

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE FERHAT ABBAS - SETIF 1

UFAS(ALGERIE)

THESE

Présentée à la Faculté de Technologie

Département d'Electrotechnique

Pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES

Option: Electrotechnique

Par

M^r : BELKAID ABDELHAKIM

THEME

Conception et implémentation d'une commande MPPT de haute performance pour une chaine de conversion photovoltaïque autonome

Soutenue le : 19/10/2015 devant un Jury composé de:

Pr. RAHMANI Lazhar	Prof à l'université Sétif 1	Président
Pr. GHERBI Ahmed	Prof à l'université Sétif 1	Rapporteur
Dr. BOUAFIA Abdelouahab	M.C.A à l'université Sétif 1	Examineur
Pr. AZOUI Boubakeur	Prof à l'université de Batna	Examineur
Pr. BERRAH Smail	Prof à l'université de Bejaia	Examineur
Dr. KESSAL Abdelhalim	M.C.A à l'université de Bordj Bou Arreridj	Examineur

Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse ont été effectués en collaboration entre deux laboratoires de recherches, le Laboratoire d'Automatique de Sétif (LAS), Algérie, et le laboratoire d'informatique et d'automatique pour les systèmes (LIAS) de l'université de Poitiers, France.

Je souhaite exprimer mes remerciements à Monsieur Ahmed GHERBI, Professeur au département d'électrotechnique de l'université de Sétif 1, d'avoir accepté la direction de ma thèse. Je tiens à le remercier plus particulièrement pour sa compétence, son expérience, ses idées, ses suggestions, sa disponibilité, son ouverture d'esprit, et tout son soutien qu'il m'a apporté.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à Monsieur Jean Paul GAUBERT, Professeur à l'université de Poitiers, France, pour l'accueil chaleureux durant mes stages au sein du LIAS. Je lui exprime toute ma gratitude pour sa compétence, son expérience, son soutien inconditionnel et ses qualités humaines.

Je suis également très honoré que, Monsieur Lazhar RAHMANI, Professeur à l'université de Sétif 1, pour avoir accepté d'être président du jury de ma soutenance.

Je remercie également tous les membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail :

- Dr. BOUAFIA Abdelouahab MCA à l'université de Sétif 1,
- Pr. AZOUI Boubakeur Professeur à l'université de Batna,
- Pr. BERRAH Smail Professeur à l'université de Béjaïa,
- Dr. KESSAL Abdelhalim MCA à l'université de Bordj Bou Arréridj,

Enfin, je réserve une place toute particulière à mes parents, ma femme et mes enfants pour leurs soutiens inconditionnels tout au long de mon travail, sans lesquels rien n'aurait été possible.

Finalement, je tiens à remercier tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'achèvement de ce travail.

Sétif, le 20 /05 /2015

A. BELKAID

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE.....	1
<i>Chapitre 01</i>	5
GENERALITES SUR LES CHAINES DE CONVERSION PHOTOVOLTAÏQUE	5
1.1. Introduction	5
1.2. Cellule photovoltaïque	5
1.2.1. Effet photovoltaïque.....	5
1.2.2. Technologies des cellules PV.....	6
1.2.3. Modélisation de la cellule PV	7
1.2.4. Influence des résistances série et parallèle sur la cellule PV.....	11
1.2.5. Influence de l'éclairement sur la cellule PV.....	12
1.2.6. Influence de la température sur la cellule PV.....	13
1.2.7. Influence simultanée de l'éclairement et de la température sur la cellule PV	14
1.3. Générateur photovoltaïque GPV	14
1.3.1. Conception et caractéristiques du GPV.....	14
1.3.2. Effet d'éclairement non homogène sur le GPV : Ombrage partiel.....	17
1.3.3. Protection des panneaux solaires.....	18
1.3.4. Installation des panneaux solaires.....	19
1.4. Chaînes de conversion photovoltaïque	20
1.4.1. Systèmes PV autonomes.....	21
1.4.2. Systèmes PV connectés aux réseaux.....	22
1.5. Avantages et Inconvénients de l'énergie PV	24
1.6. Optimisation du rendement énergétique du système PV.....	24
1.7. Rendement de la chaîne de puissance.....	25
1.8. Conclusion.....	26
<i>Chapitre 02</i>	28
INTERFACES D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE POUR L'OPTIMISATION DES SYSTEMES PV	28
2.1. Introduction	28
2.2. Connexion directe générateur photovoltaïque-charge	28
2.3. Connexion indirecte GPV-charge par le biais d'un étage d'adaptation:.....	30

2.4. Etages d'adaptations	31
2.4.1. Convertisseur Boost	31
2.4.2. Convertisseur Buck.....	34
2.4.3. Convertisseur Buck-Boost.....	35
2.4.4. Convertisseur Cuk.....	37
2.4.5. Convertisseur Sepic	38
2.4.6. Récapitulatif d'analyse et choix du convertisseur.....	40
2.5. Etat de l'art sur les techniques MPPT dans les applications photovoltaïques	41
2.5.1. Premiers types de commande MPPT	42
2.5.2. Méthode basée sur la mesure de la tension en circuit ouvert	42
2.5.3. Méthode basée sur la mesure du courant en court-circuit	43
2.5.4. Algorithme de perturbation et observation.....	43
2.5.5. Algorithme Hill Climbing	45
2.5.6. Algorithme d'incrémentatation de la conductance	46
2.5.7. Commande MPPT par la logique floue.....	48
2.5.8. Commande P&O améliorée	50
2.5.9. Commande IncCond améliorée	51
2.6. Conclusion	52
 <i>Chapitre 03</i>	 53
DEVELOPPEMENT D'UNE COMMANDE MPPT BASEE SUR LE MODE GLISSANT	53
3.1. Introduction	53
3.2. Système à structure variable	54
3.3. Commande par mode de glissement.....	55
3.3.1. Principe.....	55
3.3.2. Objectif de la commande par mode glissant.....	57
3.3.3. Choix de la surface de glissement.....	57
3.3.4. Condition d'existence du glissement	57
3.3.5. Méthode de la commande équivalente	58
3.4. Etude d'une structure PV basée sur un convertisseur de type Buck-Boost	61
3.4.1. Description de la structure PV à base d'un convertisseur Buck-Boost.....	61
3.4.2. Modèle mathématique et caractéristiques du GPV	61
3.4.3. Modélisation du convertisseur Buck-Boost.....	64
3.4.4. Loi de commande basée sur le mode glissant	67
3.4.5. Vérification de l'existence du mode glissant.....	71
3.5. Application de la technique mode de glissement équivalente	71
3.6. Analyse de la méthode proposée : Amélioration de la technique SMC.....	74
3.6.1. Principe.....	74
3.6.2. Résultats de simulation.....	75

3.7. Conclusion.....	79
<i>Chapitre 04.....</i>	<i>80</i>
IMPLEMENTATION PRATIQUE DE LA TECHNIQUE MPPT PROPOSEE.....	80
4.1. Introduction	80
4.2. Etude d'une structure PV basée sur un convertisseur de type Boost.....	80
4.2.1. Description de la structure PV à base d'un convertisseur Boost.....	80
4.2.2. Modélisation du convertisseur Boost.....	81
4.2.3. Calcul de la commande équivalente.....	83
4.2.4. Résultats de simulation.....	84
4.3. Banc d'essai et résultats expérimentaux	88
4.3.1. Descriptif du banc d'essai	88
4.3.2. Implémentation des techniques MPPT.....	89
4.3.3. Emulateur photovoltaïque	92
4.3.4. Résultats des essais pratiques	94
4.4. Conclusion	98
CONCLUSIONS GENERALES ET PERSPECTIVES.....	99

Liste des figures

Figure 1.1. Fonctionnement d'une cellule solaire photovoltaïque.....	6
Figure 1.2. Schéma équivalent d'une cellule PV	8
Figure 1.3. Schéma équivalent d'une photopile idéale :	8
Figure 1.4. Constitution de la caractéristique d'une photopile	9
Figure 1.5. Caractéristique courant-tension d'une photopile	10
Figure 1.6. Caractéristique puissance-tension d'une photopile	10
Figure 1.7. Influence de la résistance série sur les caractéristiques PV	12
Figure 1.8. Influence de la résistance shunt sur les caractéristiques PV	12
Figure 1.9. Dépendance des caractéristiques de la cellule PV de l'éclairement	13
Figure 1.10. Dépendance des caractéristiques de la cellule PV de la température.....	13
Figure 1.11. Influence simultanée de G et T sur les caractéristiques de la cellule PV	14
Figure 1.12. Constitution d'un générateur photovoltaïque	15
Figure 1.13. Caractéristiques courant-tension pour différentes assemblage de modules PV	16
Figure 1.14. Caractéristiques courant-tension pour $N_p \cdot N_s$ modules	16
Figure 1.15. Caractéristiques puissance-tension pour $N_p \cdot N_s$ modules	16
Figure 1.16. Synoptique de simulation de l'effet d'ombrage.....	17
Figure 1.17. Influence de l'éclairement non homogène sur les caractéristiques du GPV	18
Figure 1.18. Caractéristique du GPV pour un éclairement homogène.....	18
Figure 1.19. Diodes de protection des modules	19
Figure 1.20. Intégration du photovoltaïque dans le bâtiment [66].....	20
Figure 1.21. Couplage direct GPV-charge.....	21
Figure 1.22. Système PV autonome alimentant des charges DC et AC (étage 1 est DC/AC).	22
Figure 1.23. Système PV autonome alimentant des charges DC et AC (étage 1 est DC/DC).	22
Figure 1.24. Système PV raccordé au réseau central	23
Figure 1.25. Système PV raccordé au réseau sans stockage d'énergie.....	23
Figure 1.26. Système PV raccordé au réseau avec stockage d'énergie	23
Figure 1.27. Connexion GPV-charge à travers un étage d'adaptation.....	25
Figure 1.28. Connexion GPV-charge à travers un convertisseur DC/DC.....	25
Figure 2.1. Connexion directe GPV-Charge par le biais d'une diode anti-retour	29
Figure 2.2. Points de fonctionnement d'un GPV en connexion directe pour différentes charges DC.....	29
Figure 2.3. Principe de l'adaptation d'impédance par MPPT	31

Figure 2.4. Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Boost	32
Figure 2.5. Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est fermé	32
Figure 2.6. Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est ouvert	33
Figure 2.7. Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Buck.	35
Figure 2.8. Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Buck-Boost	36
Figure 2.9. Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Cuk.....	37
Figure 2.10. Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Sepic.....	39
Figure 2.11. Evolution du gain en tension en fonction du rapport cyclique des convertisseurs.	40
Figure 2.12. Evolution du gain en tension en tenant compte des éléments parasites des convertisseurs.....	40
Figure 2.13. Organigramme de la première commande MPPT	42
Figure 2.14. Caractéristique de fonctionnement de la méthode P&O.....	44
Figure 2.15. Organigramme de la méthode P&O	45
Figure 2.16. Principe de la méthode HC.....	46
Figure 2.17. Algorithme de la méthode HC.....	46
Figure 2.18. Caractéristique de fonctionnement de la méthode IncCond	47
Figure 2.19. Organigramme de la méthode IncCond.....	48
Figure 2.20. Structure de base de la commande floue.....	49
Figure 2.21. Divergence de P&O et IncCond classiques lors des changements brusques de l'éclairement	50
Figure 2.22. Organigramme de P&O modifié	51
Figure 2.23. Organigramme d'IncCond modifié	52
Figure 3.1. Configuration par commutation au niveau de la contre-réaction d'état.....	55
Figure 3.2. Configuration par commutation au niveau de l'organe de Commande.....	55
Figure 3.3. Principe de la commande par mode glissant.....	56
Figure 3.4. Commande équivalente comme valeur moyenne de commutation entre u^- et u^+	58
Figure 3.5 Représentation de la fonction signe	60
Figure 3.6. Chaîne de conversion PV à base d'un convertisseur de type Buck-Boost.....	61
Figure 3.7. Circuit équivalent d'un GPV.....	62
Figure 3.8. Schéma bloc du GPV	63
Figure 3.9. Caractéristiques du module MSX 60 pour différents éclairements, $T = 25^{\circ}C$	64
Figure 3.10. Caractéristiques du module MSX 60 pour différentes températures, $G = 1000W / m^2$	64
Figure 3.11. Le Buck-Boost comme interface entre un GPV et une charge.....	65
Figure 3.12. Convertisseur Buck-Boost durant l'état « on ».....	65
Figure 3.13. Convertisseur Buck-Boost durant l'état « off »	66
Figure 3.14. Caractéristique puissance-tension typique.....	68

Figure 3.15. Comparaison de la puissance PV entre SMC et P&O sous un éclairage variable	73
Figure 3.16. Comparaison de la puissance PV entre SMC et P&O sous une température variable.....	73
Figure 3.17. Comparaison de la puissance PV entre SMC et P&O sous un changement de charge.....	73
Figure 3.18. Différents cas de positionnement du PF dans la caractéristique P-V du GPV :	75
Figure 3.19. Profil d'irradiation trapézoïdal	76
Figure 3.20. Comparaison de la puissance PV entre la méthode proposée et la méthode classique.....	76
Figure 3.21. Comparaison de la surface de glissement entre les méthodes proposée et classique	77
Figure 3.22. Résultats de simulation en utilisant la méthode proposée	77
Figure 3.23. Profil de température trapézoïdal.....	78
Figure 3.24. Comparaison de la puissance PV entre les méthodes proposée et classique.....	78
Figure 3.25. Comparaison de la surface de glissement entre les méthodes proposée et classique.....	78
Figure 3.26. Résultats de simulation de la méthode proposée pour un profil de température trapézoïdal	79
Figure 4.1. Chaîne de conversion PV à base d'un convertisseur de type Boost.....	81
Figure 4.2. Schéma électrique de base du convertisseur Boost.....	82
Figure 4.3. Comparaison de la puissance PV entre IncCond et IncCond modifiée	85
Figure 4.4. Comparaison de la puissance PV entre SMC et SMC améliorée.....	86
Figure 4.5. Comparaison de la puissance PV entre SMC améliorée et IncCond modifiée	86
Figure 4.6. Comparaison des erreurs de SMC améliorée et IncCond modifiée.....	87
Figure 4.7. Résultats de simulation d'IncCond modifiée durant un profil d'irradiation trapézoïdal	88
Figure 4.8. Résultats de simulation de la méthode proposée durant un changement d'irradiation	88
Figure 4.9. Photographie du banc d'essai expérimental.....	89
Figure 4.10. Synoptique d'implémentation de la technique MPPT proposée	90
Figure 4.11. Structure de contrôle en temps réel	91
Figure 4.12. Configuration interne de la carte dSPACE DS1104.....	91
Figure 4.13. Exemple d'écran du logiciel Control Desk.....	92
Figure 4.14. Schéma fonctionnel de l'émulateur	93
Figure 4.15. Modèle Simulink du module PV	93
Figure 4.16. Résultats expérimentaux d'IncCond modifiée durant un profil d'irradiation trapézoïdal	95
Figure 4.17. Résultats expérimentaux de la méthode proposée durant un profil d'irradiation trapézoïdal	95
Figure 4.18. Mesure expérimental du rapport cyclique du convertisseur pour l'algorithme proposé	96
Figure 4.19. Mesure expérimentale du signal MLI de l'IGBT en utilisant l'algorithme proposé	96
Figure 4.20. Mesure expérimentale de la poursuite du PPM en utilisant l'algorithme proposé.....	96
Figure 4.21. Résultats expérimentaux pour 5 modules PV avec l'algorithme proposé	97
Figure 4.22. Résultats expérimentaux d'IncCond modifié sous une croissance brusque d'irradiation	97
Figure 4.23. Résultats expérimentaux de l'algorithme proposé sous une croissance brusque d'irradiation	98

Liste des tableaux

Tableau 2.1. Récapitulatif des caractéristiques des convertisseurs continu-continu.	41
Tableau 2.2. Principe de l'algorithme P&O.....	44
Tableau 2.3. Exemple d'une table de vérité pour une commande logique floue.....	49
Tableau 3.1. Caractéristiques Principales du Module MSX 60.....	63

Listes des Acronymes et Symboles

Acronymes

AC	Alternating current
AM	Air masse
DC/AC	Conversion continu/alternatif
DC/DC	Conversion continu/continu
GPV	Générateurs photovoltaïques
HC	Hill climbing
IncCond	Incrémentation de conductance
MLI	Modulation de largeurs d'impulsions
PPM	Point de puissance maximale
DC	Direct current
MPPT	Maximum Power Point Tracking
P&O	Perturbation et observation
PF	Point de fonctionnement
PI	Régulateur proportionnel intégral
PV	Photovoltaïque
SMC	Sliding Mode Control
SSV	Système à structure variable
STC	Standard test conditions
Wc	Watt-crête
I-V	Courant-tension
P-V	Puissance-tension

Symboles

ΔE	Changement d'erreur
$\Delta \alpha$	Changement du Rapport cyclique du convertisseur
q	Charge élémentaire de l'électron
k_v	Coefficient de température de la tension en circuit ouvert
k_i	Coefficient de température du courant de court-circuit
δ	Coefficient empirique
K_i	Coefficient intégral du régulateur
K_p	Coefficient proportionnel du régulateur
u_n	Commande discontinue
u_{eq}	Commande équivalente
k_b	Constante de Boltzmann
i_{opt}	Courant optimale de la cellule
i_d	Courant dans la diode
i_{pv}	Courant de la cellule PV
i_{sc}	Courant de court-circuit de la cellule
I_s	Courant de saturation de la diode

I_{pv}	Courant du GPV
I_o, V_o	Courant et tension du bus continu
I_{max}	Courant maximale dans l'inductance
I_{min}	Courant minimale dans l'inductance
I_{opt}	Courant optimal du GPV
G	Eclairement
E	Erreur
a	Facteur d'idéalité de la jonction
FF	facteur de forme de la cellule PV
V	Fonction de LYAPUNOV
$sign$	Fonction signe
Z_d	Impédance différentielle
L, C_1, C_2	Inductance, condensateur d'entrée, condensateur de sortie
ΔV_s	L'ondulation de la tension de sortie
Δi_L	L'ondulation du courant dans l'inductance
f	La fréquence de découpage
u	Loi de commande
N_p	Nombre de branches en parallèle
n_s	Nombre de cellules en série
N_s	Nombre de modules en série
∇	Opérateur gradient
T_d	Période de découpage
i_{ph}	Photo courant
v_t	Potentiel thermodynamique
P_e	Puissance effectivement délivrée par le panneau
P_{in}	puissance incidente du rayonnement solaire
P_{max}	Puissance maximale
P_{charge}	Puissance transmise à la charge
α	Rapport cyclique du convertisseur
η	Rendement de la cellule PV
η_{mppt}	Rendement de la commande MPPT
η_{PV}	Rendement de la conversion photons-électrons du panneau
η_{conv}	Rendement du convertisseur
η_{total}	Rendement énergétique total
R_{opt}	Résistance optimale
r_p	Résistance parallèle de la cellule
R_p	Résistance parallèle du module PV
r_s	Résistance série de la cellule
R_s	Résistance série du module PV
A_{eff}	Surface active du panneau
S	Surface de glissement

σ	Surface de la cellule PV
T	Température de jonction des cellules
t	Temps
v_{opt}	Tension optimale de la cellule
v_{pv}	Tension de cellule PV
v_{oc}	Tension circuit ouvert de la cellule
V_{pv}	Tension du GPV
V_{opt}	Tension optimale du GPV
V_e, V_s	Tensions d'entrée et de sortie du convertisseur
T_r	Transposée d'une matrice
x	Variable d'état

INTRODUCTION GENERALE

L'énergie est indispensable à la vie de tout le monde, peu importe quand et où ils sont. Cela est particulièrement vrai en ce nouveau siècle, où les gens continuent à poursuivre un haut niveau de vie. Parmi les différents types d'énergie que l'Homme a besoin au quotidien, l'électricité est la plus importante qui lui sert pour l'éclairage, le chauffage, la cuisson, la distraction, la communication et l'information, etc. Au cours du XX^e siècle, on a abondamment utilisé les combustibles et les sources d'énergie à base d'hydrocarbures, ce qui s'est manifesté par le dégagement de grandes quantités de gaz notamment le dioxyde de carbone.

La pollution de l'air, les changements climatiques, les risques du nucléaire, les limites des réserves des énergies traditionnelles (uranium, pétrole, charbon et gaz naturel) qui sont épuisables et leurs répartitions non équitables sur le globe terrestre, l'augmentation des peuples du monde et l'accroissance des besoins énergétiques ont fait prendre conscience qu'un recours à d'autres moyens de production d'énergies respectueux de la planète où nous vivons, s'impose.

La solution est de recourir aux énergies renouvelables qui offrent la possibilité de produire de l'électricité satisfaisante aux exigences écologiques. Malheureusement, cette issue rencontre des contraintes économiques ; coût élevé et rendement bas. Le photovoltaïque (PV) fait partie de ces énergies.

L'énergie solaire est une alternative intéressante à l'énergie des combustibles fossiles. La conversion directe du rayonnement solaire en électricité est connue sous le nom d'effet photovoltaïque. L'énergie PV se développe très rapidement. Elle est durable, propre et sans pollution de l'environnement. Elle est de nature multidisciplinaire, impliquant la mécanique, l'électronique de puissance, théorie de contrôle, et d'autres filières. D'ailleurs, on prévoit, pour commander la puissance électrique débitée, diverses méthodes : l'action sur les propriétés physico-chimiques des cellules, l'action sur les trackers mécaniques d'orientation automatique des panneaux solaires, et l'action sur l'interface d'électronique de puissance qui relie le générateur PV avec sa charge. Cette dernière action est communément appelée la commande électrique des systèmes PV. Elle consiste en l'élaboration de topologies des convertisseurs statiques et de développement d'algorithmes de commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) pour la meilleure capture de la puissance maximale.

Cependant, il y a aussi quelques inconvénients potentiels de ces systèmes, à savoir les prix élevés des panneaux et le faible rendement énergétique de conversion [1]. Les systèmes PV génèrent une puissance dépendante du changement des conditions climatiques ; telles que le rayonnement solaire et la température des panneaux et de la variation de la charge. Par conséquent, une technique de recherche du point de puissance maximale (PPM) destinée à contrôler le rapport cyclique du convertisseur DC/DC est nécessaire pour garantir un fonctionnement optimal de la chaîne PV dans différentes conditions d'exploitation [2]. Plusieurs travaux ont abordé le problème de la recherche du point de fonctionnement permettant de tirer le maximum d'énergie des modules PV en utilisant différentes méthodes MPPT. Cependant, le non linéarité de la caractéristique des modules PV, leurs dépendances de la température, de l'ensoleillement et le niveau de dégradation de la caractéristique rendent l'implémentation de ces méthodes très complexe. Ces méthodes présentent aussi, lors des variations des conditions météorologiques, une mauvaise convergence ou une oscillation autour du point de puissance optimale dans les conditions normales de fonctionnement. Si le transfert de puissance entre les sources d'énergies renouvelables et la charge n'est pas optimal, l'efficacité globale du système sera grandement affectée. Les travaux de recherche se poursuivent encore pour rendre ces méthodes plus efficaces: c'est dans cette optique que s'inscrit ce thème de recherche.

Un aperçu de plus de trente de ces techniques MPPT a été abordé dans [2]. Les techniques perturbation et observation (P&O) [3] et incrémentation de conductance (IncCond) [3,4] sont largement utilisées dans la littérature, mais elles échouent sous une variation rapide des conditions météorologiques. C'est pourquoi, de nombreux chercheurs ont apporté des modifications à ces algorithmes afin d'améliorer leurs performances. KOK SOON et al ont proposé une amélioration de l'algorithme IncCond pour atténuer les réponses inexactes lors des changements brusques du niveau d'ensoleillement [5]. Il existe également d'autres techniques ; telles que la méthode basée sur la mesure du courant de court-circuit [6], la méthode basée sur la mesure de la tension de circuit ouvert [7], la méthode basée sur les réseaux de neurones artificiels [8] et la méthode basée sur la logique floue [8].

Parmi les techniques citées ci-dessus, la méthode MPPT basée sur le mode de glissement SMC (en anglais, Sliding Mode Control) [9-12] a une grande importance en raison de ses avantages tels que la stabilité, la robustesse contre la variation des paramètres, la réponse dynamique rapide et enfin la simplicité de mise en œuvre. L'application de cette méthode permet d'adapter la charge aux modules PV et de suivre le PPM quelles que soient les variations des conditions météorologiques. L'approche proposée dans le présent travail consiste en SMC avec deux pas de perturbation

différents. Les résultats obtenus par cette dernière, ont montré que l'efficacité de la poursuite du PPM est nettement meilleure que celles obtenues par les autres méthodes MPPT.

L'objectif principal de ce travail est de bâtir une plateforme de connaissance autour des chaînes de conversion PV suivi par l'optimisation du transfert énergétique entre la source d'énergie PV et le bus continu, dans le but d'améliorer le rendement des systèmes PV par la sélection des interfaces de puissance et le développement d'algorithmes de commande MPPT.

Pour atteindre cet objectif, il faut réaliser les tâches suivantes:

- Analyse du transfert d'énergie dans une source PV
- Étude comparative des différentes méthodes MPPT disponibles dans la littérature.
- Développement d'un nouvel algorithme MPPT
- Validation du système MPPT proposé par la simulation et l'expérimental.

L'optimisation du transfert énergétique des panneaux solaires nécessite une étude approfondie du système de conversion d'énergie PV. Cette étude concerne la modélisation, l'analyse et la synthèse de la commande du système.

Pour atteindre ces objectifs, on va suivre les étapes suivantes:

- Recherche bibliographique approfondie ;
- Analyse des travaux effectués dans le même sens ;
- Optimisation de l'énergie PV par la poursuite du PPM en utilisant un algorithme de commande numérique basée sur le mode de glissement ;
- Application sur une plateforme de simulation basée sur le progiciel Matlab/SimulinkTM ;
- Expérimentation du système MPPT proposé en implémentant les techniques MPPT sur une carte dSpace DS 1104 ;
- Comparaison avec d'autres méthodes MPPT, notamment les techniques P&O et IncCond ;
- Evaluation des performances des algorithmes de commande sur différentes topologies de convertisseurs DC-DC.

Tout d'abord, une revue de littérature est présentée. Elle comprend une brève discussion sur les avantages des systèmes PV, les différentes interfaces de puissance, ainsi que quelques techniques d'extraction de puissance maximale. Le cœur du travail est exposé dans les deux derniers chapitres traitant de l'analyse, de la validation, et de la discussion des résultats de simulation et expérimentaux de la technique MPPT proposée.

Cette thèse est composée de quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, après avoir présenté la définition de l'effet PV permettant la production d'électricité à partir d'un rayon lumineux frappant une pastille de silicium, des caractéristiques de la cellule PV ont été tracées pour différents paramètres internes et externes influant sur la conversion d'énergie PV. Également, des généralités sur les générateurs photovoltaïques (GPV), tels que la constitution, protection et installation, ont été données. De plus, les différentes chaînes de production d'électricité PV sont présentées.

Le second chapitre traite la problématique d'optimisation énergétique d'un système PV. Il débute par la connexion directe d'un GPV avec la charge. Cette configuration ne garantit pas un transfert optimal de l'énergie. Pour remédier à cet inconvénient, un étage d'adaptation d'impédance est nécessaire. Par la suite, une analyse de fonctionnement de plusieurs convertisseurs DC/DC non isolés (Buck, Boost, Buck-Boost, Sepic et Cuk) jouant le rôle d'adaptateurs est fait. On termine le chapitre par les techniques MPPT usuelles, qui permettent d'extraire le maximum d'énergie des modules PV.

Définition des systèmes à structure variable, des généralités sur la commande non linéaire basée sur le mode glissant, analyse du principe de fonctionnement et simulation de l'algorithme MPPT proposée, est décrit au chapitre trois.

Le chapitre quatre se focalise sur l'application de la nouvelle méthode sur une architecture de système PV autonome à base d'un convertisseur de type Boost. Le système sera simulé sous Matlab/Simulink et implémenté pratiquement sur une carte dSpace.

En conclusion générale, on présente une synthèse des travaux réalisés ainsi que les principaux résultats obtenus, puis les perspectives de ces travaux.

Chapitre 01

GENERALITES SUR LES CHAINES DE CONVERSION PHOTOVOLTAÏQUE

1.1. Introduction

La chaîne de conversion PV ou système PV est un ensemble d'éléments qui sert à la production d'électricité à partir du rayonnement solaire. Un GPV alimente une charge continue ou alternative via une interface d'électronique de puissance. Il est capable de fournir une puissance allant d'un milliwatt à quelques mégawatts. Le composant de base de ce système s'appelle : cellule PV ou photopile. Il produit de l'énergie électrique à chaque fois qu'il reçoit de l'éclairement. Il faut remarquer que la photopile n'est pas une pile car elle ne stocke pas d'énergie ni sous forme chimique ni sous une autre forme. Par contre, elle constitue un convertisseur instantané de la lumière vers l'électricité.

Dans ce chapitre, on présente globalement le fonctionnement du GPV, le principe de la conversion PV. On décrira une modélisation mathématique afin de tracer les caractéristiques courant-tension (I-V) et puissance-tension (P-V) de la cellule PV en montrant l'influence des conditions météorologiques (éclairement et température).

1.2. Cellule photovoltaïque

1.2.1. Effet photovoltaïque

La conversion d'énergie solaire PV repose sur un phénomène physique appelé : effet photovoltaïque, qui est la conversion directe de la lumière en électricité quand des photons frappent une cellule faite généralement du silicium. Cette dernière est un composant électronique semi-conducteur dans lequel l'absorption des photons, grains élémentaires de la lumière, libère des "électrons" chargés négativement et des "trous" chargés positivement. Ces charges électriques sont séparées par un champ électrique interne et collectées par une grille à l'avant et un contact à l'arrière. La cellule PV constitue ainsi un générateur électrique élémentaire (Figure 1.1).

L'effet PV est un phénomène optoélectronique fut découvert par le physicien Français EDMOND BECQUEREL en 1839. Mais, il faudra attendre jusqu'au 1954 pour que les trois chercheurs

américains des laboratoires Bell, Chapin, Pearson et Prince, développent la première cellule PV avec un rendement énergétique ne dépassant pas 4,5% au moment où l'industrie spatiale naissante cherche des solutions nouvelles pour alimenter ses satellites.

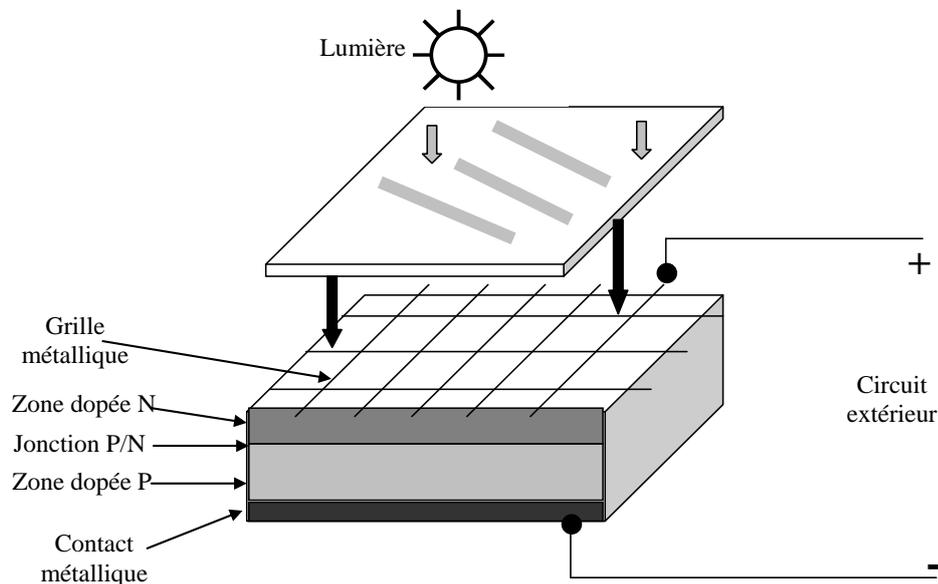


Figure 1.1. Fonctionnement d'une cellule solaire photovoltaïque

1.2.2. Technologies des cellules PV

Le matériau de base, utilisé dans la fabrication des cellules PV, est dans la plupart des cas le silicium. Cette technologie présente plus de 85% du marché mondial d'aujourd'hui, dont 29% pour le silicium monocristallin et 51% pour le silicium multi-cristallin. Selon le procédé de fabrication, on obtiendra des photopiles plus ou moins performantes, sous forme amorphe, polycristalline, ou mono cristalline. D'autres matériaux sont utilisables : Arséniure de Gallium (AsGa), Tellure de Cadmium (CdTe), Indium Gallium Phosphide (InGaP), et Cu(InGa)Se_2 . Le choix parmi ces différentes technologies dépend du prix et du rendement énergétique. Quelques rendements concernant les diverses photopiles existantes sont présentés ci-après [13, 14] :

- Les cellules monocristallines font partie de la première génération de photopiles. Elles ont un taux de rendement excellent de 24,7% en laboratoire (record obtenu en 1999). SunPower commercialise une cellule de même nature avec un bon rendement qui peut atteindre 24,2%. Cependant, leur méthode de production est laborieuse et difficile, et donc, très chère. Il faut une grande quantité d'énergie pour obtenir du cristal pur.

- Les cellules polycristallines ont un coût de production moins élevé, et utilisant un procédé moins gourmand en énergie, avec un rendement de 11 à 15% (19,8% en laboratoire).

- Les cellules amorphes ont un coût de production bien plus bas, mais malheureusement avec un rendement plus bas 5 à 8% (13% en laboratoire). Cette technologie permet d'utiliser des couches très minces de silicium de 0,3 à 1,0 micromillimètres seulement (500 μ mm pour les deux autres types). Les panneaux amorphes ont besoin d'environ deux fois plus de surface pour produire la même quantité d'électricité, et semblent se dégrader plus rapidement. Cependant, ils ont l'avantage de mieux réagir à la lumière diffusée et à la lumière fluorescente et d'être plus performants à des températures élevées.
- Les cellules en composite monocristallin (AsGa) avec un rendement de 18 à 20% (27,5% en laboratoire).
- Les cellules en composite polycristallin (CdS, CdTe, CuInGaSe₂, etc.) ont un rendement de 8% (16% en laboratoire).

1.2.3. Modélisation de la cellule PV

Pour établir le modèle mathématique de la cellule PV, il faut tout d'abord retrouver son circuit électrique équivalent. De nombreux modèles mathématiques de cellule PV ont été développés pour représenter leur comportement très fortement non linéaire dû à la jonction semi-conductrice. La référence [15] analyse trois types de modèles : modèle à une diode, modèle à deux diodes et le modèle polynomial. A titre d'exemple, on trouve le modèle à deux diodes utilisé par [3]. Le modèle à une diode est le modèle le plus classique de la littérature [16-19]. Il consiste en un générateur de courant i_{ph} qui est directement dépendant de l'ensoleillement et de la température pour la modélisation du flux lumineux incident, une diode en antiparallèle pour les phénomènes de polarisation de la cellule, une résistance série r_s représentant les diverses résistances de contacts et de connexions et une résistance parallèle r_p caractérisant les divers courants de fuites dus à la diode et aux effets de bords de la jonction. Le circuit électrique équivalent de la cellule est représenté dans la figure 1.2 ; Avec : i_d le courant qui traverse la diode, v_d la tension aux bornes de la diode, i_{pv} le courant délivré par la cellule et v_{pv} est la tension à la sortie de la cellule.

Deux cas sont à distinguer dans l'étude de la cellule PV, cas idéal et cas réel.

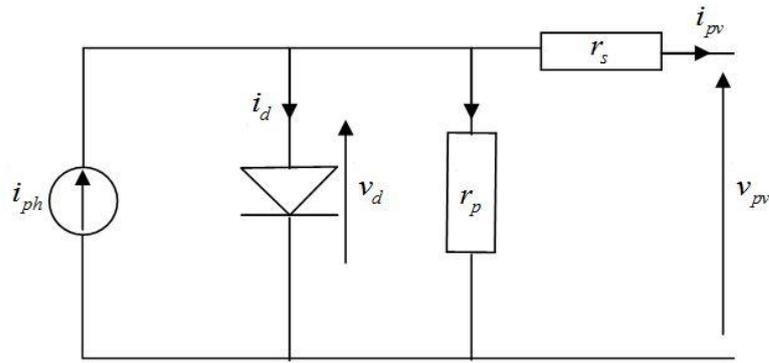


Figure 1.2. Schéma équivalent d'une cellule PV

a. Cellule PV idéale

La résistance série est très petite et la résistance parallèle est suffisamment grande. Le circuit équivalent de la photopile peut devenir comme suit (figure 1.3):

Une photopile dans l'obscurité (figure 1.3.a) est régie par l'expression du courant dans la diode :

$$i_{pv} = -i_d = -I_s \left[\exp\left(\frac{q v_{pv}}{a k_b T}\right) - 1 \right] \quad (1.1)$$

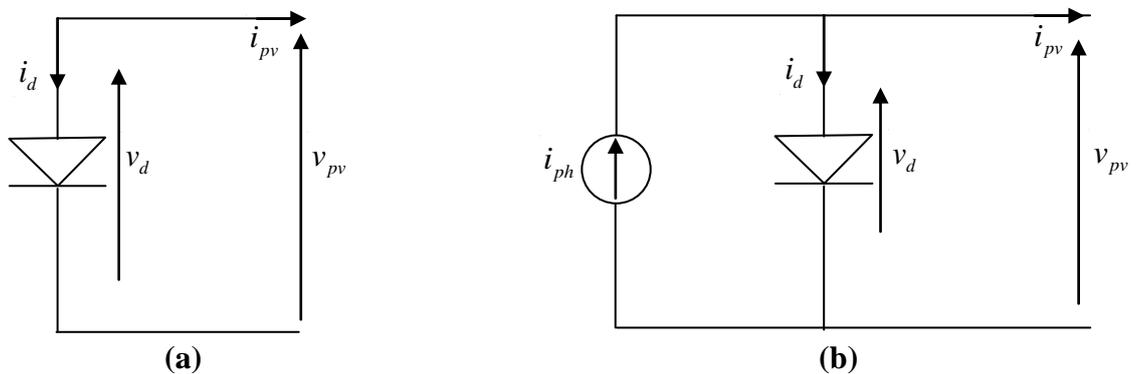


Figure 1.3. Schéma équivalent d'une photopile idéale :

(a) Sous l'obscurité ;

(b) Sous l'éclairement

Où :

I_s est le courant de saturation de la diode,

a est le facteur d'idéalité de la jonction,

k_b est la constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$),

T est la température de jonction des cellules,

q est la charge élémentaire de l'électron ($1,6 \times 10^{-19} \text{ C}$).

Si la photopile est maintenant sous l'éclairement (Figure 1.3b), elle sera régie par une nouvelle expression :

$$i_{pv} = i_{ph} - i_d = i_{ph} - I_s \left[\exp\left(\frac{qv_{pv}}{ak_bT}\right) - 1 \right] \quad (1.2)$$

Pratiquement, on utilise une charge résistive ajustable pour construire point par point la caractéristique courant-tension de la photopile (Figure 1.4).

Si la charge est nulle, cas de court-circuit, la tension de sortie est égale à zéro. Le courant de la cellule est à son maximum. Ce courant est appelé : courant de court-circuit (short circuit current).

$$i_{sc} = i_{ph} \quad (1.3)$$

Si la charge est suffisamment grande, cas du circuit ouvert, le courant de sortie est égal à zéro. La tension de la cellule est à son maximum. Cette tension est appelée la tension de circuit ouvert (open circuit voltage) :

$$v_{oc} = \frac{ak_bT}{q} \ln\left(\frac{i_{ph}}{I_s} + 1\right) \quad (1.4)$$

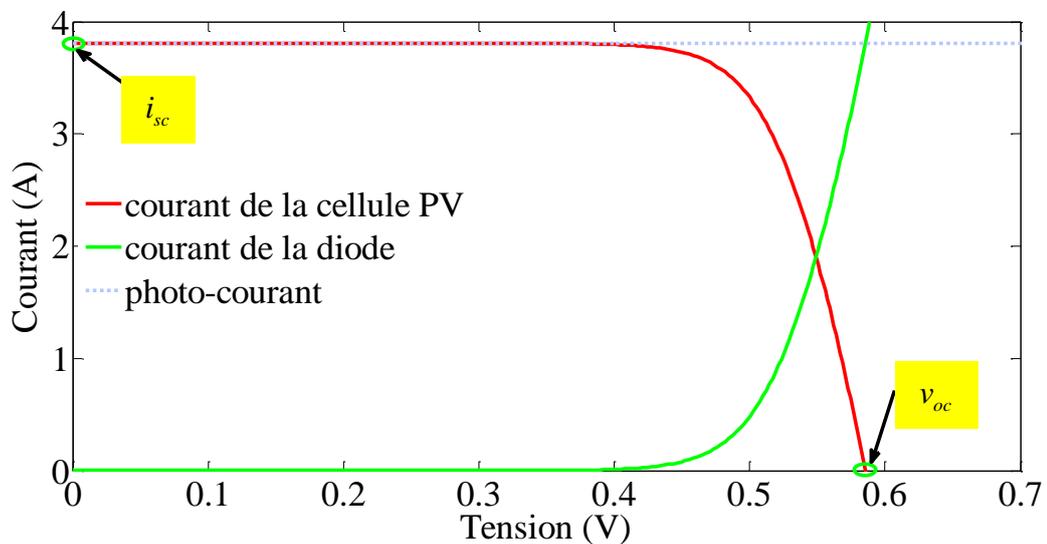


Figure 1.4. Constitution de la caractéristique d'une photopile

b. Cellule PV réelle

En réalité, la résistance série est très petite, et est de l'ordre de quelques milli-ohms. La résistance parallèle est suffisamment grande, et est de l'ordre du méga ohm. Dans ce cas, le circuit équivalent de la photopile est celui de la figure 1.2. Ainsi, l'expression du courant de la cellule peut avoir la forme suivante [20]:

$$i_{pv} = i_{ph} - i_d - \frac{v_{pv}}{r_p} = i_{ph} - I_s \left[\exp \left(\frac{q(v_{pv} + r_s i_{pv})}{a k_b T} \right) - 1 \right] - \frac{v_{pv} + r_s i_{pv}}{r_p} \quad (1.5)$$

En utilisant cette expression, on peut tracer la caractéristique I-V de la cellule PV (Figure 1.5). Etant donné que la puissance de la cellule est le produit du courant par la tension, alors de même, on peut tracer la caractéristique P-V de la cellule PV (Figure 1.6).

