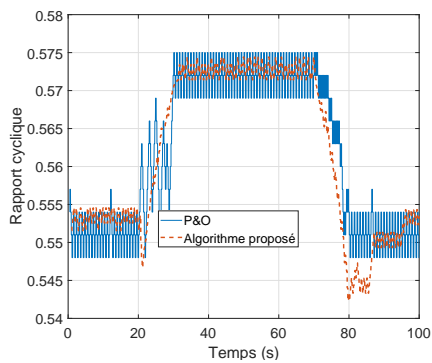


FIGURE 5.44 – La variation du rapport cyclique lors de la variation des conditions climatiques avec un boost quadratique et une batterie en sortie

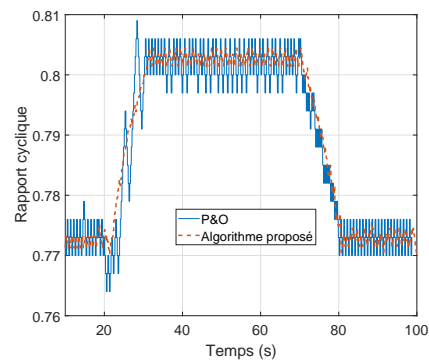


FIGURE 5.45 – La variation du rapport cyclique lors de la variation des conditions climatiques avec un boost simple et une batterie en sortie

5.2 Résultats expérimentaux

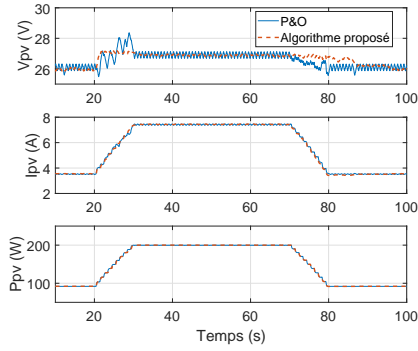


FIGURE 5.46 – La variation de V_{pv} , I_{pv} et P_{pv} lors de la variation des conditions climatiques avec un boost quadratique

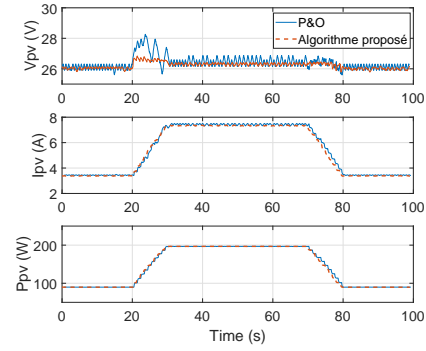


FIGURE 5.47 – La variation de V_{pv} , I_{pv} et P_{pv} lors de la variation des conditions climatiques avec un boost simple

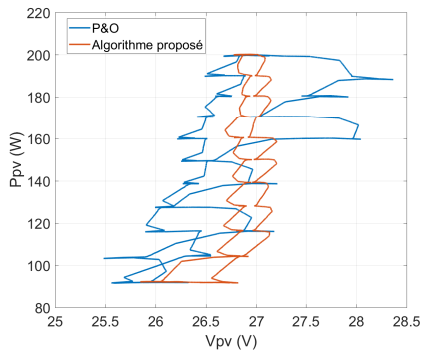


FIGURE 5.48 – L'évolution du point de fonctionnement lors de la variation des conditions climatiques avec un boost quadratique et une batterie en sortie

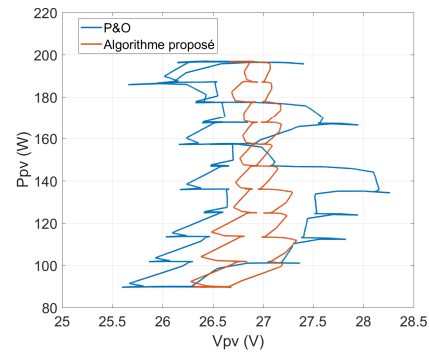


FIGURE 5.49 – L'évolution du point de fonctionnement lors de la variation des conditions climatiques avec un boost simple et une batterie en sortie

5.2.3 Variation de la charge

Dans cette section, la réponse du système lors d'une variation brusque de la charge résistive est examinée. La charge varie entre $21\ \Omega$ et $53\ \Omega$ et inversement. Les tests sont réalisés dans les STC avec un convertisseur boost quadratique.

La figure 5.50 permet de concrétiser le bon fonctionnement du nouvel algorithme et le changement de mode effectif. Les figures 5.51 et 5.52 qui montrent la variation de V_{pv} , I_{pv} et P_{pv} ainsi que le rapport cyclique permettent d'établir trois remarques importantes :

- le temps de réponse du nouvel algorithme est supérieure par rapport au P&O.
- en régime permanent, les oscillations du point de fonctionnement sont plus élevées en utilisant le P&O par rapport à l'algorithme proposé.
- l'algorithme proposé est plus précis tandis que le P&O diverge parfois à proximité du MPP.

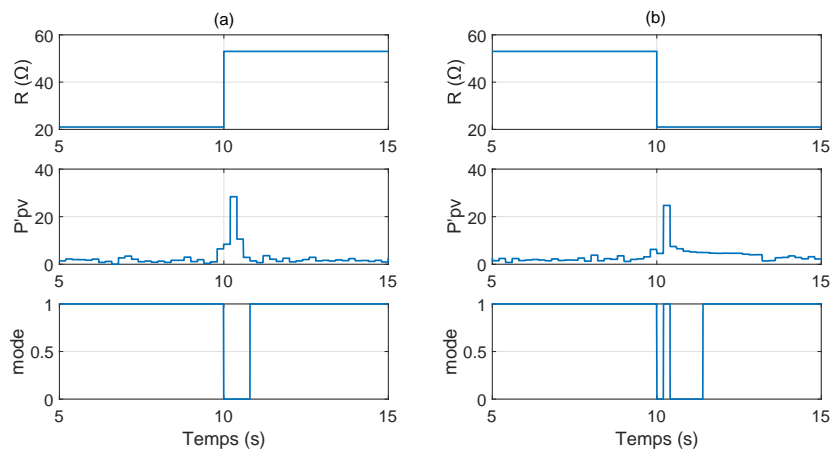


FIGURE 5.50 – La commutation entre les deux modes lors de la variation de la charge

