



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique
Université Ahmed Draïa Adrar
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département des Sciences et Technologies



**MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE L'OBTENTION DU DIPLOME EN
MASTER ACADEMIQUE**

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electriques

Sur le Thème :

***Optimisation et Réalisation d'un Système de
Conversion Photovoltaïque par l'Approche MPPT***

Soutenu le 04/06/2018

Présenté par :

- **LENSARI Hamid**
- **SRIDI Youcef**

Membres de jury:

Président	M. M.HAMOUDA	Professeur, Université d'Adrar
Promoteur	M. A. NECAIBIA	Docteur, URERMS ADRAR
Examineur	M. A.BOURIOU	Docteur, URERMS ADRAR



Remerciements

Nous tenons à remercier tout premièrement Allah pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.

En premier lieu nous voudrions remercier Monsieur Dr. NECAIBIA Amar, Chercheur au UREMS ADRAR et directeur de cette mémoire pour

La confiance qu'il nous accordée. Nous tenons à lui exprime notre plus profonde reconnaissance d'avoir dirigé notre travail.

Nos remerciements vont au Dr. BOURIOU Ahmed, Chercheur à l'URERMS ADRAR., qui nous avait toujours accompagné avec ses conseils afin de bon choisir ce thème. Qu'il trouve ici, tout notre respect et notre profonde reconnaissance.

Nous tenons à remercier également à :

Dr. LAARIBI, Docteur, URENMS ADRAR et Mr. MANSOURI MC au département ST a l'université d'ADRAR qui ont guidés nos premier pas dans ce domain.

Pr. HAMOUDA, professeur au département ST a l'université d'ADRAR qui nous fait l'honneur de présider le jury de soutenance du présent mémoire.

Enfin, nous remercions tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à notre formation et à l'élaboration de ce modeste mémoire.

DEDICACE

A ma très Chère Mère lansari salma

A mon Père que son âme repose en paix dont le mérite, les sacrifices
et les qualités humaines m'ont permis de vivre ce jour.

A mes Frères et mes sœurs

Et tous ce qu'ils trouvent en moi la source de leur fierté

A mes Amis.....

A qui je souhaite un avenir radieux plein de réussite

A tous ceux qui me sont chers cousins et cousines...

A qui je dois tous.

A tous les gens qui m'aiment...

LENSARI Hamid

DEDICACE

A mes chers parents

*Aucune dédicace ne saurait exprimer mon respect, mon amour éternel
et ma considération pour les sacrifices que vous avez consenti pour mon instruction
et mon bien être.*

*Je vous remercie pour tout le soutien et l'amour que vous me portez depuis mon enfance et
j'espère que votre bénédiction m'accompagne toujours.*

*Que ce modeste travail soit l'exaucement de vos vœux tant formulés, le fruit de vos innombrables
sacrifices, bien que je ne vous en acquitterai jamais assez.*

*Puisse Dieu, le Très Haut, vous accorder santé, bonheur et longue vie et faire en sorte que
jamais je ne vous déçoive.*

A ma grand-mère chérie

*Qui m'a accompagné par ses prières, sa douceur, puisse Dieu lui prêter longue vie et bcp de
santé et de bonheur dans les deux vies.*

A mes chères sœurs

A mes chers frères

A toute ma famille

Touts mes amies surtout la classe du 2^{ème} année master ETT 2018

SRIDI Youcef

RÉSUMÉ

Résumé :

La connexion entre un générateur photovoltaïque (GPV) et une charge de type continu reste encore un sujet d'étude. L'adaptation d'impédance entre un générateur PV et une charge de type continu est un problème technologique qui a trait essentiellement au transfert du maximum de puissance du générateur PV à la charge. Nous avons proposé une solution à travers une loi de commande qui s'appelle la recherche du point de puissance maximale (PPM) lorsque le GPV et la charge sont connectés à travers un convertisseur statique. Le problème est abordé dans sa globalité dans cette thèse par une approche systémique du point de vue architecture de conversion et mode de commande associée visant un rendement, une fiabilité et une flexibilité élevé.

Mots-clés: Photovoltaïque – Optimisation – Commande extrême – Puissance.

Abstract:

The connection between the photovoltaic array and the DC load is still an interest topic of research. The impedance matching between a PV array and a DC load is a technological problem that means the maximum power transfer from a PV panel to a DC load. We are proposed a solution based on the low control called maximum power point tracking (MPPT) in a PV array. In this thesis, the problem is studied systematically from a power interface point of view in order to obtain high levels of efficiency, reliability and flexibility.

Keywords: Photovoltaic generator – Optimization - extreme control – Power.

ملخص:

الربط المباشر للألواح الشمسية مع الحمل المستمر يعتبر موضوع بحث مهم. عدم توافق مبدأ عمل الحمل واللوح الشمسي يشكل مشكلا عويصا في تحويل الطاقة من هذا الأخير إلى الأول وقد اقترحنا في هذه الدراسة حلا يعتمد على وضع قانون تحكم يسمى بالبحث عن القوة الأعظمية معتمدين على المحول المستمر-المستمر. وفي هذه المذكرة قمنا بدراسة منهجية لنوع هذا التحكم آخذين بعين الاعتبار الربح في الطاقة؛فعالية التحويل الكهروضوئي ودقة النتائج المتحصل عليها.

الكلمات المفتاحية: الطاقة الشمسية - التكيف - التحسين - التحكم - المراقبة.

Sommaire

Liste des Abréviations

Liste des figures

Liste des tableaux

Introduction générale 1

Chapitre 1 Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque

1.1 Historique et motivation 4

1.2 L'effet photovoltaïque et le rayonnement solaire 5

1.2.1 L'effet photovoltaïque 5

1.2.2 Le rayonnement solaire et le nombre de masse d'air 5

1.3 Physique de la cellule photovoltaïque 7

1.3.1 Principe de fonctionnement 8

1.4 Constitution d'un générateur photovoltaïque (GPV) 11

1.5 Protections classiques d'un GPV 13

1.5.1 Protection lors de la connexion en parallèle de plusieurs GPV 13

1.5.2 Protection du GPV constituée de la mise en série d'un grand nombre de cellules 15

1.6 Rendement d'un panneau PV 15

1.6.1 Le point de puissance maximale 16

1.7 Conclusion 18

Chapitre 2 Optimisation énergétique de l'étage d'adaptation

2.1 Introduction 20

2.2 Connexion directe source-charge 20

2.3 Schéma synoptique du système PV adapté 22

2.4 Structure des convertisseurs d'énergie 23

2.4.1 Structure de convertisseur DC-DC élévateur 23

2.4.2 Structure de convertisseur DC-DC abaisseur 24

2.5 Etude théorique pour le convertisseur élévateur 27

2.5.1 Principe 27

2.5.2 Etude théorique en conduction continue 28

2.5.3 Dimensionnement des composants actifs 31

2.6 L'effet de la variation des conditions météorologiques 34

SOMMAIRE

2.6.1	Influence de la température sur le rendement des cellules	34
2.6.2	Influence du rayonnement sur les cellules	37
2.7	Conclusion	38

Chapitre 3 Description et principe du régulateur solaire MPPT

3.1	Introduction.....	40
3.2	Généralité.....	41
3.2.1	Définition et principe de la recherche	41
3.2.2	Les premiers types de commande MPPT	42
3.3	Différents types de commandes MPPT	45
3.4	Les différents algorithmes de contrôle MPPT	46
3.4.1	Méthode de perturbation et observation (P&O)	46
3.4.2	Méthode d'approche dynamique.....	46
3.4.3	Algorithme d'incrémentement de l'inductance.....	47
3.5	Classification des commandes MPPT	47
3.5.1	Classification des commandes MPPT selon les paramètres d'entrée.....	48
A)	Commandes MPPT fonctionnant à partir des paramètres d'entrée du CS	48
B)	Commandes MPPT fonctionnant à partir des paramètres de sortie du CS	49
3.5.2	Classification selon le type de recherche ou contrôle.....	49
3.6	Conclusion	52