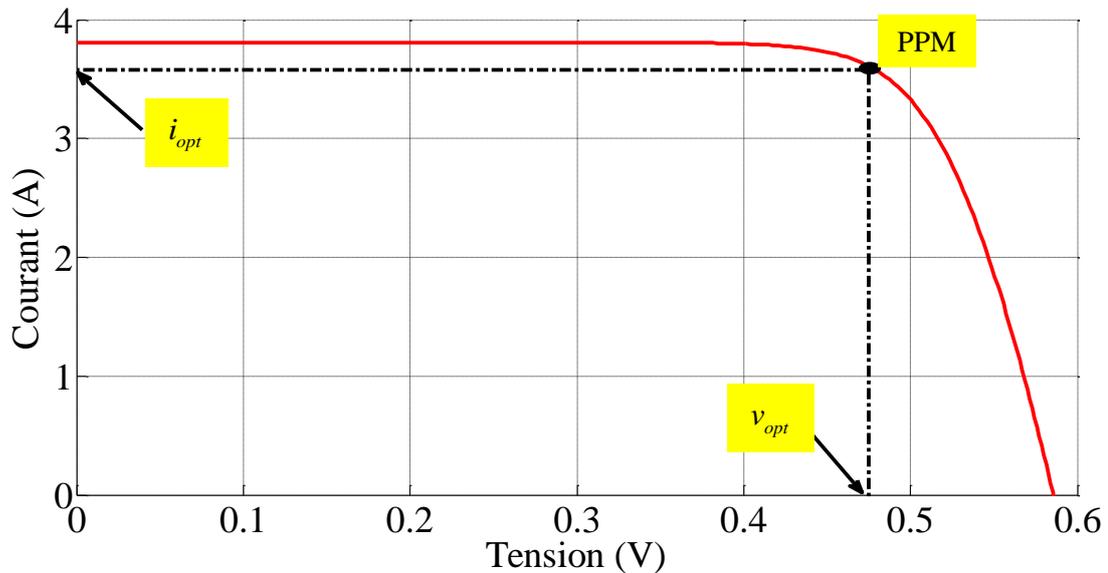


Figure 1.5. Caractéristique courant-tension d'une photopile

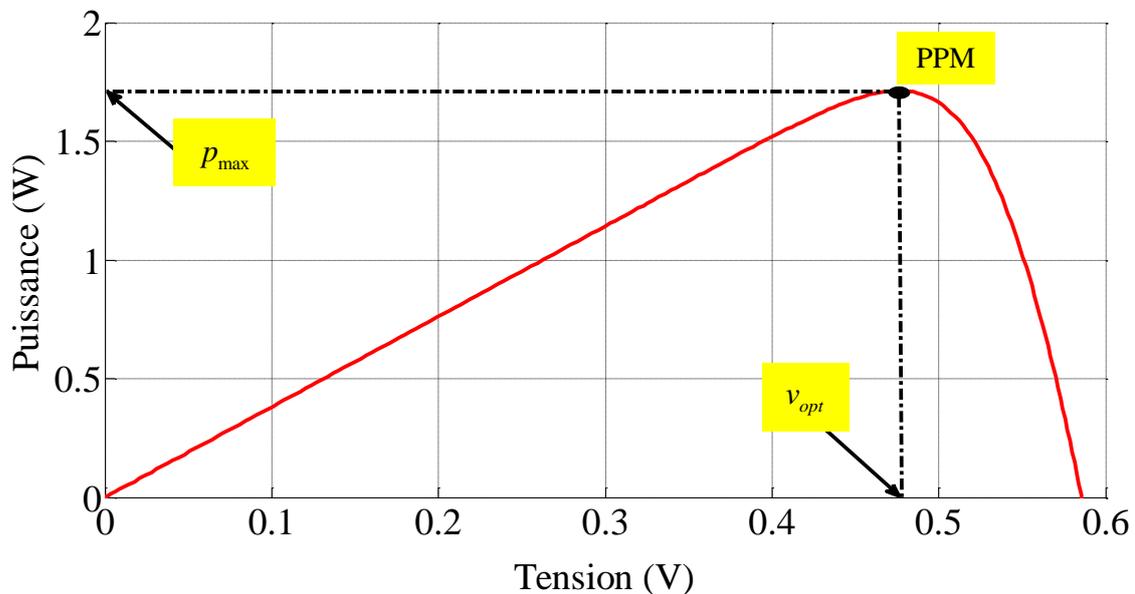


Figure 1.6. Caractéristique puissance-tension d'une photopile

On peut conclure que la cellule PV présente une caractéristique I-V non linéaire allant du point de fonctionnement extrême correspondant au courant de court-circuit vers un autre point extrême

correspondant à la tension en circuit ouvert tout en passant par le point de fonctionnement souhaité qui est le PPM. Trois modes de fonctionnement de la photopile peuvent être distingués en regardant sa caractéristique I-V. Cette cellule se comporte comme générateur de courant si sa tension est inférieure à 0,4 V. Elle a un fonctionnement de générateur de tension si son courant est moins de 3 A. Entre ces deux limites, on trouve le 3^{ème} mode où se situe le point de fonctionnement optimal PPM. Les coordonnées de ce point de puissance maximale v_{opt}, i_{opt} peuvent être estimées par les inéquations suivantes [21]:

$$\begin{aligned} 0,71v_{oc} &\leq v_{opt} \leq 0,78v_{oc} \\ 0,78i_{sc} &\leq i_{opt} \leq 0,92i_{sc} \end{aligned} \quad (1.6)$$

La puissance maximale de la cellule p_{max} peut être exprimée comme suit :

$$p_{max} = v_{opt} \cdot i_{opt} = v_{oc} \cdot i_{sc} \cdot FF \quad (1.7)$$

Avec FF est le facteur de forme. Ce facteur mesure la qualité de la photopile et son éloignement du rectangle idéal $v_{oc} \cdot i_{sc}$. Sa valeur se situe entre 0,7 et 0,8 pour une photopile cristalline et diminue avec l'augmentation de la température.

P_{max}, v_{oc}, i_{sc} sont des paramètres donnés par le fabricant pour des conditions standards STC (Standard test conditions) qui sont l'ensoleillement de 1000 W/m², la température de 25 °C et l'air de masse AM 1,5.

Le rendement de la photopile est le rapport de la puissance maximale produite p_{max} sur la puissance incidente p_{in} du rayonnement solaire qui frappe la photopile. Cette dernière puissance est égale au produit de l'éclairement G par la surface σ .

$$\eta = \frac{p_{max}}{p_{in}} = \frac{v_{opt} \cdot i_{opt}}{G \cdot \sigma} \quad (1.8)$$

1.2.4. Influence des résistances série et parallèle sur la cellule PV

A partir du circuit équivalent d'une photopile réelle, on constate que d'autant la résistance série est faible et la résistance shunt est grande, on collecte un maximum de courant ce qui implique un maximum de puissance. La figure 1.7 (a, b) illustre respectivement les caractéristiques I-V et P-V pour différentes résistances série. La figure 1.8 (a, b) montre respectivement les caractéristiques I-V et P-V pour différentes résistances shunt. En augmentant r_s ou en diminuant r_p , on s'éloigne du

rectangle idéal $v_{oc} \cdot i_{sc}$ de la caractéristique I/V qui correspond au $FF = 1$ et de même la puissance diminue.

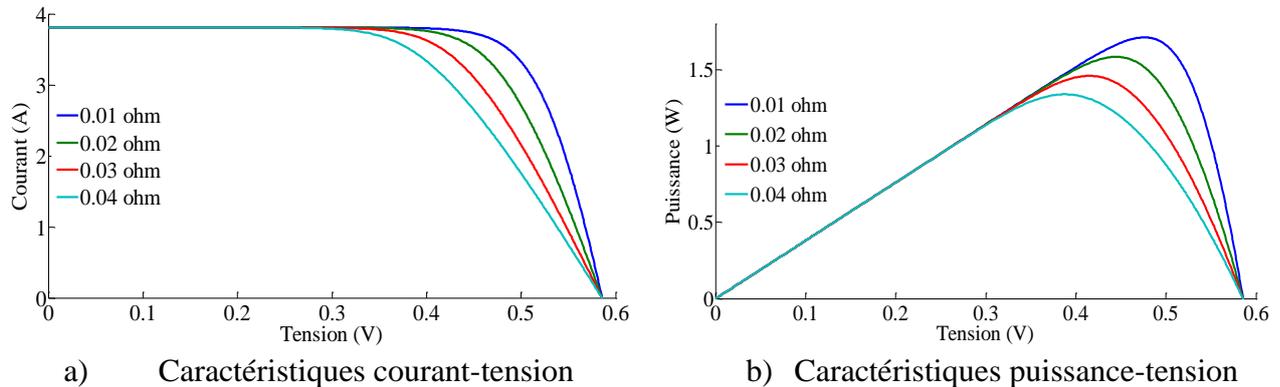


Figure 1.7. Influence de la résistance série sur les caractéristiques PV

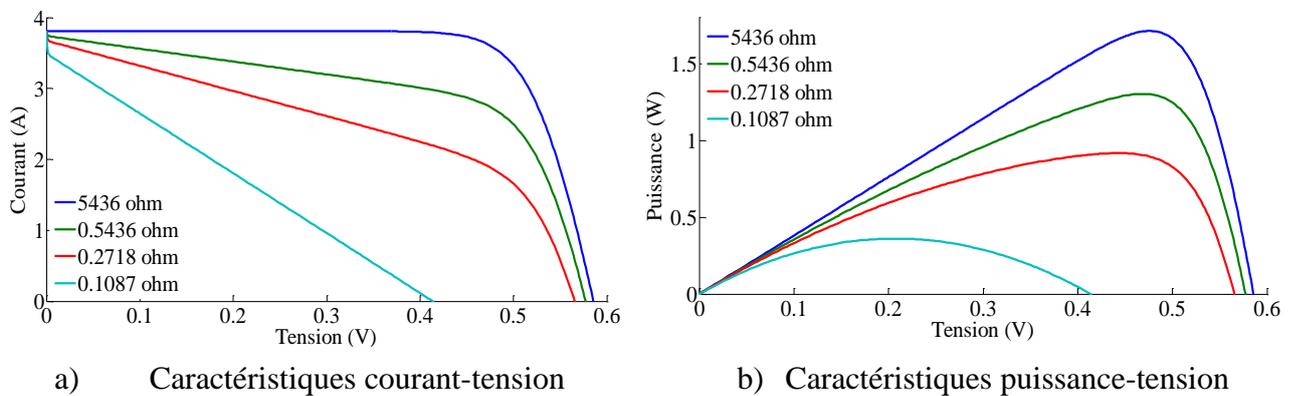


Figure 1.8. Influence de la résistance shunt sur les caractéristiques PV

1.2.5. Influence de l'éclairement sur la cellule PV

L'éclairement est le paramètre le plus influant sur la cellule PV. En effet, le photo-courant est proportionnel à l'éclairement, par contre le courant à travers la diode qui n'est que le photo-courant à l'obscurité, reste inchangé aux variations de ce dernier. La figure 1.9 (a, b) présente respectivement les caractéristiques I-V et P-V de la photopile simulée sous une température de référence de 25 °C et sous divers niveaux d'éclairements. On remarque que la tension du circuit ouvert v_{oc} reste très peu changée en faisant varier l'éclairement G , par contre le courant du court-circuit i_{sc} varie beaucoup en augmentant l'éclairement ce qui engendre une augmentation de la puissance photovoltaïque.

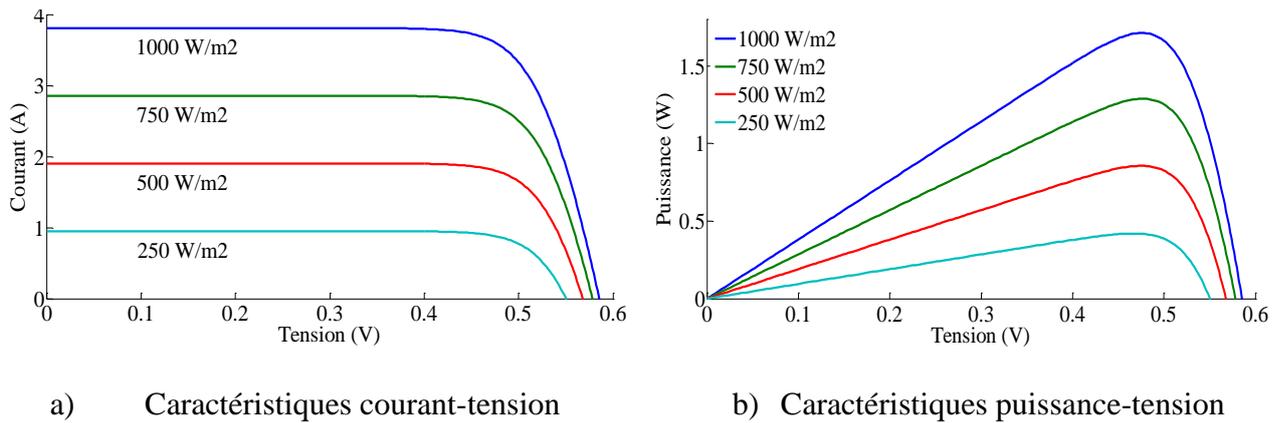


Figure 1.9. Dépendance des caractéristiques de la cellule PV de l'éclairement

La dépendance du courant i_{sc} de l'éclairement G peut être formulée par [22] :

$$i_{sc} = i_{sc}^* \frac{G}{G^*} + k_i \frac{G}{G^*} (T - T^*) \tag{1.9}$$

Avec i_{sc}^* est le courant de court-circuit dans les conditions STC ($G^* = 1000 \text{ W/m}^2$, $T^* = 25^\circ\text{C}$), et k_i est un coefficient de température du courant de court-circuit (généralement donné par le fabricant).

1.2.6. Influence de la température sur la cellule PV

La température est le second paramètre le plus important dans le comportement de la photopile. La figure 1.10 (a, b) illustre respectivement les caractéristiques I-V et P-V de la photopile simulée sous un éclairement de 1000 W/m^2 et différentes températures. On remarque que le courant du court-circuit i_{sc} reste très peu sensible à la variation de la température mais la tension du circuit ouvert v_{oc} diminue en augmentant la température ce qui cause une diminution de la puissance à la sortie de la photopile.

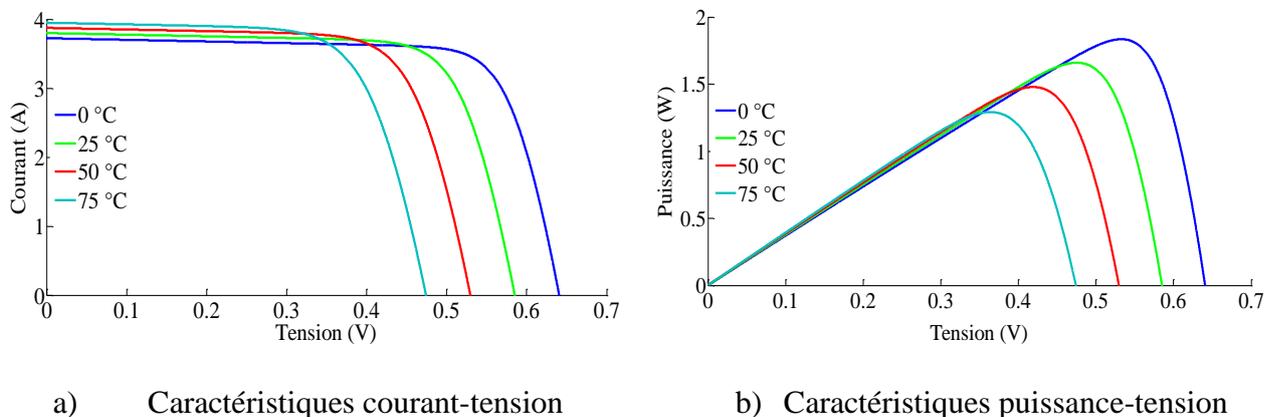


Figure 1.10. Dépendance des caractéristiques de la cellule PV de la température

La tension du circuit ouvert en fonction de la température est donnée par [17] :

$$v_{oc} = v_{oc}^* + \delta(T - T^*) - (i_{sc} - i_{sc}^*)r_s \quad (1.10)$$

Avec v_{oc}^* est la tension du circuit ouvert dans les conditions STC et δ est un coefficient obtenu empiriquement (V/°C).

1.2.7. Influence simultanée de l'éclairement et de la température sur la cellule PV

Le changement d'un paramètre atmosphérique, éclairement ou température, en fixant l'autre est peu probable dans la réalité. Généralement, le changement de ces deux paramètres qui se fait aléatoirement est dans la plupart des temps simultané et dans la même direction. La figure 1.11 montre l'impact de variation parallèle des conditions climatiques sur la cellule PV.

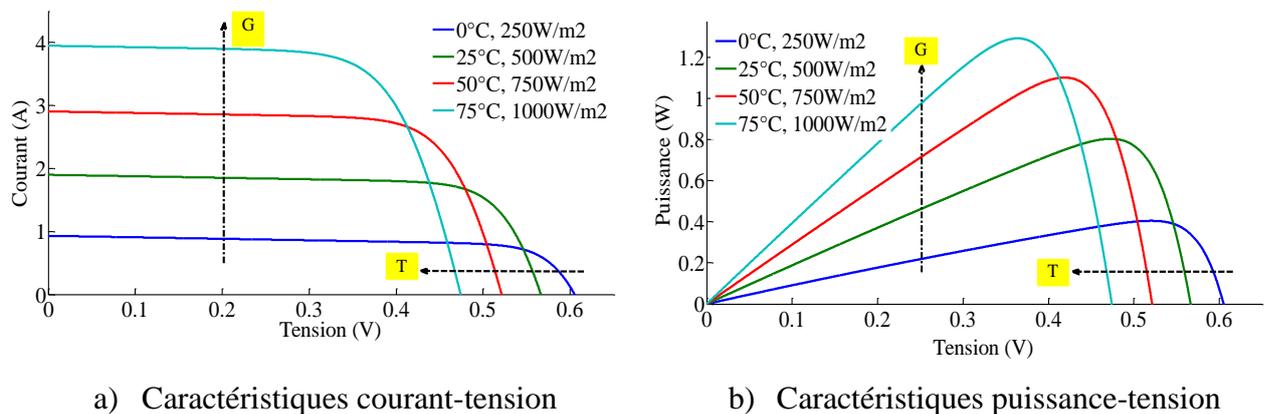


Figure 1.11. Influence simultanée de G et T sur les caractéristiques de la cellule PV

1.3. Générateur photovoltaïque GPV

1.3.1. Conception et caractéristiques du GPV

La cellule PV fait à peu près 150 cm^2 , produit 2,3 Watt-crête (Wc) sous approximativement 0,5 Volt [23]. Cette faible puissance est généralement insuffisante pour la majorité des applications PV domestiques ou industrielles. Afin de fournir au récepteur extérieur une tension et une puissance adéquates, plusieurs cellules PV doivent être connectées entre elles en série, pour former ce qu'on appelle : « un module ». Les modules peuvent être assemblés en série et/ou en parallèle pour former des panneaux (Figure 1.12), eux-mêmes interconnectés pour former un champ PV.

On utilise généralement des modules PV de 12 V, composé normalement de 28 à 40 cellules. Un mètre carré de panneaux solaires peut produire jusqu'à 150 W, sans entretien pendant

une trentaine d'années. La puissance que peut fournir un module est fonction de sa surface, de sa température et de l'ensoleillement incident. Elle s'exprime en Watt-crête et représente la puissance maximale du module pour les conditions normalisées de l'ensoleillement maximal de référence (1000 W/m^2) et de température de référence (25°C) [24]. La tension délivrée par un module dépend du nombre de cellules connectées en série. Pour les modules de petite puissance ($< 75 \text{ Wc}$), la tension d'usage est généralement comprise entre 12 et 15 V. Des modules de puissance plus importante sont obtenus par une augmentation du nombre de cellules en série (augmentation de la tension) et augmentation du nombre de branches de cellules en parallèle (augmentation de la valeur du courant). La tension d'usage peut alors être de 24 V ou plus selon la configuration du système à alimenter. La surface des modules est variable selon les fabricants et est généralement comprise entre $0,5$ et 1 m^2 . Elle peut atteindre 3 m^2 pour des fabrications spéciales et si l'importance de la commande le permet. L'assemblage des modules en série et/ou en parallèle permettra de fixer différentes tensions et puissances.

La caractéristique d'une cellule PV est semblable à celle d'une photodiode mais en convention génératrice (Figure 1.4). La caractéristique I-V d'un générateur ou d'un module PV ressemble à celle d'une cellule (avec un rapport près) lorsque les diodes de protections n'interviennent pas et que toutes les cellules sont identiques et reçoivent le même éclairage. De même, la caractéristique d'un générateur formé de $N_p \cdot N_s$ modules sera identique à celle d'un seul module (Figure 1.13, Figure 1.14, Figure 1.15).

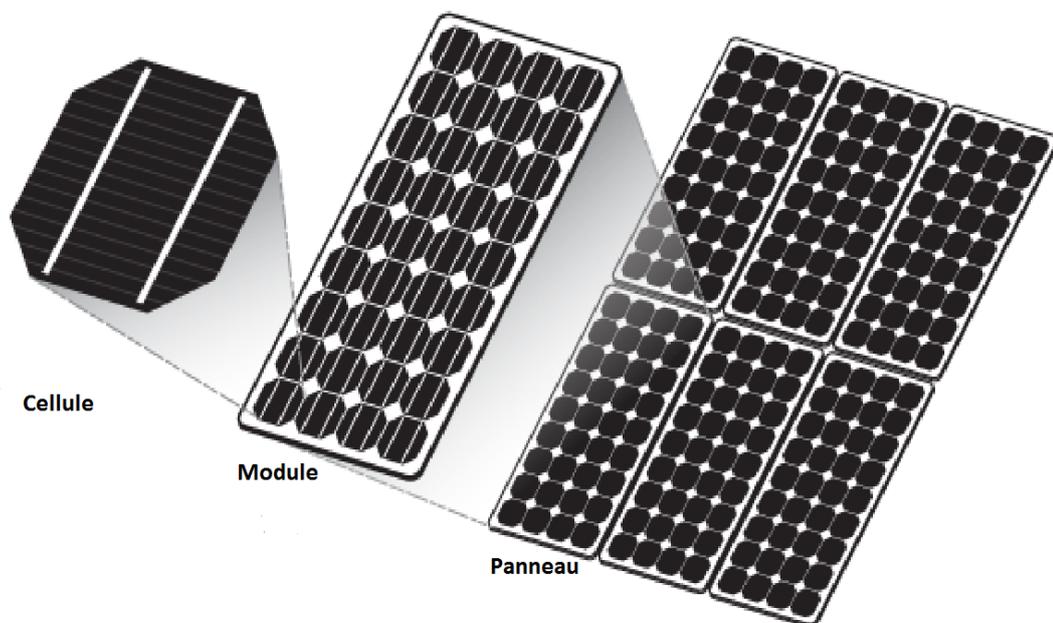


Figure 1.12. Constitution d'un générateur photovoltaïque

Dans un groupement de modules connectés en parallèle, les modules étant soumis à la même tension, les intensités s'additionnent. La caractéristique résultante est obtenue par addition de courants à tension donnée. Dans un groupement en série, les modules sont traversés par le même courant et la caractéristique résultante du groupement en série est obtenue par l'addition des tensions à courant donné. La plupart des modules commercialisés sont composés de 36 cellules en silicium cristallin, connectées en série pour des applications en 12 V.

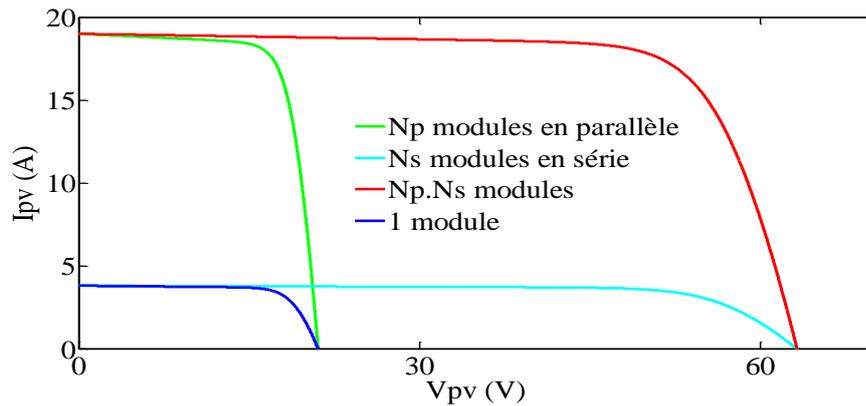


Figure 1.13. Caractéristiques courant-tension pour différents assemblage de modules PV

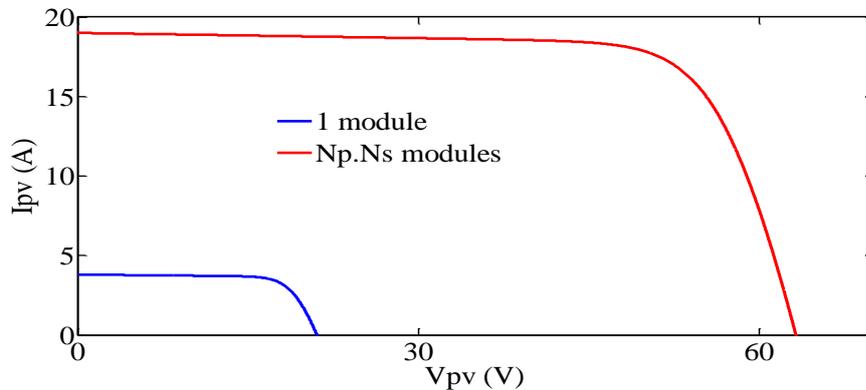


Figure 1.14. Caractéristiques courant-tension pour $N_p \cdot N_s$ modules

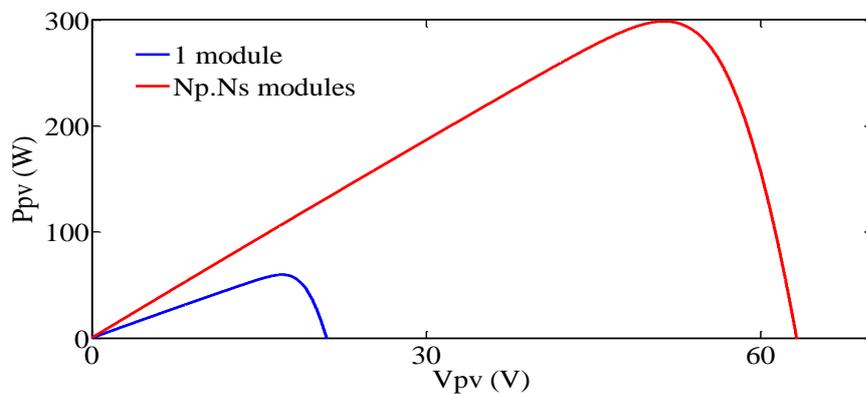


Figure 1.15. Caractéristiques puissance-tension pour $N_p \cdot N_s$ modules

1.3.2. Effet d'éclairement non homogène sur le GPV : Ombrage partiel

Cette section a pour but de marquer l'effet de l'ombrage partiel ou d'éclairement constant et non homogène sur le GPV. Pour cela, on considère un GPV composé de trois modules type MSX 60. Chacun est capable de fournir une puissance crête de 60 W dans les conditions standard de test STC ($25\text{ }^{\circ}\text{C}$, 1000 W/m^2). On fixe la température à la valeur de référence et on met les trois modules à des éclaircements constants mais différents. Le premier est soumis à 500 W/m^2 , le second à 750 W/m^2 et le dernier à 1000 W/m^2 comme le montre le synoptique de simulation de la figure 1.16.

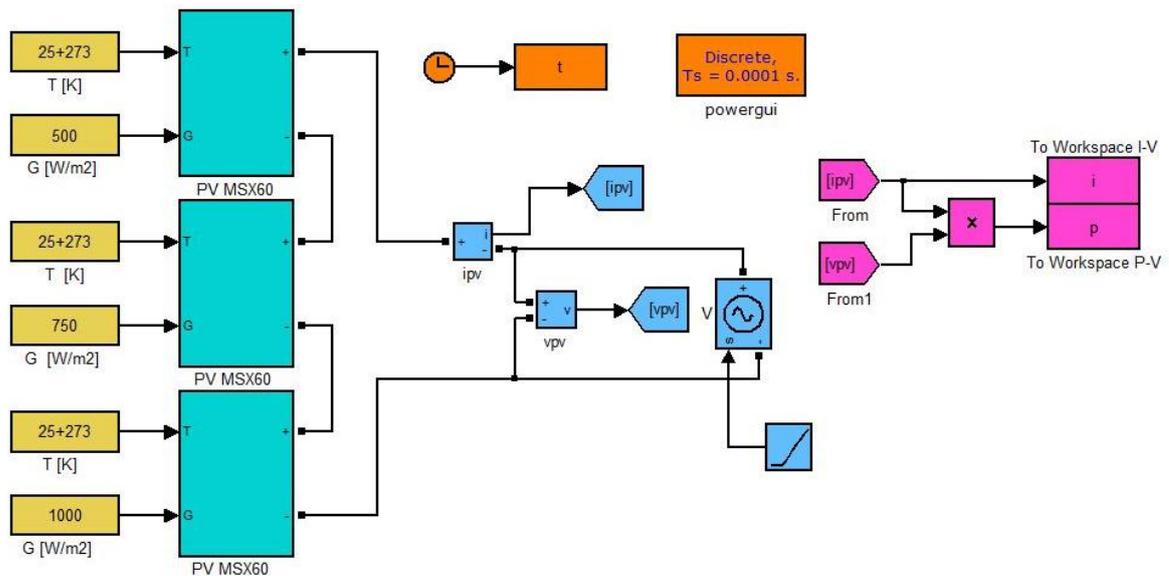


Figure 1.16. Synoptique de simulation de l'effet d'ombrage

L'influence de l'ensoleillement non homogène sur les caractéristiques P-V et I-V est respectivement illustrée dans la figure 1.17 (a, b). On constate l'existence des PPM locaux et un PPM global d'environ 94,17 W. Pour le même GPV, on refait le test en considérant un éclairciment constant et homogène de 1000 W/m^2 , c'est-à-dire les deux modules ombragés deviennent bien éclairés. Le résultat de simulation est présenté dans la figure 1.18. Dans ce cas, on obtient un PPM de 171,4 W.

En conclusion, l'effet de l'ensoleillement non homogène se résume par une perte de puissance d'environ de 45%. Si on considère que les trois modules opèrent indépendamment l'un de l'autre et sous leurs propres conditions, on aura la puissance de crête de l'ensemble en série égale à la somme des trois puissances de chacun, soit $30\text{W}+45\text{W}+60\text{W}$. Avec l'éclairement non homogène on peut tirer que 70% de la puissance que normalement on doit avoir.

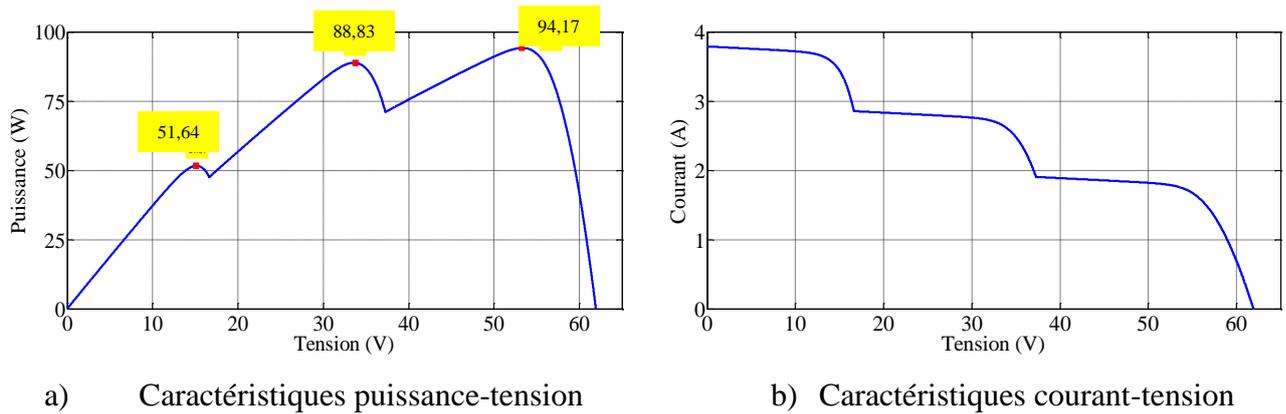


Figure 1.17. Influence de l'éclairement non homogène sur les caractéristiques du GPV

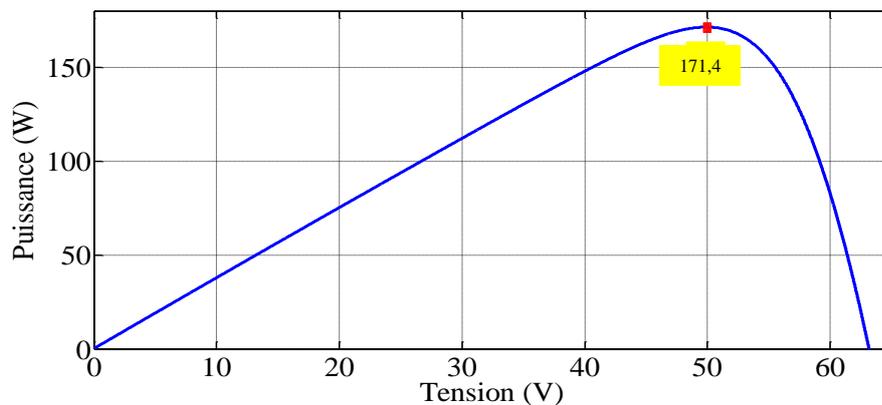


Figure 1.18. Caractéristique du GPV pour un éclairement homogène

1.3.3. Protection des panneaux solaires

Le passage d'un module à un panneau se fait par l'ajout de diodes de protection (Figure 1.19). Pour montrer l'utilité des diodes de protection, on considère deux types de groupement de cellules PV : parallèle et série. Dans un assemblage parallèle, les cellules sont soumises à la même tension et les courants s'ajoutent. Dans des conditions défavorables (éclairage non uniforme et circuit ouvert), une cellule faible peut être parcourue en inverse par le courant produit par les autres cellules et ainsi dissiper une puissance importante et être détruite. Pour éviter cet effet, il faut mettre une diode en série qui interdit tout courant inverse.

Par contre, dans un assemblage série, le courant constant et les tensions s'additionnent. Dans certaines conditions d'éclairage non uniforme et de fonctionnement proche du court-circuit, une cellule peut être soumise à la tension des autres cellules appliquée en inverse et ainsi fonctionner en récepteur en dissipant une puissance importante et être détruite si la contrainte thermique est trop forte ou si la tension d'avalanche est dépassée. Pour éviter cela, il faut disposer une diode en parallèle, aux bornes d'un groupement élémentaire de 30 à 40 cellules au silicium au maximum.

L'amorçage spontané de cette diode parallèle, dès l'apparition d'une tension en inverse aux bornes du groupement limite cette dernière à la tension de la diode et ainsi la puissance dissipée [16].

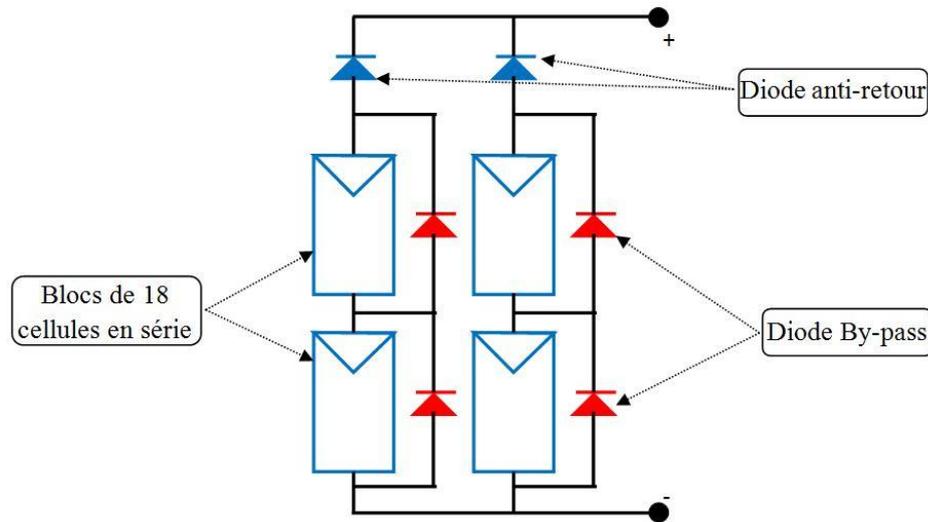


Figure 1.19. Diodes de protection des modules

1.3.4. Installation des panneaux solaires

L'installation des panneaux solaires PV peut être sur des supports fixes au sol ou sur des systèmes mobiles de poursuite du soleil appelés : trackers. Dans ce dernier cas, la production électrique augmente d'environ 30 % par rapport à une installation fixe. En dehors de centrales solaires, les installations fixes se font actuellement plutôt sur les toits des logements ou des bâtiments (Figure 1.20), soit en intégration de toiture, soit en surimposition. L'endroit de la pose doit être bien dégagé, aéré et protégé. Il est conseillé de laisser environ 10 cm sous les modules et de les poser avec une inclinaison d'au-moins de 10° pour assurer un auto-nettoyage lors des pluies. Pour plus de performance, une inclinaison de 30° à 60° est recommandée. Dans certains cas, on pose des panneaux verticaux en façade d'immeuble (Figure 1.20). Cette inclinaison n'est pas optimale pour la production d'électricité, mais comme ces panneaux remplacent le revêtement de façade, l'économie réalisée sur le revêtement compense au moins partiellement une production plus faible. Il faut également éviter que des éléments fassent de l'ombre aux panneaux.



(a) sur le toit



(b) sur la façade

Figure 1.20. Intégration du photovoltaïque dans le bâtiment [66]

1.4. Chaînes de conversion photovoltaïque

La chaîne de conversion solaire photovoltaïque ou tout court le système PV comporte en plus de l'élément principal qui est le générateur PV qui représente plus de 50% du coût total de la chaîne [16], des éléments secondaires comme le système de stockage ainsi que l'étage d'adaptation de puissance. Souvent, le système de stockage comprend un ou plusieurs batteries rechargeables. Les batteries sont un article très coûteux et doivent être choisis avec prudence. Pour l'étage d'adaptation n'est autre qu'un convertisseur statique DC/DC ou DC/AC qui peut faire la régulation de charge de la batterie et/ou la poursuite du PPM du GPV. La durée de vie des modules PV est entre 20 et 30 ans, celle des batteries atteint 8 à 10 ans. Les systèmes peuvent être conçus pour des puissances très variables (de 20 Wc pour un système de signalisation routière jusqu'à plus de 100 MWc pour une centrale connectée au réseau).

Les systèmes PV peuvent être autonomes ou connectés aux réseaux publics, comme on peut rajouter aux GPV d'autres sources, par exemple éoliennes et/ou groupes électrogènes pour éviter le surdimensionnement des panneaux et des batteries. Dans ce cas, le système PV est devenu système hybride. En dehors des applications spatiales à l'origine du développement des techniques PV et des applications en électronique (alimentation de calculette, de montres...), on trouve deux grandes familles d'applications :

- Les générateurs autonomes pour l'alimentation en électricité de bâtiments ou d'installations isolées du réseau de distribution (habitat, relais hertzien, pompage, balisage en mer, électrification rurale des pays sous-développés...) ont des puissances généralement moins de 100 kWc.
- Les centrales PV connectées au réseau (en très fort développement dans les pays industrialisés) ont atteint plus de 300 MWc en janvier 2014.

1.4.1. Systèmes PV autonomes

Dans le cas d'installations autonomes, les systèmes PV fonctionnent indépendamment des réseaux électriques. L'énergie produite par les panneaux solaires PV est utilisée immédiatement (pompage d'eau, ventilation, ...etc.) ou stockée dans des batteries pour une utilisation différée. Le courant continu produit alimente directement des appareils prévus à cet effet ou est transformé en 230 V alternatif via un onduleur. La configuration la plus simple des systèmes autonomes est le couplage direct où le GPV est directement connecté à la charge continue (Figure 1.21). Dans cette connexion, la charge ne peut être opérationnelle que pendant les périodes d'ensoleillement suffisant. Ce qui est faisable pour des applications qui n'ont pas besoin de fonctionner la nuit ou dans l'obscurité comme le pompage de l'eau.



Figure 1.21. Couplage direct GPV-charge.

Pour des applications qui ont besoin de l'énergie électrique même la nuit et lors des moments d'obscurité, un système de stockage peut être ajouté au système. L'énergie produite par le dispositif solaire est emmagasinée dans l'accumulateur d'énergie en vue d'être utilisée au moment du manque de l'éclairage. En effet, c'est presque toujours la batterie qui dure le moins longtemps dans une application solaire. Alors, en vue d'améliorer la durée de vie d'une batterie, on doit empêcher la surcharge (éviter que la tension dépasse un certain seuil) et la décharge profonde (éviter que la batterie soit vidée de plus de 60% de sa charge). Cela est possible par le biais d'un contrôleur de charge. Ainsi, quand l'énergie produite est supérieure à l'énergie consommée, l'excédent d'électricité est stocké dans les batteries jusqu'à ce que la limite de charge des batteries soit atteinte. Inversement, quand l'énergie produite est inférieure à l'énergie consommée, les batteries fournissent la quantité d'énergie manquante jusqu'à ce que la limite de décharge des batteries soit atteinte. Un régulateur charge-décharge est alors indispensable. A titre d'exemple, quand la tension aux bornes de la batterie atteint 14,5 V (seuil haut typique pour une batterie au Plomb de 12 V nominale), le régulateur coupe la liaison panneau - batterie. Cette charge est rétablie vers 13,5 V. De même, quand la tension atteint 11,5 V (seuil bas typique pour 12V), le régulateur coupe la liaison batterie - utilisation, mettant ainsi la charge électrique hors service jusqu'à ce que la tension batterie soit revenue à un niveau de 12,5 V. Il rétablit alors l'utilisation.

Deux architectures plus courantes des systèmes PV autonomes avec stockage d'énergie alimentant à la fois des charges DC et AC sont illustrées dans les figures 1.22 et 1.23. La seule différence entre les deux réside dans le fait que la sortie du GPV est connectée à un convertisseur DC/AC pour la première, et à un convertisseur DC/DC pour la seconde.

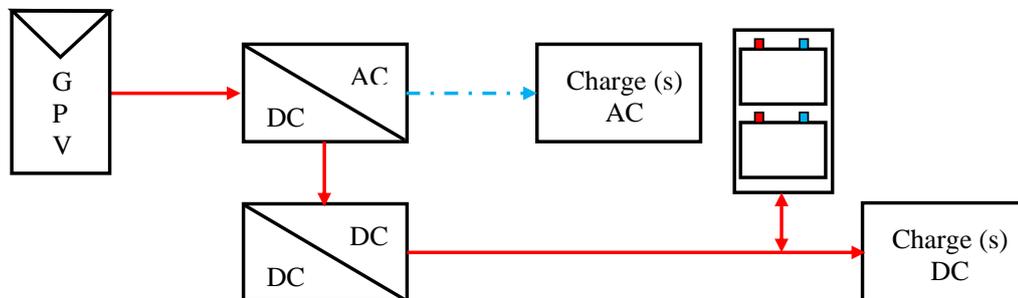


Figure 1.22. Système PV autonome alimentant des charges DC et AC (étage 1 est DC/AC).

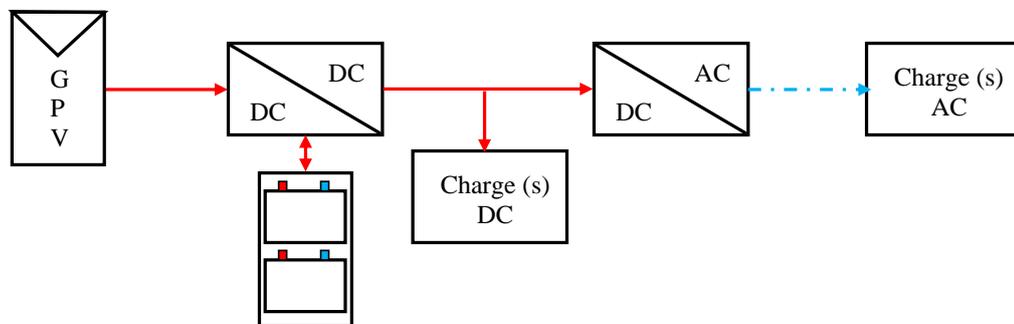


Figure 1.23. Système PV autonome alimentant des charges DC et AC (étage 1 est DC/DC).

1.4.2. Systèmes PV connectés aux réseaux

Dans cette catégorie, trois types de systèmes sont généralement rencontrés dans les applications PV. Figure 1.24 montre un exemple typique de grande centrales PV qui ont pour objectif la fourniture d'électricité en haute (50 à 400 kV) ou en moyenne tension (3 à 50 kV) aux réseaux électriques (Grid dans la littérature Anglo-Saxonne). La totalité de l'énergie produite sera vendue et les charges sur place seront alimentées par le réseau public. Figure 1.25 présente un exemple d'installations raccordées au réseau et produisant de l'électricité au lieu même de consommation tout en évitant les pertes de transport et de distribution. Dans ces systèmes, on peut être dispensé du coûteux et problématique stockage d'énergie. D'autre part, si la consommation locale est supérieure à la production de la centrale, l'appoint est fourni par le réseau. Dans le cas contraire, l'énergie est fournie au réseau public et sert à alimenter les consommateurs voisins. Troisième type de structure est illustré dans la figure 1.26. Cette topologie est connectée au réseau et en même temps admet un système de stockage qui peut être utile en cas de panne du réseau. L'énergie produite alimente les usagers sur place, le surplus sera stocké dans des batteries jusqu'à la limite de charge et puis le reste

sera injecté dans le réseau. Dans le cas où la production et le stockage ne suffit pas pour approvisionner toutes les charges, on fait appel au réseau public. Il faut noter que l'utilisation de système de stockage dans les systèmes PV raccordés au réseau est interdit dans quelques pays européens comme l'Espagne et la France et est autorisé dans d'autres pays comme l'Australie et les USA [14]. De plus, les réseaux triphasés sont préférés par rapport aux réseaux monophasés à cause de leurs avantages techniques et économiques. D'une part, un réseau triphasé avec neutre permet de proposer deux tensions d'utilisation différentes, 230 V entre phase et neutre ou 400 V entre deux phases et d'autre part, on peut réduire la section des câbles par deux en utilisant le triphasé.