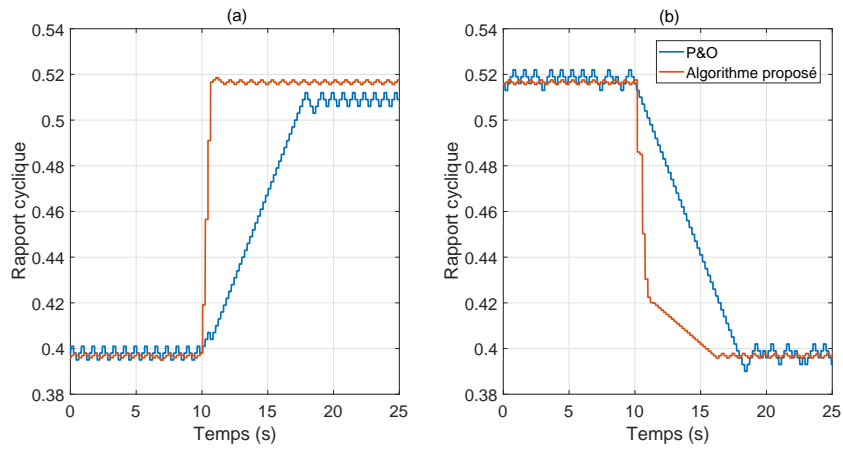


FIGURE 5.51 – La variation du rapport cyclique lors de la variation de la charge

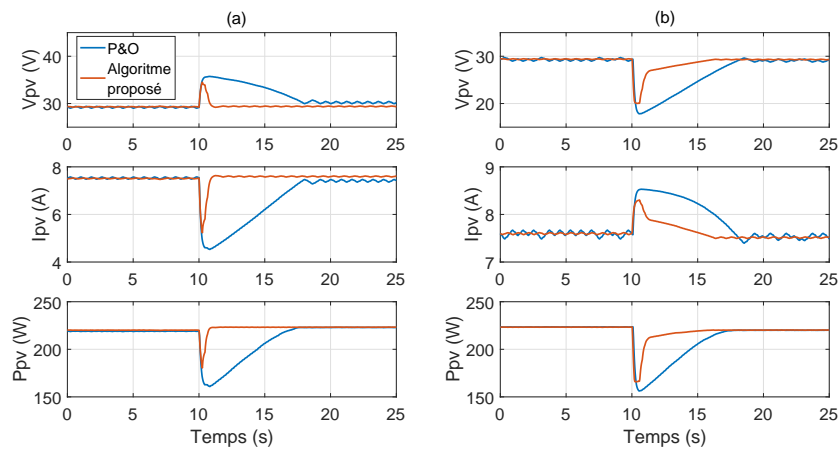
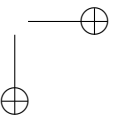
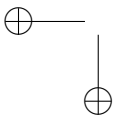
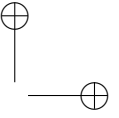
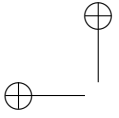


FIGURE 5.52 – La variation de V_{pv} , I_{pv} et P_{pv} lors de la variation de la charge



CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

Le travail présenté dans cette thèse se rapporte au problématique de l’optimisation d’un système d’énergie renouvelable avec une source solaire photovoltaïque. Les grands axes de recherche abordés sont :

- l’architecture des convertisseurs DC-DC utilisés dans la chaîne de conversion ;
- l’exploitation des systèmes hybrides à commutation afin de proposer une commande stabilisante pour les convertisseurs DC-DC élévateurs ;
- les algorithmes de recherche du point de puissance maximale MPPT.

Dans un premier temps, la structure des convertisseurs DC-DC est étudiée. Ces convertisseurs sont usuels dans l’étage d’adaptation entre la source photovoltaïque et la charge. Dans ce contexte, une étude détaillée de deux topologies, conventionnelle et quadratique, des convertisseurs boost est présentée. La modélisation de ces deux topologies est exposée ainsi qu’une comparaison entre leurs performances pour prouver l’avantage de l’intégration des convertisseurs quadratiques dans les systèmes de production d’énergie photovoltaïque. Les résultats ont prouvé l’insuffisance des convertisseurs conventionnels. L’exploitation des convertisseurs quadratiques entraîne une dépendance quadratique entre le rapport cyclique et le rapport de conversion, ce qui permet d’avoir une croissance dès les faibles valeurs du rapport cyclique μ , et très progressive du rapport de conversion. En outre, toute la plage du gain en tension est exploitable puisque le maximum est atteint pour des valeurs de μ éloignée de l’unité, évitant ainsi de fortes contraintes sur les composants actifs de puissances.

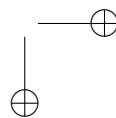
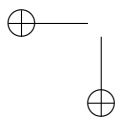
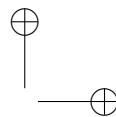
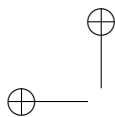
Dans un deuxième temps, le travail s’est orienté vers la commande des deux topologies des convertisseurs boost. Dans ce contexte, une loi de commutation a été proposée afin de stabiliser le point de fonctionnement de ces convertisseurs considérés comme des systèmes hybrides à commutation. La loi de commutation proposée est basée sur la théorie de Lyapunov. En fait, un convertisseur de puissance fait partie des systèmes à commutation, avec deux

sous-systèmes. Ces deux sous-systèmes ne sont pas obligatoirement stables tous les deux. Pourtant, une loi de commutation convenable permet de stabiliser le point de fonctionnement à un point d'équilibre asymptotiquement stable.

Le défi demeure dans la maximisation de l'énergie récupérée du générateur photovoltaïque. Dans ce contexte, un algorithme MPPT est intégré dans le contrôleur basé sur la stratégie de commutation déjà validée. En effet, la valeur de la puissance récupérée dépend fortement des conditions climatiques. Dans ce cadre, les différents algorithmes MPPT dans la littérature sont évalués. Une importance particulière a été accordée à l'algorithme de la perturbation et de l'observation P&O. L'inconvénient de cet algorithme est dans le choix délicat de son pas d'incrément. Malgré les nombreux travaux réalisés dans la littérature pour améliorer le rendement de cet algorithme en agissant sur son pas d'incrément, ses performances restent médiocres lors des variations rapides des conditions climatiques même avec un pas variable. L'idée majeure de ce travail est de diviser la recherche du MPP en deux modes. Un mode en régime permanent et l'autre en régime transitoire. La partition de l'algorithme en deux modes permet surtout de choisir deux pas d'incrément et de résoudre le problème du choix de ce dernier. Une première approche qui vise à stabiliser la tension de sortie du générateur photovoltaïque est proposée. Cette méthode est basée sur une estimation de la valeur de la tension du MPP liée à la dérivée seconde de la puissance du panneau solaire par rapport à sa tension. Cette approche a été premièrement validée en simulation, malgré de bons résultats sur cette étape, son implémentation expérimentale sur le banc d'essai au sein du laboratoire LIAS aboutit sur des résultats décevants à cause de l'erreur sur le calcul de la dérivée seconde. Une autre approche a mené vers un nouvel algorithme MPPT. Cet algorithme double mode à pas variable est basé également sur l'algorithme P&O. Lors des variations brusques des conditions climatiques, l'algorithme proposé empêche la divergence du point de fonctionnement. Des résultats de simulations sont exposés, ces résultats prouvent le bon fonctionnement de la loi de commutation proposée ainsi que la maximisation de la puissance récupérée du générateur photovoltaïque. Le même banc d'essai expérimental au sein du laboratoire LIAS est exploité pour conduire des expérimentations. Les résultats de ces tests expérimentaux confirment la robustesse de l'algorithme proposé. Il est à noter que ces validations exposées sont pratiquées avec des données réelles d'irradiation et de température pour trois journées types captées sur l'installation photovoltaïque de l'IUT de Poitiers d'une part et d'autre part à l'aide d'un émulateur photovoltaïque pouvant opérer avec un fonctionnement statique ou dynamique. Ainsi, sur ces bases qui autorisent une reproductibilité des données d'entrée, des comparaisons fiables sur les algorithmes MPPT ont pu être menées.