Chapitre 4 Réalisation Résultats et discussion

4.1	Introduction.....	55
4.2	Prise en compte des différents types de pertes	55
4.3	Les composants de la carte puissance	55
4.3.1	La bobine	56
4.3.2	Condensateur.....	58
4.3.3	Diode Schottky	59
4.3.4	MOSFET.....	59
4.3.5	Driver de MOSFET	59
4.3.6	Microcontrôleur	59
4.3.7	Diviseurs de tension	60
4.4	La partie commande	60
4.5	Résultats et discussion	61

SOMMAIRE

4.5.1 L'effet de la variation du rapport cyclique α sur le rendement.....	73
4.6 Conclusion	74
Conclusion général.....	76
Références bibliographiques	
Annexe	

Liste Des Abréviations

GPV :	Générateur photovoltaïque.
PV :	Panneau Photovoltaïque.
PPM :	Le point de puissance maximal.
MPPT:	Maximum power point Tracking.
P_{MAX} :	Puissance Maximale d'un Générateur Photovoltaïque.
V_{pv} :	La tension aux bornes du GPV.
I_{pv} :	Le courant que peut délivrer un GPV.
P_{pv} :	La puissance d'un GPV.
V_{cel} :	La tension aux bornes de la cellule PV.
I_{cel} :	Le courant de la cellule PV.
V_{opt} et I_{opt} :	Tension et Courants optimaux correspondant à P _{MAX} .
η :	Le rendement d'un module PV.
DC :	Courant continu.
AC :	Courant alternative.
α :	Le rapport cyclique.
PWM :	Pulse with modulation.
ADC :	Convertisseur analogique-numérique.
DAC :	Convertisseur numérique-analogique.
P&O :	Perturbation et Observation.
IncCond :	Conductance incrémentielle.

LISTE DES FIGURES

Liste des figures

Figure I. 1 : conversion de l'énergie solaire en énergie électrique	4
Figure I. 2: Répartition des matériaux pour la conversion PV sur le marché mondial.....	5
Figure I. 3 : Description du nombre d'air masse	6
Figure I. 4: Répartition spectrale du rayonnement solaire $AM_{1,5}$	7
Figure I. 5 : Schéma explicatif du phénomène	7
Figure I. 6: Coupe transversal d'une cellule PV typique.....	9
Figure I. 7 : Caractéristique I (V) d'une cellule PV.....	10
Figure I. 8 : Schéma équivalent électrique d'une cellule PV.....	11
figure I. 9 : Panneau PV constitué par M cellules séries et N colonnes parallèles	12
Figure I. 10: Caractéristique résultante d'un groupement en série de M cellules identiques.....	12
Figure I. 11: Caractéristique résultante d'un groupement constitué de M cellules identiques en parallèle.....	13
Figure I. 12: Schématisation d'un GPV élémentaire avec diodes by-pass et diode anti-retour.	14
Figure I. 13 : Caractéristiques I-V d'une cellule solaire ensoleillée et dans l'obscurité	14
Figure I. 14 : La caractéristique I-V du GPV	17
Figure I. 15: A) Connexion directe entre un générateur PV et une charge.....	17
Figure II. 1: Connexion directe GPV-Charge par le biais d'une diode anti-retour	21
Figure II. 2: Points de fonctionnement d'un GPV en fonction de la charge en connexion directe	22
Figure II. 3: Schéma synoptique du système PV adapté par le convertisseur DC-DC (Hacheur).	23
Figure II. 4: Système PV formé par un générateur PV, convertisseur d'énergie 'survolteur' et une charge résistive R_S	24
Figure II. 5: Système PV formé par un générateur PV, convertisseur d'énergie 'dévolteur' et une charge résistive R_S	25
Figure II. 6: Structure simple d'un convertisseur boost.....	25
Figure II. 7: les modes de fonctionnement de convertisseur	26
Figure II. 8: Circuit équivalent pour T_{ON}	26
Figure II. 9: Circuit équivalent pour T_{OFF}	27
Figure II. 10: le circuit de convertisseur en mode de conduction continue	27
Figure II. 11:le schéma équivalent lorsque la diode bloquée	28
Figure II. 12:le schéma équivalent lorsque la diode en conduction.....	28
Figure II. 13: Signal de commande et forme d'onde des différentes grandeurs électriques instantanées dans le convertisseur élévateur en mode de conduction continue en présence des condensateurs C_e et C_s	34
Figure II. 14: Courbes obtenues par l'encapsulation d'une cellule dans une boîte en plexiglas et plongée dans l'eau à différentes températures	35
Figure II. 15: Lieu des points optimaux pour des différentes valeurs de rayonnement et de température.	36

LISTE DES FIGURES

Figure II. 16: Courbe I(V) d'un GPV pour des différentes valeurs du rayonnement	37
Figure III. 1 : Etage d'adaptation jouant le rôle d'interface de puissance entre un GPV et une charge pour le transfert de P_{MAX} du GPV.	40
Figure III. 2: Fluctuation du PPM avec l'intensité d'éclairement (A) et la charge R_S (B).	41
Figure III. 3: Principe classique d'une MPPT pouvant être implantée en numérique.....	42
Figure III. 4: Principe de fonctionnement d'une commande MPPT.....	43
Figure III. 5: Changement d'éclairement et conséquence sur les courbes de puissance d'un GPV ainsi que sur l'adaptation source-charge.....	44
Figure III. 6: Organigramme de la méthode de perturbation et d'observation (P&O).	50
Figure III. 7: Schéma fonctionnel de l'algorithme IncCond.....	51
Figure IV. 1: brochage du PIC 16F877A.....	60
Figure IV. 2: Le système PV proposé avec algorithme de contrôle.	62
Figure IV. 3 : L'ensemble du système photovoltaïque sous ISIS PROTUE.....	63
Figure IV. 4 : Convertisseur Boost sous ISIS PROTUES.	63
Figure IV. 5: Tension de sortie et la tension PV, a. / technique conventionnelle P&O, b. / la technique IncCond	64
Figure IV. 6: Courant de sortie et le courant PV et du courant, a. / technique conventionnel P&O, b. / technique IncCond.....	64
Figure IV. 7: Puissance de sortie et la puissance fournie par PV a. / technique conventionnelle P&O, b. / la technique IncCond.	64
Figure IV. 8: Différents types de changement d'irradiation.....	66
Figure IV. 9: Tension de sortie et la tension PV: (a) algorithme P&O conventionnel (b) algorithme IncCond.	66
Figure IV. 10: Courant de sortie et le courant PV: (a) algorithme P&O conventionnel (b) algorithme IncCond.	67
Figure IV. 11: Puissance de sortie et la puissance délivrée par PV: (a) algorithme P&O conventionnel (b) algorithme IncCond.	67
Figure IV. 12: Test expérimental du système PV installé dans l'unité de recherche en énergies renouvelables dans le milieu saharien, Adrar	68
Figure IV. 13: Module photovoltaïque installé dans l'unité de recherche en énergies renouvelables dans le milieu saharien, Adrar	69
Figure IV. 14: Tension du PV et de la tension de sortie de Boost: (a) technique P&O	69
Figure IV. 15: Courant du PV et de sortie de Boost technique P&O	70
Figure IV. 16 :L'effet de la variation de la fréquence sur le rendement.....	72
Figure IV. 17 : L'effet de la variation du rapport cyclique α sur le rendement.....	74

Liste des tableaux

Table 1. Composants du convertisseur Boost.....	61
Table 2. Comparaison des résultats de simulation.....	65
Table 3. Comparaison des résultats expérimentaux.....	70
Table 4. Résumé des résultats obtenus	71
Table 5. L'effet de la variation du rapport cyclique α sur le rendement.....	73

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Sans énergie, le monde n'aurait pas pu atteindre le niveau de développement actuel. En effet, l'homme, les machines et la nature en ont tous besoin ; donc la production de cette énergie est un défi de grande importance pour le présent et l'avenir.