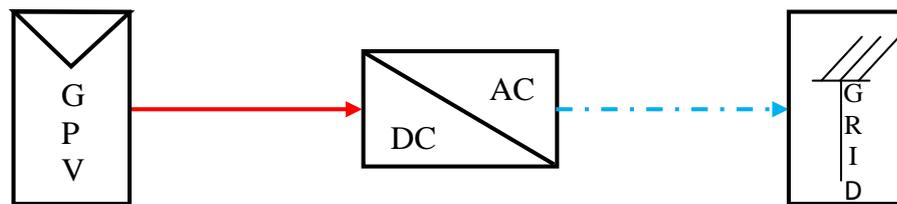


Figure 1.24. Système PV raccordé au réseau central

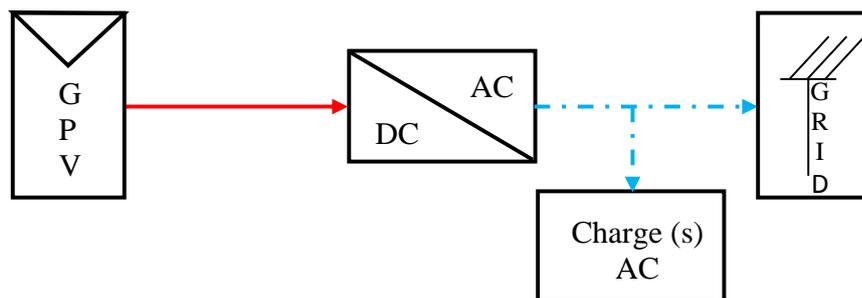


Figure 1.25. Système PV raccordé au réseau sans stockage d'énergie

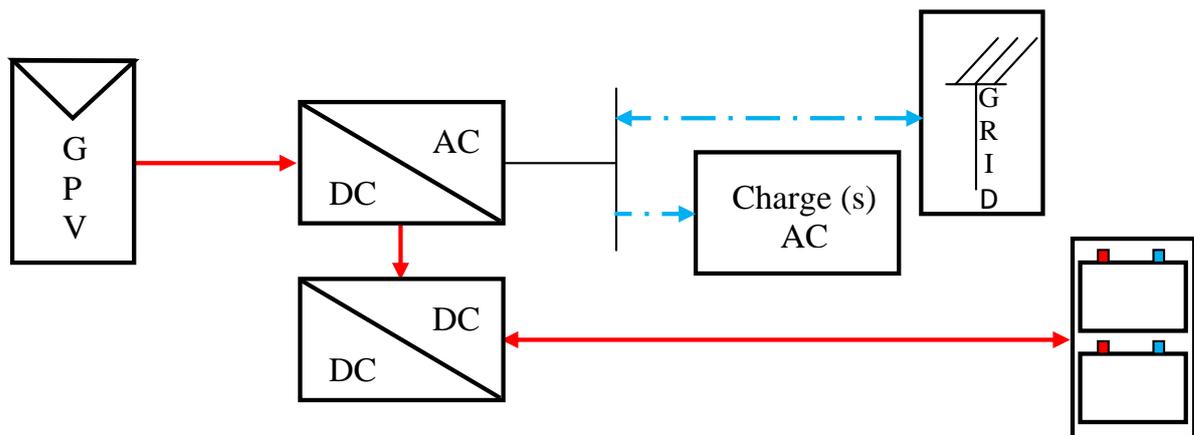


Figure 1.26. Système PV raccordé au réseau avec stockage d'énergie

1.5. Avantages et Inconvénients de l'énergie PV

Les principaux avantages de l'énergie PV sont :

- L'énergie PV est renouvelable et fiable car l'installation ne comporte pas de pièces mobiles
- Le caractère modulaire des panneaux PV permet un montage simple et adaptable à des besoins énergétiques divers. Les systèmes peuvent être dimensionnés pour des applications de puissances allant du milliwatt aux centaines de mégawatts.
- Le coût de fonctionnement est très faible vu les entretiens réduits et il ne nécessite ni combustible, ni son transport, ni personnel hautement spécialisé.
- La technologie PV présente des qualités sur le plan écologique car le produit fini est non polluant et n'entraîne aucune perturbation du milieu.
- Longue durée de vie des panneaux solaires et pas de risques électriques pour les usagers.

Les inconvénients de l'énergie PV sont :

- La fabrication du module PV relève de la haute technologie et requiert des investissements d'un coût élevé.
- Le rendement réel de conversion d'un module est faible, de l'ordre de 10-15 % avec une limite théorique pour une cellule de 28%. Les générateurs PV ne sont compétitifs par rapport aux générateurs diesel que pour des faibles demandes d'énergie en régions isolées.
- Lorsque le stockage de l'énergie électrique sous forme chimique (batterie) est nécessaire, le coût du générateur est accru.
- Le stockage de l'énergie électrique pose encore de nombreux problèmes.
- Occupation d'un espace important pour les installations de grandes dimensions.

1.6. Optimisation du rendement énergétique du système PV

Un GPV présente des caractéristiques courant-tension non linéaires qui dépendent entre autre du niveau d'éclairement et de la température de la cellule. De plus, selon les caractéristiques de la charge sur laquelle le GPV débite, on peut trouver un très fort écart entre la puissance potentielle du générateur et celle réellement transférée à la charge en mode connexion directe.

Afin d'extraire, à chaque instant, le maximum de puissance disponible aux bornes du GPV et de la transférer à la charge, on utilise un étage d'adaptation appelé : convertisseur MPPT. La Figure 1.27 présente une connexion GPV-charge via un étage d'adaptation. Ce dernier consiste en un convertisseur DC/DC si la charge est de type continu ou d'un convertisseur à deux étages DC/DC suivi par un autre DC/AC si la charge est de type alternatif. Différents types de

convertisseurs DC/DC peuvent être utilisés, soit sans isolation galvanique comme Buck (dévolteur), Boost (survolteur), Buck-Boost (dévolteur - survolteur), Cuck ou Sepic ; soit avec isolation galvanique comme Flyback ou Forward. Le convertisseur DC/AC peut être monophasé ou triphasé. Cet étage d'adaptation doit être muni d'une commande MPPT analogique ou numérique.

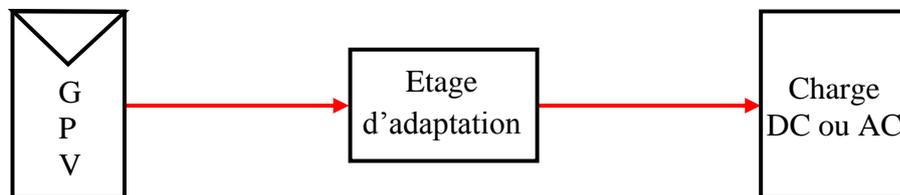


Figure 1.27. Connexion GPV-charge à travers un étage d'adaptation

Dans le but de ne pas compliquer les choses lors de la réalisation des travaux de cette thèse qui a pour objectif l'optimisation énergétique d'une chaîne de conversion PV, une configuration très simple a été choisie pour l'étude. Elle consiste en un GPV débitant sur une résistance par l'intermédiaire d'un convertisseur comme illustré sur la figure 1.28. Une étude détaillée des convertisseurs DC/DC ainsi qu'un état de l'art des techniques MPPT existantes sera faite dans le chapitre deux pour qu'on puisse introduire notre contribution.

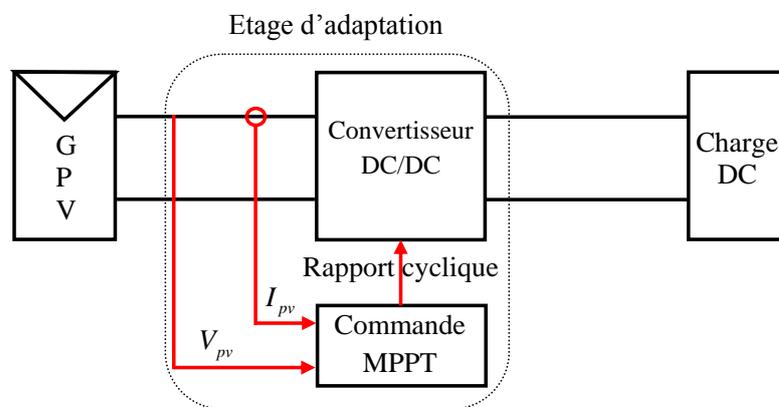


Figure 1.28. Connexion GPV-charge à travers un convertisseur DC/DC.

1.7. Rendement de la chaîne de puissance

Pour une chaîne de conversion solaire qui consiste en une interface d'électronique de puissance entre une source et une charge, comme celle illustrée à la figure 1.28, on définit un rendement énergétique total η_{total} . Ce rendement est le rapport entre la puissance transmise à la charge P_{charge} et la puissance reçue par la surface active du panneau $G \cdot A_{eff}$. Aussi, il peut être décrit par le produit de rendement des trois parties qui compose le système [25] :

$$\eta_{total} = \eta_{PV} \eta_{mppt} \eta_{conv} \quad (1.11)$$

Avec η_{PV} le rendement de la conversion photons-électrons du panneau solaire est donné par :

$$\eta_{PV} = \frac{P_{max}}{G A_{eff}} \quad (1.12)$$

Où A_{eff} est la surface de la partie active effectuant réellement la conversion PV,

P_{max} est la puissance maximale disponible à la sortie du panneau, elle dépend des paramètres physiques du panneau et des conditions météorologiques;

η_{mppt} est le rendement MPPT, appelé aussi rendement de la commande. Il permet de mesurer l'efficacité de la commande.

$$\eta_{mppt} = \frac{P_e}{P_{max}} \quad (1.13)$$

Où P_e est la puissance effectivement délivrée par le panneau et se trouve à l'entrée du convertisseur et η_{conv} est le rendement du convertisseur, généralement fourni par les documents constructeurs, et est défini par :

$$\eta_{conv} = \frac{P_{charge}}{P_e} \quad (1.14)$$

Donc le rendement global de la chaine peut s'exprimer par :

$$\eta_{total} = \frac{P_{max}}{G A_{eff}} \cdot \frac{P_e}{P_{max}} \cdot \frac{P_{charge}}{P_e} = \frac{P_{charge}}{G A_{eff}} \quad (1.15)$$

1.8. Conclusion

Dans ce chapitre, une étude sur la production directe d'électricité à partir d'une irradiation solaire est présentée. Commençant par la définition de l'effet PV, en passant par la composition, la protection et l'installation des GPV. Différentes structures et applications des systèmes PV ont été exposées. Pour l'instant, ces derniers sont compétitifs qu'en sites isolés.

Un modèle mathématique a été établi pour ce phénomène physique. Ce qui permet de tracer les caractéristiques de la cellule PV pour les différents paramètres influant (effets résistifs et conditions climatiques). La caractéristique courant-tension est fortement non linéaire et présente un seul point de fonctionnement optimal. L'insertion de convertisseurs statiques avec une commande

appropriée, entre le générateur et sa charge, permet d'optimiser le transfert de l'énergie. Au chapitre deux, on présente une analyse sur les différentes topologies de ces convertisseurs ainsi qu'un état de l'art sur la plupart des techniques MPPT existantes.

Chapitre 02

INTERFACES D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE POUR L'OPTIMISATION DES SYSTEMES PV

2.1. Introduction

Comme exposé au premier chapitre, un GPV présente des caractéristiques I-V non linéaires et qui admettent un seul point de fonctionnement optimal dans les conditions homogènes d'éclairement et de température. Une adaptation d'impédance s'impose et cela peut se faire par un couplage direct d'une charge adaptée ou en insérant entre le GPV et la charge électrique un dispositif électronique. Ce dispositif n'est autre qu'un convertisseur statique muni d'une commande de poursuite du PPM.

Dans le but de concevoir une interface de puissance plus performante, une étude détaillée est faite sur les convertisseurs statiques DC-DC non isolés en mode de conduction continu. L'analyse porte sur le gain en courant et en tension du convertisseur ainsi que sur les contraintes sur les semi-conducteurs. Le convertisseur Boost est choisi dans cette étude grâce à sa structure simple et son rapport de transformation en tension le plus élevé par rapport aux autres topologies.

Après avoir déterminé la structure du convertisseur adopté, on présentera quelques techniques MPPT existantes qui permettent de faire fonctionner le GPV à sa puissance maximale. La conception d'un étage d'adaptation muni d'un algorithme MPPT permet d'optimiser la conversion énergétique et de relier aisément un GPV à sa charge.

2.2. Connexion directe générateur photovoltaïque-charge

Actuellement, beaucoup d'applications où une connexion directe entre un GPV et une charge existent encore. Cette connexion en l'absence d'électronique est simple, fiable et de faible coût. Mais, elle ne garantit pas un transfert optimal de l'énergie du GPV vers la charge. Un autre inconvénient c'est que la connexion directe du GPV n'est pas valable sur une charge AC car le GPV fournit un courant continu. Pour la connexion d'un GPV à une charge alternative, un étage d'adaptation de type onduleur est nécessaire [26]. Cette configuration est illustrée à la figure 2.1, la diode anti-retour placée entre le GPV et la charge sert de protection. En effet, si cette charge était

une batterie, lorsque le module n'est pas éclairé, celui-ci pourrait fonctionner en tant que récepteur. La batterie pourrait donc se décharger sur le GPV et en plus l'endommager.

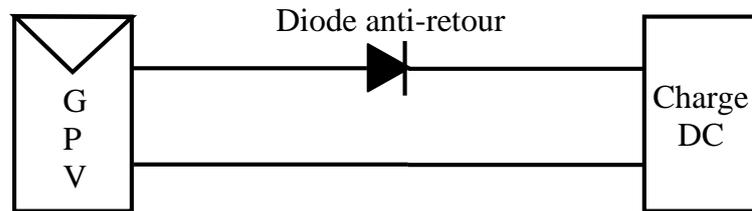


Figure 2.1. Connexion directe GPV-Charge par le biais d'une diode anti-retour

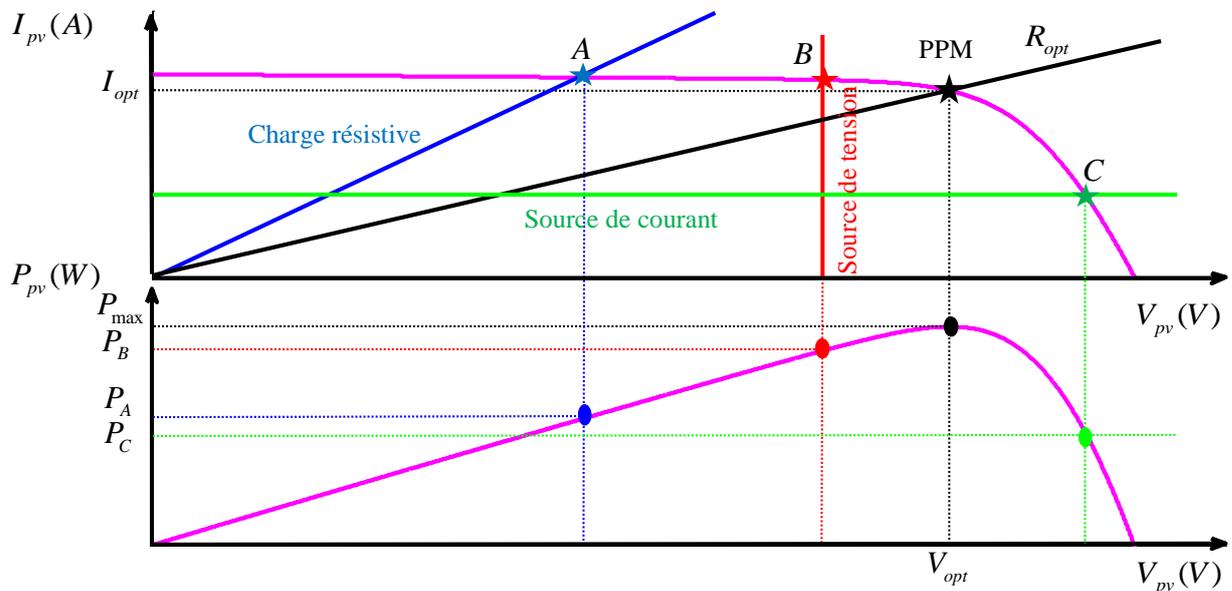


Figure 2.2. Points de fonctionnement d'un GPV en connexion directe pour différentes charges DC

La charge DC peut être: une charge purement résistive, une charge de type source de tension ou une charge de type source de courant. Sur la figure 2.2, les caractéristiques I-V et P-V d'un GPV sont représentées ainsi que les caractéristiques I-V des trois types de charges. Les points de fonctionnement A, B, C sont les points d'intersection entre la caractéristique I-V du GPV et celles des trois types de charge. Le fonctionnement optimal s'obtient pour le PPM qui correspond à la tension optimale V_{opt} et au courant optimal I_{opt} . Pour ces trois points, les puissances fournies par le générateur sont respectivement P_A, P_B, P_C . Ces puissances sont toutes des valeurs de puissances inférieures à la puissance maximale disponible P_{max} . Donc, il faut remédier à ce problème par l'ajout d'un étage d'adaptation.

2.3. Connexion indirecte GPV-charge par le biais d'un étage d'adaptation:

Lors de la construction d'un système PV, l'une des préoccupations majeures de conception est de trouver l'adaptation optimale entre les caractéristiques électriques des modules solaires, batteries et charge électrique. Une telle adaptation peut être aisément obtenue si la courbe de charge pouvait suivre les points du réseau de caractéristiques I-V des modules PV pour lesquels la puissance délivrée par ces modules devient maximum. La puissance maximale produite par les modules PV varie en fonction des fluctuations du rayonnement solaire. Par conséquent, la charge devra être reliée aux modules PV par le biais d'un convertisseur MPPT qui puisse suivre les PPM.

On constate que la pente en tout point de la caractéristique I-V du générateur est négative. Autrement dit, l'impédance différentielle $Z_d = \frac{dv}{di}$ du GPV est toujours négative de part et d'autre du PPM. En ce dernier point de fonctionnement optimal, où la pente de la caractéristique P-V devient nulle, cette impédance vaut :

$$Z_{d\ opt} = \frac{dv}{di} = -\frac{V_{opt}}{I_{opt}} \quad (2.1)$$

Alors, seule une charge dont la caractéristique passe par le point (I_{opt}, V_{opt}) permet d'extraire la puissance optimale. La valeur de cette charge vaut alors :

$$R_{opt} = \frac{V_{opt}}{I_{opt}} = f(G, T) \quad (2.2)$$

L'utilisation optimale consiste alors à ce que la charge conserve à chaque instant sa valeur optimale R_{opt} lorsque les conditions varient. Dans le cas général, il y a peu de chance pour que la charge réelle suive naturellement ces variations. Il y a donc lieu d'effectuer en permanence l'adaptation d'impédance nécessaire en insérant, entre le générateur et la charge électrique, un dispositif adaptateur d'impédance comme illustré dans la figure 2.3. Il est présenté deux cas de figures (a) et (b), dans la première, la commande MPPT utilise les paramètres d'entrées [3, 27, 28], et dans la seconde, la poursuite du PPM est basée sur les paramètres de sorties. La dernière structure est généralement conçu pour des systèmes ayant comme charge une batterie [29, 30].

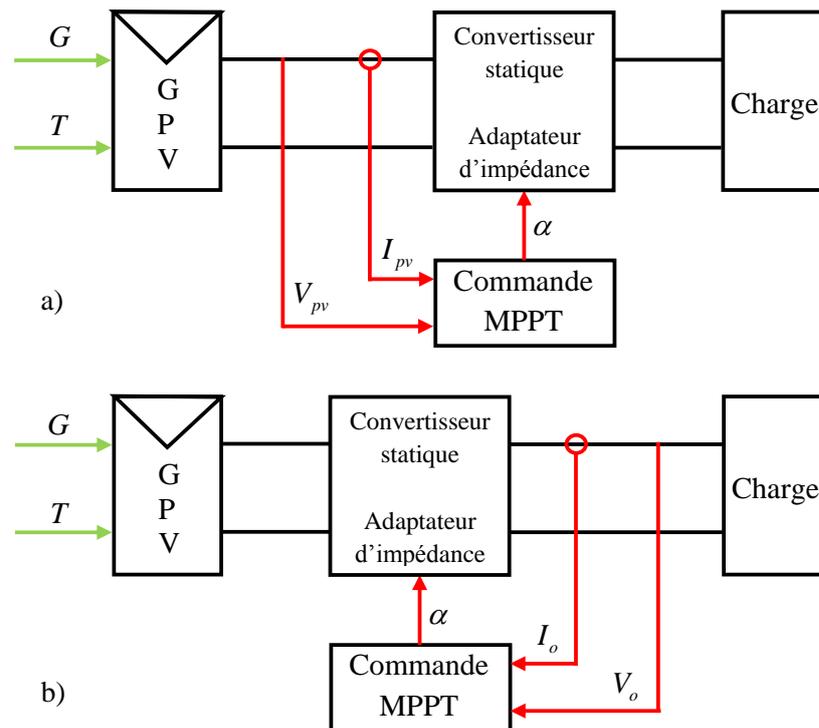


Figure 2.3. Principe de l'adaptation d'impédance par MPPT

a) En utilisant les paramètres d'entrées

b) En utilisant les paramètres de sorties

Ces adaptateurs d'impédance sont des convertisseurs DC-DC avec les différentes topologies possibles. On s'intéresse juste aux hacheurs sans isolation galvanique qui sont dépourvus de transformateur tels que : hacheur dévolteur ou abaisseur de tension (Buck), hacheur survolteur ou élévateur de tension (Boost), hacheur abaisseur élévateur de tension (Buck-Boost, Cuk, Sepic)

2.4. Etages d'adaptations

2.4.1. Convertisseur Boost

On considère un convertisseur DC-DC de type Boost. Il est composé essentiellement d'un interrupteur K (comme IGBT ou MOSFET) et d'une diode D . L'interrupteur K est commandé par un signal à modulation de largeur d'impulsion (MLI) de période de découpage fixe T_d et de rapport cyclique variable α . La conduction des deux interrupteurs est complémentaire, quand K est fermé D est ouvert ; et quand K est ouvert, D est fermé. Durant chaque période, K est fermé de l'instant 0 à αT_d et ouvert de αT_d à T_d . On distingue deux modes de fonctionnement selon que le courant dans l'inductance s'annule (conduction discontinue) ou pas (conduction continue). On s'intéresse au second cas qui est le plus important. La figure 2.4 donne le schéma de principe de ce convertisseur, les intervalles de conduction de l'interrupteur et de la diode ainsi que les formes d'ondes de ses courants (à gauche) et tensions (à droite).

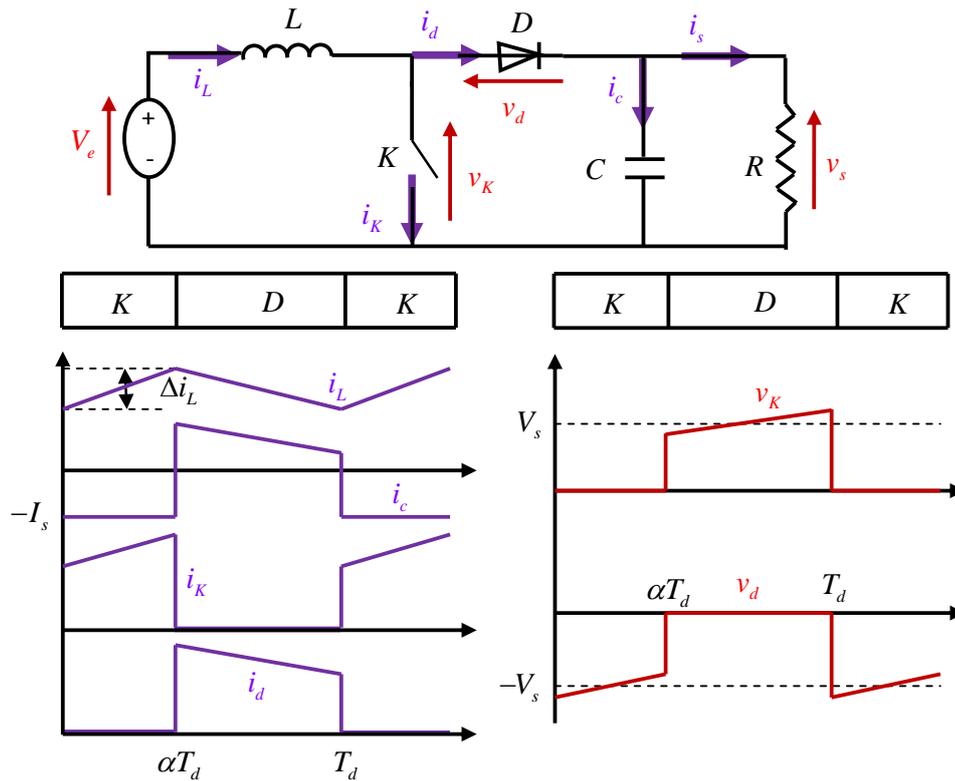


Figure 2.4. Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Boost

Lorsque l'interrupteur K est fermé ($0 < t < \alpha T_d$), le circuit du convertisseur devient (Figure 2.5) :

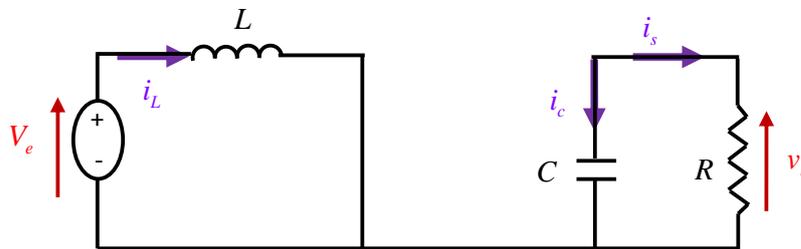


Figure 2.5. Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est fermé

$$L \frac{di_L}{dt} = V_e \tag{2.3}$$

$$i_L = I_{min} + \frac{V_e}{L} t \tag{2.4}$$

avec I_{min} la valeur minimale du courant dans l'inductance.

A l'instant $t = \alpha T_d$, le courant dans l'inductance atteint sa valeur maximale I_{max}

$$I_{max} = I_{min} + \frac{V_e}{L} \alpha T_d \tag{2.5}$$

Lorsque l'interrupteur K est ouvert ($\alpha T_d < t < T_d$), le circuit du convertisseur sera comme montré dans la Figure 2.6.

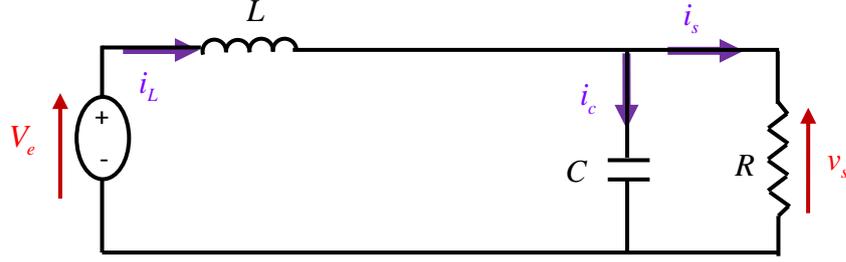


Figure 2.6. Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est ouvert

$$L \frac{di_L}{dt} = V_e - V_s \quad (2.6)$$

$$i_L = I_{max} + \frac{V_e - V_s}{L} (t - \alpha T_d) \quad (2.7)$$

A l'instant $t = T_d$, le courant dans l'inductance revient à sa valeur minimale I_{min}

$$I_{min} = I_{max} + \frac{V_e - V_s}{L} (1 - \alpha) T_d \quad (2.8)$$

Soit $\Delta i_L = I_{max} - i_{min}$ l'ondulation du courant dans l'inductance.

En faisant l'égalité des valeurs de l'ondulation du courant tirées des équations (2.5) et (2.8), on peut déduire la valeur moyenne de la tension de sortie V_s :

$$V_s = \frac{1}{1 - \alpha} V_e \quad (2.9)$$

On remarque qu'on peut contrôler la tension de sortie du convertisseur en faisant varier sa tension d'entrée ou son rapport cyclique. Celui-ci étant toujours compris entre 0 et 1, alors le montage fonctionne en élévateur de tension.

En appliquant le principe de conservation de puissance entre l'entrée et la sortie du convertisseur, on peut établir la valeur moyenne du courant dans l'inductance en fonction du courant moyen dans la charge et du rapport cyclique :

$$I_L = \frac{1}{1 - \alpha} I_s \quad (2.10)$$

De l'expression (2.5), on exprime l'ondulation de courant dans l'inductance :

$$\Delta i_L = \frac{\alpha V_e}{L} T_d = \frac{\alpha V_e}{L f} \quad (2.11)$$

Avec f la fréquence de découpage.

Pendant la première séquence de fonctionnement ($0 < t < \alpha T_d$), seul le condensateur donne de l'énergie à la charge, on peut écrire :

$$C \frac{dv_s}{dt} = -i_s \quad (2.12)$$

Alors l'ondulation de la tension de sortie peut être exprimée par:

$$\Delta V_s = \frac{\alpha I_s}{C \cdot f} = \frac{\alpha V_e}{(1-\alpha)RCf} \quad (2.13)$$

D'après l'analyse des deux séquences de fonctionnement, on constate que les contraintes sur l'interrupteur commandé et la diode sont les mêmes en courant et en tension.

$$i_{K,\max} = i_{d,\max} = I_{\max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.14)$$

$$V_{K,\max} = |V_{d,\max}| = V_{s,\max} = V_s + \frac{\Delta V_s}{2} = \frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_s}{2} \quad (2.15)$$

2.4.2. Convertisseur Buck

On procède de la même manière dans l'étude du convertisseur Buck. La figure 2.7 montre la structure et les formes d'ondes du courant et de la tension de ce convertisseur qui est caractérisé par la disposition en série de l'interrupteur avec la source.

La tension de sortie en valeur moyenne, l'ondulation de courant dans l'inductance et l'ondulation de la tension de sortie sont donnés respectivement par:

$$V_s = \alpha \cdot V_e \quad (2.16)$$

$$\Delta i_L = \frac{\alpha(1-\alpha) \cdot V_e}{L \cdot f} \quad (2.17)$$

$$\Delta V_s = \frac{\Delta i_L}{8Cf} = \frac{\alpha(1-\alpha)V_e}{8CLf^2} \quad (2.18)$$

Le convertisseur est donc abaisseur en tension.

Le courant moyen traversant l'inductance est égal au courant moyen dans la charge :

$$I_L = I_s \quad (2.19)$$

Les contraintes sur l'interrupteur commandé et la diode sont les mêmes.

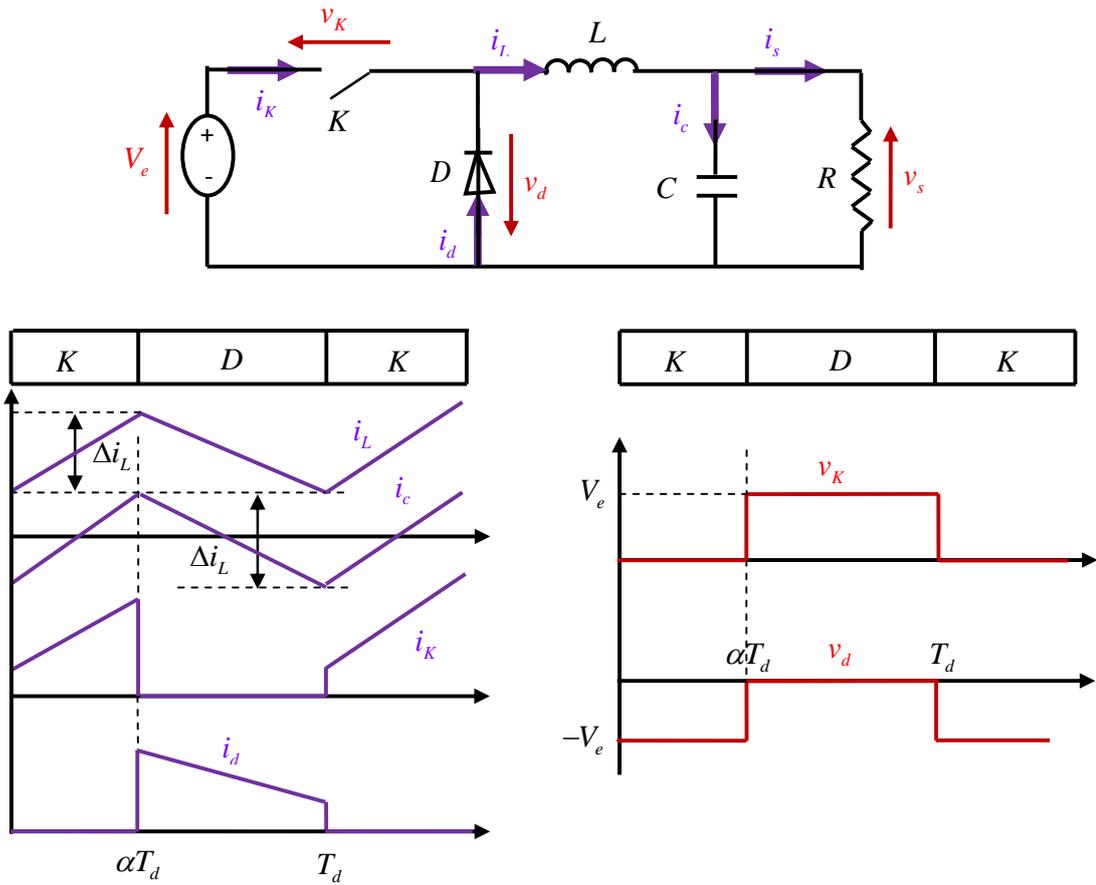


Figure 2.7. Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Buck.

En tension, on a :

$$V_{K,max} = |V_{d,max}| = V_e \tag{2.20}$$

Et en courant :

$$i_{k,max} = i_{d,max} = i_{L,max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} \tag{2.21}$$

2.4.3. Convertisseur Buck-Boost

La topologie et les formes d'ondes de courant et de tension obtenues de ce convertisseur sont présentées à la figure 2.8. La tension de sortie moyenne est donnée par :

$$V_s = \frac{\alpha V_e}{1 - \alpha} \tag{2.22}$$

L'ondulation de courant dans l'inductance est donnée par :

$$\Delta I_L = \frac{\alpha V_e}{L f} \tag{2.23}$$

et l'ondulation de la tension de sortie:

$$\Delta V_s = \frac{\alpha I_s}{C f} = \frac{\alpha^2 V_e}{(1-\alpha) R C f} \tag{2.24}$$

La tension de sortie du convertisseur Buck-Boost est négative par rapport à la tension d'entrée. Son amplitude peut être supérieure ou inférieure à celle de la tension d'entrée selon la valeur du rapport cyclique. C'est un abaisseur-élevateur-inverseur en tension. Le courant moyen traversant l'inductance est donné par :

$$I_L = \frac{I_s}{1-\alpha} \tag{2.25}$$

Les contraintes en tension et en courant sur l'interrupteur commandé et la diode sont les mêmes :

$$V_{K,max} = |V_{d,max}| = V_{s,max} + V_e = \frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_s}{2} \tag{2.26}$$

$$i_{K,max} = i_{d,max} = i_{L,max} = \frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\Delta i_L}{2} \tag{2.27}$$

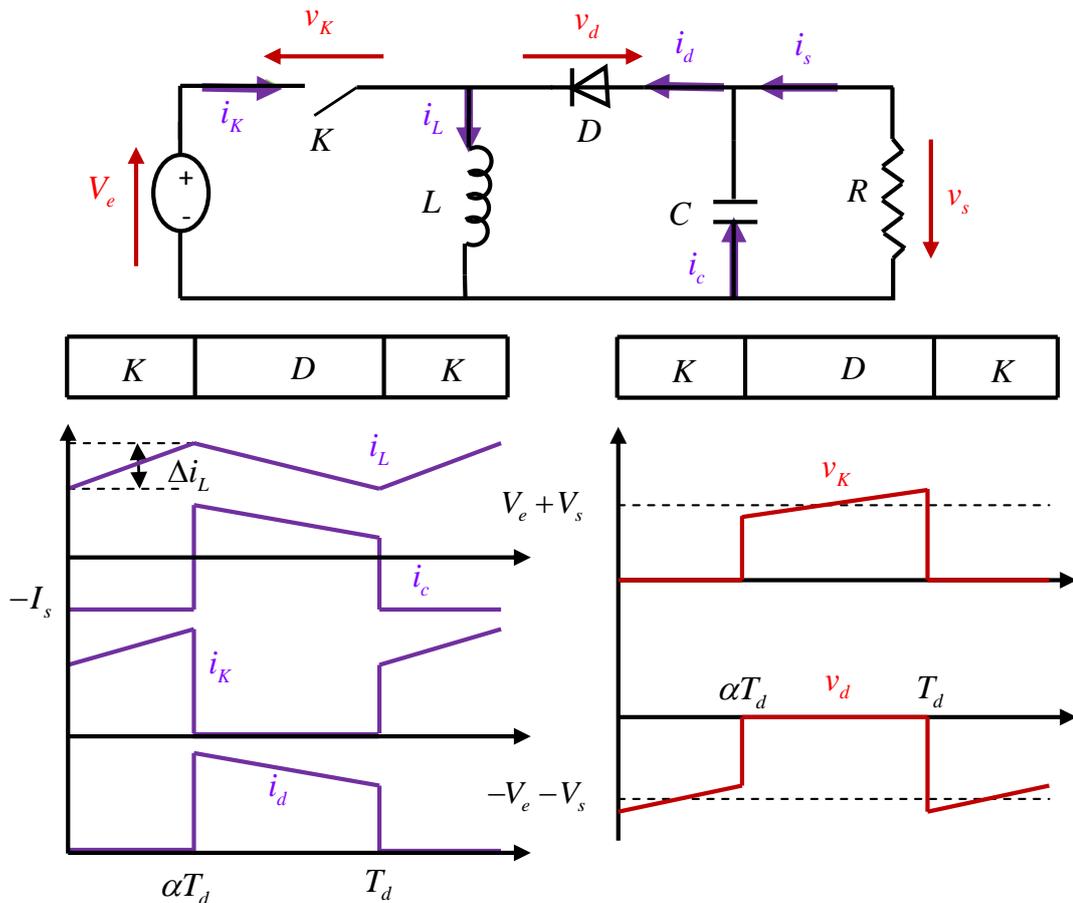


Figure 2.8. Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Buck-Boost

2.4.4. Convertisseur Cuk

La figure 2.9 illustre le circuit électrique du convertisseur Cuk et ses formes d'ondes de courant et de tension. La tension de sortie moyenne est donnée par:

$$V_s = \frac{\alpha V_e}{1-\alpha} \tag{2.28}$$

On remarque que le rapport de transformation est similaire à celui du Buck-Boost. De même, on peut dire que c'est un montage abaisseur-élevateur-inverseur en tension.

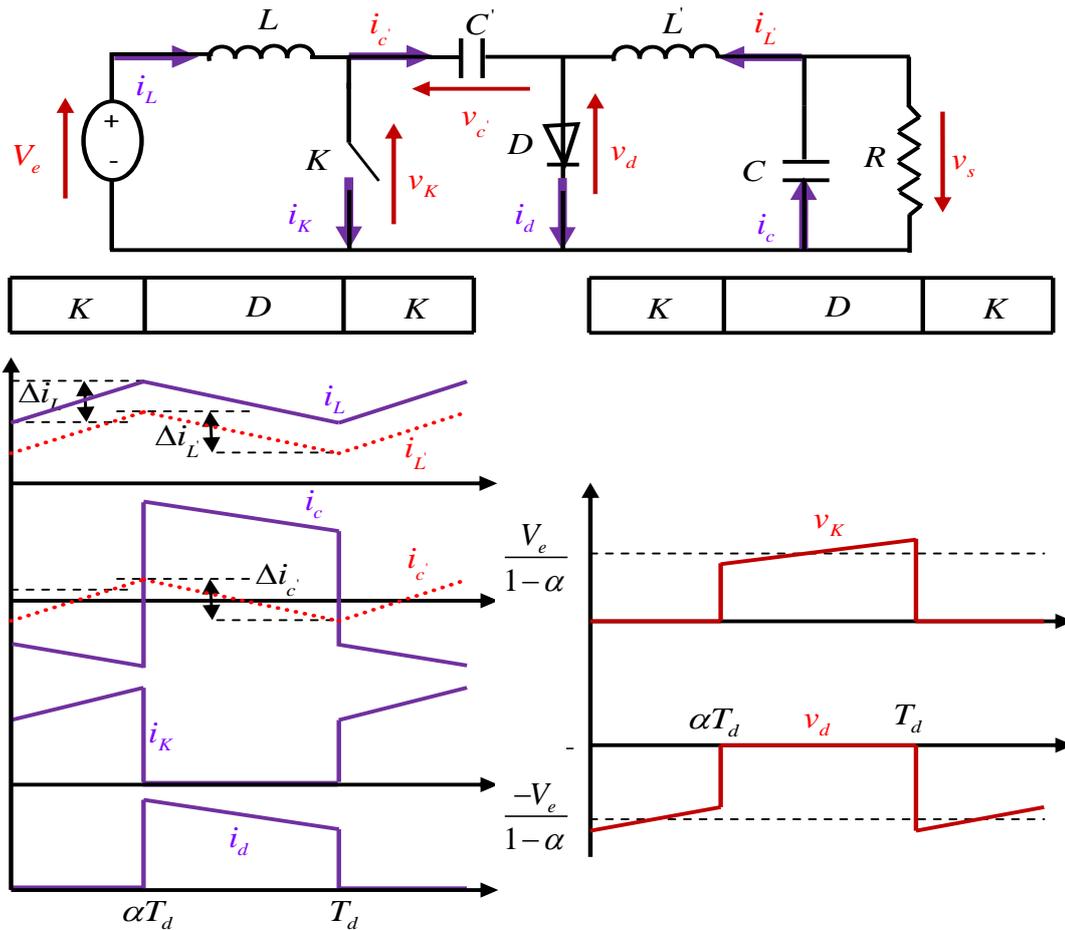


Figure 2.9. Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Cuk

L'expression reliant les courants moyens est :

$$I_L = \left(\frac{\alpha}{1-\alpha} \right) I_L' = \left(\frac{\alpha}{1-\alpha} \right) I_s \tag{2.29}$$

Les ondulations de courant dans les deux inductances :

$$\Delta i_L = \frac{\alpha V_e}{L f} \tag{2.30}$$

$$\Delta i_{L'} = \frac{\alpha V_e}{L' f} \tag{2.31}$$

L'ondulation de la tension de sortie:

$$\Delta V_s = \frac{\Delta i_{L'}}{8 C f} = \frac{\alpha V_e}{8 L' C f^2} \quad (2.32)$$

L'ondulation de la tension aux bornes de C'

$$\Delta V_{C'} = \frac{(1-\alpha) I_L}{C' f} = \frac{\alpha^2 V_e}{(1-\alpha) R C' f} \quad (2.33)$$

Les contraintes sur l'interrupteur commandé et la diode sont :

$$V_{K,max} = |V_{d,max}| = V_{c',max} = \frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_{c'}}{2} \quad (2.34)$$

$$i_{K,max} = i_{d,max} = I_L + I_{L'} + \frac{\Delta i_L + \Delta i_{L'}}{2} \quad (2.35)$$

2.4.5. Convertisseur Sepic

De la même façon, on commence par donner le circuit de principe du convertisseur Sepic et ses formes d'ondes de courant et de tension obtenues en mode de conduction continu à la figure 2.10. Les caractéristiques de ce convertisseur sont identiques à celles du Cuk, mais il n'est pas inverseur en tension.