Toutefois, nous sommes conscients également que certains points ne sont pas abordés dans ce travail, nous pouvons les traiter ultérieurement et dégager quelques perspectives d’investigation pour cette thématique :

- réaliser une campagne d’essais avec un convertisseur quadratique réversible en liaison avec l’élément de stockage avec la loi de commutation proposée ;
- réaliser la connexion du générateur photovoltaïque avec le réseau de distribution au lieu de la charge résistive ou les batteries de stockage ;
- reprendre l’implémentation de l’algorithme proposé dans la première approche en résolvant les difficultés rencontrées sur les dérivées première et seconde de la puissance ;
- intégrer une procédure de réglage automatique du seuil de commutation de l’algorithme proposé ;
- sur le principe de cette méthode MPPT proposée, un prolongement est envisagé afin d’inclure une recherche efficace du point global de la puissance maximale dans une configuration d’ombrage. L’idée réside dans l’ajout d’une procédure de plus haut niveau permettant de différencier les maximums locaux du global ;



Bibliographie

- [1] Bernard Multon. L'énergie électrique : analyse des ressources et de la production. In *Journées de la section électrotechnique du club EEA 1999*, page 22p, 1999.
- [2] S Astier. Conversion photovoltaïque : du rayonnement solaire à la cellule, techniques de l'ingénieur, vol. *D3935*, 2008.
- [3] Gunnar Wettermark, Bo Carlsson, and Hans Stymne. Storage of heat : a survey of efforts and possibilities. *NASA STI/Recon Technical Report N*, 79, 1979.
- [4] W Pluta. Solar electricity. an economic approach to solar energy, 1978.
- [5] Farah Al-Chaaban, Ahmad Ghamrawi, Chaiban Haykal, and Nazih Moubayed. Comparative study on photovoltaic and thermal solar energy concentrators. In *The International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Clean Energy and Green Computing (EEECEGC2013)*, pages 166–175. The Society of Digital Information and Wireless Communication, 2013.
- [6] Stig Claesson, Lars Engstroem, M Almgren, B Holmstroem, and L Tegner. Solar energy-photochemical conversion and storage. *Naemnden foer Energiproduktionsforskning*, 1979.
- [7] Noble Duncan and K Swartman Robert. The canadian renewable energy guide. *Burns town, General Store Publishing House*, 1995.
- [8] A Aziz, Ka Kassmi, K Kassmi, F Olivie, R Maimouni, G Sarrabayrouse, and A Martinez. Modélisation des panneaux solaires dans l. *Environnement Orcad*.
- [9] A Labouret, P Cumunel, JP Braun, and B Faraggi. Cellules solaires, les bases de l'énergie photovoltaïque 4ème édition, 2010.
- [10] A Labouret-M Villos et al. énergie solaire photovoltaïque (le manuel du professionnel), 2003.

- [11] Stéphan Astier. *Conversion photovoltaïque : du rayonnement solaire à la cellule*. Ed. Techniques Ingénieur, 2013.
- [12] Alain Ricaud. Modules photovoltaïques : Filières technologiques. *Techniques de l'ingénieur. Génie électrique*, 7(D3940), 2005.
- [13] Kenneth Zweibel and Paul Hersch. *Basic photovoltaic principles and methods*. Van Nostrand Reinhold Company, 1984.
- [14] Anne Labouret and Michel Viloz. *Energie solaire photovoltaïque-4ème édition*. Dunod, 2009.
- [15] Alain Ricaud. Photopiles solaires. *Presses polytechniques et universitaires romandes*, page 313, 1997.
- [16] Bernard Multon et al. Production d'énergie électrique par sources renouvelables. *Techniques de l'Ingénieur, Traité de Génie Electrique*, 2003.
- [17] Elena Papadopoulou. *Photovoltaic industrial systems : An environmental approach*. Springer Science & Business Media, 2011.
- [18] Jianhua Zhao, Aihua Wang, and Martin A Green. 24. 5% efficiency silicon pert cells on mcz substrates and 24. 7% efficiency perl cells on fz substrates. *Progress in Photovoltaics : Research and Applications*, 7(6) :471–474, 1999.
- [19] Reinhold Schlosser and Adolf Munzer. Solar cell with a back-surface field, August 1 2000. US Patent 6,096,968.
- [20] Ben G Streetman and Sanjay Kumar Banerjee. *Solid State Electronic Devices : Global Edition*. Pearson education, 2016.
- [21] Noritsugu Yamamoto, Susumu Noda, and Akio Sasaki. New realization method for three-dimensional photonic crystal in the optical wavelength region : experimental consideration. *Japanese journal of applied physics*, 36(3S) :1907, 1997.
- [22] E Özbay, E Michel, G Tuttle, R Biswas, KM Ho, J Bostak, and DM Bloom. Double-etch geometry for millimeter-wave photonic band-gap crystals. *Applied physics letters*, 65(13) :1617–1619, 1994.
- [23] Luis Castaner and Santiago Silvestre. *Modelling photovoltaic systems using PSpice*. John Wiley and Sons, 2002.
- [24] Michael Grätzel. Dye-sensitized solar cells. *Journal of Photochemistry and Photobiology C : Photochemistry Reviews*, 4(2) :145–153, 2003.
- [25] MA Green. Recent developments in photovoltaics. *Solar energy*, 76(1-3) :3–8, 2004.
- [26] M Vandermersch. Photovoltaïque : Accélérer l'innovation. Technical report, Technical report, Commissariat à l'Energie Atomique et aux énergies alternatives, 2009.