La demande totale d'énergie dans le monde s'accroît proportionnellement à la croissance démographique, à la disponibilité limitée des sources d'énergie et aux coûts sociaux et environnementaux de l'approvisionnement d'énergie. Par ailleurs, les pays en voie de développement auront besoin de plus en plus d'énergie pour mener à bien leur développement, surtout l'énergie électrique qui est un facteur essentiel pour ce développement et l'évolution des sociétés humaines que ce soit sur le plan de l'amélioration des conditions de vie que sur le développement des activités industrielles. Elle est devenue une forme d'énergie indispensable par sa souplesse d'utilisation et par la multiplicité des domaines d'activité où elle est appelée à jouer un rôle. Ces modes de production ainsi que les moyens de distribution associés sont amenés à subir de profonds changements au cours des prochaines décennies.

Mais, De nos jours, une grande partie de la production mondiale d'énergie est assurée à partir de sources fossiles. La consommation de ces sources donne lieu à des émissions de gaz à effet de serre et donc une augmentation de la pollution. De plus, l'existence de la filière nucléaire qui pose des problèmes dont l'importance est croissante au fil des années. Il s'agit du stockage des déchets nucléaires non retraitables. Le danger supplémentaire est qu'une consommation excessive du stock de ressources naturelles réduit les réserves de ce type d'énergie de façon dangereuse pour les générations futures, par exemple : le pétrole, l'industrie et le transport public (ou personnel) sont des éléments importants de notre société qui demandent l'énergie basée sur le pétrole mais les sources de celui-ci deviennent de plus en plus rares, pendant que les demandes énergétiques du monde s'élèvent continuellement. Il est estimé que les réserves mondiales seront épuisées vers 2030 [1] si la consommation n'est pas radicalement modifiée, et au maximum vers 2100 si des efforts sont produits sur la production et la consommation.

Encore, la combustion des dérivées de pétrole basées sur le carbone produit du gaz carbonique (CO_2) et conduit tous jours à l'effet de serre. La croissance significative et continue de l'industrie et du trafic contribue au chauffage global de la planète et constitue la source principale de pollution atmosphérique. Ceci a mené les gouvernements à mettre en œuvre des

INTRODUCTION GENERALE

plans d'action contre cette menace pour concevoir des systèmes à basse émission des gaz et des véhicules à zéro émission.

Le problème du couplage parfait entre un générateur photovoltaïque et une charge de type continue n'est pas encore entièrement résolu. Un des verrous technologiques qui existe dans ce type de couplage est le problème du transfert de la puissance maximale du générateur photovoltaïque à la charge qui souffre souvent d'une mauvaise adaptation. Le point de fonctionnement qui en découle est alors souvent très éloigné du point de puissance maximale (PPM). La littérature propose une grande quantité de solutions sur l'algorithme qui contrôle le dispositif qui effectue la recherche du PPM lorsque le GPV débite sur une charge.

Ainsi, afin de réduire la quantité de composants à utiliser et le prix total de chaque circuit de commande une solution numérique a été étudiée. Dans ce contexte, nous présentons une commande MPPT extrême numérique et notre objectif est d'optimiser le transfert d'énergie, par le biais d'un microcontrôleur PIC de Microchip (le 16F877A). Cette commande MPPT présente les mêmes prestations que les commandes analogiques existantes [2]. Le choix du type de microcontrôleur a été fait en vue d'une amélioration future du programme en insérant différentes fonctions de supervision de l'ensemble du régulateur solaire.

Tout d'abord, dans le chapitre 1 nous présentons le contexte de l'énergie solaire photovoltaïque ainsi que la simulation de la puissance du PV pour quelque changement métrologique. Dans le chapitre 2 nous présentons l'étage d'adaptation pour générateur PV avec fonction MPPT numérique qui est étudiée au chapitre 3. Finalement, dans le chapitre 4 nous présentons respectivement, les détails de notre circuit électronique, de la commande numérique implantée et enfin les perspectives et conclusions.

Chapitre 1

Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque

1.1 Historique et motivation

Le développement des cellules photovoltaïques a commencé en 1839 lorsqu'Henri Becquerel a mis en évidence l'apparition d'une tension aux bornes de deux électrodes immergées dans une solution électrolytique, lorsque celles-ci étaient exposées à la lumière naturelle. Trente-huit ans plus tard, W. G. Adams et R. E. Day ont observé un effet similaire en éclairant un échantillon solide en sélénium. En 1954, des chercheurs des laboratoires «Bell Téléphone Laboratoires » ont fabriqué la première cellule solaire à base de silicium monocristallin, ayant un rendement de conversion en puissance de 6%. Le développement des programmes spatiaux a ensuite entraîné une demande de cellules solaires à base de semi-conducteurs tels que le silicium, qui sont rapidement devenues une source incontournable pour l'alimentation des satellites. Les systèmes actuels sont d'une grande fiabilité et le coût de fabrication est secondaire dans ce domaine.

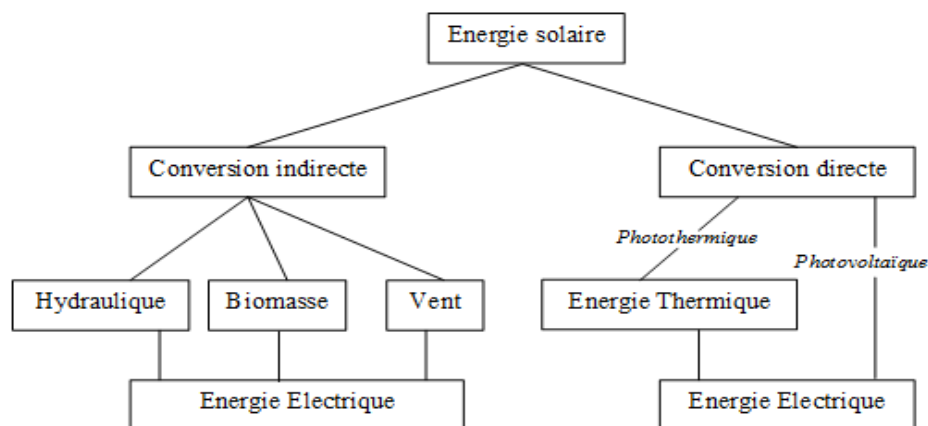


Figure I. 1 : conversion de l'énergie solaire en énergie électrique

Ce n'est qu'au début des années 1970, et surtout après les crises pétrolières successives, que les pays industrialisés ont porté leur intérêt sur les systèmes photovoltaïques pour des applications terrestres. Actuellement, et grâce aux remarquables avancées technologiques, les rendements ont atteint plus de 32 % en laboratoire et entre 8 et 16 % pour les cellules du commerce [2]. Différents matériaux ont été utilisés pour fabriquer ces cellules mais le silicium cristallin occupe la plus grande part avec 82,71 % du marché mondial suivi par le silicium amorphe avec 8,3% (Figure I-2) [1].

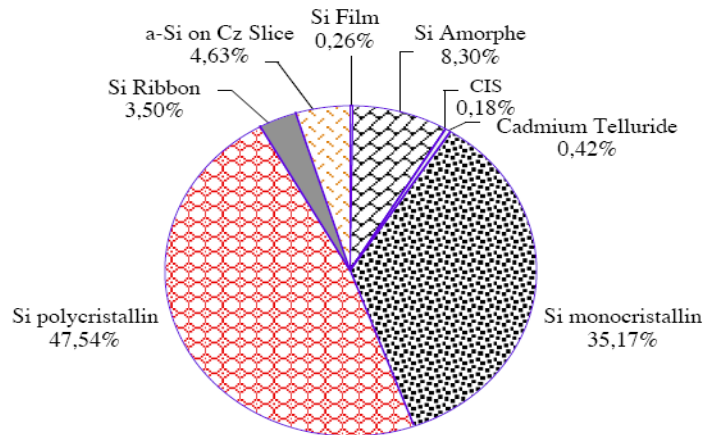


Figure I. 2: Répartition des matériaux pour la conversion PV sur le marché mondial

1.2 L'effet photovoltaïque et le rayonnement solaire

1.2.1 L'effet photovoltaïque

Le terme photovoltaïque vient du Grec « photos » qui désigne la lumière et de « voltaïque », mot dérivé du physicien italien Alessandro VOLTA, connu pour ses travaux sur l'électricité. Ce terme est associé à la production d'une tension à partir de la lumière; on s'y réfère souvent par l'abréviation « PV ». Un terme plus courant pour les cellules photovoltaïques est « piles solaires » malgré que celles-ci fonctionnent à partir de n'importe quelle source de lumière, et non uniquement celle du soleil. Donc ce phénomène consiste à établir une force électromotrice (énergie électrique de type continu directement utilisable) lorsque la surface de cette cellule est exposée à la lumière. La tension générée peut varier entre 0.3 V et 0.7 V en fonction du matériau utilisé et de sa disposition ainsi que de la température et du vieillissement de la cellule [3].