La tension de sortie moyenne est donnée par:

$$V_s = \frac{\alpha}{1-\alpha} V_e \quad (2.36)$$

L'expression reliant les valeurs moyennes des courants est :

$$I_L = \left(\frac{\alpha}{1-\alpha} \right) I_{L'} = \left(\frac{\alpha}{1-\alpha} \right) I_s \quad (2.37)$$

Les ondulations de courant dans les deux inductances :

$$\Delta i_L = \frac{\alpha V_e}{L f} \quad (2.38)$$

$$\Delta i_{L'} = \frac{\alpha V_e}{L' f} \quad (2.39)$$

L'ondulation de la tension de sortie:

$$\Delta V_s = \frac{\alpha^2}{(1-\alpha)} \frac{V_e}{R C f} \quad (2.40)$$

L'ondulation de la tension aux bornes de C'

$$\Delta V_{C'} = \frac{(1-\alpha)I_L}{C'f} = \frac{\alpha^2}{(1-\alpha)} \frac{V_e}{RC'f} \tag{2.41}$$

Les contraintes sur l'interrupteur commandé et la diode sont :

$$V_{K,max} = |V_{d,max}| = V_{C',max} + V_{s,max} = \frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_{C'} + \Delta V_s}{2} \tag{2.42}$$

$$i_{K,max} = i_{d,max} = I_L + I_{L'} + \frac{\Delta i_L + \Delta i_{L'}}{2} \tag{2.43}$$

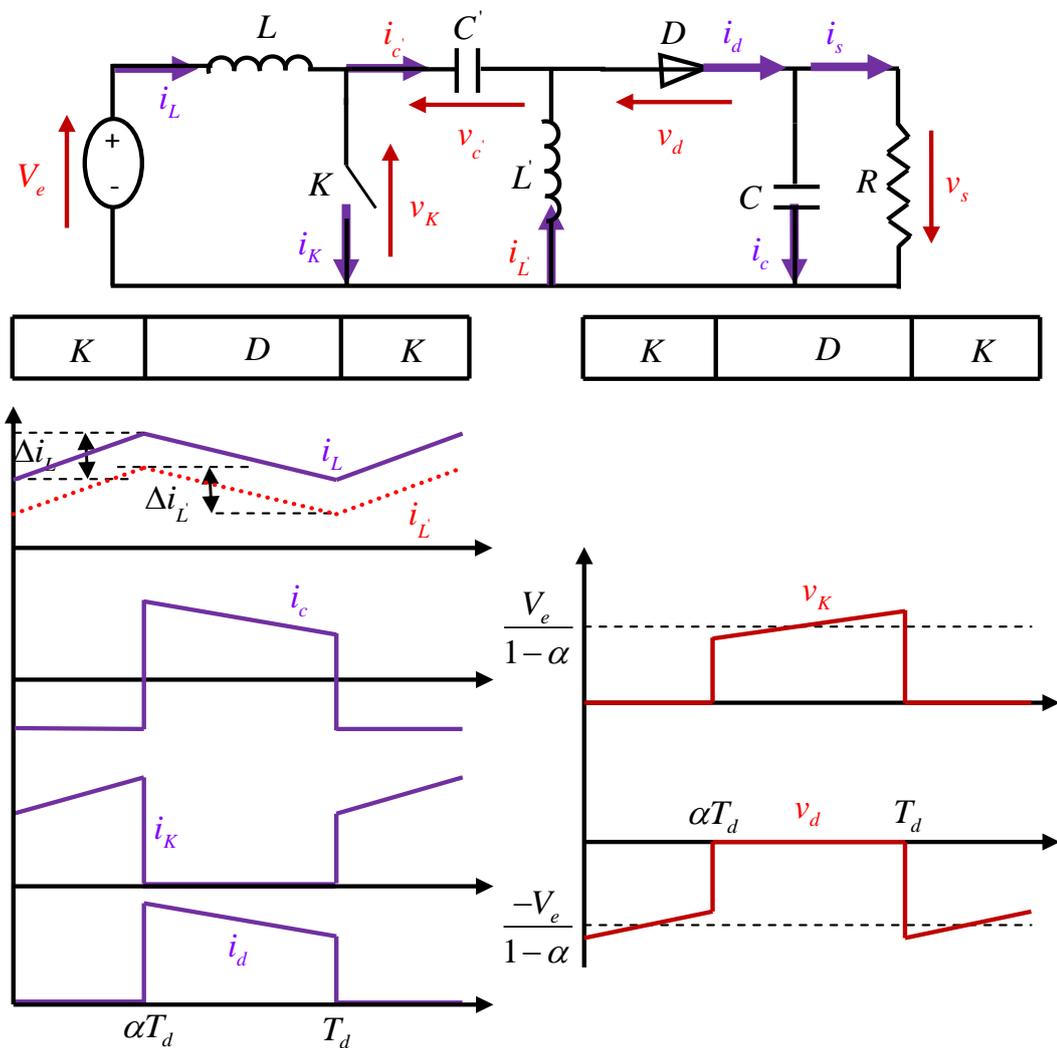


Figure 2.10. Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Sepic.

2.4.6. Récapitulatif d'analyse et choix du convertisseur

Un panneau solaire PV est un générateur d'électricité continu basse tension. Il est préférable de mettre un dispositif élévateur de tension comme étage adaptateur d'impédance entre la source et la charge. Tous les convertisseurs cités précédemment excepté le Buck, peuvent jouer ce rôle d'élévateur de tension. D'ailleurs, les structures Buck-Boost, Cuk et Sepic sont élévatrices pour un rapport cyclique supérieur à un demi. Si on regarde à la complexité des structures, le Boost est le plus simple. Les contraintes en tension et en courant sur les interrupteurs et les diodes sont presque similaires pour les différentes topologies élévatrices.

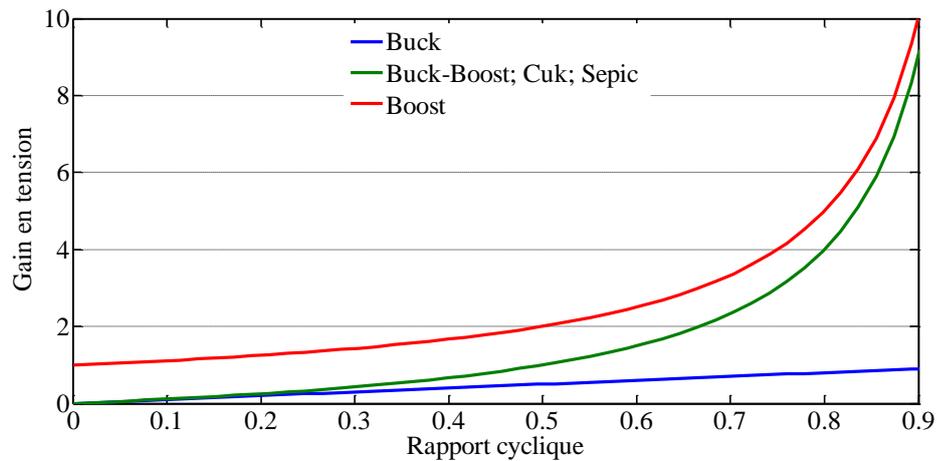


Figure 2.11. Evolution du gain en tension en fonction du rapport cyclique des convertisseurs.

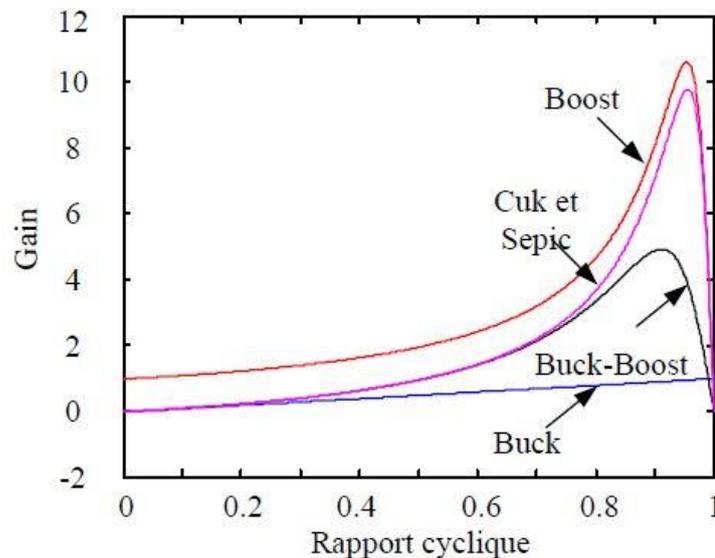


Figure 2.12. Evolution du gain en tension en tenant compte des éléments parasites des convertisseurs

Si on les compare du point de vue gain en tension, aussi le Boost prend la première place comme le montre la figure 2.11 qui donne l'évolution du gain en tension en fonction du rapport cyclique.

Enfin, une comparaison de ces convertisseurs est donnée par le Tableau 2.1 qui récapitule l'analyse faite auparavant sur les différents convertisseurs. On peut remarquer aussi que la diode D présente dans les convertisseurs Sepic et Boost peut jouer le rôle de protection du GPV ce qui permet de dispenser de la diode anti-retour et de faire des économies par rapport aux autres topologies. Pour mieux différencier entre les convertisseurs, HUANG a tracé le gain en tension en fonction du rapport cyclique (Figure 2.12) en tenant compte des éléments parasites des convertisseurs [31].

Tableau 2.1. Récapitulatif des caractéristiques des convertisseurs continu-continu.

Paramètres Convertisseurs	Gain en tension $\frac{V_s}{V_e}$	Contraintes en tension $V_{K,\max} = V_{d,\max} $	Contraintes en courant $i_{K,\max} = i_{d,\max}$
Boost	$\frac{1}{1-\alpha}$	$\frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_s}{2}$	$\frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\Delta i_L}{2}$
Cuk	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_{c'}}{2}$	$I_L + I_{L'} + \frac{\Delta i_L + \Delta i_{L'}}{2}$
Sepic	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_{c'} + \Delta V_s}{2}$	$I_L + I_{L'} + \frac{\Delta i_L + \Delta i_{L'}}{2}$
Buck-Boost	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_s}{2}$	$\frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\Delta i_L}{2}$
Buck	α	V_e	$I_L + \frac{\Delta i_L}{2}$

2.5. Etat de l'art sur les techniques MPPT dans les applications photovoltaïques

La puissance de fonctionnement des panneaux solaires est facile à calculer. Elle vaut le produit tension courant. Mais, la détermination de la puissance de référence est plus délicate vue que cette dernière est fonction des paramètres météorologiques (température et éclaircissement). Cette référence variable, caractérisée par une fonction non linéaire, rend le fonctionnement à puissance maximale plus difficile à réaliser. Alors, une commande pour la poursuite du PPM s'impose. Cette commande, dite algorithme MPPT, peut être plus ou moins compliquée. Elle est basée généralement sur l'ajustement du rapport cyclique du convertisseur statique jusqu'à se placer sur le PPM. Différentes méthodes MPPT ont été publiées dans la littérature afin d'obtenir un fonctionnement optimal. Beaucoup de chercheurs s'intéressent au rappel et à la comparaison des différentes techniques MPPT qui existent dans la littérature [2], [32-37]. BHATNAGAR cite plus de trente techniques MPPT dans son article [2]. ESRAM et CHAPMAN comparent plusieurs algorithmes MPPT selon leurs dépendances des paramètres des panneaux solaires et de leurs complexités d'implémentation [36]. On peut classifier ces méthodes selon PASTOR par [25]:

- Le type d'implémentation électronique : analogique, numérique ou mixte ;
- Les paramètres d'entrées de la commande : commandes MPPT fonctionnant à partir des paramètres d'entrée ou de sortie du CS ;
- Le type de recherche ou contrôle.

2.5.1. Premiers types de commande MPPT

BOEHRINGER a appliqué la première commande MPPT au PV en 1968 [38]. C'est un algorithme simple pouvant être implanté numériquement (Figure 2.13). Il est destiné aux applications spatiales qui avaient beaucoup moins de contraintes en variation de température et d'éclairement que les applications terrestres.

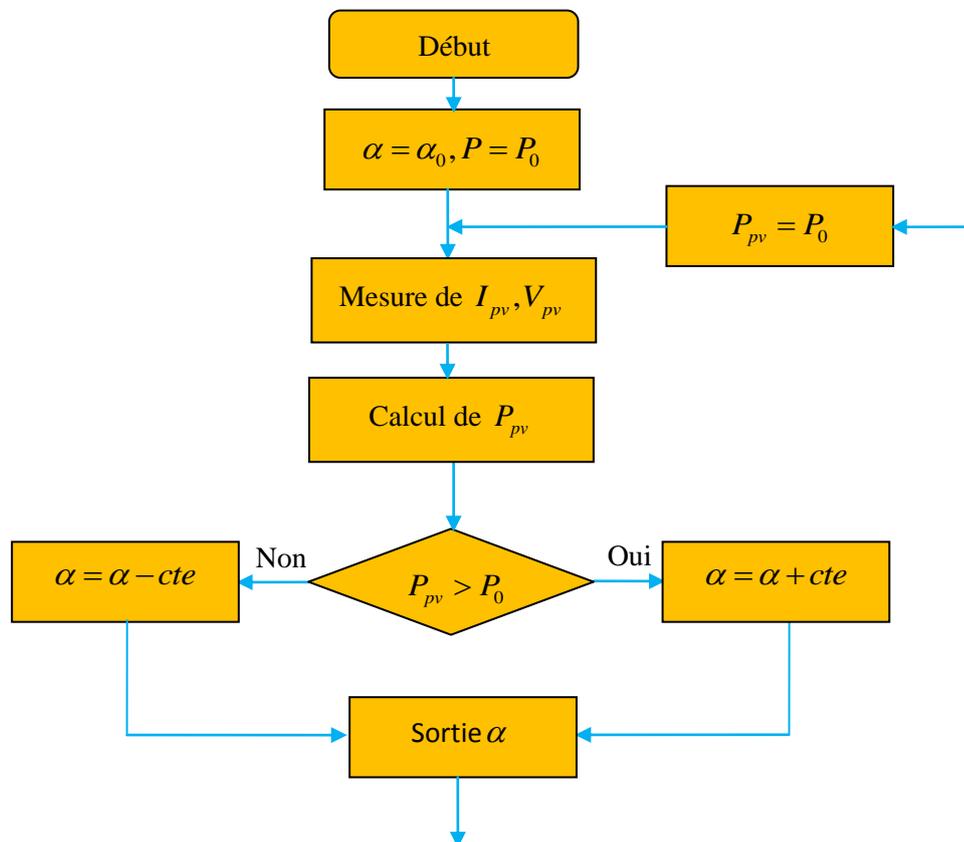


Figure 2.13. Organigramme de la première commande MPPT

2.5.2. Méthode basée sur la mesure de la tension en circuit ouvert

Cette méthode se base sur l'utilisation d'une cellule PV comme consigne étalon. Cette cellule étalon, non chargée, placée à côté des modules PV, mesure en temps réel la valeur de la tension en circuit ouvert qui permettra de déterminer la tension de référence. Pour déterminer le point de

fonctionnement correspondant au point de puissance maximale en fonction de la tension V_{oc} , on trace le graphe $V_{opt} = f(V_{oc})$. Cette fonction obtenue n'est pas linéaire. Pour faciliter le calcul, on doit la rendre linéaire. Ce qui donne [39]:

$$V_{opt} = 0,7V_{oc} + 0,328 \quad (2.44)$$

avec V_{opt} la tension PV correspondant au PPM.

Malgré que le point de fonctionnement soit proche de la puissance maximale, quelques reproches à cette méthode sont soulevés:

- Dépendance totale de la cellule étalon qui peut subir des modifications et des anomalies ;
- Non prise en compte des dérives de caractéristiques des modules photovoltaïques ;
- La tension V_{opt} représente 75 à 95 % de la tension V_{oc} , donc la linéarisation réduit la précision.

2.5.3. Méthode basée sur la mesure du courant en court-circuit

Cette méthode se base sur le calcul d'un courant de référence I_{opt} en fonction du courant de court-circuit I_{sc} par une relation de proportionnalité donnée comme suit [40]:

$$I_{opt} = k I_{sc} \quad (2.45)$$

Le courant I_{sc} est mesuré périodiquement en effectuant des court-circuits du GPV.

Cette méthode, ayant besoin que d'un seul capteur, s'avère plus facile à mettre en œuvre et un peu moins coûteuse. Cependant, elle présente les inconvénients suivants:

- En réalité, le courant optimal vaut de 85 à 95 % du courant de court-circuit, donc ce n'est pas vraiment linéaire ce qui implique le manque de précision ;
- Non prise en compte des caractéristiques du GPV dues aux paramètres extérieurs ;
- Perte d'énergie pendant le temps des court-circuits nécessaires pour la mesure de la référence.

2.5.4. Algorithme de perturbation et observation

L'algorithme de perturbation et observation (communément désignée par P&O) est de type « hill climbing » (mot anglais qui veut dire « grimper une colline »). Il est le plus utilisé dans la littérature et surtout dans la pratique en raison de sa facilité de mise en œuvre. Cet algorithme a pour objectif

de faire fonctionner le système à sa puissance maximale par l'incrément ou la décrémentation de la tension du point de fonctionnement et l'observation de l'effet de cette perturbation sur la puissance débitée par le GPV. Selon cette observation, l'algorithme décide sur l'acte à faire pendant la prochaine itération. Quatre cas de situation pour P&O sont envisagés par la figure 2.14 et récapitulés dans le Tableau 2.2.

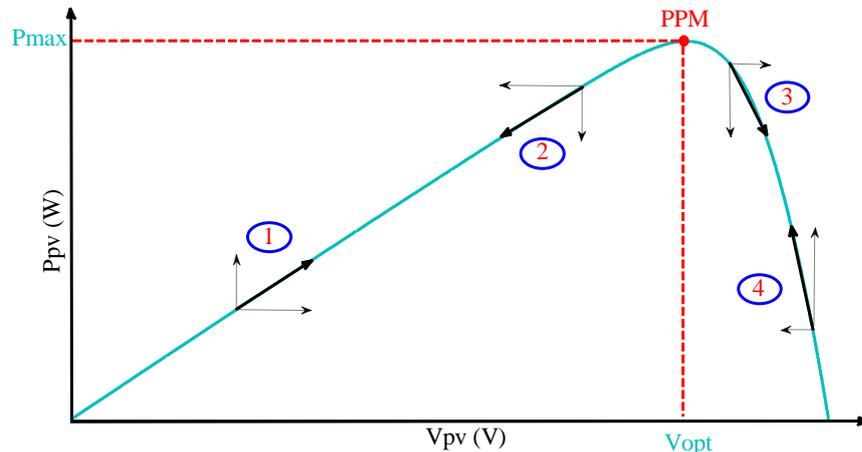


Figure 2.14. Caractéristique de fonctionnement de la méthode P&O.

Tableau 2.2. Principe de l'algorithme P&O

Cas n°	ΔV	ΔP	$\frac{\Delta P}{\Delta V}$	Sens de la poursuite	Action de contrôle
1	+	+	+	Bon	Incrémenter $V_{ref} = V_{ref} + \Delta V$
2	-	-	+	Mauvais	Incrémenter $V_{ref} = V_{ref} + \Delta V$
3	+	-	-	Mauvais	Décrémenter $V_{ref} = V_{ref} - \Delta V$
4	-	+	-	Bon	Décrémenter $V_{ref} = V_{ref} - \Delta V$

L'algorithme P&O (Figure 2.15) a comme avantage la précision et la rapidité de réaction. Il permet de déterminer le point de puissance maximale pour un ensoleillement et une température ou un niveau de dégradation des caractéristiques. Le problème avec cet algorithme est:

- l'oscillation autour du PPM dans les conditions de fonctionnement normales.
- la mauvaise convergence de l'algorithme dans le cas des variations brusques de la température et/ou de l'ensoleillement.

Il faut noter que ces oscillations peuvent être réduites si on fixe un faible pas d'incrémentation mais au détriment du temps de convergence. Alors, un compromis doit être fait entre précision et rapidité lors du choix de ce pas de mise à jour.

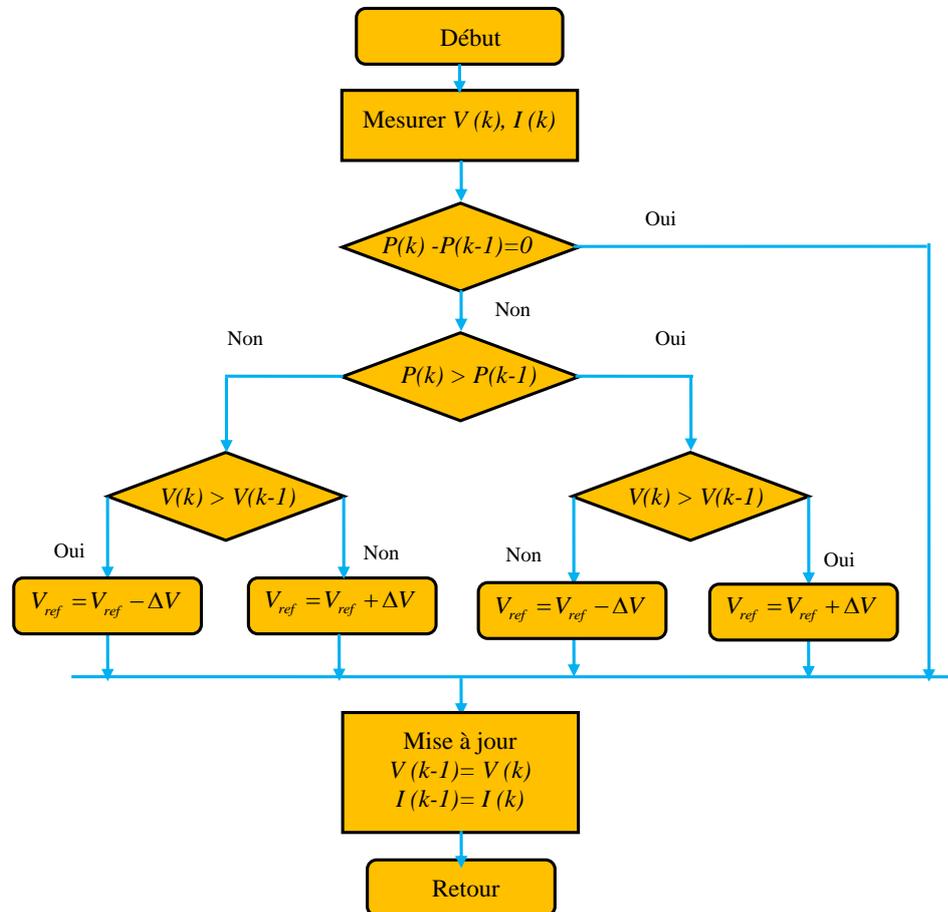


Figure 2.15. Organigramme de la méthode P&O

2.5.5. Algorithme Hill Climbing

La technique Hill Climbing (HC) [41, 42] est une méthode mathématique d'optimisation. Comme son nom l'indique, elle fait monter le point de fonctionnement le long d'une caractéristique pour atteindre le maximum de la fonction puissance du GPV contre le rapport cyclique du convertisseur α (Figure 2.16). La perturbation est appliquée pour plusieurs itérations sur le paramètre α en l'incrémentant ou en le décrémentant de $\Delta\alpha$ jusqu'à avoir la dérivée $dP/d\alpha$ nulle. La figure 2.17 présente l'algorithme d'exécution de cette technique. La méthode HC est plus simple à mise en œuvre car elle possède une seule boucle de régulation. Cependant, elle présente des oscillations et peut même diverger lors du changement rapide des conditions atmosphériques.

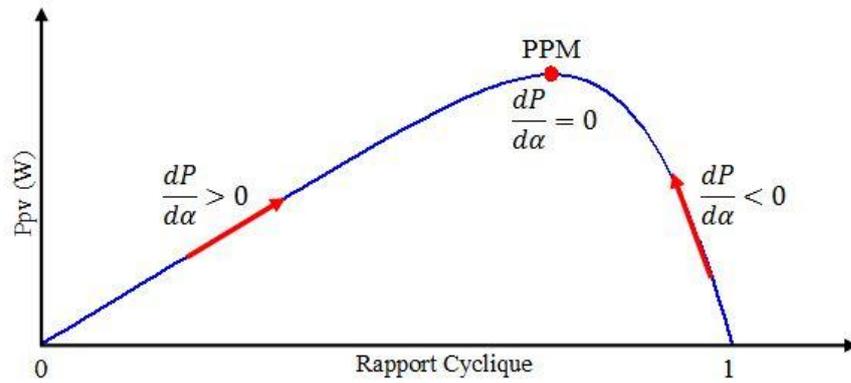


Figure 2.16. Principe de la méthode HC

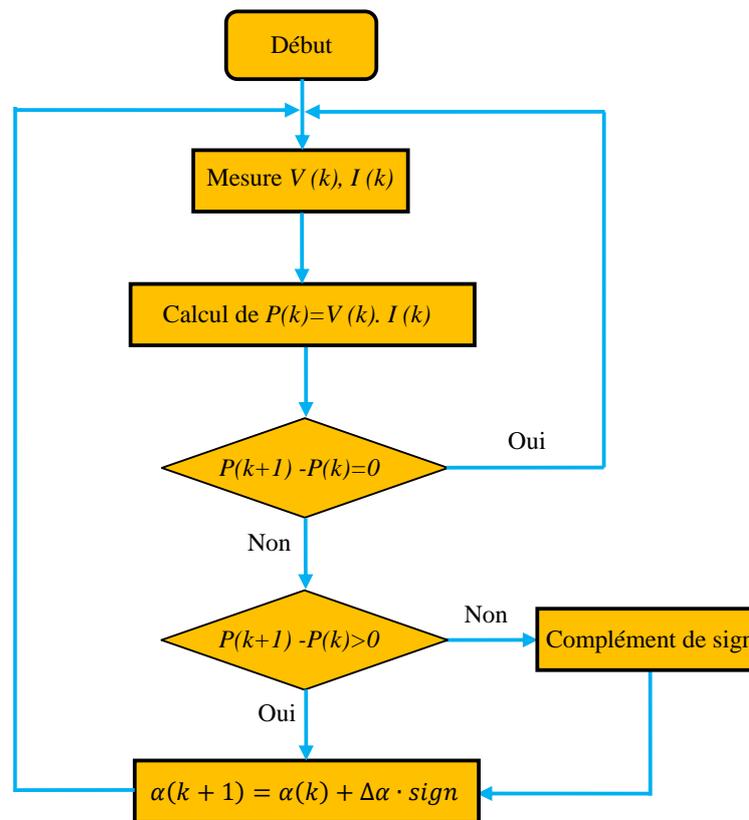


Figure 2.17. Algorithme de la méthode HC

2.5.6. Algorithme d'incrément de la conductance

L'algorithme d'incrément de conductance (IncCond), appelée dans la littérature anglo-saxonne « Incremental Conductance », est aussi l'une des techniques de « HC » où la commande MPPT essaye de faire monter le point de fonctionnement (PF) du GPV le long de la caractéristique P-V jusqu'à atteindre le PPM. Elle permet la recherche du PPM en se basant sur l'égalité de la conductance ($G = I/V$) et de l'incrément de la conductance ($\Delta G = \Delta I/\Delta V$) (voir la figure

2.18). Cet algorithme nécessite la connaissance de la valeur initiale du PF (V_{ref}) et le pas de mise à jour de la tension de référence (ΔV) (Figure 2.19).

La puissance maximale est obtenue lorsque la dérivée de la puissance du GPV par rapport à la tension s'annule:

$$\frac{dP}{dV} = V \frac{dI}{dV} + I \approx V \frac{\Delta I}{\Delta V} + I \quad (2.46)$$

En comparant la conductance et l'incrément de la conductance, trois positions du PF peuvent être distinguées :

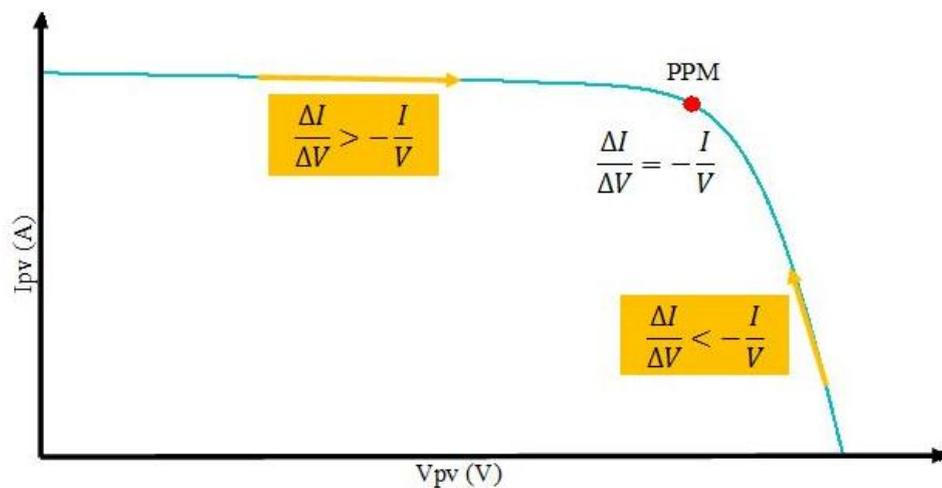


Figure 2.18. Caractéristique de fonctionnement de la méthode IncCond

$$\begin{aligned} \text{Si } \frac{dP}{dV} = 0 & \Rightarrow \frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V}, \text{ le PF est sur le PPM} \\ \text{Si } \frac{dP}{dV} > 0 & \Rightarrow \frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V}, \text{ le PF est à gauche du PPM} \\ \text{Si } \frac{dP}{dV} < 0 & \Rightarrow \frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V}, \text{ le PF est à droite du PPM} \end{aligned} \quad (2.47)$$

L'avantage de cet algorithme est la précision et la vitesse de recherche du PPM quand les conditions atmosphériques changent rapidement. Ceci peut être un remède au problème de l'algorithme P&O [43]. Cet algorithme présente des difficultés de mise en œuvre due à la complexité du circuit de commande et le calcul en temps réel de la dérivée nécessite un processeur de calcul rapide [43]. Autrement dit, l'exécution de la commande IncCond nécessite plus de temps par rapport P&O. Pratiquement, même IncCond présente des oscillations autour du PPM. Une comparaison sur le rendement MPPT entre les deux techniques les plus utilisées P&O et IncCond est faite par la référence [44]. Le résultat trouvé est de 89,9% pour IncCond contre 81,5% pour P&O.

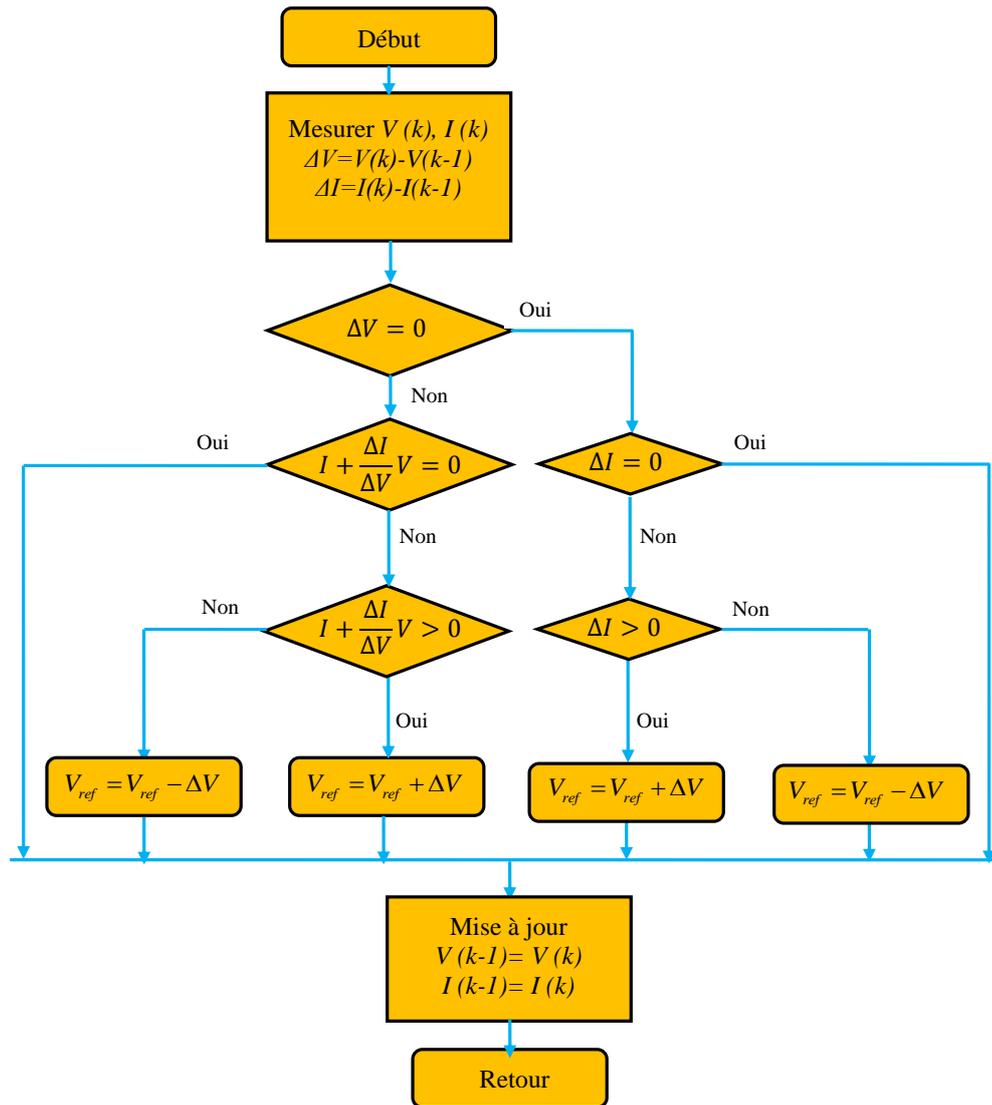


Figure 2.19. Organigramme de la méthode IncCond

2.5.7. Commande MPPT par la logique floue

La mise en œuvre de la commande logique floue (Fuzzy Logic Control) se fait en trois étapes: la fuzzification, la lecture de la table de vérité et la défuzzification. Les variables d'entrées sont généralement l'erreur E et le changement d'erreur ΔE et la variable de sortie est la variation du rapport cyclique $\Delta\alpha$. En particulier, dans le cas de la poursuite du PPM, l'erreur E et le changement d'erreur ΔE sont calculés en fonction des valeurs instantanées de la puissance et de la tension comme suit [45] :

$$E(n) = \frac{P(n) - P(n-1)}{V(n) - V(n-1)} \quad (2.48)$$

$$\Delta E(n) = E(n) - E(n-1) \quad (2.49)$$

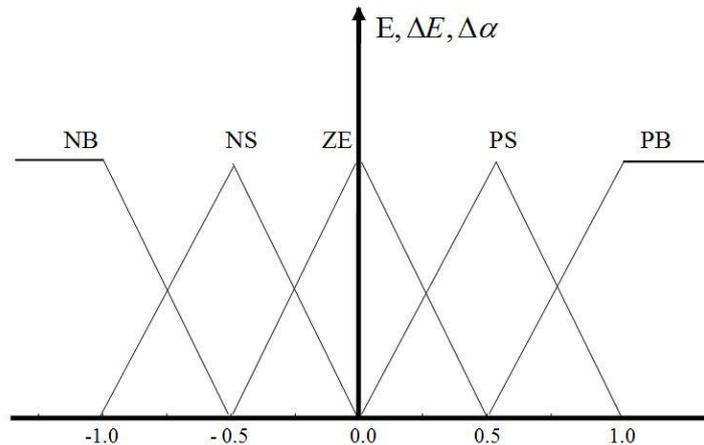


Figure 2.20. Structure de base de la commande floue.

Durant la fuzzification, les variables d'entrées numériques sont converties en variables linguistiques pouvant prendre les cinq valeurs suivantes (Figure 2.20): NB (Negative Big), NS (Negative Small), ZE (Zero), PS (Positive Small), PB (Positive Big). Il existe des commandes qui ajoutent aux valeurs précédentes deux autres valeurs qui sont : NM (Negative Means) et PM (Positive Means).

En fonction de leurs évolutions et d'une table de vérité comme indiquée dans le tableau 2.3, une valeur est attribuée au paramètre de sortie $\Delta\alpha$.

Tableau 2.3. Exemple d'une table de règles pour une commande logique floue

$E \backslash \Delta E$	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	ZE	ZE	NB	NB	NB
NS	ZE	ZE	NS	NS	NS
ZE	NS	ZE	ZE	ZE	PS
PS	PS	PS	PS	ZE	ZE
PB	PB	PB	PB	ZE	ZE

La variable linguistique assignée à $\Delta\alpha$, dépend des différentes combinaisons entre E et ΔE . Par exemple, si les variables d'entrée (E et ΔE), ont comme valeur PB et ZE correspondant à un PF très éloigné du PPM, d'après la table de vérité la valeur donnée à la variable de sortie $\Delta\alpha$ est PB, ce qui implique une forte variation positive du rapport cyclique pour atteindre le PPM. En résumé, les variations du rapport cyclique dépendent de la différence de position entre le PF et un PPM. Ainsi, dès que ce dernier s'approche du PPM, les incréments appliqués à $\Delta\alpha$ s'affinent jusqu'à atteindre le PPM. La défuzzification, consiste à convertir la variable de sortie $\Delta\alpha$ d'une variable linguistique en une variable numérique.

L'avantage de ces techniques est qu'elles peuvent fonctionner avec des valeurs d'entrées peu précises et qu'elles n'ont pas besoin de modèle mathématique de grande précision. De plus, elles peuvent traiter des non-linéarités.

2.5.8. Commande P&O améliorée

La commande P&O classique recherche le PPM en faisant une perturbation sur la tension du GPV. Si la tension est perturbée dans une direction donnée, et cette perturbation engendre une augmentation de la puissance. Cela signifie que le PF est déplacé vers le PPM. Par conséquent, la tension de fonctionnement doit être encore perturbée dans la même direction. Sinon, si la puissance diminue, le PF s'éloigne du PPM ; et par conséquent, la direction de la perturbation doit être inversée. La procédure continue jusqu'à ce que le PPM soit atteinte et le PF reste oscillant autour de ce PPM.

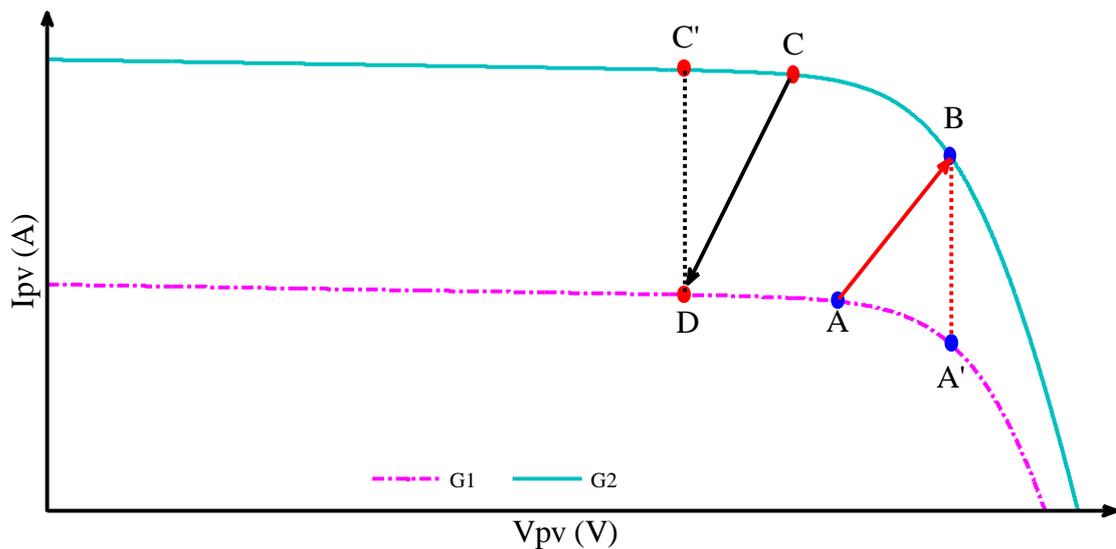


Figure 2.21. Divergence de P&O et IncCond classiques lors des changements brusques de l'éclairement

La technique P&O améliorée utilise le principe de la caractéristique I-V du panneau solaire pour éviter la divergence dans le cas de changement brusque des conditions atmosphériques [3]. Pour des conditions de fonctionnement fixes d'éclairement et de température, une perturbation sur la tension engendre une perturbation de sens opposé sur le courant, comme le montre la figure 2.18. Sinon, le système s'est déplacé en changement rapide des conditions climatiques. Par conséquent, il est obligatoire de changer la direction de perturbation pour éviter la divergence. Ce principe est expliqué dans la figure 2.21, considérant deux niveaux d'ensoleillement $G_1 < G_2$. Si le PF se

déplace de A vers A' ou de C vers C', le système est dans des conditions normales. Cependant, si le PF se déplace de A vers B ou de C vers D, le système est dans des conditions de changement brusque. La figure 2.22 illustre l'organigramme de P&O modifié.

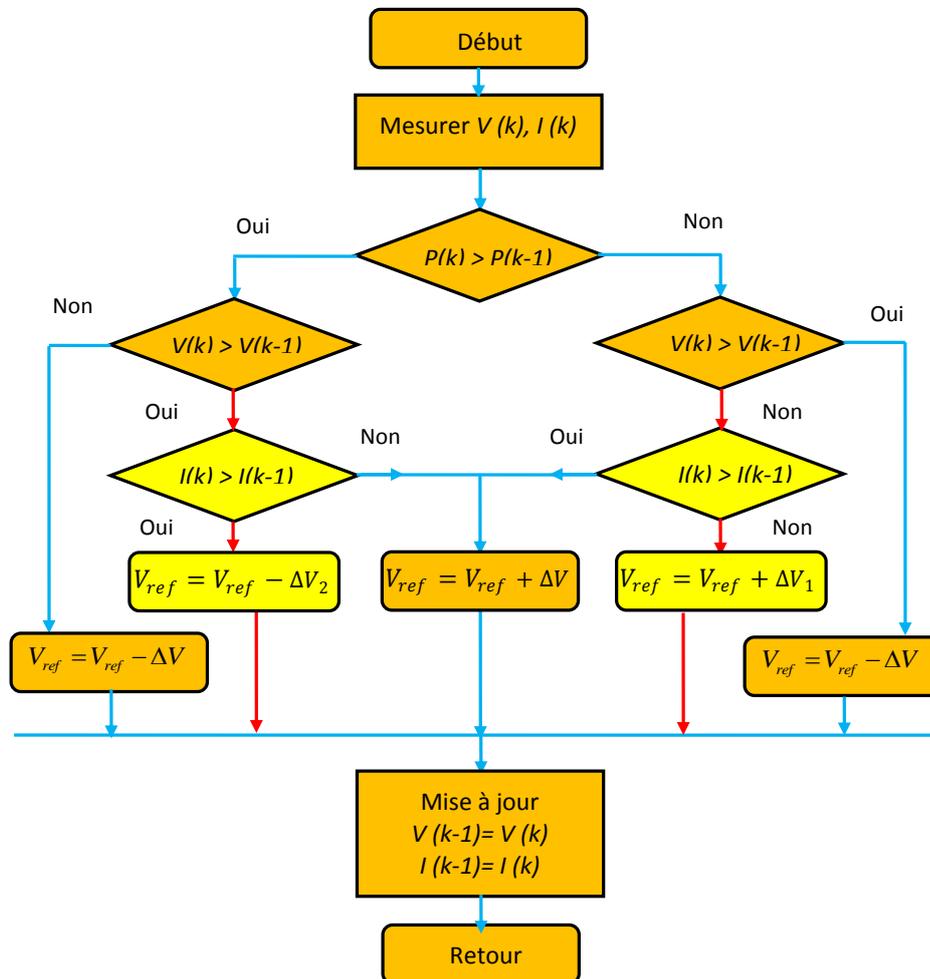


Figure 2.22. Organigramme de P&O modifié

2.5.9. Commande IncCond améliorée

La commande IncCond modifiée améliore la poursuite du PPM par rapport à la commande IncCond classique en utilisant le principe de la caractéristique courant-tension illustré dans la figure 2.21. Si en faisant une perturbation positive ou négative sur la tension du panneau et on observe respectivement une variation positive ou négative sur le courant, on dit que le système est dans le cas de changement rapide. Par conséquent, l'acte à appliquer doit être le contraire de celui de l'algorithme classique. Plus de détails est présenté sur l'algorithme de la figure 2.23.