BIBLIOGRAPHIE

149

- [27] Eftichios Koutroulis, Kostas Kalaitzakis, and Nicholas C Voulgaris. Development of a microcontroller-based, photovoltaic maximum power point tracking control system. *IEEE Transactions on power electronics*, 16(1) :46–54, 2001.
- [28] Marcelo Gradella Villalva, Jonas Rafael Gazoli, and Ernesto Ruppert Filho. Modeling and circuit-based simulation of photovoltaic arrays. In *Power Electronics Conference, 2009. COBEP'09. Brazilian*, pages 1244–1254. IEEE, 2009.
- [29] Marcelo Gradella Villalva, Jonas Rafael Gazoli, and Ernesto Ruppert Filho. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. *IEEE Transactions on power electronics*, 24(5) :1198–1208, 2009.
- [30] Elisa Skoplaki and John A Palyvos. On the temperature dependence of photovoltaic module electrical performance : A review of efficiency/power correlations. *Solar energy*, 83(5) :614–624, 2009.
- [31] Julia A Crook, Laura A Jones, Piers M Forster, and Rolf Crook. Climate change impacts on future photovoltaic and concentrated solar power energy output. *Energy & Environmental Science*, 4(9) :3101–3109, 2011.
- [32] Sonia Jerez, Isabelle Tobin, Robert Vautard, Juan Pedro Montávez, Jose María López-Romero, Françoise Thais, Blanka Bartok, Ole Bøssing Christensen, Augustin Colette, Michel Déqué, et al. The impact of climate change on photovoltaic power generation in europe. *Nature communications*, 6 :10014, 2015.
- [33] Shingo Nagae, Masanori Toda, Takashi Minemoto, Hideyuki Takakura, and Yoshihiro Hamakawa. Evaluation of the impact of solar spectrum and temperature variations on output power of silicon-based photovoltaic modules. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, 90(20) :3568–3575, 2006.
- [34] S Mekhilef, R Saidur, and M Kamalisarvestani. Effect of dust, humidity and air velocity on efficiency of photovoltaic cells. *Renewable and sustainable energy reviews*, 16(5) :2920–2925, 2012.
- [35] Dirk Goossens and Emmanuel Van Kerschaever. Aeolian dust deposition on photovoltaic solar cells : the effects of wind velocity and airborne dust concentration on cell performance. *Solar Energy*, 66(4) :277–289, 1999.
- [36] Monto Mani and Rohit Pillai. Impact of dust on solar photovoltaic (pv) performance : Research status, challenges and recommendations. *Renewable and sustainable energy reviews*, 14(9) :3124–3131, 2010.

- [37] Parimita Mohanty, Tariq Muneer, and Mohan Kolhe. *Solar photovoltaic system applications : a guidebook for off-grid electrification*. Springer, 2015.
- [38] Adel A Elbaset and Mohamed Salah Hassan. *Design and Power Quality Improvement of Photovoltaic Power System*. Springer, 2017.
- [39] Kanakasabai Viswanathan, Ramesh Oruganti, and Dipti Srinivasan. Dual-mode control of tri-state boost converter for improved performance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(4) :790–797, 2005.
- [40] Fei Zhang and Jianping Xu. A novel pccm boost pfc converter with fast dynamic response. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(9) :4207–4216, 2011.
- [41] F Forest and JP Ferrieux. Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance.-principescomposants-modélisation. *Livre, bibliothèque de l'ENS-CACHAN, Cachan : 3e edition DUNOD, Paris*, 1999.
- [42] Marian K Kazimierczuk. *Pulse-width modulated DC-DC power converters*. John Wiley & Sons, 2015.
- [43] Xiong Du, Luowei Zhou, and Heng-Ming Tai. Double-frequency buck converter. *IEEE Transactions on industrial Electronics*, 56(5) :1690–1698, 2009.
- [44] KI Hwu and TJ Peng. A novel buck–boost converter combining ky and buck converters. *IEEE Transactions on power electronics*, 27(5) :2236–2241, 2012.
- [45] Dong-Kurl Kwak, Seung-Ho Lee, and Do-Young Jung. A new buck-boost dc/dc converter of high efficiency by soft switching technique. In *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC'09. IEEE 6th International*, pages 1295–1299. IEEE, 2009.
- [46] Tage Bjorklund. High efficiency 4-switch buck-boost controller provides accurate output current limit–design note 499. 2012.
- [47] Budi Amri, Mochamad Ashari, et al. The comparative study of buck-boost, cuk, sepic and zeta converters for maximum power point tracking photovoltaic using p&o method. In *Information Technology, Computer, and Electrical Engineering (ICITACEE), 2015 2nd International Conference on*, pages 327–332. IEEE, 2015.
- [48] Chao Zhang, Dean Zhao, Jinjing Wang, and Guichang Chen. A modified MPPT method with variable perturbation step for photovoltaic system. In *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC'09. IEEE 6th International*, pages 2096–2099. IEEE, 2009.

- [49] Boris Axelrod, Yefim Berkovich, Seed Tapuchi, and Adrian Ioinovici. Steep conversion ration ζ uk, zeta, and sepic converters based on a switched coupled-inductor cell. In *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pages 3009–3014. IEEE, 2008.
- [50] Ovidiu Pop, Gabriel Chindris, Alin Grama, and Florin Hurgoi. Power factor correction circuit with a new modified sepic converter. In *Electronics Technology : Concurrent Engineering in Electronic Packaging, 2001. 24th International Spring Seminar on*, pages 117–120. IEEE, 2001.
- [51] Swati Narula, Bhim Singh, and Gurumoorthy Bhuvaneswari. Power factor corrected welding power supply using modified zeta converter. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 4(2) :617–625, 2016.
- [52] Ki-Bum Park, Gun-Woo Moon, and Myung-Joong Youn. Nonisolated high step-up boost converter integrated with sepic converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(9) :2266–2275, 2010.
- [53] Dakshina Murthy-Bellur and Marian K Kazimierczuk. Isolated two-transistor zeta converter with reduced transistor voltage stress. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Express Briefs*, 58(1) :41–45, 2011.
- [54] Hsiang-Yuan Lee, Tsorng-Juu Liang, Jiann-Fuh Chen, and Kai-Hui Chen. Design and implementation of a bidirectional sepic-zeta dc-dc converter. In *Circuits and Systems (ISCAS), 2014 IEEE International Symposium on*, pages 101–104. IEEE, 2014.
- [55] Kaweepoj Woranetsuttikul, Kittapas Pinsuntia, Nattawat Jumpasri, Taywin Nilsakorn, and Werachet Khan-ngern. Comparison on performance between synchronous single-ended primary-inductor converter (sepic) and synchronous zeta converter. In *Electrical Engineering Congress (iEECON), 2014 International*, pages 1–4. IEEE, 2014.
- [56] Soo-Seok Kirn, Seung-Pil Mun, Jin-Tae Kirn, Su-Jin Jang, and Chung-Yuen Won. A new sepic-flyback converter. In *Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE*, volume 2, pages 1004–1007. IEEE, 2004.
- [57] Jean-Paul Gaubert and Gwladys Chanedeau. Evaluation of dc-to-dc converters topologies with quadratic conversion ratios for photovoltaic power systems. In *Power Electronics and Applications, 2009. EPE'09. 13th European Conference on*, pages 1–10. IEEE, 2009.
- [58] H Kanoun and JP Gaubert. Analysis and modeling of a new quadratic boost dc-dc converter. In *International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control, STA, Hammamet, Tunisie*, 2009.