1.2.2 Le rayonnement solaire et le nombre de masse d'air

Le rayonnement solaire correspond approximativement à celui d'un corps noir à 5780K. En traversant les différentes couches de l'atmosphère, certaines longueurs d'onde sont absorbées par des composants comme l'ozone (absorption des rayons UV) ou la vapeur d'eau (absorption des rayons infrarouges). Pour tenir compte de la distance traversée par les rayons, on introduit la notion du nombre de masse d'air AM_y , y étant défini par:

Chapitre 1 Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque

$$Y = I / \sin(\Theta)$$

Θ Représente l'élévation du soleil sur l'horizon (voir figure I-3). On définit ainsi les conditions AM_1 quand le soleil est au zénith et AM_2 quand le soleil est à 30° au-dessus de l'horizon. La condition hors atmosphère est représentée par la notation AM_0 .

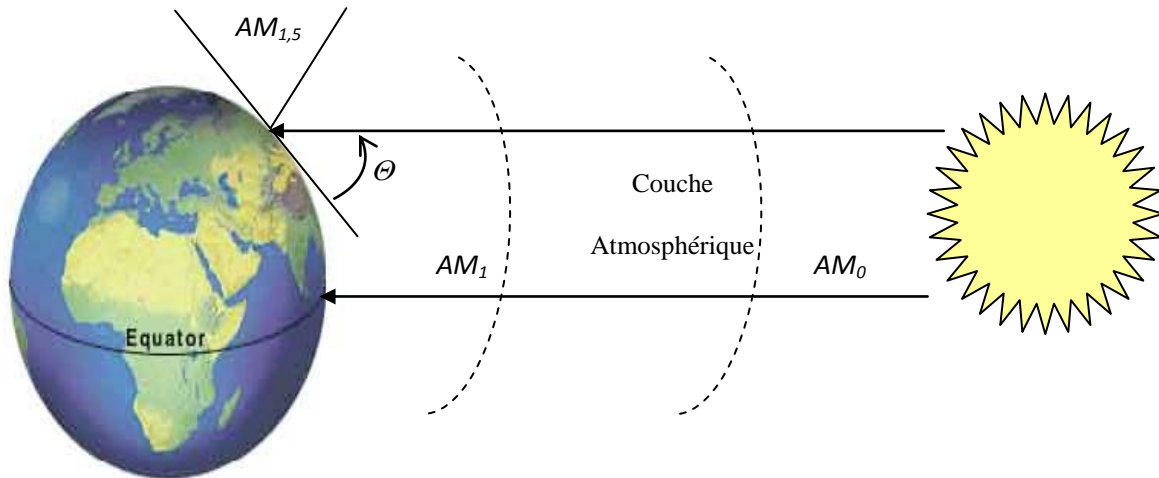


Figure I. 3 : Description du nombre d'air masse

La condition $AM_{1,5}$ est satisfaite lorsque le soleil est à 45° sur l'horizon. Elle est caractérisée par la distribution spectrale représentée sur la figure I-4 avec un flux solaire de 963 W.m^{-2} . Les pays occidentaux sont à peu près situés à cet angle d'incidence c'est ainsi que le spectre $AM_{1,5}$ a été considéré comme une condition standard pour le test des cellules solaires.

Au cours des dix dernières années ce spectre a été homologué par L'Organisation Internationale de Standardisation (ISO 9845-1: 1992) et la Société Américaine de Test et Matériaux (ASTM E892-87: 1992). Le flux de standardisation a été corrigé à 1000 W.m^{-2} . Il n'est cependant pas évident de comparer les résultats publiés dans la littérature puisque le flux de 1000 W.m^{-2} à lui seul ne permet pas de satisfaire les conditions $AM_{1,5}$ [1].

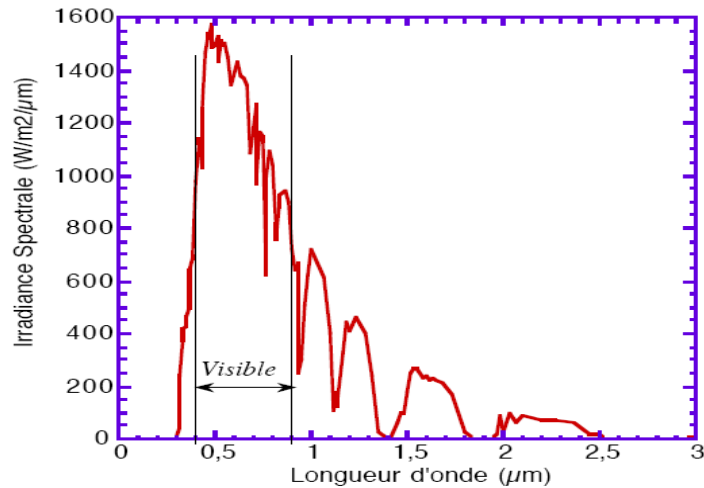


Figure I. 4: Répartition spectrale du rayonnement solaire AM_{1,5}

1.3 Physique de la cellule photovoltaïque

La cellule photovoltaïque est composée d'un matériau semi-conducteur qui absorbe l'énergie lumineuse et la transforme directement en courant électrique. Un semi-conducteur est un matériau dont la concentration en charges libres est très faible par rapport aux métaux. Pour qu'un électron lié à son atome (bande de valence) devienne libre dans un semi-conducteur et participe à la conduction du courant, il faut lui fournir une énergie minimum pour qu'il puisse atteindre les niveaux énergétiques supérieurs (bande de conduction). C'est l'énergie du "band gap: E_g " (en électron-volt (eV)). Cette valeur seuil est propre à chaque matériau semi-conducteur et va de 1,0 à 1,8 eV pour les applications photovoltaïques. Elle est de 1,1 eV pour le silicium cristallin, et de 1,7 eV pour le silicium amorphe.

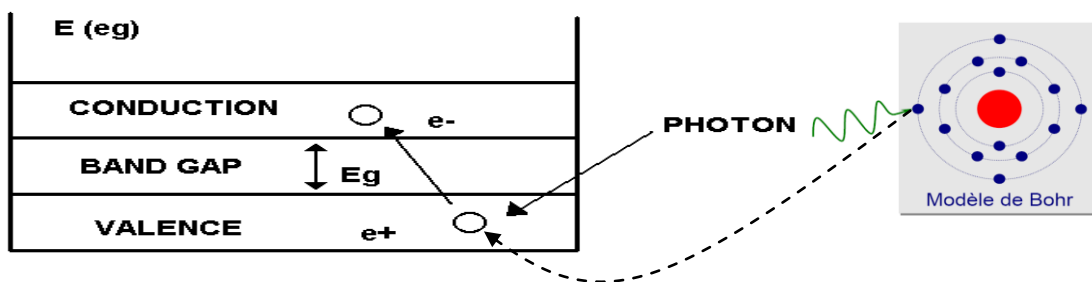


Figure I. 5 : Schéma explicatif du phénomène

Chapitre 1 Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque

1.3.1 Principe de fonctionnement

Le spectre du rayonnement solaire est la distribution des photons - particules de lumière - en fonction de leur énergie (inversement proportionnelle à la longueur d'onde). Le rayonnement arrivant sur la cellule solaire sera en partie réfléchi, une autre partie sera absorbée et le reste passera au travers de l'épaisseur de la cellule.