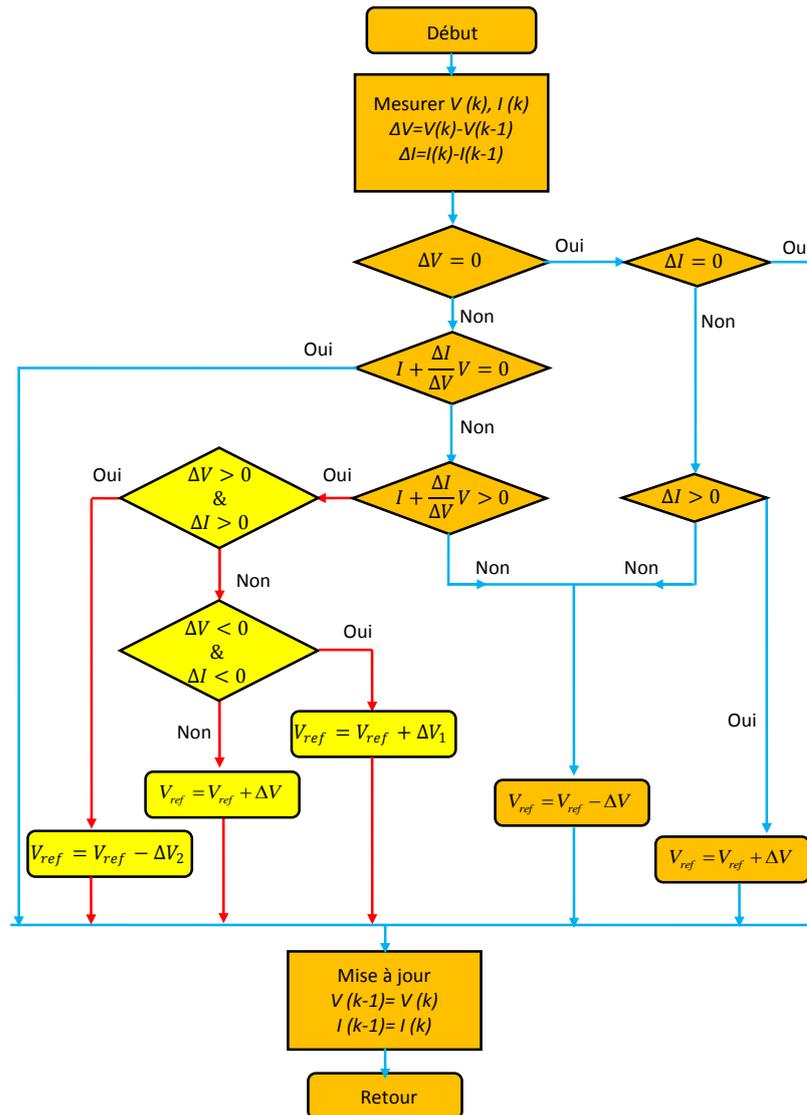


Figure 2.23. Organigramme d'IncCond modifié

2.6. Conclusion

Dans ce chapitre, l'intérêt de l'étage d'adaptation dans la chaîne de conversion PV a été abordé. Cet étage consiste en un convertisseur DC/DC avec un algorithme de commande. Différentes topologies de convertisseurs DC/DC non isolés ont été comparées. La structure de type Boost a été adoptée pour sa simplicité et son gain en tension relativement plus élevé. Quelques méthodes de poursuite de la puissance maximale citées dans la littérature depuis 1968 sont présentées. Des améliorations sur les méthodes Perturbation et observation P&O et l'incrémentaire de la conductance IncCond, pour corriger la divergence en cas de changement brusque d'éclairement, ont été présentées. La commande MPPT basée sur le mode de glissement présentant de meilleures performances par rapport aux autres sera décrite en détail dans le chapitre suivant.

Chapitre 03

DEVELOPPEMENT D'UNE COMMANDE MPPT BASEE SUR LE MODE GLISSANT

3.1. Introduction

La commande par mode glissant est un contrôle de type non linéaire. Elle a été introduite initialement pour le contrôle des systèmes à structure variable (SSV). Elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée : surface de glissement. L'avantage principal de la commande à structure variable avec le mode glissant est la robustesse vis-à-vis du changement des paramètres ou des perturbations. De plus, la commande par mode glissant est relativement facile à mettre en œuvre par rapport à d'autres types de commandes non linéaires. Ces propriétés font que cette loi de commande soit adaptée à de nombreuses applications industrielles, comme dans les domaines de l'automobile ou de l'aéronautique [46].

La technique SMC est généralement utilisée pour la commande des convertisseurs d'électronique de puissance qui constituent des SSV [47, 48]. Récemment, quelques-unes de ces méthodes ont été utilisées dans des systèmes PV principalement pour réguler le courant injecté dans le réseau [11]. D'autres ont été utilisées dans l'objectif de réguler un courant ou une tension à une grandeur de référence obtenue par des techniques MPPT telles que : P&O ou IncCond. La référence [11] propose une technique d'extraction de la puissance PV maximale basée sur la méthode SMC utilisant deux boucles de commande. Une boucle interne consiste en la régulation par mode glissant du courant traversant le condensateur d'entrée mise en parallèle avec la source PV et une boucle externe génère la tension optimale de référence obtenue avec P&O. Même idée est répétée dans la référence [9] sauf que le paramètre principal qui est le courant dans la capacité d'entrée est remplacé par le courant circulant dans l'inductance. Ces méthodes sont souvent utilisées pour réguler une grandeur de référence obtenue avec une autre technique telle que P&O ou IncCond qui rendent le système plus complexe. CHEN et al utilisent une MPPT directe basée sur une SMC pure sans faire appel à d'autres techniques. La surface de commutation choisie est la dérivée de la puissance par rapport au courant [10]. C'est dans le contexte de réduire la complexité des systèmes PV et dans l'objectif d'extraire le maximum de puissance des panneaux PV que s'inscrit le travail de cette thèse. Contrairement à l'étude menée par CHEN et al, la surface de commutation adoptée est

la dérivée de la puissance par rapport à la tension, ainsi que l'utilisation de deux pas d'incrémentation différents accélère la poursuite du PPM.

Ce chapitre est consacré aux rappels théoriques sur la commande par mode glissant, ainsi qu'à l'application de ce type de commande dans le domaine d'extraction de la puissance PV maximale pour une structure basée sur un convertisseur Buck-Boost. Pour valider cette nouvelle méthode, des simulations sont faites sous environnement Matlab/Simulink en tenant compte des variations des conditions atmosphériques comme l'éclairement et la température.

3.2. Système à structure variable

Un SSV est le système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant. Dans la commande des SSV par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface, puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface de glissement. Des contrôleurs à structure variable ont fait leur apparition dans la littérature soviétique [49, 50].

Dans les SSV, on peut trouver deux configurations de base différentes. La première change la structure par commutation entre deux retours d'état différents (Figure 3.1). La deuxième configuration appelée : « configuration par commutation au niveau de l'organe de commande » est la plus simple. Elle modifie la structure du système par simple commutation d'interrupteurs (Figure 3.2), ce qui est le cas de tous les convertisseurs statiques [51].

Pour la première configuration, la commande u est donnée par :

$$u = \begin{cases} -k_1(x) & \text{si } S(x) > 0 \\ -k_2(x) & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

En mode glissant, le système évolue sur la surface de glissement, par conséquent $S(x) = 0$.

La seconde configuration nécessite un organe de commande qui possède une action à deux positions avec une commutation rapide d'une position à l'autre. La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation selon :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } S(x) > 0 \\ u^- & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

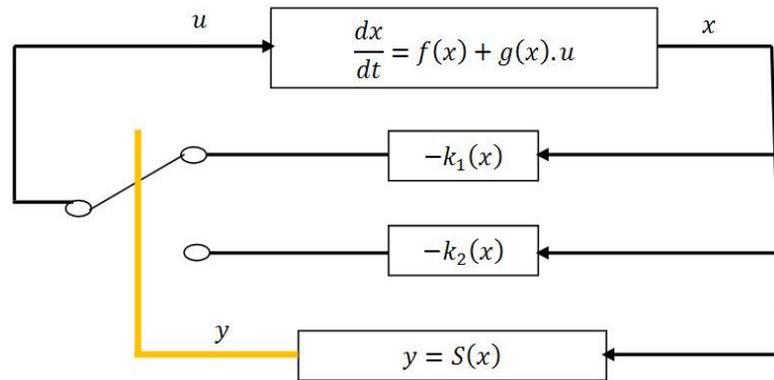


Figure 3.1. Configuration par commutation au niveau de la contre-réaction d'état

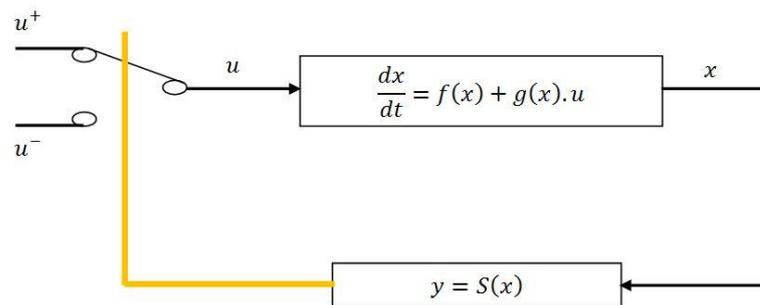


Figure 3.2. Configuration par commutation au niveau de l'organe de Commande

3.3. Commande par mode de glissement

3.3.1. Principe

La commande par mode glissant est une commande robuste basée sur le concept de changement de structure du contrôleur avec l'état du système afin d'obtenir la réponse désirée [50]. Le contrôleur par mode glissant se base sur l'hypothèse d'une hystérésis nulle sur la surface de glissement $S(x,t)=0$ et donc sur une fréquence de commutation variable et théoriquement infinie. Il est clair que, du point de vue pratique, il n'est pas possible de vérifier cette hypothèse. En raison des limitations technologiques liées à l'utilisation de fréquences de commutation élevées, il est préférable de limiter cette fréquence.

L'idée est de diviser l'espace d'état par une frontière de décision appelée : « surface de glissement ». Cette surface délimite deux sous-espaces correspondant à deux états possibles de l'organe de commande (Figure 3.3). La stabilisation sur la surface de glissement est obtenue à l'aide d'une commutation à chaque franchissement de la frontière de décision.

Ce principe de commande repose donc essentiellement sur l'utilisation d'une commande discontinue afin de maintenir l'évolution du système sur une surface de glissement judicieusement

choisie. La synthèse doit donc viser à rendre la surface de glissement attractive (condition d'attractivité) depuis tout point de l'espace d'état. Une fois la surface atteinte, il faut assurer le glissement le long de cette surface (condition de glissement) et la stabilité du système (condition de stabilité). En d'autres termes, il faut trouver la condition pour laquelle la dynamique du système glisse sur la surface vers le point d'équilibre désiré (Figure 3.3). Sur la surface, la dynamique du système est indépendante de celle du processus initial, ce qui implique que ce type de contrôle entre dans le domaine des commandes robustes. Ces notions de stabilité sont démontrées en tenant compte du principe de stabilité suivant le critère de LYAPUNOV (théorème 1).

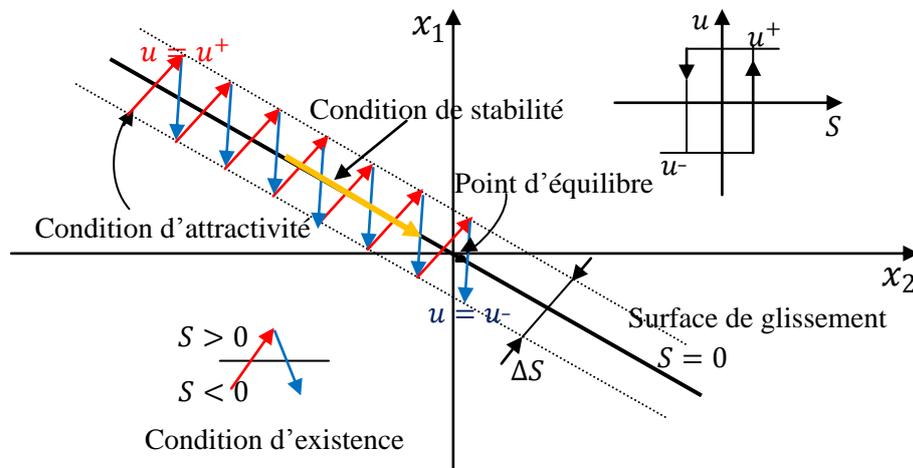


Figure 3.3. Principe de la commande par mode glissant.

Pour chaque interrupteur, la commande est effectuée par un comparateur à hystérésis. Le sens de l'hystérésis doit être choisi de manière à ce que le changement d'état ramène la trajectoire à l'intérieur de la fourchette. Ainsi, on peut être amené à choisir :

$$u = \begin{cases} 1 & \text{si } S(x) > +\frac{1}{2} \Delta S \\ 0 & \text{si } S(x) < -\frac{1}{2} \Delta S \end{cases} \quad (3.3)$$

Théorème 1 :

Soit $V(x)$ une fonction différentiable de \mathbb{R}^n dans \mathbb{R}^n , dite fonction de LYAPUNOV, qui satisfait les conditions suivantes [52] :

$$\begin{cases} V(0) = 0 \\ V(x) > 0 & \forall x \neq 0 \\ V'(x) \leq 0 & \forall x \neq 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

Si ces trois conditions sont satisfaites, $x=0$ est un point d'équilibre stable. Si la dernière condition devient $V'(x) < 0$ pour $x \neq 0$, le point $x=0$ est asymptotiquement stable.

Dans le cas de la commande par mode glissant, cette fonction de LYAPUNOV est déduite à l'aide d'une pseudo-sortie qui est la surface de glissement $S(x,t) = 0$.

3.3.2. Objectif de la commande par mode glissant

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels:

- Synthétiser une surface $S(x,t)$ telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité ;
- Déterminer une loi de commande (commutation) $u(x,t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

3.3.3. Choix de la surface de glissement

La surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système. SLOTINE propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée [53]:

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (3.5)$$

Où:

$e(x)$: Écart de la variable à régler, $e(x) = x_{ref} - x$

λ_x : Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : Degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

$S(x) = 0$: est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$.

3.3.4. Condition d'existence du glissement

La condition d'existence du régime glissant $S(x,t) = 0$ se traduit par [54, 48] :

$$\lim_{S \rightarrow 0} S \cdot S' < 0 \quad (3.6)$$

Ces conditions sont déduites du théorème (1) en appliquant le critère de stabilité de LYAPUNOV dans

un voisinage de la surface de glissement et en prenant $V(x) = \frac{S^2}{2}$ comme fonction candidate de LYAPUNOV. Dans ce cas, la dérivée de la fonction de LYAPUNOV V' est égale à $S \cdot S'$.

Les conditions de LYAPUNOV énoncées dans le théorème 1 sont vérifiées si S et S' sont de signes opposés. A noter que ces dernières conditions deviennent des conditions suffisantes pour assurer l'attractivité de la surface si elles sont valables sur tout l'espace d'état et non seulement dans une région proche de la surface de glissement.

3.3.5. Méthode de la commande équivalente

La courbe en zig-zag entre u^- et u^+ illustrée dans la figure 3.3 est la trajectoire d'état réelle (pratique) du système. Elle entoure la droite $S = 0$ qui est la trajectoire d'état idéale (théorique) ou de référence. Il est possible de subdiviser le déplacement de la trajectoire réelle en deux composantes ; une composante à haute fréquence et une composante à basse fréquence. La composante à haute fréquence est une trajectoire discontinue qui alterne entre u^- et u^+ , alors que la composante basse fréquence forme une trajectoire continue qui se déplace le long de la surface de glissement. Négligeant la composante de commutation rapide souvent filtrée, la trajectoire d'état sera alors déterminée par la composante de commutation lente. C'est ce qu'on appelle la commande équivalente, qu'on peut interpréter comme la valeur moyenne que prend la grandeur de commande lors de la commutation rapide entre u^- et u^+ comme représenté schématiquement à la figure 3.4. La commande équivalente rend la surface de commutation invariante dans le temps $S' = 0$ [55].

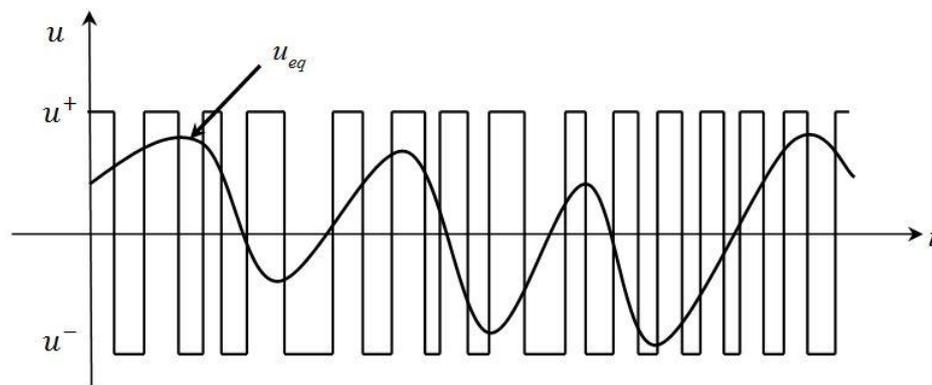


Figure 3.4. Commande équivalente comme valeur moyenne de commutation entre u^- et u^+

Considérons à titre d'exemple le système régi par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t)u \quad (3.7)$$

Admettons que le régime de glissement existe sur la surface de commutation $S(x,t)=0$, sa dérivée est donnée par:

$$S' = \frac{dS(x,t)}{dt} = \frac{1}{dt} \left(\frac{\partial S}{\partial x} dx + \frac{\partial S}{\partial t} dt \right) = \frac{\partial S}{\partial x} x' + \frac{\partial S}{\partial t} \quad (3.8)$$

Soit ∇S le gradient de S , alors :

$$S' = \nabla S \cdot x' + \frac{\partial S}{\partial t} = \nabla S \cdot f(x,t) + \nabla S \cdot g(x,t) \cdot u + \frac{\partial S}{\partial t} \quad (3.9)$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car sa primitive est égale à zéro). Cette condition permet de déterminer la commande équivalente pour maintenir la trajectoire d'état sur cette surface. Il faut donc résoudre :

$$\nabla S \cdot f(x,t) + \nabla S \cdot g(x,t) u_{eq} + \frac{\partial S}{\partial t} = 0 \quad (3.10)$$

Ainsi, nous obtenons :

$$u_{eq} = -[\nabla S \cdot g(x,t)]^{-1} \cdot \left[\nabla S \cdot f(x,t) + \frac{\partial S}{\partial t} \right] \quad (3.11)$$

Ou, nous pouvons l'exprimer de la façon suivante:

$$u_{eq} = -\frac{\langle \nabla S(x), f(x,t) \rangle}{\langle \nabla S(x), g(x,t) \rangle} \quad (3.12)$$

Où $\langle \cdot, \cdot \rangle$ désigne le produit scalaire.

Il est alors possible d'exprimer la dynamique du système sur la surface de glissement par :

$$x' = f(x,t) - g(x,t) \cdot [\nabla S \cdot g(x,t)]^{-1} \cdot \left[\nabla S \cdot f(x,t) + \frac{\partial S}{\partial t} S(x) \right] \quad (3.13)$$

La commande par mode glissant se compose de deux termes, une commande discontinue en fonction du signe de la surface de glissement u_n et une commande dite équivalente u_{eq} caractérisant la dynamique du système sur la surface de glissement.

$$u = u_{eq} + u_n \quad (3.14)$$

u_n correspond à la composante non linéaire. Elle est déterminée pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et satisfaire la condition de convergence.

$$S(x) \cdot S'(x) < 0 \quad (3.15)$$

De (3.7), (3.8), et (3.14) on peut écrire :

$$S'(x) = \frac{\partial S}{\partial x} (f(x,t) + g(x,t) \cdot u_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial x} (g(x,t) \cdot u_n) + \frac{\partial S}{\partial t} \quad (3.16)$$

En utilisant la condition du mode de glissement, l'expression (3.16) devient :

$$S'(x) = \frac{\partial S}{\partial x} (g(x,t) \cdot u_n) \quad (3.17)$$

Le problème revient à trouver u_n tel que :

$$S(x) \cdot S'(x) = S(x) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} (g(x,t) \cdot u_n) < 0 \quad (3.18)$$

La solution la plus simple vérifiant cette condition est donnée par la fonction signe « *sign* » illustrée à la figure 3.5.

$$u_n = k \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (3.19)$$

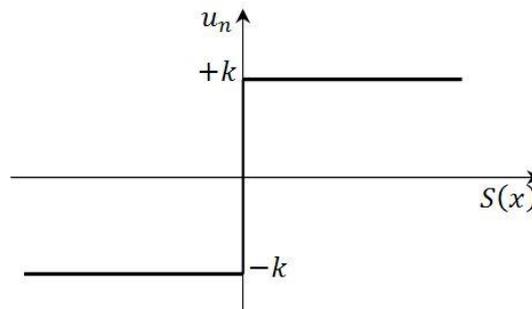


Figure 3.5 Représentation de la fonction signe

En remplaçant l'expression (3.19) dans (3.18), on obtient :

$$S(x) \cdot S'(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t) k \text{sign}(S(x)) < 0 \quad (3.20)$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial x} \cdot g(x,t)$ est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons.

Le gain k est choisi positif pour satisfaire la condition (3.20). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons de fortes oscillations au niveau de l'organe de commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande [54].

3.4. Etude d'une structure PV basée sur un convertisseur de type Buck-Boost

3.4.1. Description de la structure PV à base d'un convertisseur Buck-Boost

Dans cette partie, on s'intéressera à l'application de la loi de commande basée sur la nouvelle technique MPPT développée pour la chaîne de conversion PV utilisant un convertisseur Buck-Boost (Figure 3.6) dont les équations en mode de conduction continue seront établies plus tard. Lorsqu'on parle de mode de conduction continue, le courant i_L passant dans l'inductance ne s'annule jamais. Une diode anti-retour est insérée à la sortie du GPV pour assurer une durée de vie plus longue des panneaux. Cette diode est indispensable pour éviter le retour d'un courant sur le GPV dans le cas où la charge devient génératrice (par exemple une batterie pendant la nuit). L'interrupteur principal du convertisseur est un IGBT avec une fréquence de commutation de $f = 10kHz$. Les capacités d'entrée et de sortie et l'inductance sont utilisés comme filtres :

$$L = 5mH, C_1 = 1000\mu F, C_2 = 470\mu F.$$

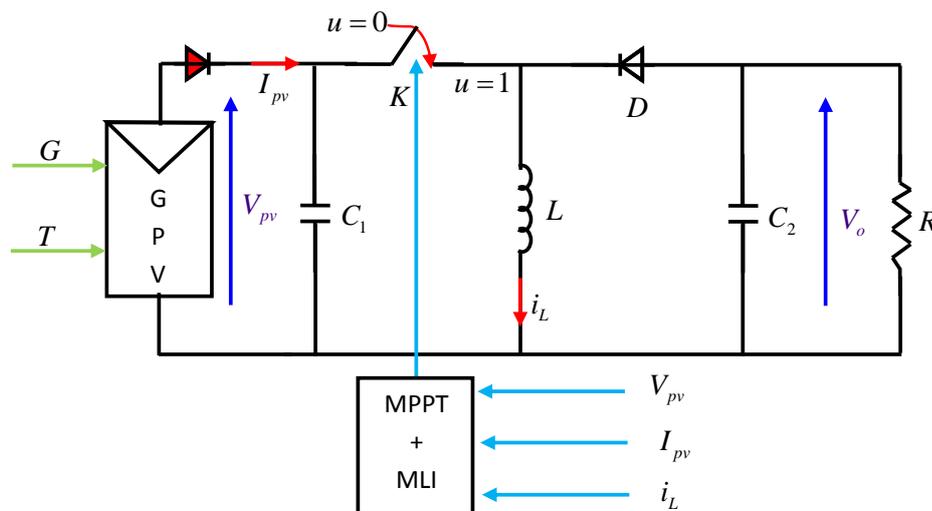


Figure 3.6. Chaîne de conversion PV à base d'un convertisseur de type Buck-Boost

3.4.2. Modèle mathématique et caractéristiques du GPV

Soit un GPV composé de N_p branches en parallèles, chaque branche contient N_s modules en série. Généralement, un module PV est constitué d'un ensemble de cellules en série. Par l'association série/parallèle du circuit de la figure 1.2, on obtient le circuit équivalent du GPV (Figure 3.7).

Si on suppose que toutes les cellules sont identiques et fonctionnent dans les mêmes conditions, alors le modèle mathématique du GPV peut être donné par les équations suivantes [5, 18]:

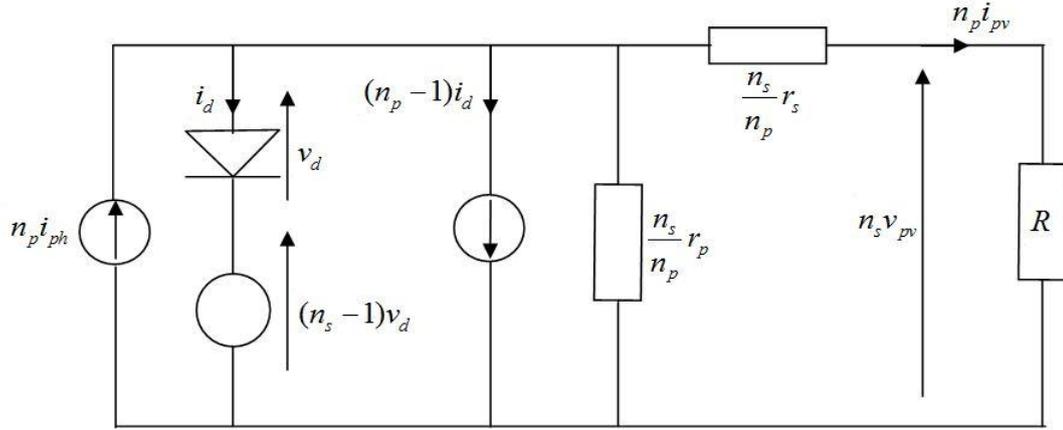


Figure 3.7. Circuit équivalent d'un GPV

$$I_{pv} = N_p i_{ph} - N_p I_s \left[\exp \left(\frac{V_{pv} + \left(\frac{N_s}{N_p} \right) R_s I_{pv}}{n_s v_t} \right) - 1 \right] - \frac{V_{pv} + \left(\frac{N_s}{N_p} \right) R_s I_{pv}}{\left(\frac{N_s}{N_p} \right) R_p} \quad (3.21)$$

$$i_{ph} = \left[i_{sc}^* + k_i (T - T^*) \right] \frac{G}{G^*} \quad (3.22)$$

$$I_s = \frac{i_{sc}^* + k_i (T - T^*)}{\exp \left(\frac{v_{oc}^* + k_v (T - T^*)}{n_s v_t} \right) - 1} \quad (3.23)$$

$$v_t = \frac{a k_b T}{q} \quad (3.24)$$

Où:

$V_{pv} = n_s v_{pv}$ est la tension du GPV,

$I_{pv} = N_p i_{pv}$ est le courant du GPV,

n_s est le nombre de cellules en série,

R_s et R_p sont respectivement les résistances série et parallèle du module PV,

k_v est le coefficient de température pour la tension en circuit ouvert,

v_t est le potentiel thermodynamique,

On obtient une fonction implicite de la forme :

$$I_{pv} = f(I_{pv}, V_{pv}, G, T) \quad (3.25)$$

La résistance série doit être plus petite que possible et la résistance shunt doit être très grande pour que le maximum de courant soit délivré pour la charge.

On met l'équation (3.25) régissant le comportement électrique du GPV en un schéma-bloc (Figure 3.8) comportant quatre variables.

- Les deux variables d'entrée sont : G et T
- Les deux variables de sortie sont : I_{pv} et V_{pv}

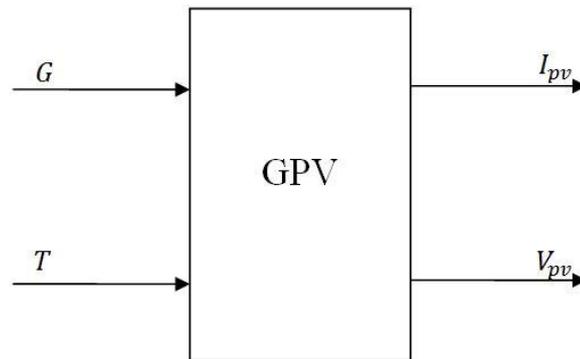


Figure 3.8. Schéma bloc du GPV

Dans le présent travail, les modules solaires de type MSX-60 (60W) du fabricant Solarex sont sélectionnés. Les caractéristiques principales de ces modules sont présentées dans le Tableau 3.1. Les caractéristiques du module MSX-60 (I-V, P-V), pour différents niveaux d'éclairement et pour des températures variables, sont présentées respectivement dans les figures 3.9 et 3.10. Ces caractéristiques sont obtenues par simulation sous environnement MATLAB avec les paramètres suivants : $R_s = 0,357\Omega$, $R_p = 151\Omega$, $n_s = 36$, $a = 1$, $V_{oc}^* = 21,1V$, $I_{sc}^* = 3,8A$, $k_v = -0,08V / ^\circ C$, $k_i = 0,003\% / ^\circ C$.

Tableau 3.1. Caractéristiques Principales du Module MSX 60

Puissance maximale aux conditions STC P_{max}	60 W
Tension du circuit ouvert V_{oc}	21.1 V
Courant de court-circuit I_{sc}	3.8 A
Tension au PPM V_{mpp}	17.1 V
Courant au PPM I_{mpp}	3.5 A
Coefficient de température pour V_{oc}	-0.08 V/ $^\circ C$
Coefficient de température pour I_{sc}	0.003 %/ $^\circ C$

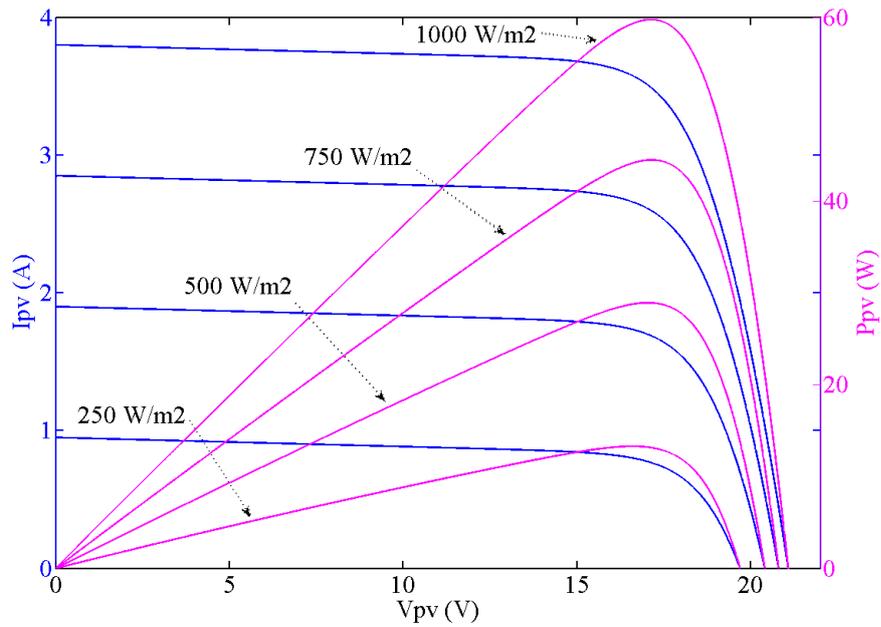


Figure 3.9. Caractéristiques du module MSX 60 pour différents éclaircements, $T = 25^{\circ}\text{C}$

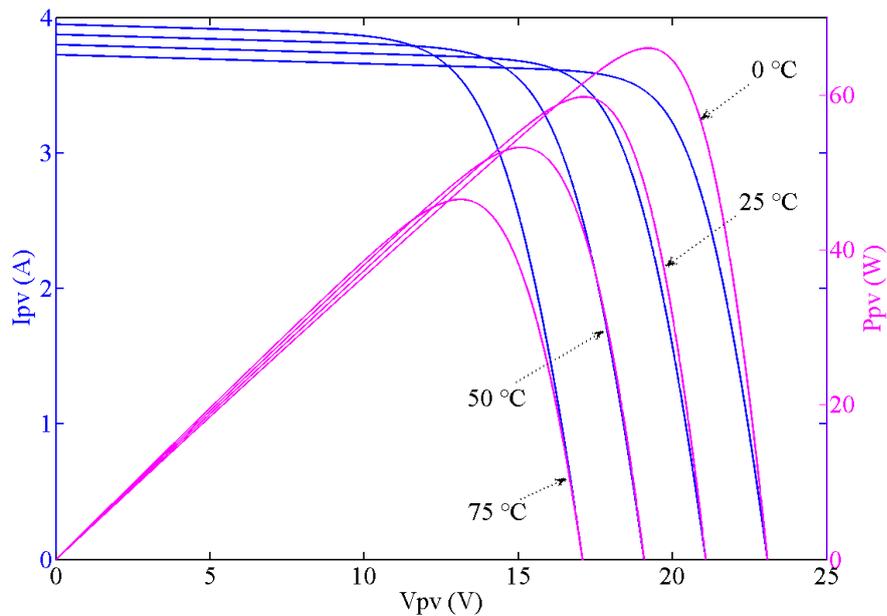


Figure 3.10. Caractéristiques du module MSX 60 pour différentes températures, $G = 1000\text{W} / \text{m}^2$

3.4.3. Modélisation du convertisseur Buck-Boost

Un convertisseur Buck-Boost (Figure 3.11) est une alimentation à découpage. Il convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible ou plus grande valeur mais de polarité inverse. Son fonctionnement en conduction continue comprend deux séquences selon que l'interrupteur commandable K soit fermé ou ouvert.

Durant l'état « on », l'énergie apportée par la source (générateur PV) est stockée dans l'inductance L . L'énergie stockée dans l'inductance L est livrée ensuite à la charge pendant l'état « off ». En raison de la présence de la diode D , le courant circule à travers l'inductance L seulement dans une direction dans les deux états. Par conséquent, la tension aux bornes de la charge V_o a une polarité opposée à V_{pv} .

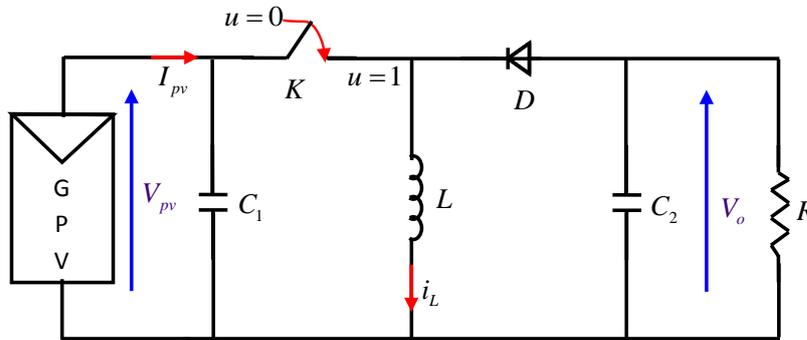


Figure 3.11. Le Buck-Boost comme interface entre un GPV et une charge

Première séquence de fonctionnement est caractérisée par $u = 1$, l'interrupteur fermé et la diode ouverte (Figure 3.12).

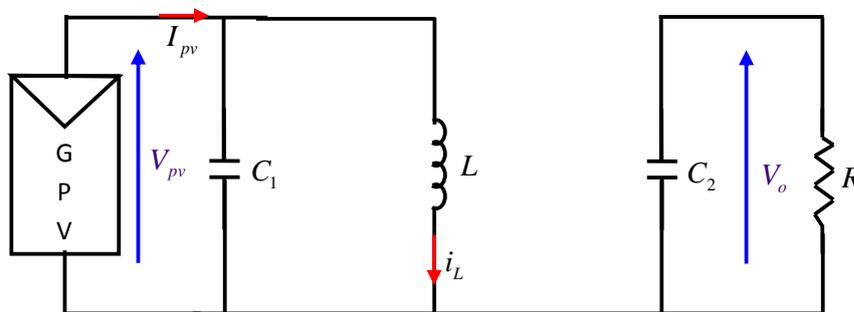


Figure 3.12. Convertisseur Buck-Boost durant l'état « on »

En appliquant les lois de KIRCHHOFF, les équations qui régissent le convertisseur sont données par:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_{pv}}{dt} = \frac{I_{pv}}{C_1} - \frac{i_L}{C_1} \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{V_{pv}}{L} \\ \frac{dV_o}{dt} = -\frac{V_o}{RC_2} \end{array} \right. \quad (3.26)$$

La seconde séquence de fonctionnement est caractérisée par $u = 0$, l'interrupteur ouvert et la diode fermée (Figure 3.13).

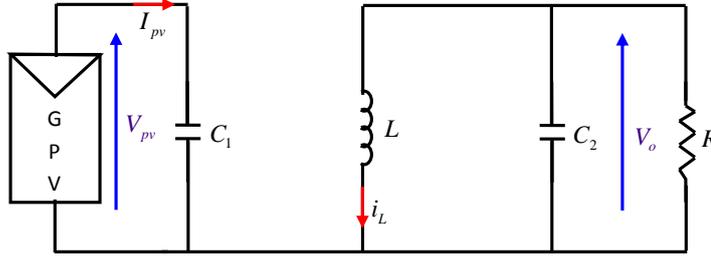


Figure 3.13. Convertisseur Buck-Boost durant l'état « off »

Le système d'équations qui régit le convertisseur à l'état « off » est :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_{pv}}{dt} = \frac{I_{pv}}{C_1} \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{V_o}{L} \\ \frac{dV_o}{dt} = -\frac{V_o}{RC_2} - \frac{i_L}{C_2} \end{array} \right. \quad (3.27)$$

A partir des deux systèmes d'équations précédents (3.26) et (3.27), le modèle mathématique du hacheur Buck-Boost est déduit [56]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_{pv}}{dt} = \frac{I_{pv}}{C_1} - \frac{i_L}{C_1} \cdot u \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{V_o}{L} + \frac{V_{pv} - V_o}{L} \cdot u \\ \frac{dV_o}{dt} = -\left(\frac{V_o}{RC_2} + \frac{i_L}{C_2} \right) + \frac{i_L}{C_2} \cdot u \end{array} \right. \quad (3.28)$$

u étant l'état de l'interrupteur K , et si on pose $x = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T = [V_{pv} \ i_L \ V_o]^T$, avec T_r la transposée d'une matrice, alors l'ensemble d'équations (3.28) peut se mettre sous la forme :

$$x' = \frac{dx}{dt} = f(x, t) + g(x, t) \cdot u + h \quad (3.29)$$

Avec

$$f(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{x_3}{L} \\ 0 & -\frac{x_2}{C_2} & -\frac{x_3}{RC_2} \end{bmatrix}, \quad g(x) = \begin{bmatrix} \frac{-x_2}{C_1} \\ \frac{x_1 - x_3}{L} \\ \frac{x_2}{C_2} \end{bmatrix}, \quad h = \begin{bmatrix} \frac{I_{pv}}{C_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Le rapport entre la tension d'entrée et celle de sortie est donné par:

$$\frac{V_o}{V_{pv}} = -\frac{\alpha}{1-\alpha} \quad (3.30)$$

3.4.4. Loi de commande basée sur le mode glissant

La synthèse d'un contrôleur par mode glissant se décompose en plusieurs étapes [52]:

- le choix de la surface de glissement,
- la vérification de l'attractivité de la surface de glissement,
- la démonstration de l'existence du mode de glissement,
- l'étude de la stabilité de la commande sur la surface de glissement.

La condition du point de puissance maximale PPM est donnée par :

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0 \quad (3.31)$$

La première étape dans la conception de la commande est le choix de la surface de commutation, qui peut être sélectionnée de la façon suivante:

$$S(x) = \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = I_{pv} + \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} V_{pv} \quad (3.32)$$

Si on reprend ici la caractéristique P-V du GPV pour des conditions météorologiques données, figure 3.14. Selon la pente de la courbe, on peut diviser la figure en deux zones séparées par le point PPM $S(x) = 0$, zone 1 pour laquelle la pente est positive $S(x) > 0$, et zone 2 pour laquelle la pente est négative $S(x) < 0$. Si par exemple, le PF se trouve à gauche du PPM, la commande doit le déplacer vers la surface de glissement en incrémentant la tension V_{pv} et si au contraire, le PF se trouve à droite du PPM, la commande doit le déplacer vers la surface de glissement en

décrémentant la tension V_{pv} . Pour cela, la loi de commande de commutation adoptée est celle présentée par l'équation:

$$u = \begin{cases} 0 & \text{pour } S(x) > 0 \\ 1 & \text{pour } S(x) < 0 \end{cases} \quad (3.33)$$

Qui peut s'écrire aussi :

$$u = \frac{1}{2}(1 - \text{sign}(S)) \quad (3.34)$$

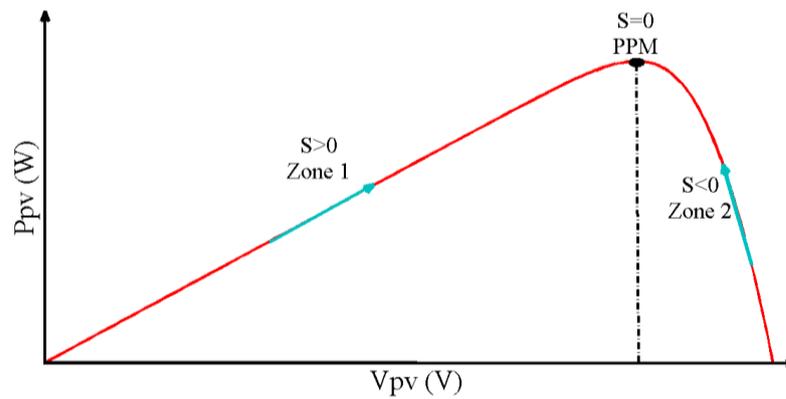


Figure 3.14. Caractéristique puissance-tension typique

On peut nommer l'approche de contrôle exprimée par l'expression (3.34), « commande par mode glissant conventionnelle ».

L'expression (3.21) donne la relation entre le courant I_{pv} et la tension V_{pv} . Cette équation comprend quelques paramètres comme I_{ph} et I_s qui ne peuvent pas être déterminés depuis les données incluses dans le catalogue du fabricant. Pour qu'on puisse rendre utile cette expression, on fait quelques hypothèses simplificatrices.

Dans le cas idéal, R_s étant négligeable et R_p tend vers l'infinie, l'expression du courant PV devient :

$$I_{pv} = N_p I_{ph} - N_p I_s \left[\exp\left(\frac{V_{pv}}{n_s v_t}\right) - 1 \right] \quad (3.35)$$

En court-circuit, $V_{pv} = 0$ et $I_{pv} = N_p I_{sc}$, on remplace dans (3.35), on aura

$$I_{ph} = I_{sc} \quad (3.36)$$

Avec I_{sc} le courant de court circuit d'un module PV.