- [59] Oswaldo López-Santos, Luis Martínez-Salamero, Germain García, Hugo Valderrama-Blavi, and Daniel O Mercuri. Efficiency analysis of a sliding-mode controlled quadratic boost converter. *IET Power Electronics*, 6(2) :364–373, 2013.
- [60] Ping Yang, Jianping Xu, Guohua Zhou, and Shiyu Zhang. A new quadratic boost converter with high voltage step-up ratio and reduced voltage stress. In *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International*, volume 2, pages 1164–1168. IEEE, 2012.
- [61] Mojtaba Forouzesh, Yam P Siwakoti, Saman A Gorji, Frede Blaabjerg, and Brad Lehman. Step-up dc–dc converters : a comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(12) :9143–9178, 2017.
- [62] Shih-Ming Chen, Tsorng-Juu Liang, Lung-Sheng Yang, and Jiann-Fuh Chen. A cascaded high step-up dc–dc converter with single switch for microsource applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(4) :1146–1153, 2011.
- [63] J Leyva-Ramos, MG Ortiz-Lopez, LH Diaz-Saldierna, and JA Morales-Saldana. Switching regulator using a quadratic boost converter for wide dc conversion ratios. *IET Power Electronics*, 2(5) :605–613, 2009.
- [64] Riad Kadri, Jean-Paul Gaubert, Gerard Champenois, and Mohamed Mostefaï. Performance analysis of transformless single switch quadratic boost converter for grid connected photovoltaic systems. In *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, pages 1–7. IEEE, 2010.
- [65] Shiyu Zhang, Jianping Xu, and Ping Yang. A single-switch high gain quadratic boost converter based on voltage-lift-technique. In *IPEC, 2012 Conference on Power & Energy*, pages 71–75. IEEE, 2012.
- [66] Zhendong Sun. *Switched linear systems : control and design*. Springer Science & Business Media, 2006.
- [67] Hassan K Khalil. Nonlinear systems. *Prentice-Hall, New Jersey*, 2(5) :5–1, 1996.
- [68] Arjan J Van Der Schaft and Johannes Maria Schumacher. *An introduction to hybrid dynamical systems*, volume 251. Springer London, 2000.
- [69] Daniel Liberzon. *Switching in systems and control*. Springer Science & Business Media, 2003.
- [70] Hebertt J Sira-Ramirez and Ramón Silva-Ortigoza. *Control design techniques in power electronics devices*. Springer Science & Business Media, 2006.

BIBLIOGRAPHIE

153

- [71] G Silva Deaecto, José Cláudio Geromel, FS Garcia, and JA Pomilio. Switched affine systems control design with application to dc–dc converters. *IET control theory & applications*, 4(7) :1201–1210, 2010.
- [72] Jose Alvarez-Ramirez and Gerardo Espinosa-Pérez. Stability of current-mode control for dc–dc power converters. *Systems & control letters*, 45(2) :113–119, 2002.
- [73] H El Fadil and F Giri. Robust and nonlinear control of pwm dc-to-dc boost power converters. In *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*, pages 407–412. IEEE, 2007.
- [74] EI Mainardi Junior, MCM Teixeira, R Cardim, MR Moreira, E Assunção, and Victor L Yoshimura. On control design of switched affine systems with application to dc-dc converters. In *Frontiers in advanced control systems*. InTech, 2012.
- [75] Trishan Eswam and Patrick L Chapman. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. *IEEE Transactions on energy conversion*, 22(2) :439–449, 2007.
- [76] Hala J El-Khozondar, Rifa J El-Khozondar, Khaled Matter, and Teuvo Suntio. A review study of photovoltaic array maximum power tracking algorithms. *Renewables : Wind, Water, and Solar*, 3(1) :3, 2016.
- [77] Parimita Mohanty, G Bhuvaneshwari, R Balasubramanian, and Navdeep Kaur 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*, 38 :581–593, 2014.
- [78] Moacyr Aureliano Gomes De Brito, Luigi Galotto, Leonardo Poltronieri Sampaio, Guilherme de Azevedo e Melo, and Carlos Alberto Canesin. Evaluation of the main MPPT techniques for photovoltaic applications. *IEEE transactions on industrial electronics*, 60(3) :1156–1167, 2013.
- [79] Zainal Salam, Jubaer Ahmed, and Benny S Merugu. The application of soft computing methods for MPPT of pv system : A technological and status review. *Applied Energy*, 107 :135–148, 2013.
- [80] Nabil Karami, Nazih Moubayed, and Rachid Outbib. General review and classification of different MPPT techniques. *Renewable and sustainable energy Reviews*, 68 :1–18, 2017.
- [81] Ali Reza Reisi, Mohammad Hassan Moradi, and Shahriar Jamasb. Classification and comparison of maximum power point tracking techniques for photovoltaic system : A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 19 :433–443, 2013.