Lorsqu'un matériau est exposé à la lumière du soleil, les atomes exposés au rayonnement sont « bombardés » par les photons constituant la lumière ; sous l'action de ce bombardement, les électrons de couches électroniques supérieures (appelés électrons des couches de valence) ont tendance à être « arrachés/décrochés » ; si l'électron revient à son état initial, l'agitation de l'électron se traduit par un échauffement du matériau ; l'énergie cinétique du photon est transformée en énergie thermique.

Par contre dans les cellules photovoltaïques, une partie des électrons ne revient pas à son état initial. Les électrons « décrochés » créent une tension électrique continue faible. Une partie de l'énergie cinétique des photons est ainsi directement transformée en énergie électrique. Ce processus de conversion est indépendant de la chaleur : au contraire, le rendement des cellules solaires diminue quand leur température augmente.

Les photons absorbés dont l'énergie est supérieure à l'énergie du band gap vont libérer un électron négatif, laissant un "trou" positif derrière lui. Pour séparer cette paire de charges électriques de signes opposés (positive et négative) et recueillir un courant électrique, il faut introduire un champ électrique, E , de part et d'autre de la cellule.

La méthode utilisée pour créer ce champ est celle du "dopage" par des impuretés. Deux types de dopage sont possibles:

- ✓ Le dopage de type n (négatif) consiste à introduire dans la structure cristalline semi-conductrice des atomes étrangers qui ont la propriété de donner chacun un électron excédentaire (charge négative), libre de se mouvoir dans le cristal. C'est le cas du phosphore (P) dans le silicium (Si). Dans un matériau de type n, on augmente fortement la concentration en électrons libres.
- ✓ Le dopage de type p (positif) utilise des atomes dont l'insertion dans le réseau cristallin donnera un trou excédentaire. Le bore (B) est le dopant de type p le plus couramment utilisé pour le silicium.

Chapitre 1 Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque

Lorsque l'on effectue deux dopages différents (type n et type p) de part et d'autre de la cellule, il en résulte, après recombinaison des charges libres (électrons et trous), un champ électrique constant créé par la présence d'ions fixes positifs et négatifs. Les charges électriques générées par l'absorption du rayonnement pourront contribuer au courant de la cellule PV. Ceci crée alors une différence de potentiel entre les deux couches (type n et type p). Cette différence de potentiel est mesurable entre les connexions des bornes positives et négatives de la cellule. A travers une charge continue, on peut en plus récolter des porteurs. La tension maximale de la cellule est d'environ 0.6 V pour un courant nul. Cette tension est nommée tension de circuit ouvert (V_{CO}). Le courant maximal se produit lorsque les bornes de la cellule sont court-circuitées, il est appelé courant de court-circuit (I_{CC}) et dépend fortement du niveau d'éclairement.

Une cellule PV a, comme nous le voyons sur la figure 1-7, une caractéristique I (V) non linéaire avec un PPM. [2]

Lorsque l'énergie du band gap augmente, le courant diminue mais la tension est plus élevée.

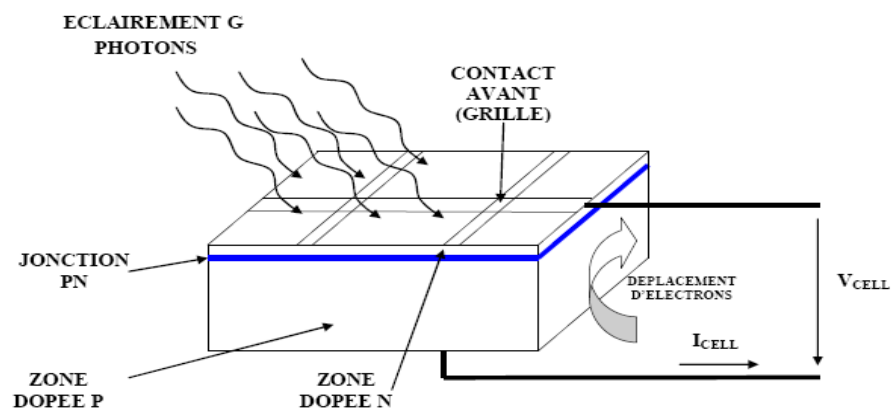


Figure I. 6: Coupe transversal d'une cellule PV typique.

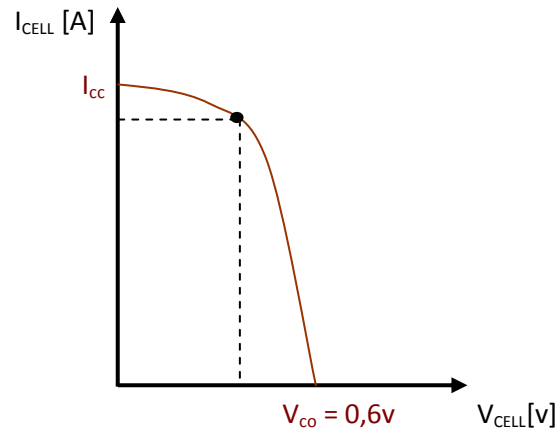


Figure I. 7 : Caractéristique I (V) d'une cellule PV

Une cellule PV peut se modéliser à partir de l'équation définissant le comportement statique de la jonction PN d'une diode classique. Ainsi, la figure 1-8 illustre le schéma équivalent électrique d'une cellule PV réelle. Dans cette équation, on prend en compte le courant de court-circuit et les différentes résistances modélisant les pertes dues à la connectique. Ainsi, en statique, le comportement d'une cellule PV constituée d'une jonction PN à base de silicium peut être décrit par l'équation suivante [3] :

$$I_{CELL} = I_{CC} - I_{SAT} \left[\exp\left(\frac{V_{CELL} + I_{CELL} R_S}{n V_T}\right) - 1 \right] - \frac{V_{CELL} + I_{CELL} R_S}{R_P} \quad \text{avec} \quad V_T = \frac{KT}{e} \quad (\text{I. 1})$$

Où I_{SAT} : le courant de saturation, V_T , le potentiel thermodynamique, K : la constante de Boltzmann, T : la température effective de la cellule en Kelvin, e : la charge de l'électron, n : le facteur de non idéalité de la jonction, I_{CELL} : le courant fourni par la cellule, V_{CELL} : la tension à ses bornes, I_{CC} : le courant de court-circuit de la cellule dépendant de l'éclairement et la température, R_P : la résistance shunt caractérisant les courants de fuite de la jonction et R_S : la résistance série représentant les diverses résistances des contacts et de connexions.

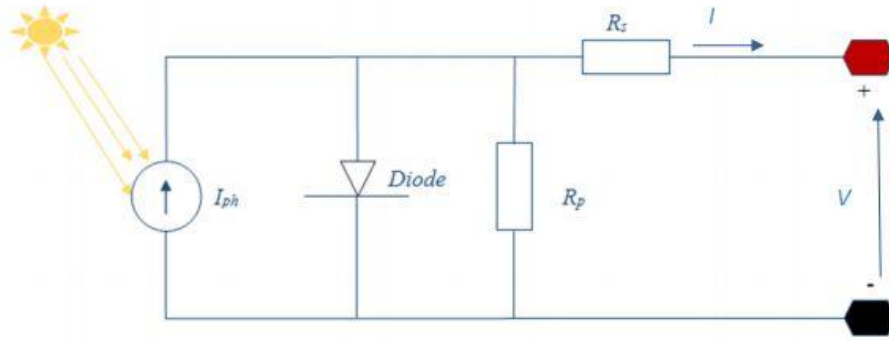


Figure I. 8 : Schéma équivalent électrique d'une cellule PV

1.4 Constitution d'un générateur photovoltaïque (GPV)

La cellule photovoltaïque élémentaire constitue un générateur électrique de très faible puissance au regard des besoins de la plupart des applications domestiques ou industrielles. Une cellule élémentaire de quelques dizaines de centimètres carrés délivre, au maximum, quelques watts sous une tension très faible (de l'ordre de 0.6V à 0.8V), puisqu'il s'agit d'une tension de jonction PN. Alors l'association de plusieurs cellules PV en série/parallèle donne lieu à un GPV. Si les cellules se connectent en série, les tensions de chaque cellule s'additionnent, augmentant la tension totale du générateur. D'une autre part, si les cellules se connectent en parallèle, c'est l'ampérage qui augmentera.