Si on suppose que, $\exp\left(\frac{V_{pv}}{n_s v_t}\right) \gg 1$, on peut écrire :

$$I_{pv} = N_p I_{sc} - N_p I_s \exp\left(\frac{V_{pv}}{n_s v_t}\right) \quad (3.37)$$

En circuit ouvert, $I_{pv} = 0$ et $V_{pv} = N_s V_{oc}$, on remplace dans (3.37), on aura

$$I_s = I_{sc} \exp\left(\frac{-N_s V_{oc}}{n_s v_t}\right) \quad (3.38)$$

Substituant (3.38) dans (3.37), on aura une nouvelle expression du courant PV.

$$I_{pv} = N_p I_{sc} - N_p I_{sc} \exp\left(\frac{V_{pv} - N_s V_{oc}}{n_s v_t}\right) \quad (3.39)$$

On aura besoin de la dérivée du courant par rapport à la tension

$$\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} = -\frac{N_p I_{sc}}{n_s v_t} \exp\left(\frac{V_{pv} - N_s V_{oc}}{n_s v_t}\right) \quad (3.40)$$

Substituant (3.39) et (3.40) dans (3.32)

$$S(x) = I_{pv} + \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} V_{pv} = N_p I_{sc} - \left(N_p I_{sc} + \frac{N_p I_{sc}}{n_s v_t} V_{pv}\right) \exp\left(\frac{V_{pv} - N_s V_{oc}}{n_s v_t}\right) \quad (3.41)$$

Pour déterminer la condition de stabilité sur la surface de glissement, on se sert de la notion de la commande équivalente. En utilisant les conditions d'invariance $S=0$ et $S^*=0$ [12, 57], on calcule l'expression de la commande équivalente u_{eq} proposé par FILIPPOV [58].

$$S^*(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{1}{dt} \left(\frac{\partial S}{\partial x} dx + \frac{\partial S}{\partial t} dt \right) = \frac{\partial S}{\partial x} x^* + \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x_1} x_1^* + \frac{\partial S}{\partial x_2} x_2^* + \frac{\partial S}{\partial x_3} x_3^* \quad (3.42)$$

L'expression (3.41) montre que $S(x)$ est fonction de V_{pv} et non de i_L et V_o , alors on peut écrire:

$$\frac{\partial S}{\partial x_2} = \frac{\partial S}{\partial x_3} = \frac{\partial S}{\partial t} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{\partial S}{\partial x_1} \neq 0 \quad (3.43)$$

$$S^*(x) = \frac{\partial S}{\partial x_1} x_1^* = 0 \quad (3.44)$$

D'où

$$x_1^* = 0 \quad (3.45)$$

La première expression de l'équation (3.29) donne :

$$\dot{x}_1 = \frac{I_{pv}}{C_1} - \frac{i_L}{C_1} u_{eq} = 0 \quad (3.46)$$

Donc, l'expression de la commande équivalente est la suivante :

$$u_{eq} = \frac{I_{pv}}{i_L} \quad (3.47)$$

On conclut que le régime de glissement existera si le convertisseur fonctionne en mode de conduction continue à savoir $i_L > 0$. Néanmoins, la commande équivalente n'est efficace qu'une fois que la trajectoire de l'état du système a atteint le mode glissant. Une approche de commande explicite doit être formulée pour amener la trajectoire sur la surface de glissement pendant le mode de convergence. Cette approche est appelée la loi d'atteinte (en anglais, Reaching Law). Une forme générale de la loi d'atteinte est donnée par [59]:

$$u_n = -k \text{sign}(S) - Qh(S) \quad (3.48)$$

Où Q est une constante positive.

La même référence donne trois cas particuliers de l'expression (3.48)

1. loi d'atteinte à taux constant :

$$u_n = -k \text{sign}(S) \quad (3.49)$$

L'avantage de cette loi est sa simplicité. Mais, si k est trop petit, le temps d'atteinte sera trop long. De l'autre côté, un k trop grand provoque un sévère chattering.

2. loi d'atteinte à taux constant plus proportionnel :

$$u_n = -k \text{sign}(S) - QS \quad (3.50)$$

3. loi d'atteinte à puissance :

$$u_n = -Q|S|^\alpha \text{sign}(S), \quad 0 < \alpha < 1 \quad (3.51)$$

Si on adopte pour la première loi d'atteinte, la commande par mode de glissement devient [60]:

$$u = u_{eq} - k \text{sign}(S) = \frac{I_{pv}}{i_L} - k \text{sign} \left(I_{pv} + \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} V_{pv} \right) \quad (3.52)$$

Cette approche de contrôle s'appelle : la commande par mode glissant équivalente à taux constant.

3.4.5. Vérification de l'existence du mode glissant

a. Théorème de LYAPUNOV

Soit la fonction de LYAPUNOV quadratique définie positive $V(x) = \frac{1}{2} S(x)^2$, pour que la surface $S(x) = 0$ soit attractive sur tout le domaine de fonctionnement, il suffit que la dérivée par rapport au temps de V soit négative (condition suffisante appelée : condition d'attractivité ou d'atteignabilité):

$$V'(x) = S'(x)S(x) < 0, \quad \forall S(x) \neq 0 \quad (3.53)$$

b. Preuve

Pour démontrer ce théorème d'existence du mode de glissement, on considère les deux zones de la figure 3.14. A partir de (3.41), on calcule la dérivée de $S(x)$:

$$S'(x) = - \left(2 + \frac{V_{pv}}{n_s v_t} \right) \frac{N_p I_{sc}}{n_s v_t} \exp \left(\frac{V_{pv} - N_s V_{oc}}{n_s v_t} \right) \frac{dV_{pv}}{dt} \quad (3.54)$$

– **Zone 1** : $S(x) > 0$

Si le PF se situe dans la zone 1, la tension doit être augmentée pour atteindre le PPM. Cela signifie que $\frac{dV_{pv}}{dt} > 0$. En remplaçant dans (3.54), on aura $S'(x) < 0$, ce qui implique $S'(x)S(x) < 0$.

– **Zone 2** : $S(x) < 0$

Si le système fonctionne dans la zone 2, la tension doit être diminuée pour atteindre le PPM. Cela signifie que $\frac{dV_{pv}}{dt} < 0$. En remplaçant dans (3.54), il vient que $S'(x) > 0$, ce qui implique $S'(x)S(x) < 0$.

On conclut que le mode de glissement existe et que le système est asymptotiquement stable, quel que soit la localisation du PF. La loi de commande appliquée oblige la trajectoire du système de se déplacer à partir de n'importe quel état initial de la surface de glissement en un temps fini, et par la suite, de rester sur elle.

3.5. Application de la technique mode de glissement équivalente

L'objectif de ce paragraphe est de présenter les résultats de simulation de la technique de commande par mode de glissement (SMC) et de la comparer à la technique P&O. La simulation a

été faite grâce au logiciel Matlab/SimulinkTM. Elle consiste à faire varier les trois paramètres influant sur les chaînes de conversion PV, à savoir les conditions climatiques G , T et la charge R . Les résultats obtenus sont présentés dans les figures 3.15, 3.16, et 3.17 pour une durée de 1,5 secondes. Pour le test de chaque paramètre, on garde constant deux paramètres et on varie le troisième par un changement brusque à deux reprises 0,5s et 1s (profil en escalier). Chaque figure présente une comparaison de la puissance PV entre les méthodes SMC et P &O. Un zoom est fait dans deux endroits, le premier au démarrage du profil pour illustrer le temps de réponse et le deuxième pour montrer les oscillations autour du PPM.

Premièrement, la commande du système solaire SMC est testée pour des éclairagements successives de 1000 W/m^2 à 0 s, 750 W/m^2 à 0,5 s, 500 W/m^2 à 1 s tout en fixant une charge de 2Ω , et la température à 25°C . Les résultats de simulation correspondants sont montrés à la figure 3.15. On constate qu'au démarrage du profil, le SMC traque le PPM avant P&O d'une durée d'environ de 290 ms. De plus, à chaque variation, P&O perd environ 0,14 joule d'énergie par rapport à SMC. et en régime établi, oscille autour du PPM entre 59,15 et 59,6.

Un second test est fait pour le système PV sous un éclairage constant de 1000 W/m^2 et une charge constante de 2Ω , mais cette fois-ci, on change la température de 0°C à 25°C puis à 50°C . La figure 3.16 illustre les résultats de simulation avec ces conditions. Cette fois-ci la différence en temps de réponse est presque la même, elle est d'environ de 280 ms. Aussi, on voit que SMC corrige un peu la trajectoire du PPM en vertu de P&O lors des régimes transitoires. En régime permanent, P&O oscille autour du PPM entre 53,02 et 53,09 (pour l'endroit zoomé).

Pour le troisième test, les conditions de simulation sont 1000 W/m^2 , 25°C et un changement rapide de la charge de 2Ω à $1,5 \Omega$ et puis à 1Ω . La figure 3.17 montre les derniers résultats. Le temps de réponse de démarrage est de 15 ms (20 fois moins) pour SMC contre 304 ms pour P&O. Les résultats montrent que les deux méthodes ne sont pas influées par la variation de la résistance, sauf que P&O présente des pertes de puissance pendant l'instant de changement.

A partir de ces résultats, on peut dire que la commande par mode de glissement atteint le régime permanent en un temps très court dans l'ordre de millisecondes. Elle est plus rapide par rapport aux autres techniques MPPT comme la méthode P&O et elle est moins oscillante.

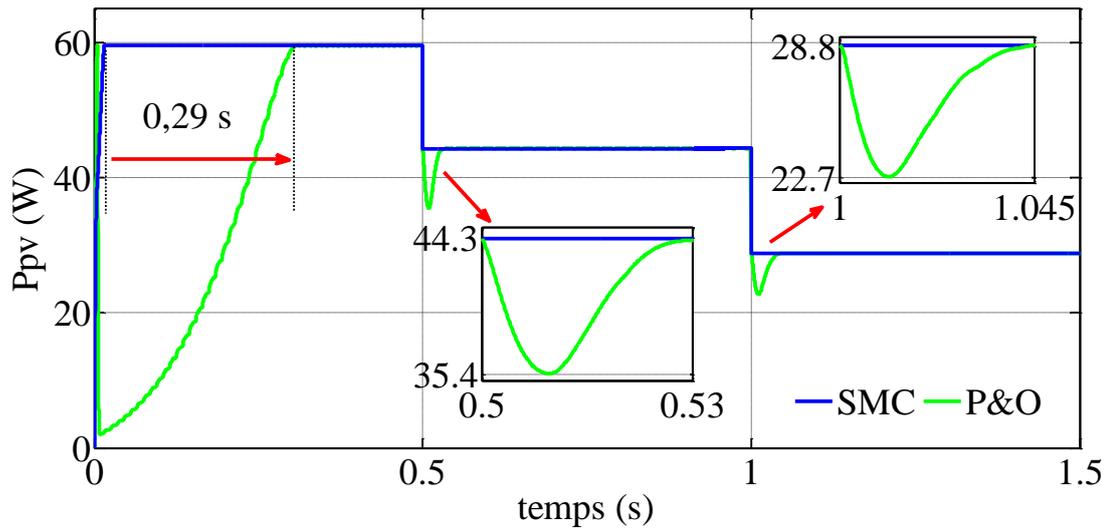


Figure 3.15. Comparaison de la puissance PV entre SMC et P&O sous un éclaïrement variable

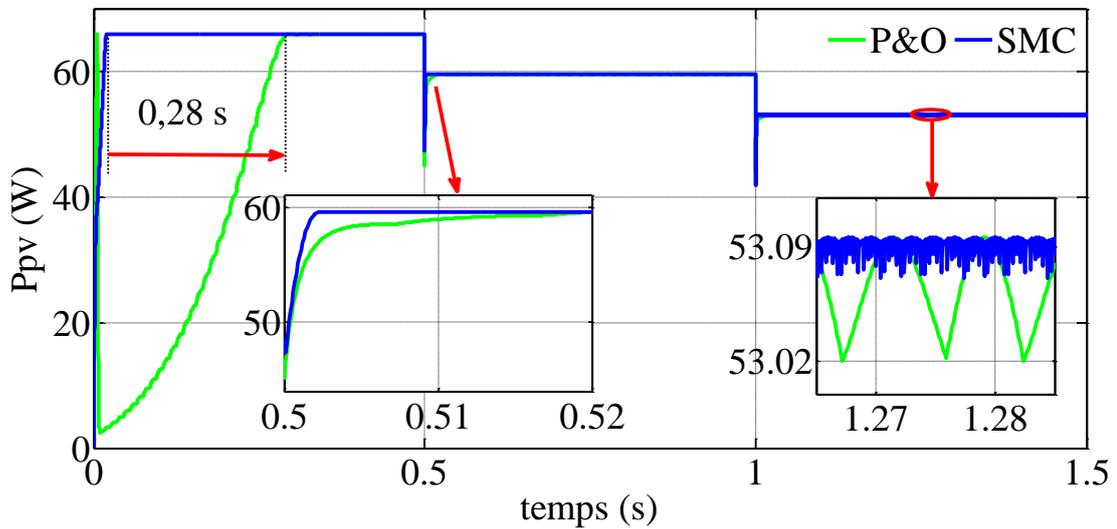


Figure 3.16. Comparaison de la puissance PV entre SMC et P&O sous une température variable

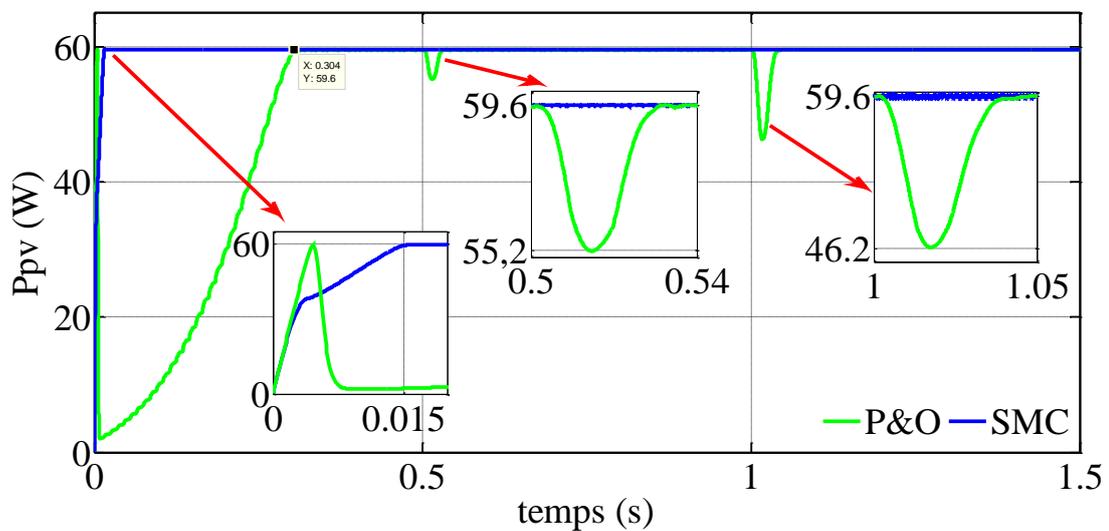


Figure 3.17. Comparaison de la puissance PV entre SMC et P&O sous un changement de charge

3.6. Analyse de la méthode proposée : Amélioration de la technique SMC

3.6.1. Principe

Comme on a vu auparavant que la méthode de contrôle par mode glissant admet deux régimes, mode d'attractivité et mode de glissement. L'approche proposée influe sur le mode d'attractivité et améliore considérablement le temps d'atteinte du PPM. Si on regarde bien la figure 3.18, on peut constater quatre cas différents de fonctionnement.

– **Zone 1, cas 1 :**

Quand PF se déplace dans la zone 1, du point $(k-1)$ vers (k) , on remarque qu'il s'approche davantage du PPM (Figure 3.18, a), alors, à lui de continuer dans la même direction, c'est-à-dire, $V_{pv}(k+1) = V_{pv}(k) + \Delta V$ ou $\alpha(k+1) = \alpha(k) - \Delta\alpha$

– **Zone 1, cas 2 :**

Quand PF se déplace toujours dans la zone 1, du point $(k-1)$ vers (k) , on constate qu'il s'éloigne du PPM (Figure 3.18, b). Dans ce cas, il doit changer de direction et pour ne pas tomber dans le même point initial, on fait doubler le pas,

$$V_{pv}(k+1) = V_{pv}(k) + 2\Delta V \text{ ou } \alpha(k+1) = \alpha(k) - 2\Delta\alpha$$

– **Zone 2, cas 1 :**

Quand PF se déplace dans la zone 2, du point $(k-1)$ vers (k) , on remarque qu'il s'approche davantage du PPM (Figure 3.18, c), alors, à lui de continuer dans la même direction, c'est-à-dire, $V_{pv}(k+1) = V_{pv}(k) - \Delta V$ ou $\alpha(k+1) = \alpha(k) + \Delta\alpha$

– **Zone 2, cas 2 :**

Quand PF se déplace toujours dans la zone 2, du point $(k-1)$ vers (k) et on constate qu'il s'écarte du PPM (Figure 3.18, d), alors, dans ce cas on doit changer le sens de perturbation tout en doublant le pas, $V_{pv}(k+1) = V_{pv}(k) - 2\Delta V$ ou $\alpha(k+1) = \alpha(k) + 2\Delta\alpha$

On conclut que le pas d'incrémentation ou de décrémentation doit être doublé quand $\Delta P < 0$ i.e.

$$P_{pv}(k) < P_{pv}(k-1)$$

Avec : $V_{pv}(k)$, $P_{pv}(k)$, $\alpha(k)$ sont respectivement la tension PV, la puissance PV, le rapport cyclique du convertisseur à l'itération k ; $\Delta\alpha$, ΔV sont respectivement le pas de perturbation du rapport cyclique, de la tension PV ; ΔP la variation de puissance résultante de la perturbation.

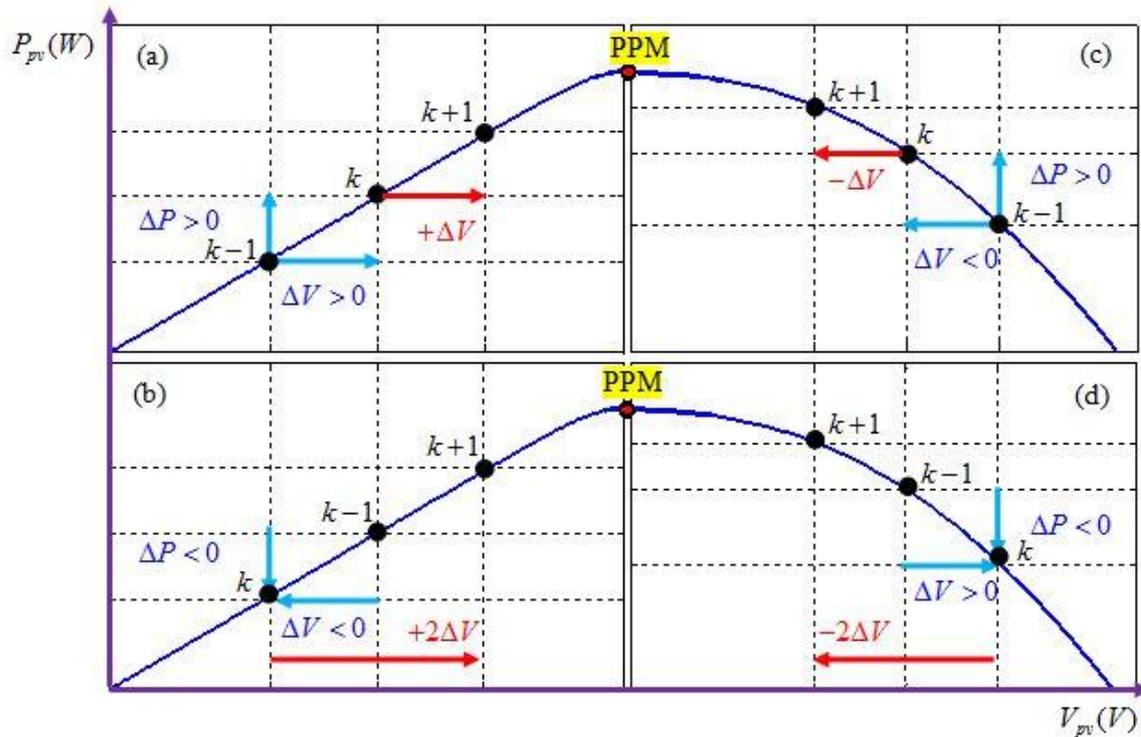


Figure 3.18. Différents cas de positionnement du PF dans la caractéristique P-V du GPV :

- (a) Zone1, cas1;
- (b) Zone1, cas2;
- (c) Zone2, cas1;
- (d) Zone2, cas2.

3.6.2. Résultats de simulation

Pour valider la méthode proposée, des tests de robustesse ont été faits en considérant les deux paramètres importants influant sur la production PV qui sont : l'éclairement et la température. Des profils trapézoïdaux ont été choisis : Figure 3.19 pour l'éclairement et Figure 3.23 pour la température. Le système PV, à base d'un convertisseur de type Buck-Boost, alimente une charge résistive de 30Ω .

Le premier test est réalisé en faisant varier l'éclairement tout en gardant la température fixe à $25 \text{ }^\circ\text{C}$. La figure 3.20 montre l'amélioration portée par la nouvelle méthode par rapport à la méthode SMC classique en termes de puissance. On remarque que juste au début, la SMC améliorée peut localiser le PPM avant SMC classique d'un temps de $0,04 \text{ s}$. De plus, une nette amélioration est constatée à l'instant $0,25 \text{ s}$ à la fin de la pente descendante de l'ensoleillement là où on rencontre une petite défaillance des deux algorithmes de poursuite. La figure 3.21 présente une comparaison des allures de la surface de glissement obtenues par les deux algorithmes. Il est clair que le mode d'attractivité dure moins longtemps pour rejoindre le mode glissant pour la méthode

proposée que pour la méthode classique. La figure 3.22 donne les résultats de simulation de la puissance PV, du courant, de la tension et de la tension de sortie du convertisseur obtenus avec l'algorithme de la méthode SMC améliorée. On remarque que la tension est peu influencée par la variation de l'éclairement et que la tension de sortie et celle d'entrée du Buck-Boost sont de polarités inverses.

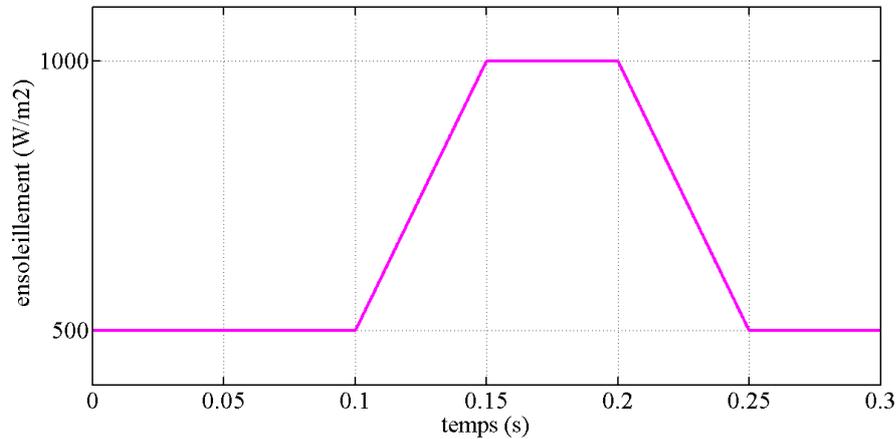


Figure 3.19. Profil d'irradiation trapézoïdal

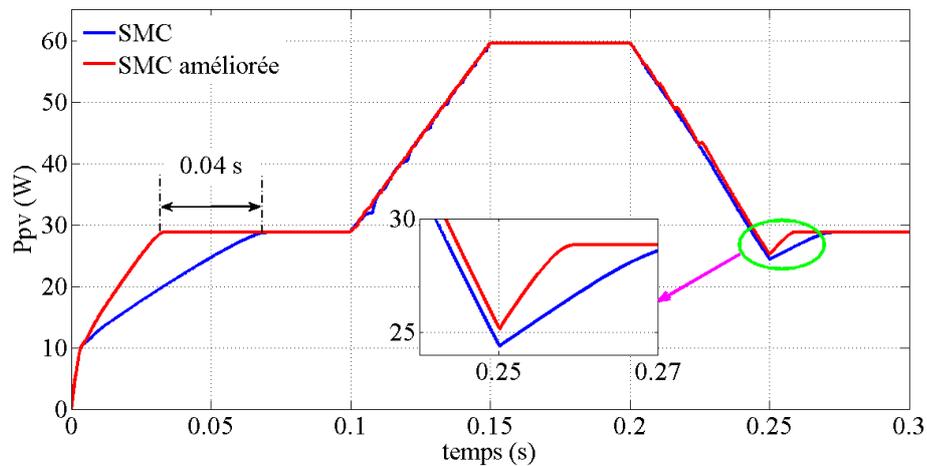


Figure 3.20. Comparaison de la puissance PV entre la méthode proposée et la méthode classique durant un profil d'irradiation trapézoïdal

Le second test est réalisé cette fois-ci en fixant l'éclairement à 1000 W/m^2 et en variant la température selon un profil trapézoïdal comme le montre la figure 3.23. Les figures 3.24 et 3.25 montrent respectivement une comparaison des formes d'ondes de la puissance et de la surface de glissement obtenues par les deux algorithmes SMC de base et modifiée. On remarque au début du profil que le PPM est traqué par SMC améliorée à l'instant $0,014 \text{ s}$ et par SMC classique à l'instant $0,028 \text{ s}$. La figure 3.26 illustre les allures obtenues par simulation de la puissance PV, du courant,

de la tension, et de la tension de charge, en utilisant l'algorithme de la méthode SMC proposée durant la variation de température. On remarque que la puissance est inversement proportionnelle à la variation de la température.

En conclusion, la méthode SMC améliorée garantit d'excellentes performances dynamiques et statiques sous différentes conditions de fonctionnement.

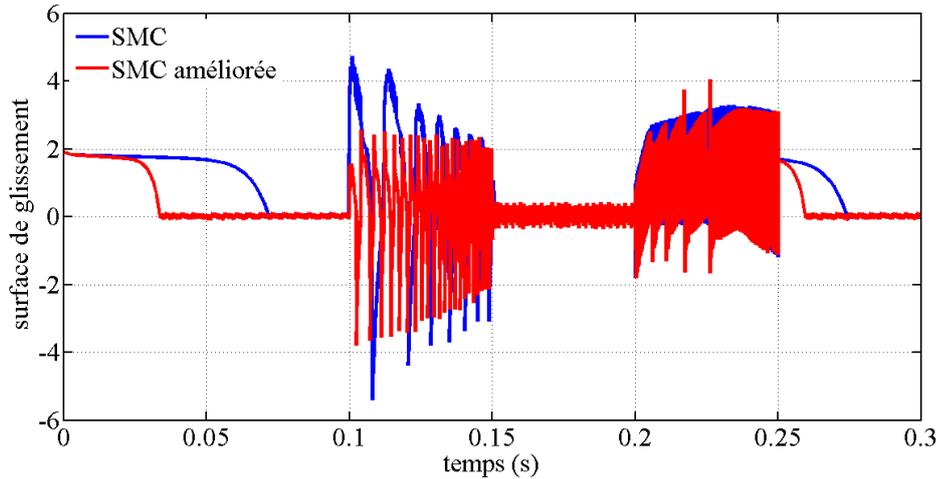


Figure 3.21. Comparaison de la surface de glissement entre les méthodes proposée et classique durant un profil d'irradiation trapézoïdal

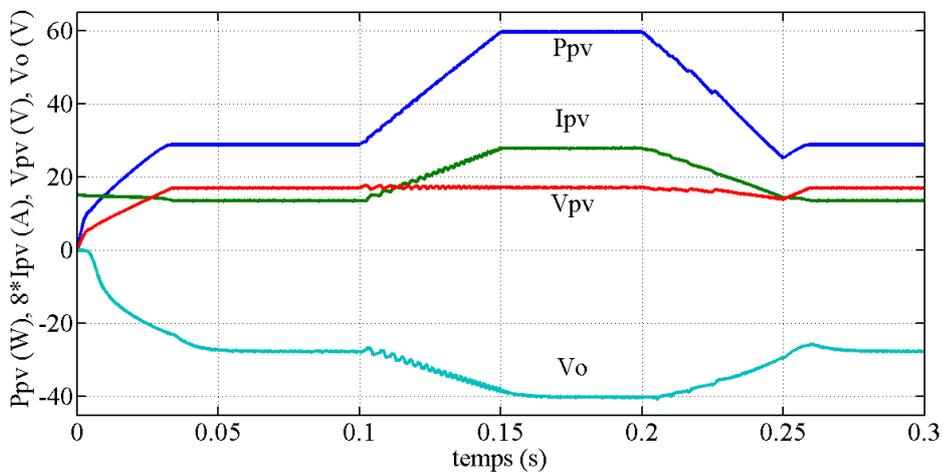


Figure 3.22. Résultats de simulation en utilisant la méthode proposée

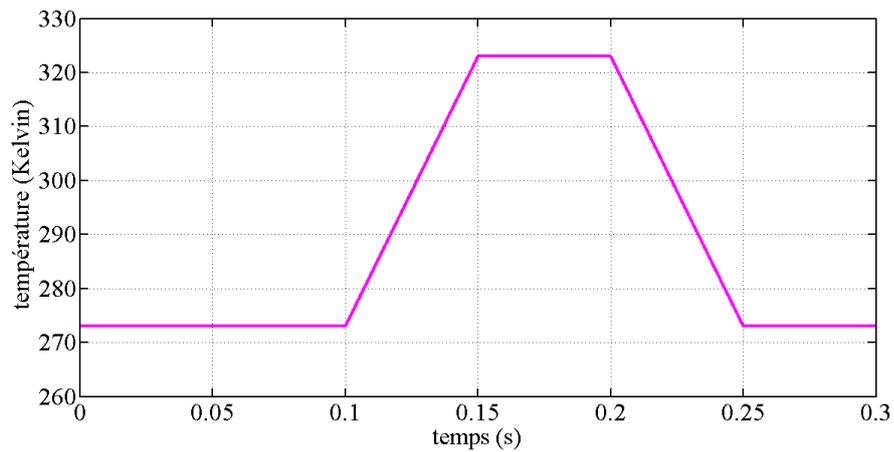


Figure 3.23. Profil de température trapézoïdal

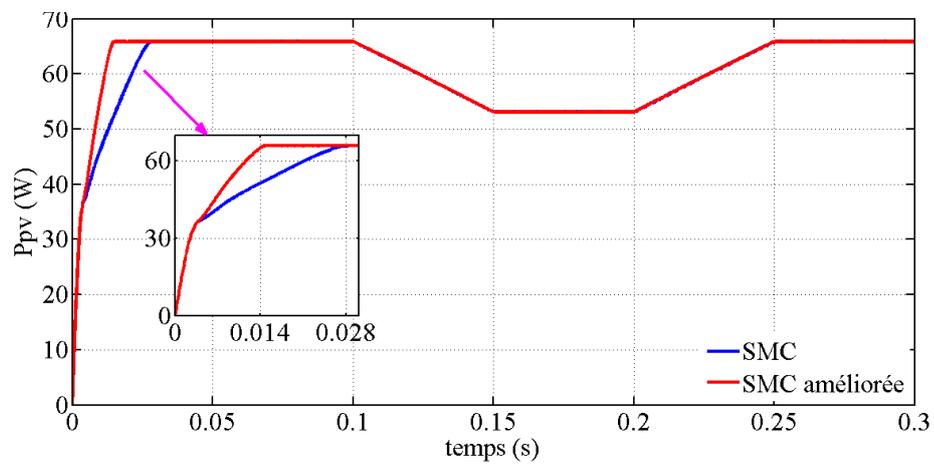


Figure 3.24. Comparaison de la puissance PV entre les méthodes proposée et classique durant un profil de température trapézoïdal

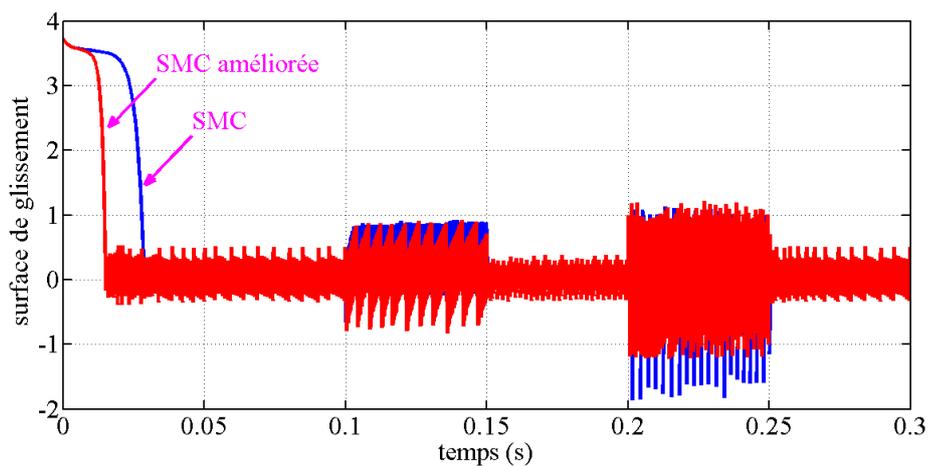


Figure 3.25. Comparaison de la surface de glissement entre les méthodes proposée et classique durant un profil de température trapézoïdal

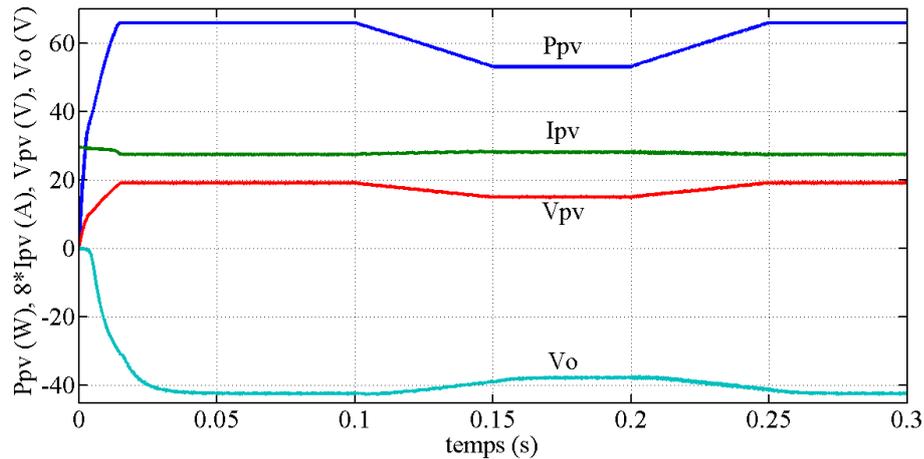


Figure 3.26. Résultats de simulation de la méthode proposée pour un profil de température trapézoïdal

3.7. Conclusion

Les panneaux photovoltaïques sont définis par leurs caractéristiques courant/tension et puissance/tension qui sont fortement non linéaires. Ces caractéristiques dépendent des conditions météorologiques et de la charge. Elles n'admettent qu'un seul point de fonctionnement optimal. L'analyse des différents convertisseurs statiques et des différentes techniques MPPT faite au chapitre précédent, nous a permis de faire un choix parmi les convertisseurs et de développer une nouvelle méthode de recherche du point de puissance maximale basée sur le mode glissant (SMC améliorée). Ces méthodes MPPT (SMC conventionnelle et améliorée) sont appliquées à une chaîne de conversion PV à base d'un convertisseur Buck-Boost et validées par simulation numérique sous le logiciel Matlab/Simulink. Les résultats de simulation montrent clairement que la méthode proposée présente des performances meilleures en régime statique et dynamique quelles que soient les conditions de fonctionnement. Dans le chapitre prochain, on continue à valider cette nouvelle approche sur un nouveau système PV à base d'un convertisseur Boost par simulation et par l'expérimentation.

Chapitre 04

IMPLEMENTATION PRATIQUE DE LA TECHNIQUE MPPT PROPOSEE

4.1. Introduction

Un nouveau contrôleur MPPT numérique et son principe de fonctionnement ont été présentés dans le chapitre précédent. Il est validé par simulation sur une structure PV à base de Buck-Boost. Après l'analyse faite sur les convertisseurs non isolés au chapitre deux, un convertisseur de type Boost est choisi parmi d'autres pour sa simplicité et son meilleur gain en tension.

Le présent chapitre se focalisera sur l'application de ce nouveau contrôleur sur une architecture de système PV autonome à base d'un Boost. On commence tout d'abord par la modélisation mathématique du Boost et le calcul de la commande équivalente correspondante. Par la suite, on présente les résultats de simulation et expérimentaux avec discussion.

4.2. Etude d'une structure PV basée sur un convertisseur de type Boost

4.2.1. Description de la structure PV à base d'un convertisseur Boost

La sélection du meilleur élément de commutation de puissance pour les convertisseurs statiques repose sur deux aspects : la chute de tension en conduction et la vitesse de commutation [61]. En raison de ces aspects, il est préférable d'utiliser le MOSFET ayant une vitesse de commutation élevée pour les applications basse tension telles que notre cas. Mais, les convertisseurs disponibles dans le laboratoire LIAS, sont des convertisseurs multi-applications et sont construits avec des transistors IGBT. Alors, notre convertisseur est dimensionné selon le prototype mis à disposition par le laboratoire. Il est constitué d'éléments passifs de filtrage, d'une diode et d'un IGBT.

La nouvelle technique MPPT développée porte une amélioration sur la commande SMC. Elle est caractérisée par sa simplicité, sa rapidité de recherche du PPM et son indépendance des paramètres du panneau solaire. Ceci lui accorde une très grande fiabilité. Cette commande appliquée au Boost sert d'adaptation performante d'impédance et permet un transfert optimal de l'énergie des panneaux solaire vers le récepteur. Un modèle Simulink et un prototype de laboratoire

sont construits dans le but de vérifier par simulation et de valider par l'expérimentale la méthode MPPT proposée.

Pour mieux éclaircir notre contribution, une étude comparative avec d'autres techniques MPPT est effectuée. Les algorithmes utilisés pour la comparaison sont P&O, IncCond, IncCond modifié, et SMC traditionnel. Les résultats de simulation et expérimentaux confirment l'apport avantageux du nouveau algorithme lors des changements brusques de l'éclairage solaire.

La figure 4.1 illustre le schéma de la chaîne de conversion PV à étudier. Avec cette structure, on peut se dispenser de la diode anti-retour. Cela permet d'amoinrir la complexité et le cout du système.

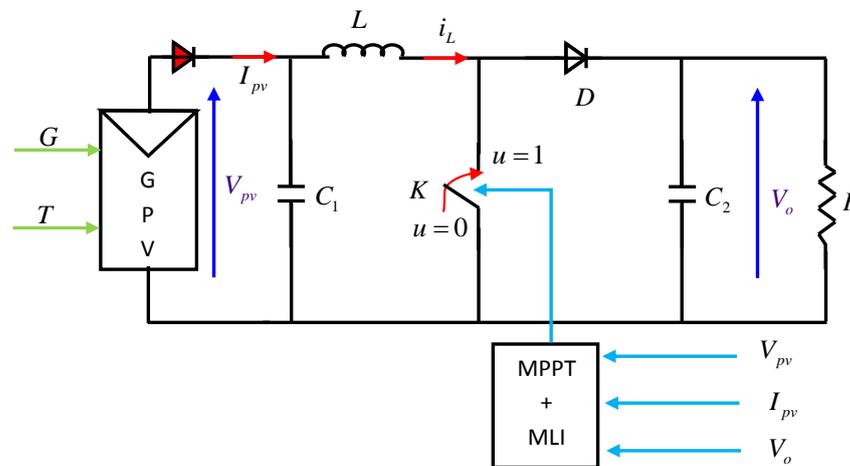


Figure 4.1. Chaîne de conversion PV à base d'un convertisseur de type Boost

4.2.2. Modélisation du convertisseur Boost

Un convertisseur Boost est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus grande valeur. Son fonctionnement en conduction continue est déjà décrit dans §2.4.1. Il comprend deux séquences selon que l'interrupteur commandable soit fermé ou ouvert. Les figures 4.2 (a, b, c) présentent respectivement la structure globale du Boost, la structure avec l'interrupteur fermé, la structure avec l'interrupteur ouvert. Pour modéliser le convertisseur, on applique les lois de KIRCHHOFF (loi des mailles et loi des nœuds) aux circuits électriques caractérisant les deux séquences de fonctionnement.

Première séquence est caractérisée par $u = 1$, l'interrupteur fermé et la diode ouverte. Les équations qui régissent le convertisseur sont données par:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{V_{pv}}{L} \\ \frac{dV_o}{dt} = -\frac{V_o}{RC_2} \end{cases} \quad (4.1)$$

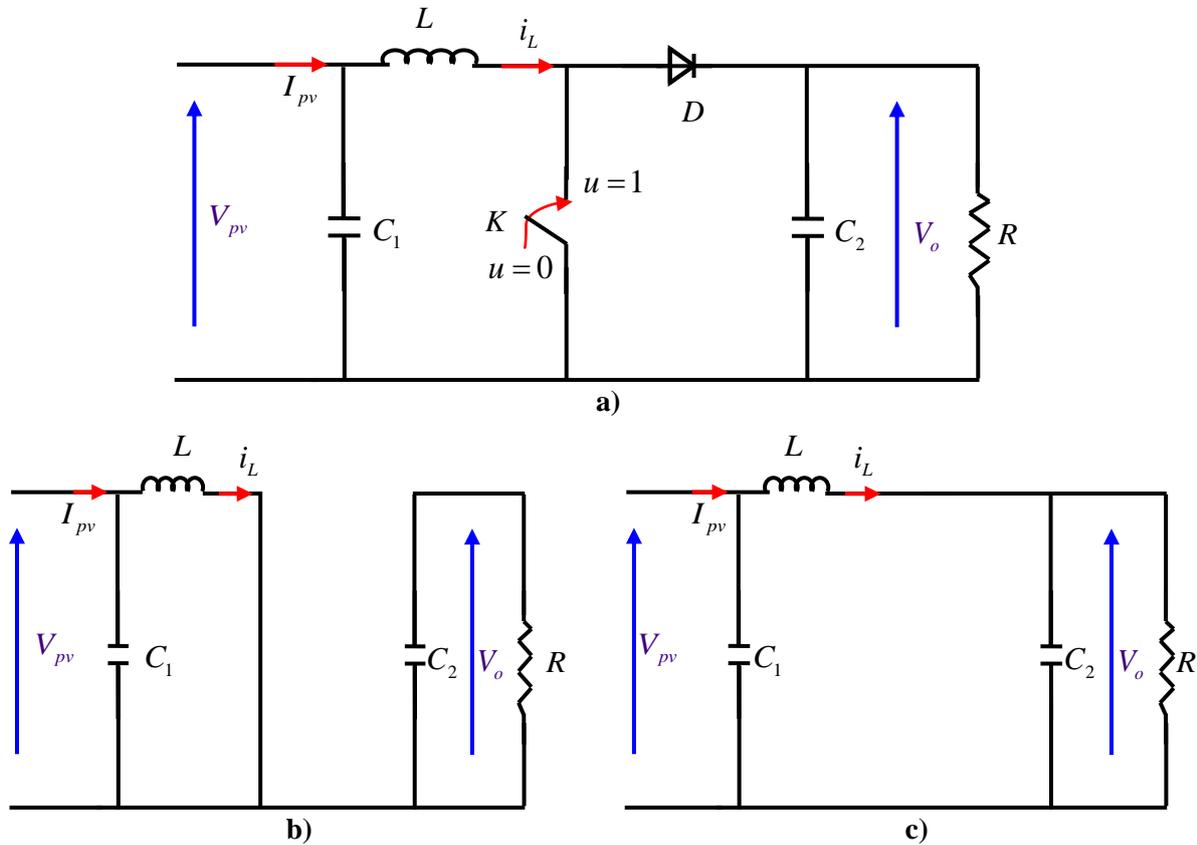


Figure 4.2. Schéma électrique de base du convertisseur Boost

- a) structure globale,
- b) structure avec interrupteur fermé,
- c) structure avec interrupteur ouvert.