- [82] V Salas, E Olias, A Barrado, and A Lazaro. Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems. *Solar energy materials and solar cells*, 90(11) :1555–1578, 2006.
- [83] Bidyadhar Subudhi and Raseswari Pradhan. A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems. *IEEE Transactions on sustainable energy*, 4(1) :89–98, 2013.
- [84] Mustafa Engin Basoğlu and Bekir Çakır. Design and implementation of dc-dc converter with inc-cond algorithm. *World Academy of Science, Engineering and Technology, International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering*, 9(1) :45–48, 2015.
- [85] Hardik P Desai and HK Patel. Maximum power point algorithm in pv generation : An overview. In *Power Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS'07. 7th International Conference on*, pages 624–630. IEEE, 2007.
- [86] Nicola Femia, Giovanni Petrone, Giovanni Spagnuolo, and Massimo Vitelli. Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method. *IEEE transactions on power electronics*, 20(4) :963–973, 2005.
- [87] Rozana Alik, Awang Jusoh, and Tole Sutikno. A review on perturb and observe maximum power point tracking in photovoltaic system. *TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control)*, 13(3) :745–751, 2015.
- [88] Sathish Kumar Kollimalla and Mahesh Kumar Mishra. A novel adaptive p&o MPPT algorithm considering sudden changes in the irradiance. *IEEE Transactions on Energy conversion*, 29(3) :602–610, 2014.
- [89] L Piegari and Rocco Rizzo. Adaptive perturb and observe algorithm for photovoltaic maximum power point tracking. *IET Renewable Power Generation*, 4(4) :317–328, 2010.
- [90] Riad Kadri, Jean-Paul Gaubert, and Gerard Champenois. An improved maximum power point tracking for photovoltaic grid-connected inverter based on voltage-oriented control. *IEEE transactions on industrial electronics*, 58(1) :66–75, 2011.
- [91] Kaisheng Zhang, Pan Cheng, and Lifeng He. A maximum power point tracking method combined with constant voltage tracking & variable step-size perturbation. *Sensors & Transducers*, 175(7) :150, 2014.
- [92] Aleck W Leedy, Liping Guo, and Kennedy A Aganah. A constant voltage MPPT method for a solar powered boost converter with dc motor load. In *Southeastcon, 2012 Proceedings of IEEE*, pages 1–6. IEEE, 2012.

BIBLIOGRAPHIE

155

- [93] Zhihao Ye and Xiaobo Wu. Compensation loop design of a photovoltaic system based on constant voltage MPPT. In *Power and Energy Engineering Conference, 2009. APPEEC 2009. Asia-Pacific*, pages 1–4. IEEE, 2009.
- [94] Mohammed Ali Elgendy, Bashar Zahawi, and David John Atkinson. Comparison of directly connected and constant voltage controlled photovoltaic pumping systems. *IEEE transactions on sustainable energy*, 1(3) :184–192, 2010.
- [95] GJ Yu, YS Jung, JY Choi, and GS Kim. A novel two-mode MPPT control algorithm based on comparative study of existing algorithms. *Solar Energy*, 76(4) :455–463, 2004.
- [96] Geoff Walker et al. Evaluating MPPT converter topologies using a matlab pv model. *Journal of Electrical & Electronics Engineering, Australia*, 21(1) :49, 2001.
- [97] C Liu, B Wu, and R Cheung. Advanced algorithm for MPPT control of photovoltaic systems. In *Canadian Solar Buildings Conference, Montreal*, pages 20–24. Citeseer, 2004.
- [98] Dong-Yun Lee, Hyeong-Ju Noh, Dong-Seok Hyun, and Ick Choy. An improved MPPT converter using current compensation method for small scaled pv-applications. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC'03. Eighteenth Annual IEEE*, volume 1, pages 540–545. IEEE, 2003.
- [99] Toshihiko Noguchi, Shigenori Togashi, and Ryo Nakamoto. Short-current pulse-based maximum-power-point tracking method for multiple photovoltaic-and-converter module system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(1) :217–223, 2002.
- [100] Ahteshamul Haque et al. A fast and reliable perturb and observe maximum power point tracker for solar pv system. *International Journal of System Assurance Engineering and Management*, 8(2) :773–787, 2017.
- [101] FAO Aashoor and FVP Robinson. A variable step size perturb and observe algorithm for photovoltaic maximum power point tracking. In *Universities Power Engineering Conference (UPEC), 2012 47th International*, pages 1–6. IEEE, 2012.
- [102] Dezso Sera, Laszlo Mathe, Tamas Kerekes, Sergiu Viorel Spataru, and Remus Teodorescu. On the perturb-and-observe and incremental conductance MPPT methods for pv systems. *IEEE journal of photovoltaics*, 3(3) :1070–1078, 2013.
- [103] Jubaer Ahmed and Zainal Salam. An improved perturb and observe (p&o) maximum power point tracking (MPPT) algorithm for higher efficiency. *Applied Energy*, 150 :97–108, 2015.

- [104] KL Lian, JH Jhang, and IS Tian. A maximum power point tracking method based on perturb-and-observe combined with particle swarm optimization. *IEEE journal of photovoltaics*, 4(2) :626–633, 2014.
- [105] Giovanni Petrone, Giovanni Spagnuolo, and Massimo Vitelli. A multi-variable perturb-and-observe maximum power point tracking technique applied to a single-stage photovoltaic inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(1) :76–84, 2011.
- [106] Ahmed K Abdelsalam, Ahmed M Massoud, Shehab Ahmed, and Prasad N Enjeti. High-performance adaptive perturb and observe MPPT technique for photovoltaic-based microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(4) :1010–1021, 2011.
- [107] Mohammed A Elgendy, Bashar Zahawi, and David J Atkinson. Assessment of perturb and observe MPPT algorithm implementation techniques for pv pumping applications. *IEEE transactions on sustainable energy*, 3(1) :21–33, 2012.
- [108] Muralidhar Killi and Susovon Samanta. Modified perturb and observe MPPT algorithm for drift avoidance in photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(9) :5549–5559, 2015.
- [109] Jacob James Nedumgatt, KB Jayakrishnan, S Umashankar, D Vijayakumar, and DP Kothari. Perturb and observe MPPT algorithm for solar pv systems-modeling and simulation. In *India Conference (INDICON), 2011 Annual IEEE*, pages 1–6. IEEE, 2011.
- [110] S Zahra Mirbagheri, Saad Mekhilef, and S Mohsen Mirhassani. MPPT with inc. cond method using conventional interleaved boost converter. *Energy Procedia*, 42 :24–32, 2013.
- [111] Kok Soon Tey and Saad Mekhilef. Modified incremental conductance algorithm for photovoltaic system under partial shading conditions and load variation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(10) :5384–5392, 2014.
- [112] NE Zakzouk, AK Abdelsalam, AA Helal, and BW Williams. Modified variable-step incremental conductance maximum power point tracking technique for photovoltaic systems. In *Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE*, pages 1741–1748. IEEE, 2013.
- [113] Søren Bækthøj Kjær. Evaluation of the “hill climbing” and the “incremental conductance” maximum power point trackers for photovoltaic power systems. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 27(4) :922–929, 2012.