La plupart des panneaux PV commerciaux sont constitués par des sous-réseaux de cellules connectés en série. Chacun de ces sous-réseaux est lui-même constitué d'un groupe de cellules PV connectés en série. Le nombre de cellules par sous-réseaux est le fruit d'un compromis économique entre protection et pertes d'une partie importante du GPV en cas de défaut partiel.

En connectant M cellules (C) en série et N colonnes de cellules en parallèle (figure I-9-A), on obtient un module ou panneau PV (figure I-9-B). La tension (V_{pv}) aux bornes du module PV et le courant (I_{pv}) délivré par ce dernier sont fonctions des caractéristiques d'une cellule

PV élémentaire (V_{cel} , I_{cel})[9]:

$$V_{pv}=M*V_{cel} \quad \text{et} \quad I_{pv}=N*I_{cel} \quad (I. 2)$$

Chapitre 1 Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque

La puissance (P_{pv}) disponible à la sortie du module PV constitué est donc donnée par:

$$P_{pv} = (M \cdot N) \cdot V_{cel} \cdot I_{cel} \quad (I. 3)$$

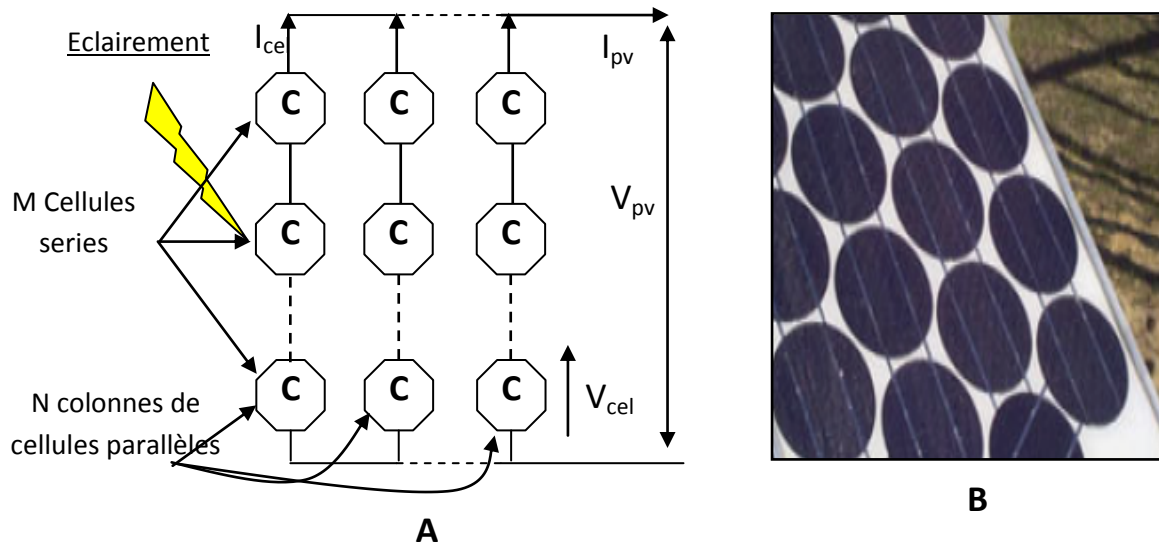


Figure I. 9 : Panneau PV constitué par M cellules séries et N colonnes parallèles

A) Structure d'un panneau PV, B) Panneau solaire en silicium monocristallin

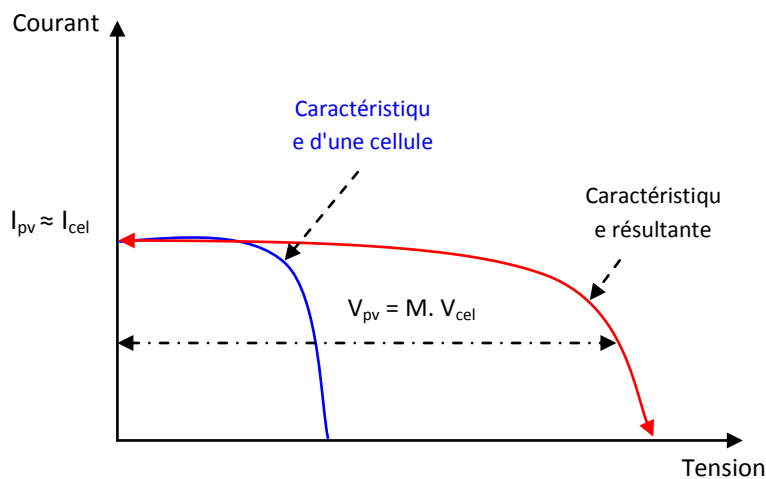


Figure I. 10: Caractéristique résultante d'un groupement en série de M cellules identiques

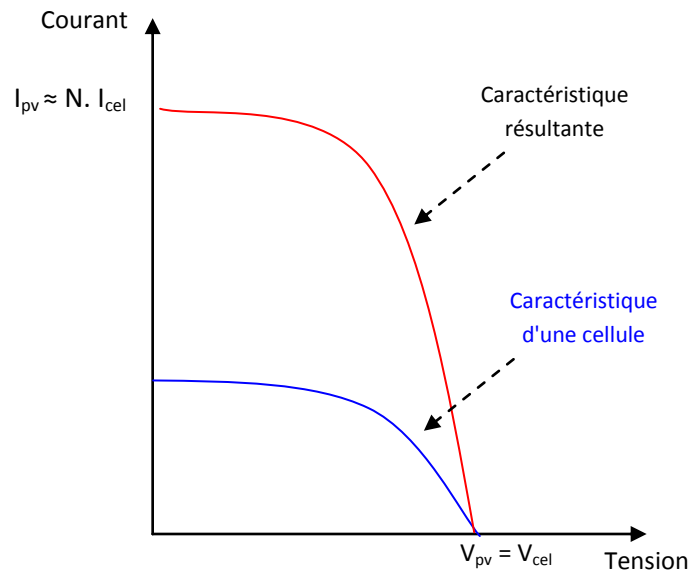


Figure I. 11: Caractéristique résultante d'un groupement constitué de M cellules identiques en parallèle

1.5 Protections classiques d'un GPV

Lorsque nous concevons une installation photovoltaïque, nous devons assurer la protection électrique de cette installation afin d'augmenter sa durée de vie en évitant notamment des pannes destructrices liées à l'association des cellules et de leur fonctionnement en cas d'ombrage. Pour cela, deux types de protections sont classiquement utilisées dans les installations actuelles :

- ✚ la protection en cas de connexion en parallèle de modules PV pour éviter les courants négatifs dans les GPV (diode anti-retour).
- ✚ la protection lors de la mise en série de modules PV permettant de ne pas perdre la totalité de la chaîne (diode by-pass) et éviter les points chauds.

1.5.1 Protection lors de la connexion en parallèle de plusieurs GPV

Dans le cas de plusieurs chaînes de cellules mises en parallèle sur une charge, le risque est que des chaînes de cellule éclairées débitent dans des chaînes ombrées ou que la charge ne se

Chapitre 1 Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque

décharge à travers le générateur. On dispose pour cela de diodes anti-retour mises en série avec le GPV (de blocage) comme le montre la figure I-12. La figure I-13 montre les caractéristiques I (V) d'une cellule solaire, ensoleillée, puis dans l'obscurité.