Seconde séquence de fonctionnement est caractérisée par $u = 0$, l'interrupteur ouvert et la diode fermée. Le système d'équations qui régit le convertisseur à l'état « off » est présenté ci-après :

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{V_{pv}}{L} - \frac{V_o}{L} \\ \frac{dV_o}{dt} = -\frac{V_o}{RC_2} + \frac{i_L}{C_2} \end{cases} \quad (4.2)$$

A partir des deux systèmes d'équations précédents (4.1) et (4.2), le modèle mathématique du hacheur Boost est déduit [47, 62]:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{V_{pv} - V_o}{L} + \frac{V_o}{L} u \\ \frac{dV_o}{dt} = -\frac{V_o}{RC_2} + \frac{i_L}{C_2} - \frac{i_L}{C_2} u \end{cases} \quad (4.3)$$

Si on pose $x = [x_1 \quad x_2]^T = [i_L \quad V_o]^T$, alors l'expression (4.3) peut s'écrire:

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = \frac{V_{pv} - x_2}{L} + \frac{x_2}{L} u \\ \frac{dx_2}{dt} = -\frac{x_2}{RC_2} + \frac{x_1}{C_2} - \frac{x_1}{C_2} u \end{cases} \quad (4.4)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-x_2}{L} \\ \frac{x_1}{C_2} & \frac{-x_2}{RC_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{x_2}{L} \\ \frac{-x_1}{C_2} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \frac{V_{pv}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$\dot{x} = \frac{dx}{dt} = f(x, t) + g(x, t).u + h \quad (4.6)$$

Avec

$$f(x) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-x_2}{L} \\ \frac{x_1}{C_2} & \frac{-x_2}{RC_2} \end{bmatrix}, \quad g(x) = \begin{bmatrix} \frac{x_2}{L} \\ \frac{-x_1}{C_2} \end{bmatrix}, \quad h = \begin{bmatrix} \frac{V_{pv}}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Le rapport entre la tension d'entrée et celle de la sortie est donné par:

$$\frac{V_o}{V_{pv}} = \frac{1}{1 - \alpha} \quad (4.7)$$

4.2.3. Calcul de la commande équivalente

On reprend la même méthode de calcul qu'en §3.4.4. L'expression (3.41) donne la fonction mathématique de la surface de commutation qui est fonction de V_{pv} qui est lui-même dépend de i_L .

En même temps S ne dépend pas de V_o .

La dérivée de S peut être exprimée comme suit :

$$S'(x) = \frac{\partial S}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial S}{\partial x_2} \dot{x}_2 = \frac{\partial S}{\partial i_L} \dot{i}_L + \frac{\partial S}{\partial V_o} \dot{V}_o \quad (4.8)$$

S est fonction de i_L qui est égal à x_1 , en plus S ne dépend pas de V_o qui est égal à x_2 , alors on peut écrire:

$$\frac{\partial S}{\partial x_2} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{\partial S}{\partial x_1} \neq 0 \quad (4.9)$$

Soit

$$S^*(x) = \frac{\partial S}{\partial x_1} x_1^* = 0 \quad (4.10)$$

D'où

$$x_1^* = 0 \quad (4.11)$$

On annule alors le premier terme de l'équation (4.4) on aura :

$$x_1^* = \frac{V_{pv} - x_2}{L} + \frac{x_2}{L} u_{eq} = 0 \quad (4.12)$$

Donc, l'expression de la commande équivalente appliquée au Boost est la suivante :

$$u_{eq} = 1 - \frac{V_{pv}}{V_o} \quad (4.13)$$

La commande globale par mode de glissement devient [63]:

$$u = u_{eq} - k \operatorname{sgn}(S) = 1 - \frac{V_{pv}}{V_o} - k \operatorname{sgn} \left(I_{pv} + \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} V_{pv} \right) \quad (4.14)$$

4.2.4. Résultats de simulation

Le synoptique de la figure 4.1 est mis sous l'environnement Matlab/Simulink pour simulation. Le module PV utilisé est de type MSX 60 délivrant dans les conditions standards de test (1000 W/m² et 25 °C) une puissance maximale de 60 W sous une tension optimale de 17,1 V et sous un courant optimal de 3,5 A. Les caractéristiques électriques de ce module sont données dans le Tableau 3.1. Le convertisseur Boost est adopté pour sa simplicité et son gain en tension. Il est conçu selon le prototype mise à disposition par le laboratoire LIAS, Université de Poitiers, France. Ses paramètres sont $L = 5mH$, $C_1 = 1000\mu F$, $C_2 = 470\mu F$ et la fréquence de commutation est de $f = 10kHz$. La résistance de la charge est fixée à 30 Ω .

Dans ce chapitre, on choisit pour valider la méthode proposée soit par simulation soit par l'expérimentation le paramètre le plus influant sur la production d'électricité PV qui est l'ensoleillement. On adopte un profil de variation trapézoïdal pour mieux décider sur les performances de la technique en régime statique et dynamique. Ce profil prend la valeur de 500

W/m^2 de 0 à 0,4 s, et commence à augmenter avec une pente constante pour atteindre $1000 W/m^2$ à 0,6 s, se poursuit à ce niveau jusqu'à 0,8 s, il descend avec la même pente pour atteindre le premier niveau à 1 s, puis il est maintenu constant durant 0,2 s.

La figure 4.3 montre une comparaison de la poursuite du PPM de la méthode IncCond classique et modifiée à la puissance théorique. On peut voir qu'IncCond modifié présente de meilleures performances qu'IncCond classique en régime dynamique et surtout lors de la montée de l'éclairement. La même comparaison est faite pour les techniques SMC classique et modifié. Les résultats sont présentés dans la figure 4.4. De cette figure, on peut voir que SMC traditionnelle montre une performance moins bonne que la nouvelle SMC en diminuant le rayonnement solaire et une performance encore plus faible lorsque le rayonnement solaire est en augmentation. Il est clair que les méthodes classiques (IncCond & SMC) présentent une divergence du PPM lors d'un changement rapide des niveaux d'éclairement. Ce problème est résolu en adoptant l'IncCond modifiée et la nouvelle SMC. On peut conclure que les méthodes modifiées améliorent les performances de ceux classiques.

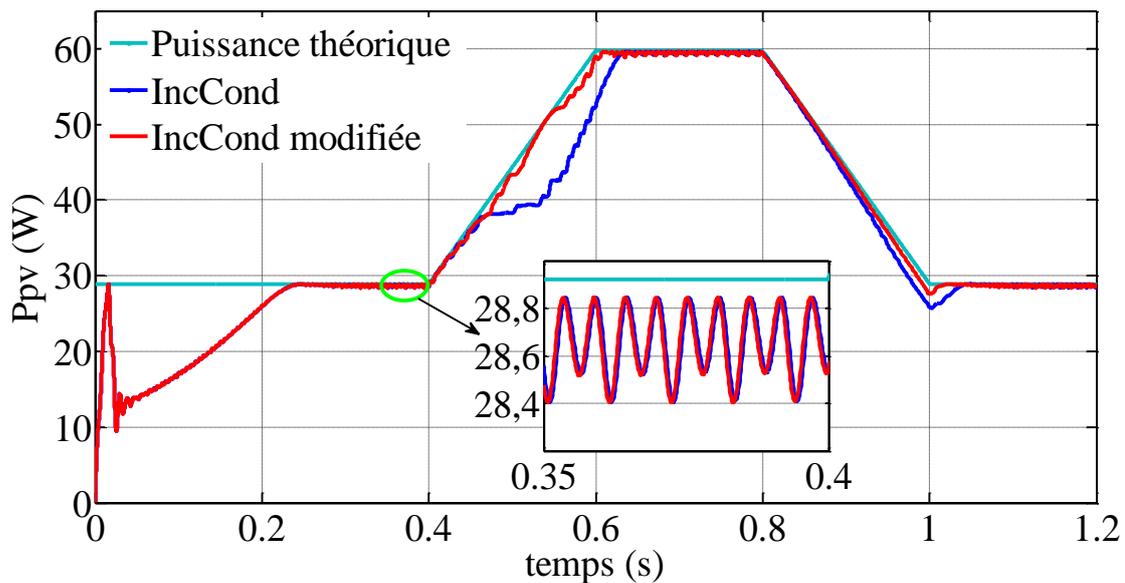


Figure 4.3. Comparaison de la puissance PV entre IncCond et IncCond modifiée durant un profil d'irradiation trapézoïdal

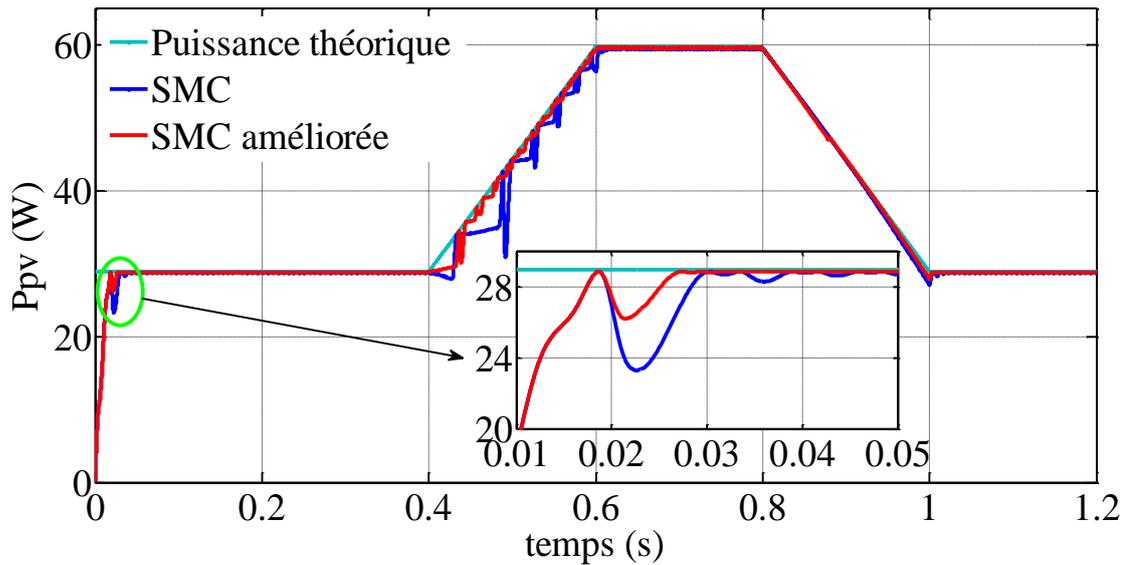


Figure 4.4. Comparaison de la puissance PV entre SMC et SMC améliorée durant un profil d'irradiation trapézoïdal

Sur la figure 4.5, le comportement de l'IncCond modifiée et SMC améliorée sous un profil trapézoïdal de l'éclairement sont comparées avec la puissance idéale du PPM. Un zoom est illustré dans un endroit de régime établi montre que le PPM obtenu par la nouvelle SMC est constante et proche de la valeur théorique, par contre le PPM trouvé par l'IncCond modifié oscille entre 28,4 et 28,8 W. De plus, on remarque que le contrôleur proposé suit le PPM dix fois plus rapide que l'approche IncCond modifiée.

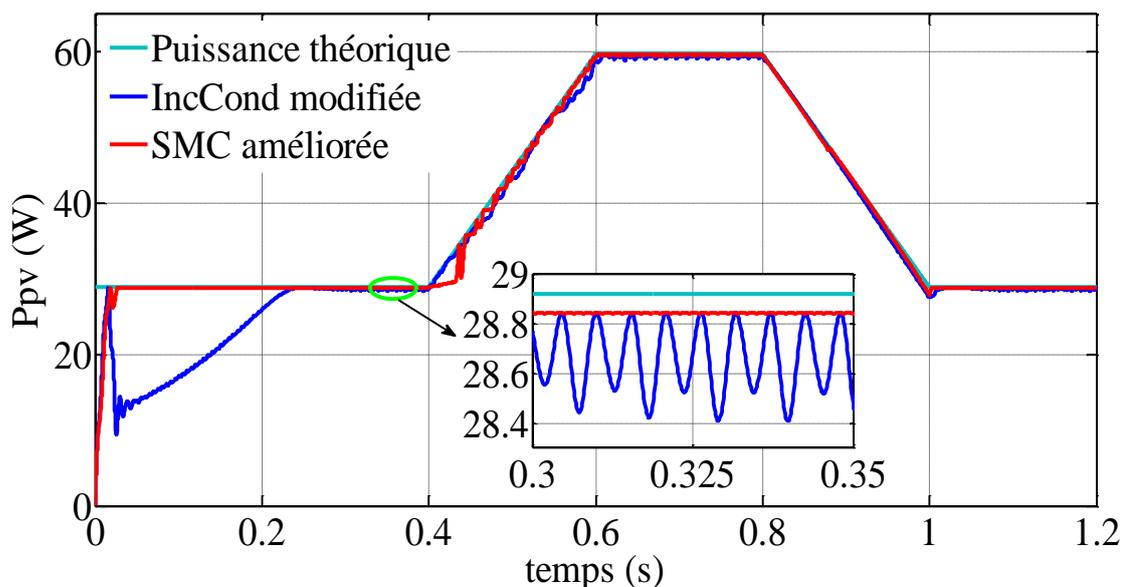


Figure 4.5. Comparaison de la puissance PV entre SMC améliorée et IncCond modifiée durant un profil d'irradiation trapézoïdal

La figure 4.6 donne une comparaison des erreurs sur les puissances obtenues par l'IncCond modifiée et SMC améliorée par rapport à la puissance maximale. On conclut que le système MPPT proposé offre de bonnes performances de conversion en vertu de l'évolution rapide du rayonnement solaire.

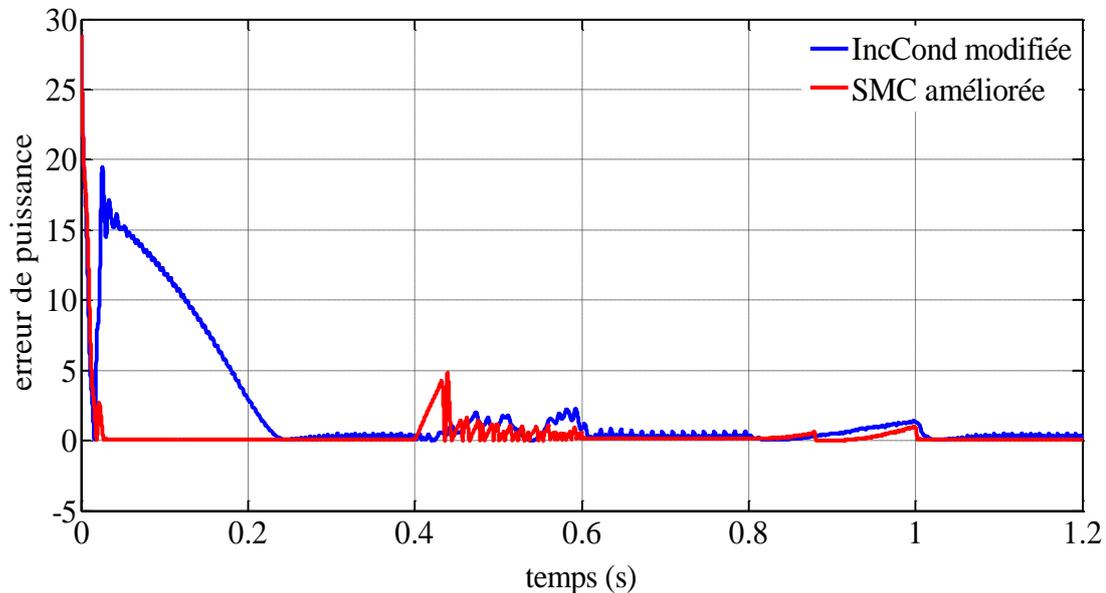


Figure 4.6. Comparaison des erreurs de SMC améliorée et IncCond modifiée pendant un profil d'irradiation trapézoïdal

On termine ces résultats de simulation par deux figures (Figure 4.7 pour IncCond modifiée et Figure 4.8 pour SMC améliorée) qui donnent l'évolution de la puissance P_{pv} , courant I_{pv} , tension V_{pv} et la tension aux bornes de la charge V_o . On remarque que la tension est moins affectée par le changement de l'éclairement contrairement au courant qui suit le profil de variation. On constate que les formes d'ondes des tensions de sortie et d'entrée confirment que le convertisseur utilisé est un élévateur de tension. On conclut que le SMC améliorée présente de bonnes performances en régime statique et dynamique relativement à IncCond modifiée.

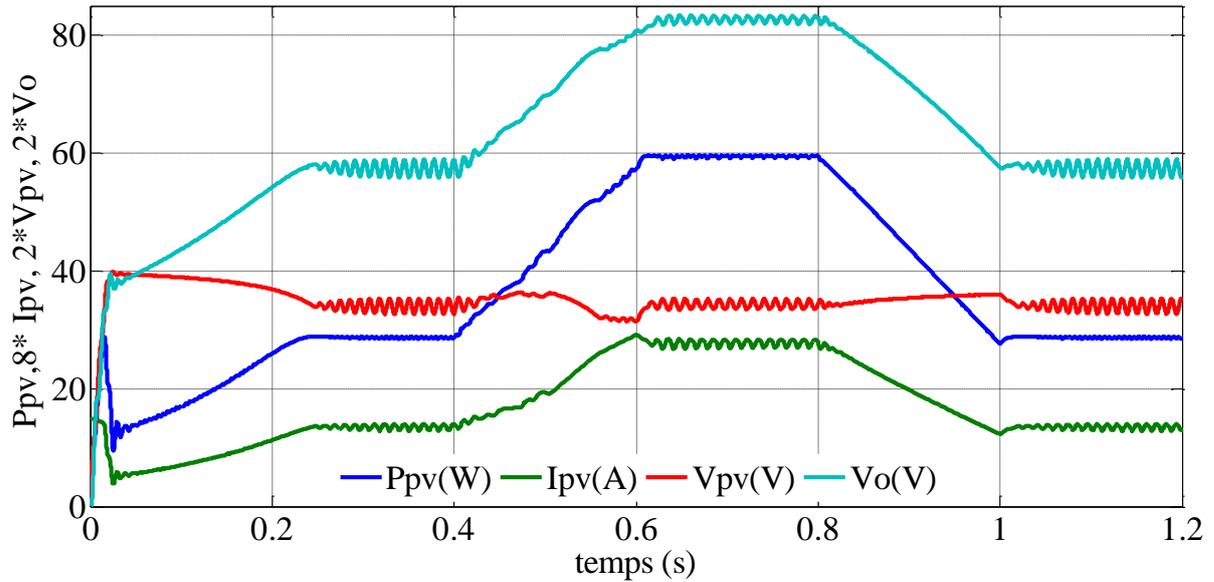


Figure 4.7. Résultats de simulation d'IncCond modifiée durant un profil d'irradiation trapézoïdal

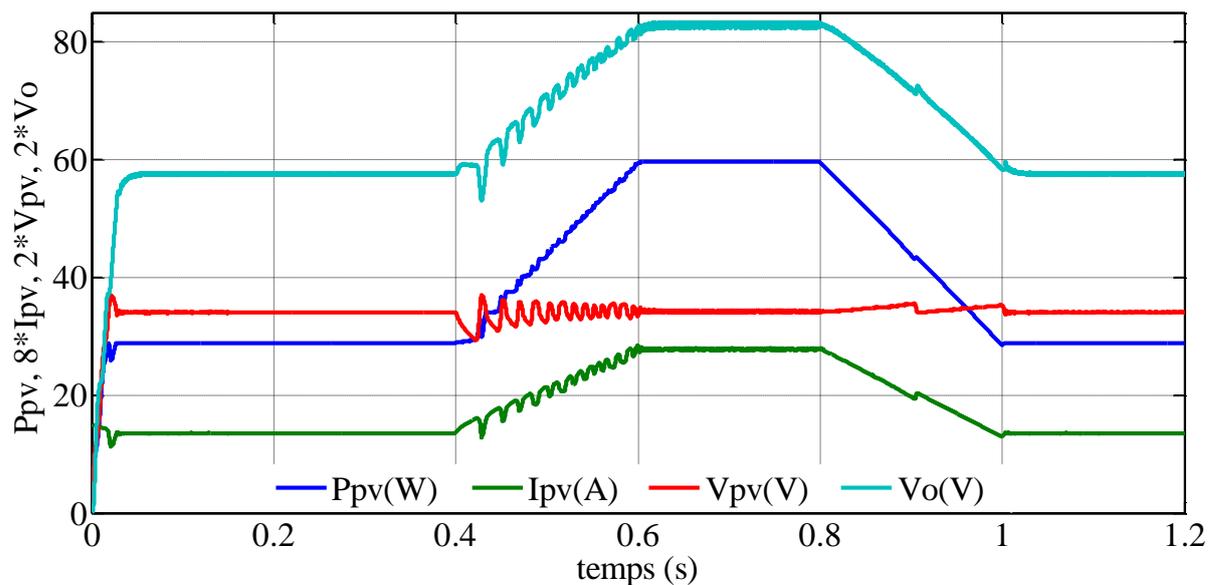


Figure 4.8. Résultats de simulation de la méthode proposée durant un changement d'irradiation

4.3. Banc d'essai et résultats expérimentaux

4.3.1. Descriptif du banc d'essai

Un banc d'essai expérimental a été conçu comme le montre la figure 4.9. Le prototype construit se compose d'une alimentation de tension continue programmable (TDK-Lambda GEN 300-11), une diode anti-retour afin de bloquer les courants vers le GPV, un convertisseur DC/DC de type Boost

(élevateur de tension) est pilotée par une carte temps réel dSPACE DS1104 grâce à l'environnement Matlab/SimulinkTM. Une charge résistive est choisie pour faciliter l'étude.

La source programmable DC fonctionne comme émulateur PV à la place des panneaux solaires. Elle est limitée par une tension maximale de 300 V et par un courant maximum de 11 A. La carte d'acquisition DS1104 fait la communication entre le système et un ordinateur en exploitant les outils logiciels Matlab/Simulink et Control Desk. Aussi, quelques accessoires de mesure et de visualisation ont été utilisés : la pince ampèremétrique LEM PR30 pour capter le courant à la sortie du simulateur PV ; le capteur différentiel ST 1000 2-voies est utilisé pour mesurer la tension d'entrée et de sortie du convertisseur. Un amplificateur opérationnel est utilisé pour amplifier les signaux de commande (0-5 V) générés par des convertisseurs analogique-numérique car les niveaux de tension analogique en entrée ou en sortie sont $\pm 10V$. Les algorithmes MPPT ont été mis en œuvre dans la carte DS1104 pour générer le signal MLI qui actionne la gâchette de l'IGBT du Boost. Un oscilloscope Tektronix sert pour la visualisation des différentes grandeurs du système.

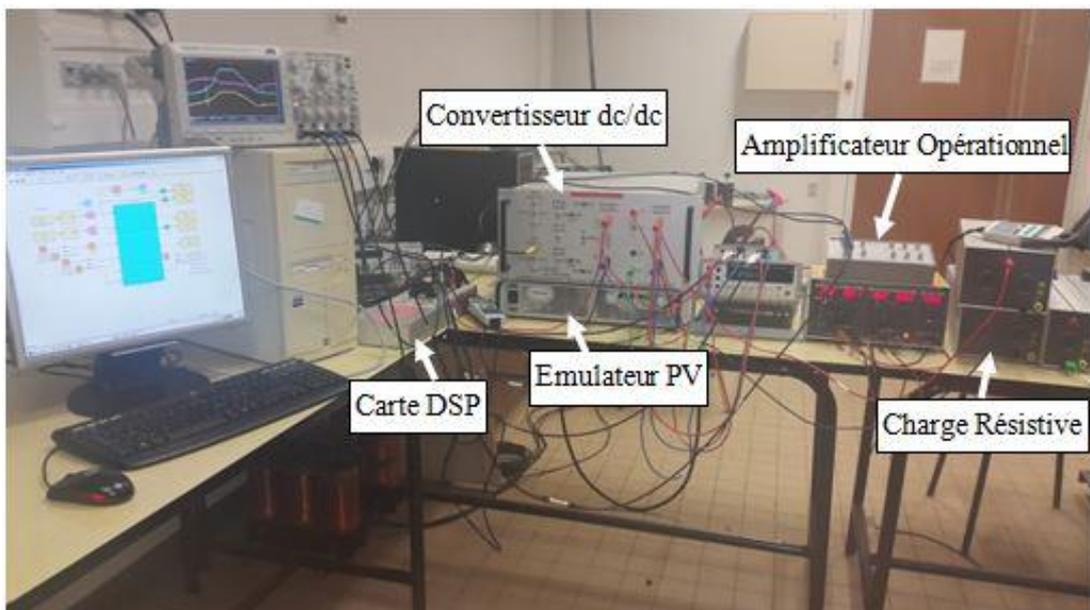


Figure 4.9. Photographie du banc d'essai expérimental

4.3.2. Implémentation des techniques MPPT

Un synoptique de l'implémentation des techniques de poursuite MPPT est illustré dans la figure 4.10. A l'aide de capteurs, on mesure le courant et la tension aux bornes de la source PV ainsi que la tension de la charge. Ces mesures sont utilisées par l'algorithme de la technique MPPT pour générer un signal MLI pour commander le convertisseur. Ces signaux mesurés comportent beaucoup de bruits. Ils seront filtrés et ajustés en gain avant de les envoyer sur les convertisseurs

analogique/numérique (ADC : Analogic Digital Converter) dans la carte dSPACE. Les filtres utilisés sont de type passe-bas servent à couper les hautes fréquences du convertisseur. C'est cela qui permet d'avoir de vraies valeurs lors de chaque itération des algorithmes. En plus, un signal de 1 sous Simulink équivaut en entrée des ADC ou en sortie des DAC (Digital Analogic Converter) 10V, ce qui justifie l'utilisation des gains de 10 (pour les ADC) et de 1/10 (pour les DAC) pour compenser les gains imposés par la dSPACE. Tout cela est expliqué dans le bloc diagramme d'interface temps réel du système PV (RTI : Real Time Interface) programmé sous l'environnement Matlab/Simulink comme le montre la figure 4.11. L'implantation en temps réel est assurée par une carte DS1104, un outil très utilisé dans la recherche scientifique. Un schéma structurant cette carte est donnée dans la figure 4.12 [64]. A partir d'un ordinateur, on peut programmer les paramètres d'entrées du système comme l'éclairement et la température. Un logiciel Control Desk permet de suivre l'évolution du système ; par exemple, la poursuite du PPM et donne même la possibilité de modification des paramètres influant sur le système. Un exemple de vue du logiciel Control Desk lors de l'application de la méthode MPPT de type IncCond modifiée est illustré en figure 4.13.

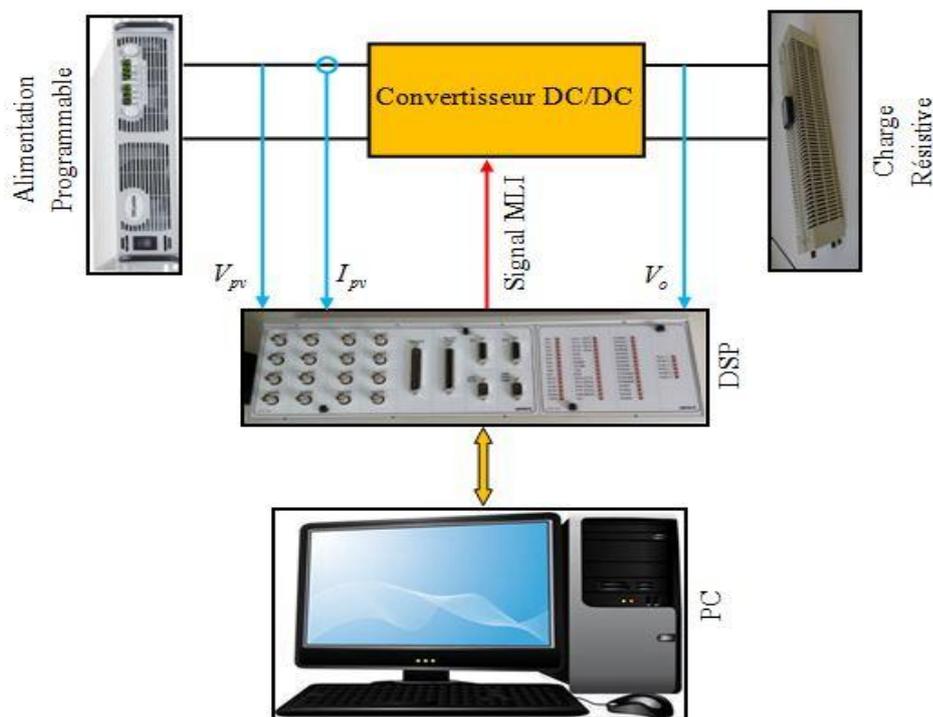


Figure 4.10. Synoptique d'implémentation de la technique MPPT proposée

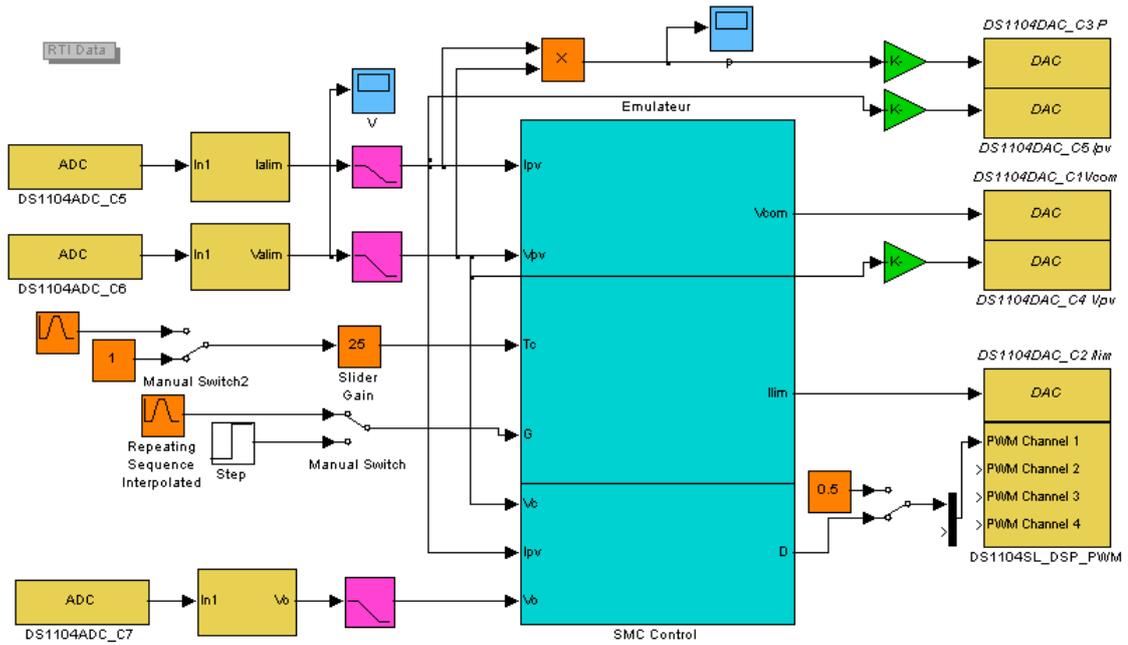


Figure 4.11. Structure de contrôle en temps réel

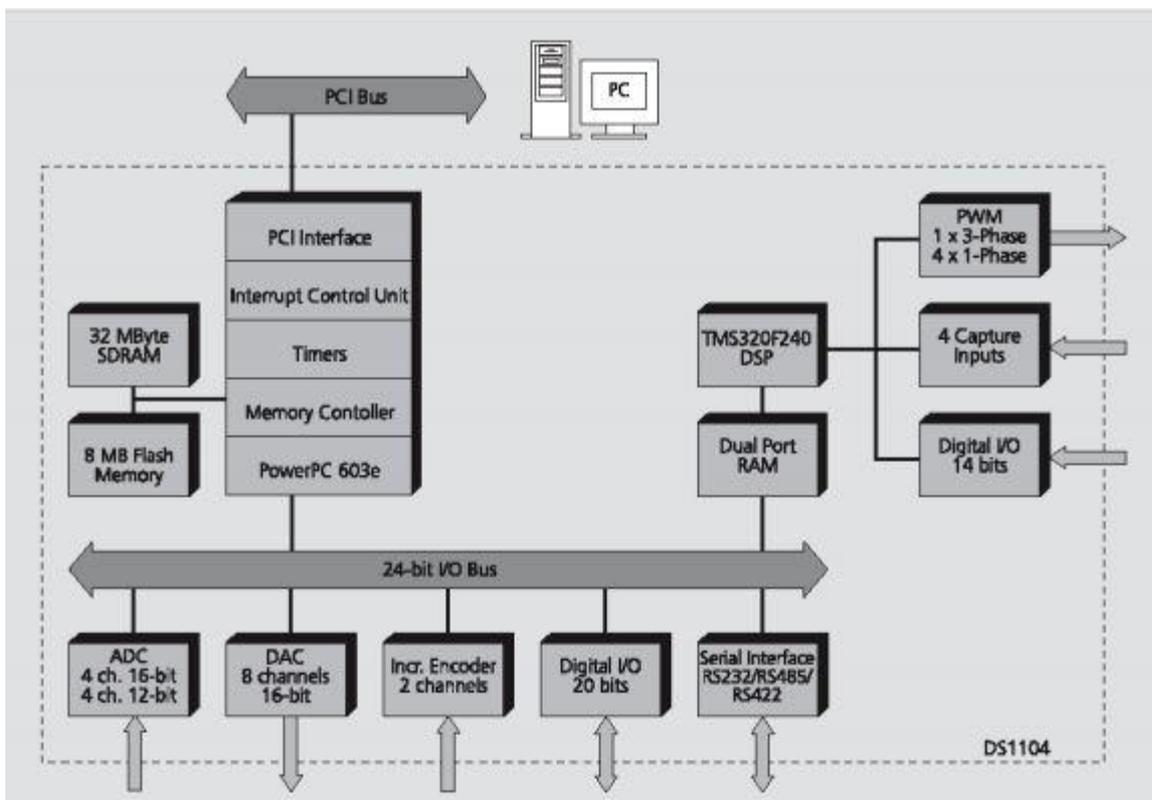


Figure 4.12. Configuration interne de la carte dSPACE DS1104

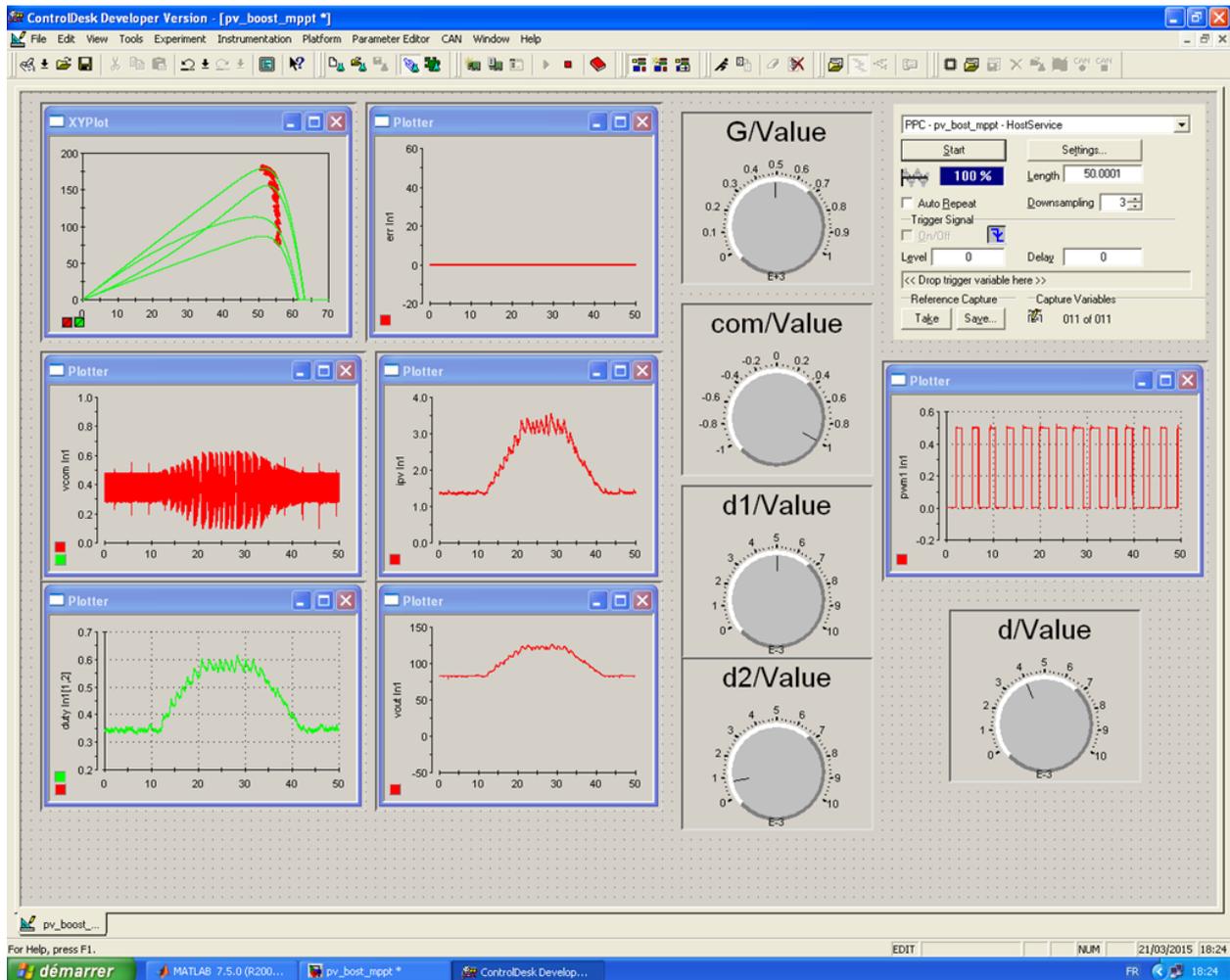


Figure 4.13. Exemple d'écran du logiciel Control Desk

4.3.3. Emulateur photovoltaïque

Depuis la figure 4.11, on trouve le sous-système d'en haut nommé Emulateur. Un émulateur est nécessaire pour faire des tests de validation d'une architecture quelconque sans recourir aux panneaux eux-mêmes. Il est plus important surtout dans des conditions climatiques défavorables comme le cas des régions qui ont le ciel presque toujours couvert. L'émulateur utilisé dans cette étude (Figure 4.14) est celui développé au laboratoire LIAS dans la référence [65]. Il est basé sur un modèle de référence décrit par les équations de la section 3.4.2 et illustré dans la figure 4.15. Il permet d'évaluer en même temps les effets de changement de température, d'éclairement, configuration du générateur (nombre de modules en série ou en parallèle), ainsi que le phénomène d'ombrage sur les caractéristiques PV.

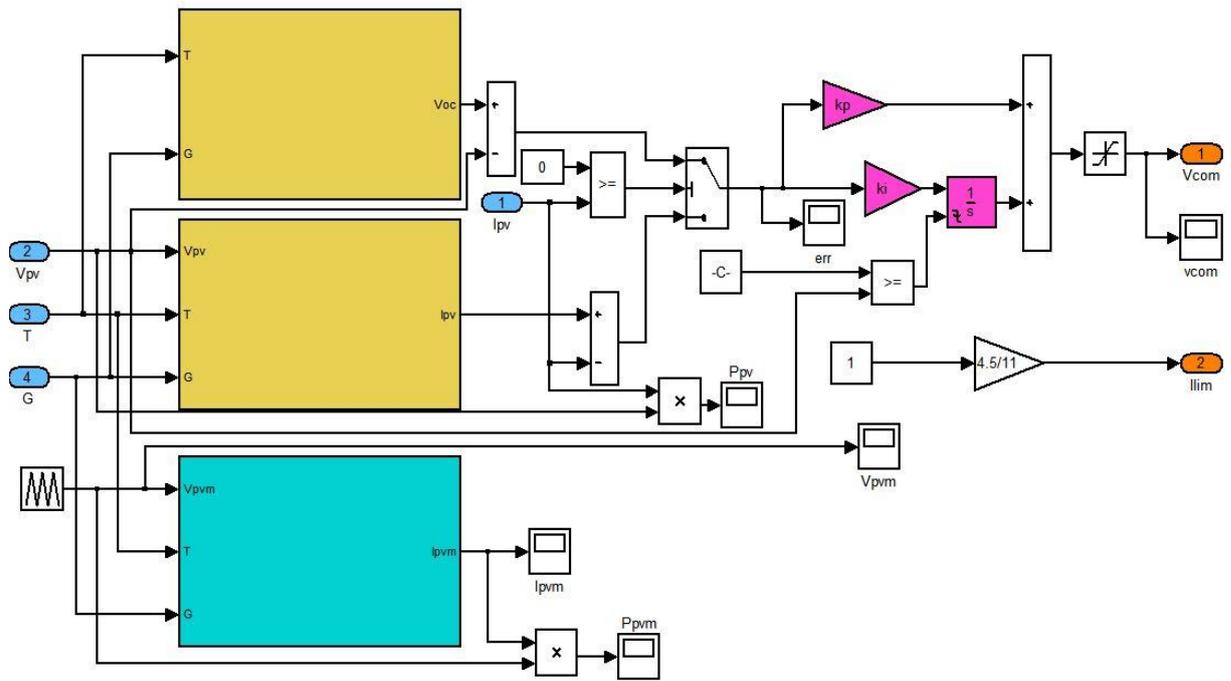


Figure 4.14. Schéma fonctionnel de l'émulateur

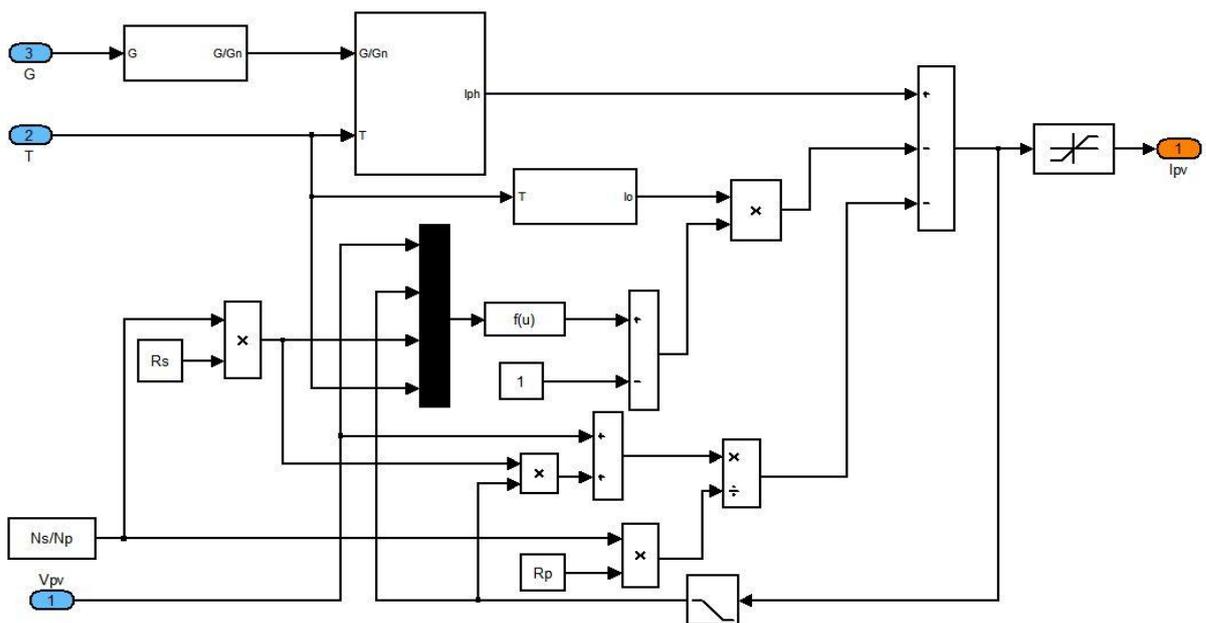


Figure 4.15. Modèle Simulink du module PV

La partie contrôle utilise le retour de la tension et du courant. Ainsi, à partir du modèle de référence le point de fonctionnement de la charge connectée suit la caractéristique du panneau PV à l'aide d'un régulateur de type proportionnel intégral PI ayant les paramètres K_p et K_i . Il fait la régulation de la tension V_{pv} à la valeur de la tension en circuit ouvert de référence donné par le bloc de sortie V_{oc} . Avec le même régulateur le courant I_{pv} suit le courant de référence donné par le second bloc.