- [114] Tawfik Radjai, Lazhar Rahmani, Saad Mekhilef, and Jean Paul Gaubert. Implementation of a modified incremental conductance MPPT algorithm with direct control based on a fuzzy duty cycle change estimator using dspace. *Solar Energy*, 110 :325–337, 2014.
- [115] Tawfik Radjai, Jean Paul Gaubert, and Lazhar Rahmani. The new fic-variable incremental conductance MPPT with direct control method using cuk converter. In *Industrial Electronics (ISIE), 2014 IEEE 23rd International Symposium on*, pages 2508–2513. IEEE, 2014.
- [116] Weidong Xiao and William G Dunford. A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems. In *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, volume 3, pages 1957–1963. Ieee, 2004.
- [117] Ioannis Tsamardinos, Laura E Brown, and Constantin F Aliferis. The max-min hill-climbing bayesian network structure learning algorithm. *Machine learning*, 65(1) :31–78, 2006.
- [118] Ian P Gent and Toby Walsh. Towards an understanding of hill-climbing procedures for sat. In *AAAI*, volume 93, pages 28–33. Citeseer, 1993.
- [119] J-M Renders and Hugues Bersini. Hybridizing genetic algorithms with hill-climbing methods for global optimization : two possible ways. In *Evolutionary Computation, 1994. IEEE World Congress on Computational Intelligence., Proceedings of the First IEEE Conference on*, pages 312–317. IEEE, 1994.
- [120] Kiarash Mahdavi, Mark Harman, and Robert M Hierons. A multiple hill climbing approach to software module clustering. In *Software Maintenance, 2003. ICSM 2003. Proceedings. International Conference on*, pages 315–324. IEEE, 2003.
- [121] Stephan Rudlof and Mario Köppen. Stochastic hill climbing with learning by vectors of normal distributions. 1997.
- [122] Deniz Yuret and Michael De La Maza. Dynamic hill climbing : Overcoming the limitations of optimization techniques. In *The Second Turkish Symposium on Artificial Intelligence and Neural Networks*, pages 208–212. Citeseer, 1993.
- [123] Boualem Boukezata, Abdelmadjid Chaoui, Jean-Paul Gaubert, and Mabrouk Hachemi. An improved fuzzy logic control MPPT based p&o method to solve fast irradiation change problem. *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, 8(4) :043505, 2016.
- [124] MS Aït Cheikh, C Larbes, GF Tchoketch Kebir, and A Zerguerras. Maximum power point tracking using a fuzzy logic control scheme. *Revue des énergies Renouvelables*, 10(3) :387–395, 2007.

- [125] Bogdan M Wilamowski and Xiangli Li. Fuzzy system based maximum power point tracking for pv system. In *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*, volume 4, pages 3280–3284. IEEE, 2002.
- [126] C Larbes, SM Ait Cheikh, T Obeidi, and A Zerguerras. Genetic algorithms optimized fuzzy logic control for the maximum power point tracking in photovoltaic system. *Renewable energy*, 34(10) :2093–2100, 2009.
- [127] Mohamed M Algazar, Hamdy Abd El-Halim, Mohamed Ezzat El Kotb Salem, et al. Maximum power point tracking using fuzzy logic control. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 39(1) :21–28, 2012.
- [128] IH Altas and AM Sharaf. A novel maximum power fuzzy logic controller for photovoltaic solar energy systems. *Renewable Energy*, 33(3) :388–399, 2008.
- [129] Chokri Ben Salah and Mohamed Ouali. Comparison of fuzzy logic and neural network in maximum power point tracker for pv systems. *Electric Power Systems Research*, 81(1) :43–50, 2011.
- [130] Mummadi Veerachary, Tomonobu Senjyu, and Katsumi Uezato. Neural-network-based maximum-power-point tracking of coupled-inductor interleaved-boost-converter-supplied pv system using fuzzy controller. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 50(4) :749–758, 2003.
- [131] CK Sundarabalan, K Selvi, and K Sakeenathul Kubra. Performance investigation of fuzzy logic controlled MPPT for energy efficient solar pv systems. In *Power Electronics and Renewable Energy Systems*, pages 761–770. Springer, 2015.
- [132] Shiqing Tang, Yize Sun, Yujie Chen, Yiman Zhao, Yunhu Yang, and Warren Szeto. An enhanced MPPT method combining fractional-order and fuzzy logic control. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 7(2) :640–650, 2017.
- [133] T Radjai, L Rahmani, JP GAUBERT, and S Gassab. Fuzzy logic variable step of p&o MPPT with direct control method using cuk converter. In *Proc. 11th International Conference On Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems, Valencia, Spain, ELECTRIMACS-2014*, pages 324–329, 2014.
- [134] Sabir Messalti, Abd Ghani Harrag, and Abd Elhamid Loukriz. A new neural networks MPPT controller for pv systems. In *Renewable Energy Congress (IREC), 2015 6th International*, pages 1–6. IEEE, 2015.

BIBLIOGRAPHIE

159

- [135] R Ramaprabha, BL Mathur, and M Sharanya. Solar array modeling and simulation of MPPT using neural network. In *Control, Automation, Communication and Energy Conservation, 2009. INCACEC 2009. 2009 International Conference on*, pages 1–5. IEEE, 2009.
- [136] ABG Bahgat, NH Helwa, GE Ahmad, and ET El Shenawy. Maximum power point tracking controller for pv systems using neural networks. *Renewable Energy*, 30(8) :1257–1268, 2005.
- [137] Theodore Amissah Ocran, Junyi Cao, Binggang Cao, and Xinghua Sun. Artificial neural network maximum power point tracker for solar electric vehicle. *Tsinghua science and technology*, 10(2) :204–208, 2005.
- [138] Yi-Hua Liu, Chun-Liang Liu, Jia-Wei Huang, and Jing-Hsiau Chen. Neural-network-based maximum power point tracking methods for photovoltaic systems operating under fast changing environments. *Solar Energy*, 89 :42–53, 2013.
- [139] K Punitha, D Devaraj, and S Sakthivel. Artificial neural network based modified incremental conductance algorithm for maximum power point tracking in photovoltaic system under partial shading conditions. *Energy*, 62 :330–340, 2013.
- [140] Pallab Midya, Ken Haddad, and Matt Miller. Buck or boost tracking power converter. *IEEE Power Electronics Letters*, 2(4) :131–134, 2004.
- [141] Bent Sørensen and Greg Watt. Trends in photovoltaic applications, survey report of selected iea countries between 1992 and 2005 : Report iea-pvps t1-15 : 2006. 2006.
- [142] Boualem Boukezata, Jean-Paul Gaubert, Abdelmadjid Chaoui, and Mabrouk Hachemi. Predictive current control in multifunctional grid connected inverter interfaced by pv system. *Solar Energy*, 139 :130–141, 2016.
- [143] A Al-Amoudi and L Zhang. Optimal control of a grid-connected pv system for maximum power point tracking and unity power factor. In *IEE conference publication*, pages 80–85. IET, 1998.
- [144] L Zhang, A Al-Amoudi, and Yunfei Bai. Real-time maximum power point tracking for grid-connected photovoltaic systems. In *Power Electronics and Variable Speed Drives, 2000. Eighth International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 475)*, pages 124–129. IET, 2000.
- [145] Hiren Patel and Vivek Agarwal. MPPT scheme for a pv-fed single-phase single-stage grid-connected inverter operating in ccm with only one current sensor. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 24(1) :256–263, 2009.