Comme nous pouvons le voir, quand la cellule est dans l'obscurité, une batterie pourrait se décharger à travers la cellule si nous ne disposons pas d'une diode de blocage.

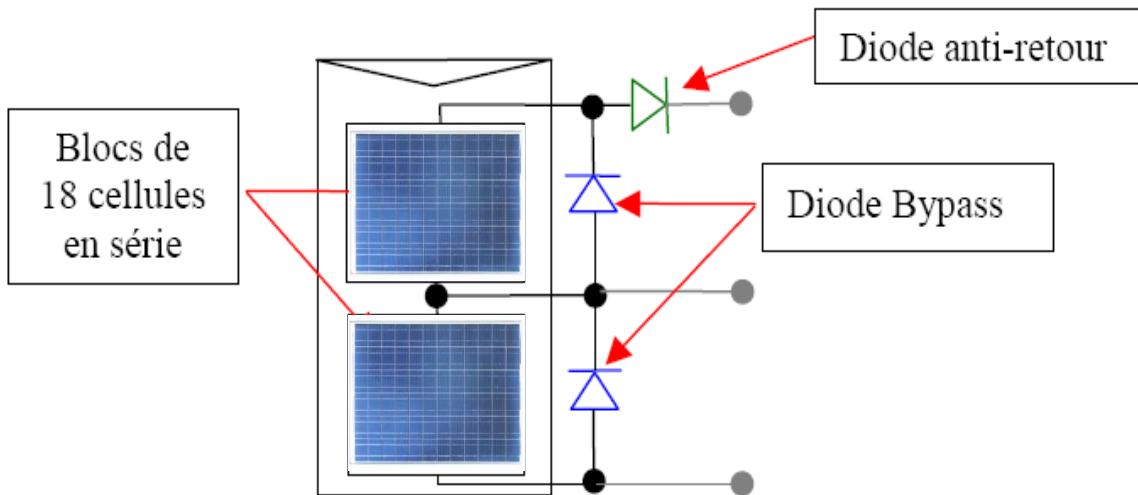


Figure I. 12: Schématisation d'un GPV élémentaire avec diodes by-pass et diode anti-retour.

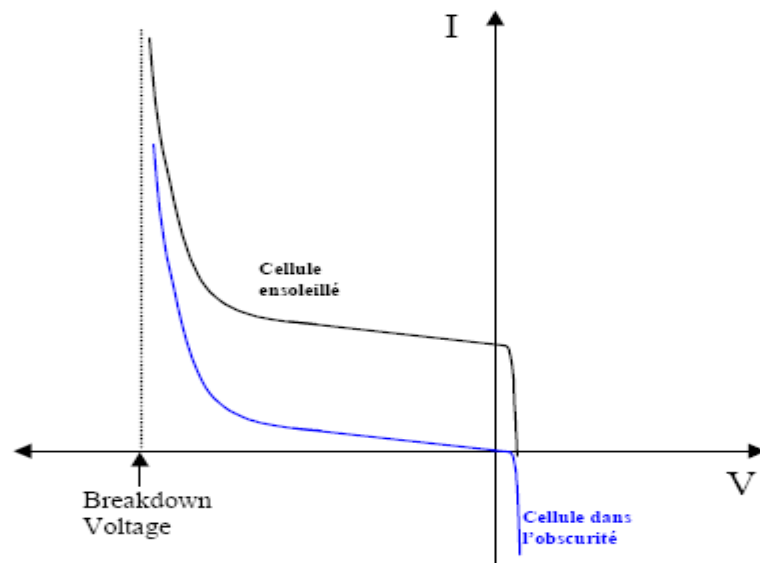


Figure I. 13 : Caractéristiques I-V d'une cellule solaire ensoleillée et dans l'obscurité

1.5.2 Protection du GPV constituée de la mise en série d'un grand nombre de cellules

La mise en série de cellules PV implique que le courant traversant chaque cellule soit le même que celui que l'ensemble du GPV associé. Ainsi, quand un GPV ou une partie de ce GPV (par exemple, une cellule) est ombrée, cette partie sous-irradiée du module peut se trouver polarisée en inverse et devenir réceptrice, dissipant alors la puissance ne pouvant pas être extraite. Cette dissipation a comme effet immédiat un échauffement de la zone sous-irradiée. Cet échauffement local peut donner lieu à des « points chauds » (hot spot en anglais) [10] qui peuvent endommager la zone affectée et dégrader définitivement les performances du module PV entier. Pour éviter ces effets indésirables, des diodes by-pass sont associées à un sous-réseau de cellules comme le montre la figure I-12.

1.6 Rendement d'un panneau PV

Les paramètres caractérisant le module sont les mêmes que ceux de la cellule individuelle. L'intensité du rayonnement (l'éclairement) solaire reçu à la surface de la terre est une valeur dépendante de plusieurs facteurs en particulier de l'altitude, de la saison et des conditions météorologiques [4]. La puissance fournie par la cellule PV dépend aussi des mêmes paramètres. Les performances d'un GPV utilisé ne produit en réalité qu'une puissance inférieure à celle indiquée dans les conditions standards de test (1000 W/m^2 , $AM_{1.5}$, 25°C).

En général, le rendement d'un module PV, fourni par le fondeur, est donné par la relation suivante :

$$\begin{aligned}\eta &= (P_{\max} / S_m) / P_{\text{sol}} \\ &= (V_{\text{opt}} * I_{\text{opt}} / S_M) / P_{\text{sol}}\end{aligned}\tag{I. 4}$$

Où, P_{\max} : Puissance crête électrique fournie par le module dans les CST.

S_m : surface du module.

P_{sol} : puissance de l'éclairement qui est en moyenne égale à 1000 W/m^2 .

En réalité, le rendement η du module est le rendement d'une cellule (η_{cellule}) diminué des pertes dues aux connexions ($\eta_{\text{connexion}}$) des cellules entre elles, à la transparence des matériaux de

Chapitre 1 Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque

capsulage ($\eta_{\text{encapsulation}}$) et éventuellement à la chute de tension dans la diodes {anti-retour} (η_{diodes}) lorsqu'il faut protéger le panneau contre une éventuelle décharge [4].

Il est donné par :

$$\eta = \eta_{\text{cellule}} * \eta_{\text{conexion}} * \eta_{\text{encapsulation}} * \eta_{\text{diodes}} \quad (\text{I. 5})$$

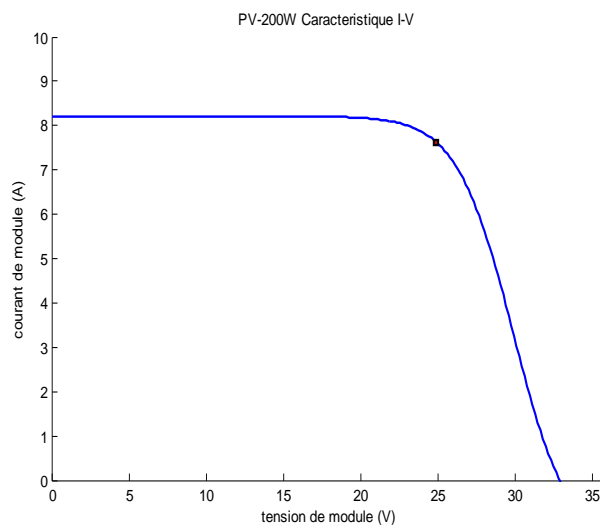
A titre d'exemple le rendement d'un module composé de cellules au silicium polycristallin d'un rendement de 10% vaut approximativement 9.23%. La différence de l'ordre de 0.77% est attribuée aux connexions, encapsulation et à la diode anti-retour.

En général, le rendement global, défini comme le rapport de l'énergie électrique produite et de l'énergie lumineuse incidente, varie en pratique de 10 à 17% selon le type de cellule.

Récemment, d'autres matériaux sont utilisés : tellure de cadmium, arséniure de gallium, séléniure de cuivre et d'indium (CIS). Ces technologies sont encore très coûteuses mais elles laissent espérer des rendements bien supérieurs au silicium et une durée de vie plus grande.