Le troisième bloc ayant la sortie I_{pvm} sert à générer les caractéristiques pour comparaison avec le point de puissance maximale de l'émulateur.

4.3.4. Résultats des essais pratiques

Dans les tests pratiques, le simulateur PV est programmé pour fournir la puissance de trois modules (MSX 60 de Solarex). Chaque module délivre une puissance maximum de 60 W. les spécifications électriques de ces modules sont illustrées dans la table 3.1. Le PC utilisé est de type AMD Athlon (TM) XP2800 disposant d'un processeur puissant de vitesse d'exécution de 2,07 GHz et d'une RAM de 2 GO. Il est configuré de telle sorte qu'il puisse fonctionner en mode externe. Le temps d'échantillonnage du système est de $T_s = 100 \mu s$. Les prélèvements des PPM se font durant un temps qui est multiple du temps d'échantillonnage et égal à $T_{MPP} = 0,03 s$. Une comparaison est faite entre la méthode proposée et celle d'IncCond modifiée qui présente de bonnes performances par rapport à plusieurs autres techniques. L'éclairement est le paramètre le plus influant sur le fonctionnement des panneaux PV. Il est choisi pour tester l'efficacité de l'algorithme proposé. Ce dernier a utilisé un pas de perturbation de $\Delta d = 0,04$, contre des pas de perturbation d'IncCond modifiée de $\Delta d = 0,004$, $\Delta d_1 = 0,005$, $\Delta d_2 = 0,0008$. Un profil trapézoïdal de l'ensoleillement est considéré tout en fixant la température à 25 °C et la charge à 70 Ω .

Les figures 4.16 et 4.17 montrent les formes d'ondes de la puissance P_{pv} , courant I_{pv} , tension V_{pv} et la tension aux bornes de la charge V_o pour l'algorithme d'IncCond modifié et le SMC modifié, respectivement. Elles confirment que le courant optimal est considérablement affecté par le changement brusque de l'éclairement, contrairement à la tension optimal qui n'est que légèrement affectée. Aussi elles confirment que le convertisseur utilisé est un élévateur de tension. Pour les performances de ces deux techniques, il est clair que la nouvelle SMC est meilleure qu'IncCond modifiée en régime transitoire et en régime établi.

On donne les échelles de lecture pour les résultats expérimentaux comme suit : 50 W/div pour la puissance, 500 mA/div pour le courant, 20 V/div pour les tensions.

Le rapport cyclique du convertisseur en utilisant la nouvelle technique est illustré à la figure 4.18, il a une forme trapézoïdale allant de 0,42 à 0,57 en valeur moyenne lorsque l'éclairement varie de 500 W/m² à 1000 W/m². Un signal MLI correspondant d'amplitude de 5 V est présenté dans la figure 4.19. Suivi d'un relevé expérimental de la poursuite du PPM en figure 4.20. La figure 4.21 montre les allures de la puissance, courant, tension et tension de sortie en utilisant 5 modules au lieu de 3 pour les mêmes conditions de fonctionnement.

Pour bien illustrer la rapidité en temps de convergence du système MPPT proposé, on teste les deux techniques sur un profil de type échelon montant de 500 W/m^2 à 1000 W/m^2 . Les figures 4.22 et 4.23 montrent les formes d'ondes de la puissance P_{pv} , courant I_{pv} , tension V_{pv} et la tension aux bornes de la charge V_o pour l'algorithme d'IncCond modifié et le SMC modifié, respectivement. De ces figures, on peut conclure que le temps de convergence en utilisant la méthode proposée est quatre fois plus rapide qu'en utilisant IncCond modifiée.

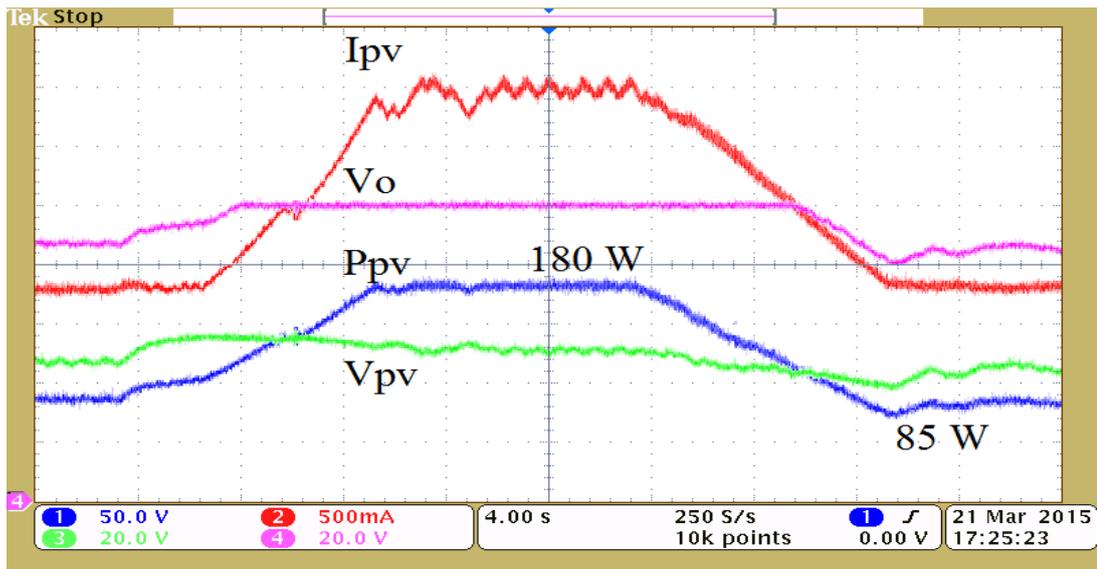


Figure 4.16. Résultats expérimentaux d'IncCond modifiée durant un profil d'irradiation trapézoïdal

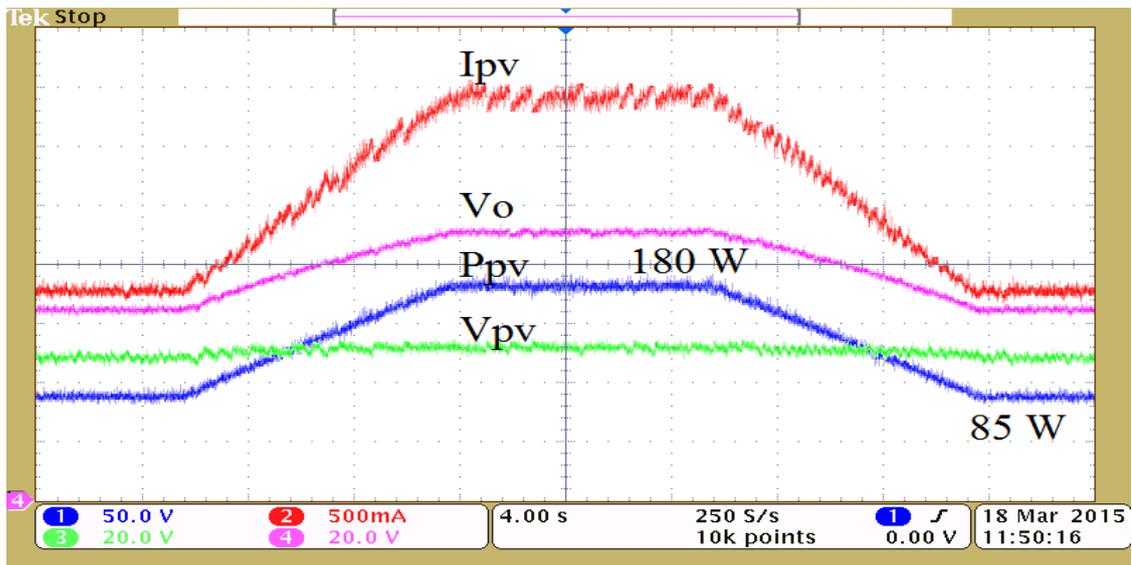


Figure 4.17. Résultats expérimentaux de la méthode proposée durant un profil d'irradiation trapézoïdal

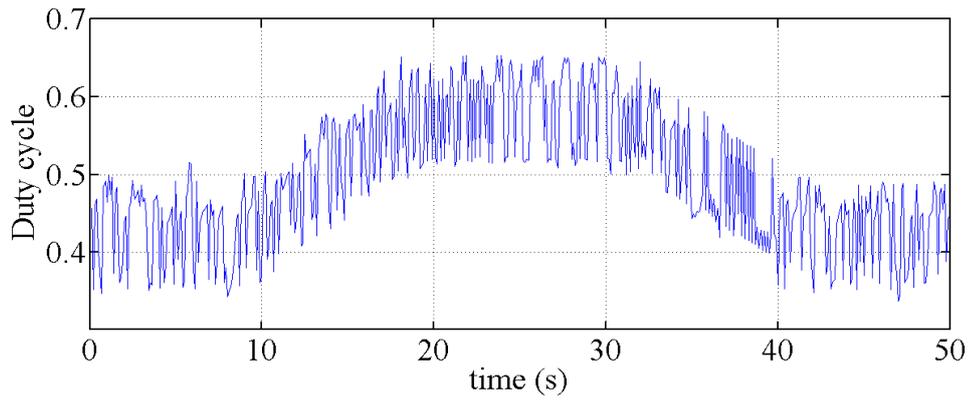


Figure 4.18. Mesure expérimental du rapport cyclique du convertisseur pour l’algorithme proposé durant un profil d’irradiation trapézoïdal

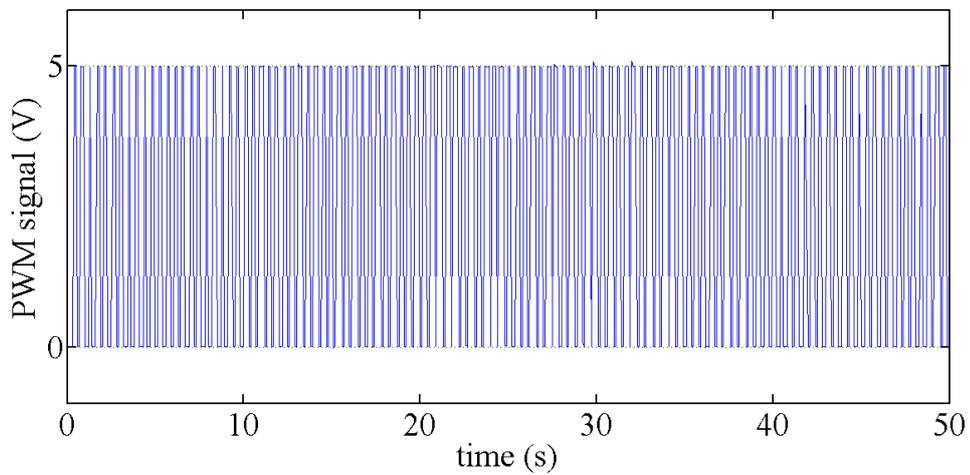


Figure 4.19. Mesure expérimentale du signal MLI de l’IGBT en utilisant l’algorithme proposé durant un profil d’irradiation trapézoïdal

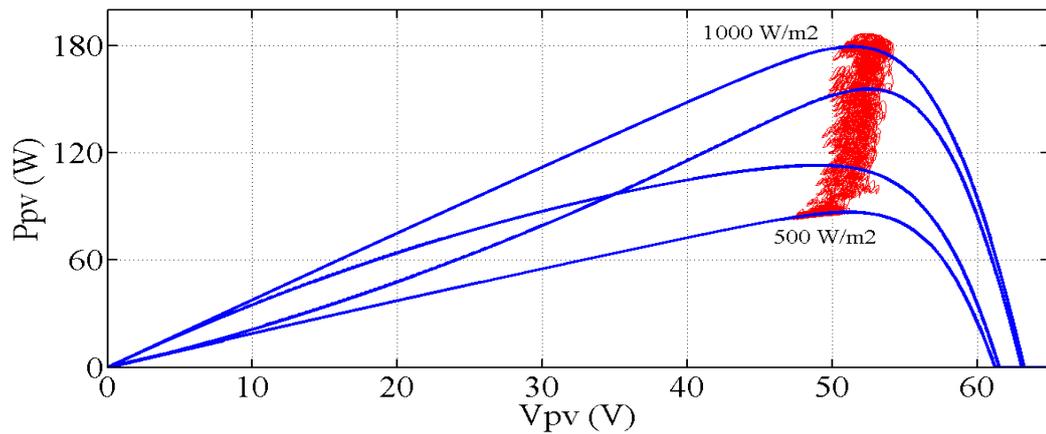


Figure 4.20. Mesure expérimentale de la poursuite du PPM en utilisant l’algorithme proposé durant un profil d’irradiation trapézoïdal

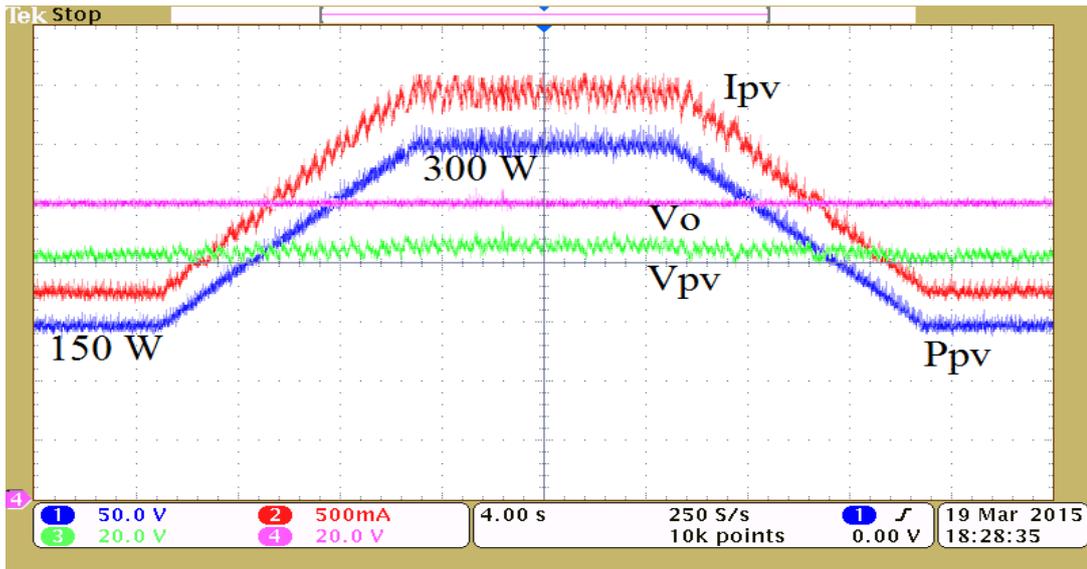


Figure 4.21. Résultats expérimentaux pour 5 modules PV avec l’algorithme proposé durant un profil d’irradiation trapézoïdal

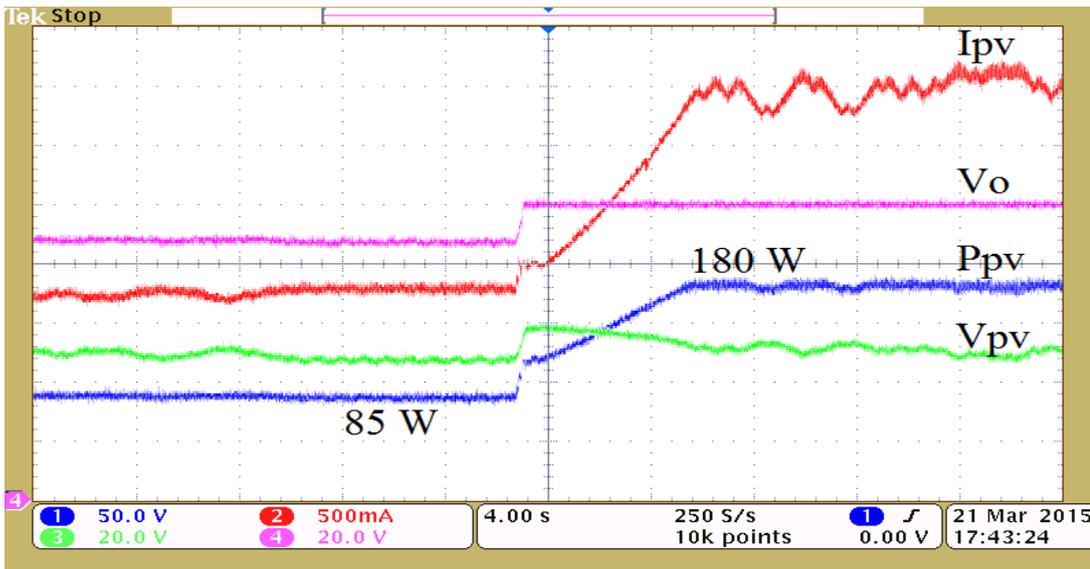


Figure 4.22. Résultats expérimentaux d’IncCond modifié sous une croissance brusque d’irradiation

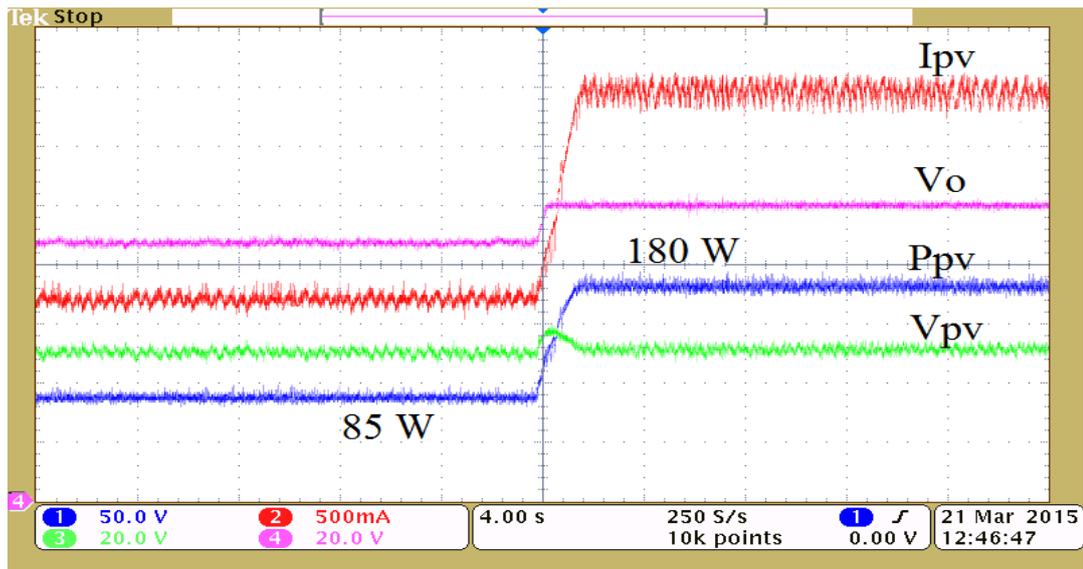


Figure 4.23. Résultats expérimentaux de l’algorithme proposé sous une croissance brusque d’irradiation

4.4. Conclusion

Ce chapitre a présenté un système de poursuite du point de puissance maximale, rentable et de faible complexité. Ce dernier est fondé sur une amélioration de la commande par mode glissant appliqué à un convertisseur élévateur simple. La nouvelle technique proposée est comparée aux trois autres techniques MPPT. Cette étude comparative démontre que SMC améliorée est capable de suivre le PPM dans des conditions de rayonnement solaire en évolution rapide avec une performance élevée dans les deux états stables et dynamiques, soit en croissance ou en décroissance. La réponse du système au profil trapézoïdal de variation de l’éclairement prouve que la technique développée permet de réduire les erreurs de trajectoire de la poursuite du PPM, qui peut se traduire par la minimisation des pertes de puissance engendrées. Le système MPPT proposé a été conçu et vérifié par la simulation dans un environnement Matlab/Simulink et mis en œuvre numériquement en utilisant une carte dSPACE DS1104 R&D. Par conséquent, l’objectif de cette étude est réalisé et on peut dire que la stratégie de contrôle proposée peut être considérée comme une solution intéressante dans le domaine de la maîtrise des systèmes photovoltaïques.

CONCLUSIONS GENERALES ET PERSPECTIVES

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse consistent en l'étude et l'optimisation du transfert d'énergie électrique d'un système solaire PV autonome. Ces systèmes connaissent un grand essor, malgré qu'ils ne soient pas encore compétitifs du point de vue économique. Pour que ces systèmes de production soient rentables, c'est-à-dire : simple, fiable et à moindre coût, il faut optimiser toute la chaîne de production pour obtenir de bons rendements. Cela peut être réalisé par un choix judicieux des constituants, un bon dimensionnement des composants et des techniques de commandes performantes. En effet, la chaîne photovoltaïque n'admet pas beaucoup de configurations dans son système électrique. La plus communément utilisée se compose d'un étage d'adaptation pour interfacer entre une source et un récepteur.

Avant d'entamer la problématique du transfert énergétique du générateur PV, une plateforme de connaissance approfondie sur le thème PV est nécessaire. Beaucoup de généralités portant sur l'effet PV, cellule et générateur PV sont présentés au premier chapitre. Un modèle mathématique du phénomène de conversion PV a été établi, permettant ainsi le traçage des caractéristiques du générateur PV. Les caractéristiques PV puissance-tension dans les conditions normales de fonctionnement admettent un seul point extremum. L'insertion de convertisseurs statiques avec une commande appropriée permet le fonctionnement optimal du générateur. Le but de cette étude était de porter contribution dans la capture de la puissance PV maximale en intervenant sur la structure de puissance de l'étage de conversion et sur son circuit de commande. Autrement dit, l'objectif était de choisir des topologies de convertisseurs simples et fiables et de proposer des algorithmes MPPT performants.

Le chapitre deux s'est concentré sur l'analyse des différentes topologies des convertisseurs continu-continu non isolés. Après comparaison entre ces structures, deux convertisseurs Boost et Buck-Boost ont été retenus. Les critères de sélection sont la simplicité de structure et le gain en tension. Par la suite, diverses techniques de la poursuite du PPM existantes dans la littérature ont été rappelées. Pour chacune d'elles, nous avons présenté ses avantages et ses lacunes. Les algorithmes P&O et IncCond sont largement utilisés dans les recherches antécédentes. Des modifications ont été menées sur ses algorithmes pour distinguer entre une perturbation et un changement brusque du rayonnement solaire. L'apport avantageux de ses modifications est la correction de la trajectoire du PPM, qui peut se traduire par une réduction des pertes de puissance. L'analyse des différents techniques MPPT nous a amené à appliquer une approche basée sur le mode glissant pour

l'extraction de la puissance PV maximale. Cette approche est peu utilisée dans le domaine PV. Elle est très utile pour le contrôle des convertisseurs statiques. De plus, nous avons développé une nouvelle méthode s'appuyant sur l'approche précédente utilisant deux pas de perturbation. La première validation de la méthode proposée est faite par simulation sous le logiciel Matlab/Simulink dans une chaîne de conversion à base d'un convertisseur de type Buck-Boost. Les résultats de simulation ont montré clairement que la méthode proposée est efficace pour la recherche du PPM quelles que soient les conditions climatiques de l'ensoleillement et de la température. En plus, elle est capable de faire positionner le point de fonctionnement au PPM dès le début de la marche du système contrairement aux autres méthodes qui nécessitent plus de temps.

Une autre configuration PV à base d'un convertisseur élévateur simple est considérée pour la vérification de la nouvelle méthode. La comparaison des résultats de simulation de cette méthode avec ceux des trois autres techniques MPPT démontre que SMC améliorée est capable d'atteindre le point de fonctionnement optimal lors d'un changement brusque du rayonnement solaire avec une performance élevée dans les deux états stables et dynamiques, soit en croissance ou en décroissance. La réponse du système au profil trapézoïdal de variation de l'éclairement prouve que la technique développée permet de réduire les erreurs de trajectoire de la poursuite du PPM. Cela peut se traduire par la minimisation des pertes de puissance engendrées.

Un banc d'essai a été construit au laboratoire. Un simulateur PV (source continu programmable) a été mis en place pour remplacer des panneaux solaires. Le circuit de puissance et la commande du convertisseur Boost ont été conçus selon l'algorithme MPPT proposé. Ce dernier est mis en œuvre expérimentalement en utilisant une carte dSPACE DS1104 R&D. Un logiciel Control Desk nous a facilité la tâche par le pouvoir de modifier aisément les paramètres agissant sur le système et même nous a permis de contrôler la poursuite du PPM. Les résultats expérimentaux confirment ceux obtenus par simulation. Par conséquent, l'objectif de cette étude est réalisé et on peut dire que la stratégie de contrôle proposée peut être considérée comme une solution intéressante dans le domaine de la maîtrise des systèmes photovoltaïques.

Les travaux abordés dans cette thèse sont très encourageants et nous motivent de plus en plus à continuer dans ce même axe de recherche. En perspectives, on propose quelques tâches à traiter ultérieurement, comme :

- Effectuer des essais expérimentaux avec des panneaux solaires réels et non avec une source programmable ;

- Etendre le principe de la technique MPPT proposée sur d'autres topologies de convertisseurs plus efficaces ;
- Tester le système MPPT développé pour un éclairage non homogène en tenant compte du phénomène d'ombrage.

Publications et Conférences

Publications

- “A fast and accurate maximum power point tracking for photovoltaic power generation system”, *Optoelectronics And Advanced Materials – Rapid Communications*, vol. 9, n°. 3-4, March – April 2015, pp. 520 – 524.

Conférences

1. “Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic Systems with Boost Converter Sliding Mode Control”, *IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 1 - 4 June 2014, Istanbul, Turkey, pp. 556 – 561.
2. “Sliding mode control for tracking maximum power point in buck-boost photovoltaic systems”, *11th International Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems, ELECTRIMACS 2014*, 19th -22nd May 2014, Valencia, Spain, pp: 140-147.
3. “Modeling and simulation of an autonomous photovoltaic conversion chain”, 19-21 mai 2009, 3rd *International Conference on Electrical Engineering ICEE '09-USTHB_Alger*, Algérie.

Références Bibliographiques

- [1] M. Taleb, "Performance of a Maximum Power Point Tracker (MPPT) Photovoltaic Generator (PVG)", *Electric Power Components and Systems*, vol. 35:4, pp. 367-375, 2007.
- [2] A. P. Bhatnagar, B. R. K. Nema, "Conventional and global maximum power point tracking techniques in photovoltaic applications: A review", *J. Renew. Sustainable Energy* 5, 032701, pp. 1-23, 2013.
- [3] A.A. Ghassami, S.M. Sadeghzadeh, A. Soleimani, "A high performance maximum power point tracker for PV Systems", *Electr. Power Energy Syst.* 53 (2013), pp. 237-243.
- [4] S. Dhar, R. Sridhar, G. Mathew, "Implementation of pv cell based standalone solar power system employing incremental conductance mppt algorithm", *IEEE International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies (ICCPCT)*, 21-23 mars 2013, Nagercoil, India, pp. 356-361.
- [5] Kok Soon Tey, Saad Mekhilef, "Modified incremental conductance MPPT algorithm to mitigate inaccurate responses under fast-changing solar irradiation level", *Solar Energy, Elsevier*, 101 (2014) pp. 333-342.
- [6] S.K. Kollimalla, M.K. Mishra, "A new adaptive P&O MPPT algorithm based on FSCC method for photovoltaic system", *International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies*, Nagercoil, India, 21-23 mars 2013, pp. 406-411.
- [7] A.F. Murtaza, H.A. Sher, M. Chiaberge, D. Boero, M. De Giuseppe, K.E. Addoweesh, "A novel hybrid MPPT technique for solar PV applications using perturb & observe and fractional open circuit voltage techniques", *15th Intern. Symposium on Mechatronika*, Prague, Czech, 5-7 December 2012, pp.1-8.
- [8] C. Ben Salah, M. Ouali, "Comparison of fuzzy logic and neural network in maximum power point tracker for PV systems", *Electr. Power Syst. Res.* 81 (2011), pp. 43-50.
- [9] Y. Levron, D. Shmilovitz, "Maximum power point tracking employing sliding mode control", *IEEE Transactions circuits syst.*, vol.60, n° 3, mars 2013, pp. 724-732.
- [10] C-C. Chu, C-L. Chen, "Robust maximum power point tracking method for photovoltaic cells: A sliding mode control approach", *Sol. Energy* n° 83 (2009), pp.1370-1378.
- [11] E. Bianconi, J. Calvente, R. Giral, E. Mamarelis, G. Petrone, C. Andres Ramos-Paja, G. Spagnuolo, M. Vitelli, "Perturb and observe MPPT algorithm with a current controller based on the sliding mode", *Electr. Power Energy Syst.* 44 (2013), pp. 346-356.
- [12] E. Bianconi, J. Calvente, R. Giral, G. Petrone, C. Andres Ramos-Paja, G. Spagnuolo, M. Vitelli, "A fast current-based MPPT technique based on sliding mode control", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 27-30 Juin 2011, Gdansk, Poland, pp. 59-64.
- [13] O. Gergaud, "Modélisation énergétique et optimisation économique d'un système de production éolien et photovoltaïque couplé au réseau et associé à un accumulateur", Thèse de Doctorat de l'ENS de Cachan (France), 09 décembre 2002.
- [14] A. B. Arostegi, "New Optimized Electrical Architectures of Photovoltaic Generators with High Conversion Efficiency", Thèse Doctorat de l'Université Toulouse 3 Paul Sabatier, France, 2013, pp. 167.
- [15] O. Gergaud, B. Multon, H. Ben Ahmed, "Analysis and Experimental Validation of various Photovoltaic System Models", *7th International ELECTRIMACS Congress*, Aout 2002, Montreal (Canada), pp.1-6.
- [16] S. Astier, B. Dakyo, « Les système photovoltaïques autonomes non embarqués pour la production d'énergie électrique », *Journées électrotechniques du club EEA*, 28-29 Janvier 1999, Paris (France), pp 1- 19.

-
- [17] T. Tafticht, K. Agbossou, M.L. Doumbia, A. Cheriti, « An improved maximum power point tracking method for photovoltaic systems », *Renewable Energy* 33 (2008) 1508–1516.
- [18] Z. Housheng, Z. Yanlei, "Research on a Novel Digital Photovoltaic Array Simulator", *IEEE International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation (ICICTA)*, vol. 2, 2010, pp.1077-1080.
- [19] Y. Jiang, A. Hassan, E. Abdelkarem, "Load Current Based Analog MPPT Controller For PV Solar Systems", *27th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2012, pp.911-914.
- [20] D. Rekioua, E. Matagne, « *Optimization of photovoltaic power systems: Modelization, Simulation and Control* », Springer, British Library, 2012, ISBN 978-1-4471-2348-4.
- [21] C. Cabal, "Optimisation énergétique de l'étage d'adaptation électronique dédié à la conversion photovoltaïque.", Thèse Doctorat de l'Université Toulouse 3 Paul Sabatier, France, 2008.
- [22] G.J. Yu, Y.S. Jung, J.Y. Choi, G.S. Kim, "A novel two-mode MPPT control algorithm based on comparative study of existing algorithms", *Sol. Energy* 76 (2004), pp. 455-463.
- [23] S. Petibon, "Nouvelles architectures distribuées de gestion et de conversion de l'énergie pour les applications photovoltaïques", Thèse Doctorat de l'Université Toulouse 3 Paul Sabatier, France, 2009.
- [24] A. Djerdir, K. El Kadri, A. Miraoui, « Maquette pédagogique associant un générateur photovoltaïque et des supercondensateurs dans une application transport », *rapport L2ES Belfort Cedex- France*, 2002.
- [25] A. C. Pastor, "Conception et Réalisation de Modules Photovoltaïques Electroniques", Thèse de Doctorat de l'INSA de Toulouse (France), 29 septembre 2006.
- [26] G. Escobar, S. Pettersson, C.N.M. Ho, M. Karppanen, T. Pulli, « PV current sensorless MPPT for a single-phase PV inverter », *37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society IECON*, 2011, pp. 3906 – 3911.
- [27] E. Mamarelis, G. Petrone, G. Spagnuolo, 'A two-steps algorithm improving the P&O steady state MPPT efficiency', *Applied Energy* 113 (2014), pp. 414–421
- [28] W. Xiao, N. Ozog, and W. G. Dunford, "Topology Study of Photovoltaic Interface for Maximum Power Point Tracking", *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, vol. 54, n°. 3, 2007, pp. 1696-1704
- [29] T. Kitano, M. Matsui, D. Xu "Power sensor-less MPPT control scheme utilizing power balance at DC link-system design to ensure stability and response", *27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON '01*, vol. 2, 29 Nov.-2 Dec. 2001, pp.1309–1314.
- [30] D. Shmilovitz, "On the control of photovoltaic maximum power point tracker via output parameters", *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 152, n° 2, mars 2005, pp. 239-248.
- [31] H. Bin, " Convertisseur continu-continu à rapport de transformation élevé pour applications pile à combustible", Thèse Doctorat de l'institut national polytechnique de Lorraine, France, 2009.
- [32] K. Ishaque, Z. Salam, "A review of maximum power point tracking techniques of PV system for uniform insolation and partial shading condition", *Renew Sustain Energy Rev*, vol. 19, 2013, pp. 475–88.
- [33] M. A. Eltawil, Z. Zhao, "MPPT techniques for photovoltaic applications", *Renewable Sustainable Energy Rev*. 25, 2013, pp. 793-813.
- [34] B. Subudhi, R. Pradhan, "A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems", *IEEE Trans. on Sustainable Energy*, vol. 4, issue 1, 2013, pp. 89-98.
- [35] D. P. Hohm and M. E. Ropp, "Comparative study of maximum power point tracking algorithms", *Prog. Photovoltaics: Res. Appl.*, vol. 11, 2003, pp. 47-62.
- [36] T. Esumi, P. L. Chapman, "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques," *IEEE Trans. Energy Convers.* 22(2), 2007, pp. 439–449.
-

-
- [37] R. Faranda, S. Leva, "MPPT techniques for PV systems: Energetic and cost comparison", *IEEE Power and Energy Society General Meeting—Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, Pittsburgh, PA, 2008, pp. 1–6.
- [38] A. F. Boehinger, "Self-adaptive DC converter for solar spacecraft power supply", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1968, pp. 102-111.
- [39] J.B.R. Enslin, M.S. Wolf, D.B. Snyman, W. Swiegers, "Integrated photovoltaic maximum power point tracking converter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44 (6), Dec. 1997, pp.769 -773.
- [40] T. Noguchi, S. Togachi, R. Nakamoto, "Short-current pulse-based maximum-powerpoint tracking method for multiple photovoltaic-and-converter module system", *IEEE Trans on Industrial Electronics*, vol. 49, Feb. 2002, pp. 217-223.
- [41] H. Al-Atrash, I. Batarseh, K. Rustom, "Statistical modeling of DSP-based hill-climbing MPPT algorithms in noisy environments", *Conference and Exposition in Twentieth Annual IEEE Conference in Applied Power Electronics, APEC 2005*, vol. 3, pp. 1773–1777.
- [42] W. Xiao, W. Dunford, "A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems", *IEEE 35th annual Conference in Power electronics specialists, PESC 04. 2004*, vol. 3, pp. 1957–1963.
- [43] T. Tafticht, "Analyse Et Commande D'un Système Hybride Photovoltaïque Eolien", Thèse de Doctorat de L'université Du Québec A Trois-Rivières (Canada), décembre 2006.
- [44] K. H. Hussein, I. Muta, T. Hshino, and M. Osakada, "Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions", *Proc. Inst. Elect. Eng.* vol. 142, n°.1, Jan. 1995, pp. 59-64.
- [45] Algazar Mohamed M, AL-monier Hamdy, EL-halim Hamdy Abd, Salem Mohamed Ezzat El Kotb, "Maximum power point tracking using fuzzy logic control", *Electr Power Energy Syst*, vol. 39, 2012, pp. 21–28.
- [46] W. Perruquetti and J. P. Barbot, "Sliding mode control in engineering", Marcek dekker, Ed. New York, USA, 2002.
- [47] H. Guldemir, "Sliding mode control of DC–DC boost converter", *Journal of Appleid Sciences* 5 (3), 2005, pp.588-592.
- [48] H. Komurcugil, "Adaptive terminal sliding-mode control strategy for DC–DC buck converters", *ISA Transactions* vol.51, 2012, pp.673-681.
- [49] S. V. Emelyanov, "Variable Structure Control Systems", Moscow:Nauka, 1967
- [50] V. I. Utkin, "Variable structure systems with sliding mode", *IEEE Trans. Automat. Conir.*, vol. AC-22, no. 2, 1977, pp. 212-222
- [51] P. Liutanakul, "Stabilité des réseaux embarqués : Intéraction puissance-structure-commande", Thèse Doctorat de l'institut national polytechnique de Lorraine, France, 2007.
- [52] A. HIJAZI, "Modélisation électrothermique, commande et dimensionnement d'un système de stockage d'énergie par supercondensateurs avec prise en compte de son vieillissement : application à la récupération de l'énergie de freinage d'un trolleybus", Thèse de Doctorat de l'université de Lyon (France), 13 décembre 2010.
- [53] J.J.SLOTINE, « Sliding controller design for non linear systems », *IJC*, vol. 2, 1984, pp 421- 434.
- [54] V.I. Utkin "Sliding modes in control and optimization", vol. 2, Springer Verlag Berlin, 1992.
- [55] R. Husson, «Méthodes de commande des machines électriques», Lavoisier, Paris, France, 2003
- [56] W. Thammasiriroj, T. Nuchkrua, S. Ruayariyasub, "Sliding Mode Control for Stabilizing DC-link of DC-DC Converter in Photovoltaic Systems", *2nd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*, 2010, pp. 347 – 351.
-

-
- [57] Emil A. Jimenez Brea, Eduardo I. Ortiz-Rivera, Andres Salazar-Llinas, Jesus Gonzalez-Llorente, "Simple Photovoltaic Solar Cell Dynamic Sliding Mode Controlled Maximum Power Point Tracker for Battery Charging Applications", *25th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010, pp. 666 - 671.
- [58] J.-J.E. Slotine, W. Li, "Applied Nonlinear Control", third ed. Addison Wesley, 2005.
- [59] W. Gao and J.C. Hung, "Variable structure control of nonlinear systems: a new approach," *IEEE Tran. Ind. Electron.*, vol. 40, pp. 45-55, Feb. 1993.
- [60] A. Belkaid, J. P. Gaubert, A. Gherbi, "A fast and accurate maximum power point tracking for photovoltaic power generation system", *Optoelectronics And Advanced Materials – Rapid Communications*, vol. 9, n°. 3-4, March – April 2015, pp. 520 – 524.
- [61] W. Gangyao, W. Fei, G. Magai, L. Yang, "Performance comparison of 1200V 100A SiC MOSFET and 1200V 100A silicon IGBT", *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2013, pp. 3230 - 3234
- [62] R. Keshri, M. Bertoluzzo, G. Buja, "Integration of a Photovoltaic panel with an electric city car", *Electric Power Components and Systems*, vol. 42, issue 5, 2014, pp. 481-495.
- [63] A. Belkaid, J. P. Gaubert, A. Gherbi, L. Rahmani, "Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic Systems with Boost Converter Sliding Mode Control", *IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2014, pp. 556 – 561.
- [64] M. Dali, « Commande et Gestion Energétique des Systèmes Hybrides Photovoltaïque – Eolien » Thèse de Doctorat de l'université de Tunis (Tunis), 24 janvier 2009.
- [65] R. Kadri, « Contribution à l'amélioration de la capture de l'énergie solaire photovoltaïque dans l'habitat résidentiel : nouvelles structures de puissance et de commande » Thèse de Doctorat de l'université de Poitiers (France), 13 décembre 2010.
- [66] http://www.eden-equipements.fr/Integration-photovoltaique-au-batiment_a170.html

ملخص:

استخدام الطاقات المتجددة وخاصة الطاقة الكهروضوئية يمكن أن يكون حلا للطلب المتزايد على الكهرباء. هذه الكيفية لا تلوث الغلاف الجوي، وتجنب مخاطر الطاقة النووية ومستقلة عن الموارد الحفرية المتوزعة بغير انتظام والقابلة للنفاذ. ومع ذلك، لا يزال التحويل الكهروضوئي إلى اليوم غير قادرة على المنافسة. وبالتالي، لا بد من الاستفادة المثلى من نقل الطاقة في سلسلة الإنتاج. إن استعمال المحولات الساكنة مع تقنيات التحكم MPPT يحسن من كفاءة التحويل على نطاق واسع من التطبيقات. الهدف من هذا البحث هو المساهمة في الاستفادة المثلى من سلسلة التحويل الكهروضوئية. هذه المساهمة تتعلق في نقطتين:

- تطوير طريقة MPPT على أساس نهج غير الخطية تسمى التحكم الانزلاقي للنقل الأمثل للطاقة من مولد PV إلى المحولة
 - تصميم محول DC / DC غير معزول مع العائد الجيد ونسبة التحويل عالية
- يتم التحقق من فعالية نظام MPPT المقترحة لأول مرة عن طريق المحاكاة ضمن أدوات Matlab/Simulink. بعد ذلك، تم تنفيذ مقعد اختبار على أساس مقلد كهروضوئي وبطاقة التحكم dSpace للتحقق من صحة هذه التقنية المقترحة تجريبيا. وكانت النتائج مرضية وتدل على أن التقنية المقترحة هي قوية للتغيرات المفاجئة في الأحوال الجوية. كما أنها تؤكد على سرعة ودقة هذه التقنية
- كلمات مفتاحية:** نظام الكهروضوئية، تقنيات التحكم MPPT، التحكم الانزلاقي، المحولات الساكنة DC/DC، مقلد كهروضوئي، بطاقة التحكم dSpace، التحسين.

Résumé :

Le recours aux énergies renouvelables et particulièrement au photovoltaïque peut être une solution à la demande croissante de l'électricité. Cette issue ne pollue pas l'atmosphère, évite les risques du nucléaire et indépendante des énergies fossiles qui sont mal répartis et épuisables. Cependant la conversion PV reste à ce jour non compétitif. Alors, l'optimisation du transfert d'énergie dans la chaîne de production est nécessaire. L'utilisation des convertisseurs statiques dotés de commande MPPT améliore le rendement de conversion sur une vaste plage d'applications.

L'objectif de cette thèse est de contribuer à l'optimisation d'une chaîne de conversion PV. Cette contribution concerne deux points :

- Le développement d'une méthode MPPT basée sur une approche non linéaire appelée commande par mode glissant pour le transfert optimal de l'énergie depuis un générateur PV vers sa charge ;
- Conception d'un convertisseur DC/DC non isolé avec un bon rendement et haut gain en tension.

L'efficacité du système MPPT proposé est vérifiée au départ par simulation sous le logiciel Matlab/Simulink. Par la suite, un banc d'essai à base d'un émulateur et d'une carte dSpace a été mise en œuvre pour valider la technique développée expérimentalement. Les résultats sont satisfaisants et démontrent que la technique proposée est robuste vis-à-vis les changements brusques des conditions climatiques. Ils confirment aussi la rapidité et la précision de la méthode.

Mots clés : *Système photovoltaïque, Techniques MPPT, Commande par mode glissant, Convertisseurs DC/DC, Emulateur PV, Carte dSPACE, Optimisation.*

Abstract:

The use of renewable energies, particularly photovoltaic can be a solution to the growing demand for electricity. This issue pollutes not the atmosphere, avoiding the risks of nuclear power and is independent of fossil fuels, which are badly distributed and limited. However, the PV conversion remains to this day uncompetitive. Thus, the optimization of the energy transfer in the production chain is required. The use of static converters with MPPT control improves the conversion efficiency over a wide range of applications.

The objective of this thesis is to contribute to the optimization of a PV conversion chain. This contribution concerns two points:

- The development of a MPPT method based on a non-linear approach called sliding mode control for optimal transfer of energy from a PV generator to the load;
- Design of a DC / DC non-isolated converter with good yield and high gain of voltage.

The effectiveness of the proposed MPPT system is checked first by simulation within Matlab/Simulink™ tools. Thereafter, a test bench based on an emulator and a dSPACE board was implemented to validate the developed technique experimentally. The results are satisfactory and demonstrate that the proposed technique is robust to the sudden changes in weather conditions. They also confirm the rapidity and the precision of the method.

Keywords: *Photovoltaic system, MPPT techniques, Sliding mode control, DC/DC converters, PV emulator, dSPACE controller board, Optimization.*