- [146] Mao-Lin Chiang, Chih-Chiang Hua, and Jong-Rong Lin. Direct power control for distributed pv power system. In *Power Conversion Conference, 2002. PCC-Osaka 2002. Proceedings of the*, volume 1, pages 311–315. IEEE, 2002.
- [147] Peter J Wolfs and Lixin Tang. A single cell maximum power point tracking converter without a current sensor for high performance vehicle solar arrays. In *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC'05. IEEE 36th*, pages 165–171. IEEE, 2005.
- [148] Ashish Pandey, Nivedita Dasgupta, and Ashok Kumar Mukerjee. High-performance algorithms for drift avoidance and fast tracking in solar MPPT system. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 23(2) :681–689, 2008.
- [149] Sachin Jain and Vivek Agarwal. A new algorithm for rapid tracking of approximate maximum power point in photovoltaic systems. *IEEE power electronics letters*, 2(1) :16–19, 2004.
- [150] Neil S D'Souza, Luiz AC Lopes, and XueJun Liu. An intelligent maximum power point tracker using peak current control. In *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC'05. IEEE 36th*, page 172. IEEE, 2005.
- [151] Nicola Femia, Giovanni Petrone, Giovanni Spagnuolo, and Massimo Vitelli. A technique for improving p&o MPPT performances of double-stage grid-connected photovoltaic systems. *IEEE transactions on industrial electronics*, 56(11) :4473–4482, 2009.

LISTE DES PUBLICATIONS

Article dans une revue internationale :

- **Ghamrawi A.**, Gaubert J.-P., Mehdi D. "*A new dual-mode maximum power point tracking algorithm based on the Perturb and Observe algorithm used on solar energy system*". Solar Energy. 1 Nov 2018 ; (174) : pp. 508-514. (Ed. Elsevier)

Conférences internationales :

- **Ghamrawi A.**, Gaubert J.-P., Mehdi D. "*Comparative Study Between Simple and Quadratic DC-DC Boost Converters Used in Solar Energy System with New Control Strategy*". 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe - IEEE), Riga, Latvia, 17 Sep 2018, pp. 1-10.
- **Ghamrawi A.**, Gaubert J.-P., Mehdi D. "*New dual-mode variable step-size control strategy for quadratic boost converter used in solar energy system*". 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe - IEEE), Karlsruhe, Germany, 5 Sep 2018, pp. 1-10.
- **Ghamrawi A.**, Gaubert J.-P., Mehdi D. "*New control strategy for a Quadratic Boost Converter used in solar energy system*". IEEE International Energy Conference (ENERGYCON), Leuven, Belgium, 4 Apr 2016, pp. 1-6.

Conférence nationale :

- **Ghamrawi A.**, Gaubert J.-P., Mehdi D. "*Contrôleur stabilisant incluant un nouvel algorithme MPPT pour un convertisseur DC-DC quadratique dédié aux systèmes solaires photovoltaïques*". Symposium de Génie Electrique (SGE2018), Nancy, France, 3 Juil. 2018

Resumé : Cette thèse s’inscrit sur une thématique de recherche dédiée aux systèmes de production d’énergie solaire photovoltaïque. En effet, les besoins énergétiques mondiaux sont en croissance continue, l’exploitation et la consommation des énergies fossiles épuisent des ressources limitées et impactent notre environnement. L’énergie solaire photovoltaïque représente une source d’énergie renouvelable des plus prometteuse, même si ses inconvénients demeurent le coût élevé d’installation initiale et la variabilité de sa production. Les travaux présentés visent surtout à optimiser le rendement énergétique global d’un système solaire photovoltaïque non connecté au réseau. Ainsi, ce travail de recherche se focalise sur l’architecture de la chaîne de conversion avec l’intégration de convertisseurs élévateurs DC-DC conventionnel et quadratique et sur une optimisation des algorithmes de recherche du point de puissance maximale lors de variations des conditions climatiques. La modélisation et l’analyse de ces convertisseurs élévateurs sont conduites sous forme de systèmes à commutation afin de proposer une commande stabilisante aux points d’équilibre selon la définition de Lyapunov. Des résultats de simulation sous Matlab/SimulinkTM sont exposés, attestant la maximisation de la puissance électrique récupérée et la stabilité pour le point de fonctionnement. Des résultats expérimentaux, issus du banc expérimental du laboratoire LIAS, viennent corrélérer et confirmer l’intérêt des approches proposées.

Mots-clés : Énergie renouvelable, Générateur photovoltaïque, Convertisseurs DC-DC, Convertisseur quadratique, Systèmes hybrides à commutation, Stabilité de Lyapunov, Algorithme MPPT.

Abstract : This thesis in part of research thematic dedicated to photovoltaic solar energy production’s systems. In fact, energy demands in the world are continuously increasing, the fossil fuels exploitation depletes limited sources and impact our environment. Solar photovoltaic energy represents one of the most promoted renewable energy sources, even if its drawbacks remain its installation’s high initial cost and its production’s variability. The main object of the presented work is to optimize the global efficiency of a stand-alone photovoltaic system. In that respect, this research focuses on the architecture of the conversion chain by integrating DC-DC conventional and quadratic boost converters and on the optimization of maximum power point tracking algorithms during fast changing weather conditions. These converters are modelling as switched affine systems to propose a switching rule that stabilize the operating point according to Lyapunav theory. Several simulation results using Matlab/SimulinkTM are given to declare the maximization of the extracted electrical power and the stability of the operating point. Experimental results recuperated on a test bench in the laboratory LIAS backed and confirmed the interest of the proposed approaches.

Keywords : Renewable energy, Photovoltaic system, DC-DC converters, Quadratic converter, Switched affine systems, Lyapunov stability, MPPT algorithm.