1.6.1 Le point de puissance maximale

La caractéristique I(V) du GPV (Figure I-14-A) dépend du niveau d'éclairement (Figure I-14-B) et de la température de la cellule (Figure I-14-C) ainsi que du vieillissement de l'ensemble. De plus, le point de fonctionnement du GPV dépend directement de la charge qu'il alimente.



(A)

Chapitre 1 Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque

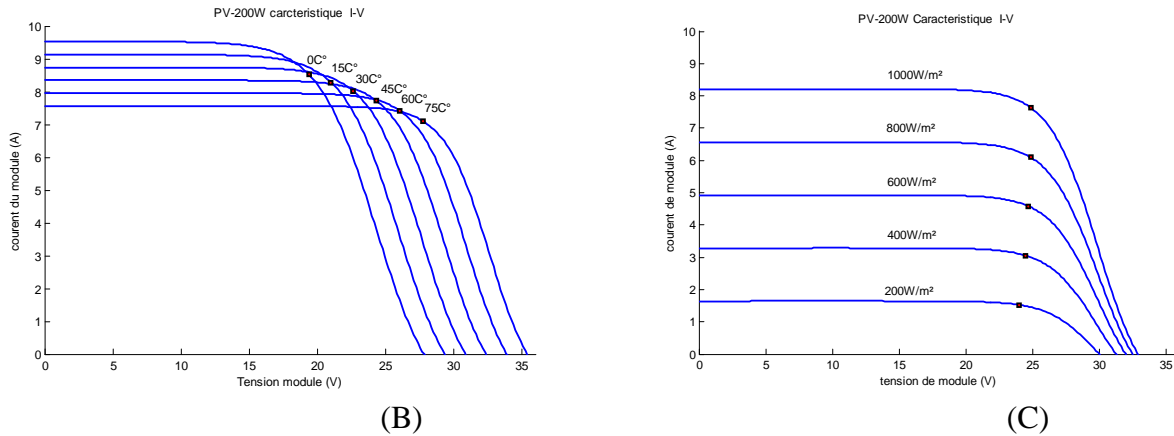


Figure I. 14 : La caractéristique I-V du GPV

Pour mieux comprendre ceci, prenons par exemple le cas d'une connexion directe entre un générateur PV et une charge. Nous regardons l'influence de la nature de la charge qu'elle soit une simple charge résistive R ou bien même une batterie. Comme illustré dans la figure I-15 ou les points PPM1 et PPM2 correspondent au fonctionnement optimal du générateur PV.

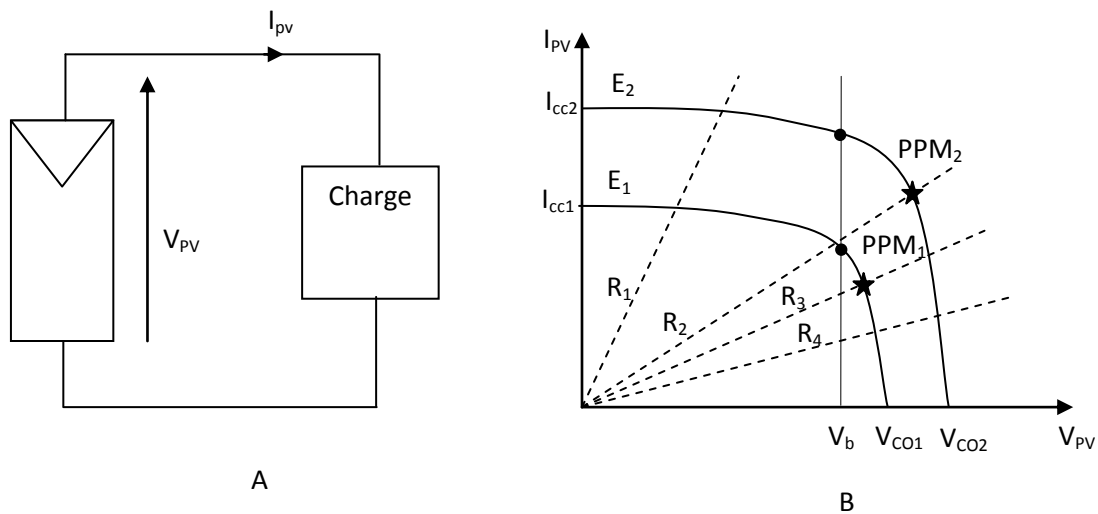


Figure I. 15: A) Connexion directe entre un générateur PV et une charge.
B) Points de fonctionnement résultant de l'association du générateur PV sous deux niveaux d'éclairement (E_1, E_2) avec une charge résistive R , variable (R_1, R_2, R_3, R_4).

Nous pouvons constater sur la figure I-15-B, que le fonctionnement du générateur PV dépend fortement des caractéristiques de la charge à laquelle il est associé.

En effet, pour la charge résistive de différentes valeurs, l'adaptation optimale ne se produit que pour un seul point de fonctionnement particulier, nommé point de puissance maximal (PPM) il est noté dans notre cas PPM1 et PPM2. Ceux-ci correspondent à la puissance maximale que peut

Chapitre 1 Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque

délivrer un générateur PV pour une courbe $I(V)$ donnée. Pour la charge de type batterie, le point de connexion source-charge n'est pas optimal.

Ainsi, lorsque l'on réalise une connexion directe source-charge, le rendement de l'ensemble est alors rarement optimal.

Afin d'extraire en chaque instant le maximum de puissance disponible aux bornes du GPV, nous introduisons un étage d'adaptation entre le générateur et la charge pour coupler les deux éléments le plus parfaitement possible.

Le problème du couplage parfait entre un générateur photovoltaïque et une charge de type continue n'est pas encore réellement résolu. Un des verrous technologiques qui existe dans ce type de couplage est le problème du transfert de la puissance maximale du (GPV) à la charge qui souffre souvent d'une mauvaise adaptation.

Le point de fonctionnement qui en découle est alors parfois très éloigné du point de puissance maximale (PPM). La littérature propose une grande quantité de solutions sur l'algorithme de contrôle qui effectue une recherche de point de puissance maximale lorsque le GPV est couplé à une charge à travers un convertisseur statique. Dans cette thèse, l'ensemble constitué par un GPV, un étage d'adaptation et une charge DC est abordé dans sa globalité par une approche du point de vue architecture de conversion à haut rendement, grandes fiabilité et flexibilité.

1.7 Conclusion

Ce chapitre résume brièvement la modélisation et simulation d'un système photovoltaïque en exposant le principe de l'effet photovoltaïque Ainsi que la constitution de générateur PV en suite une présentation du system de protection. Finalement le couplage direct du GPV pose une problème d'optimisation a cette effet l'adaptation optimale ne se produit que pour un seul point de fonctionnement particulier, nommé point de puissance maximal (PPM).

Chapitre 2

Optimisation énergétique de l'étage d'adaptation

2.1 Introduction

Du point de vue source d'énergie, pour un GPV la production de la puissance varie fortement en fonction de l'éclairement ; de la température et de la nature de la charge connectée. Chaque charge à son propre comportement. En outre, souvent, la variation du comportement de la charge varie brutalement en fonction de la consommation des utilisateurs. En conséquence, les performances des GPV se dégradent [4].

Dans ces conditions, pour que le GPV fournisse sa puissance maximale et fonctionne à un rendement élevé, une adaptation du générateur à la charge est nécessaire. Ceci est réalisé en intercalant entre le GPV et la charge un quadripôle d'adaptation [11] qui est un convertisseur d'énergie DC-DC "Hacheur" pour des applications en régime continu.

L'adaptation a lieu en variant le rapport cyclique (α) de la commande de l'interrupteur du convertisseur.

2.2 Connexion directe source-charge

Actuellement, il reste encore beaucoup d'applications où une connexion directe entre un GPV et une charge est effectuée. Ce choix est principalement lié à la simplicité de l'opération et le très haut degré de fiabilité, dû fondamentalement à l'absence d'électronique, sans parler d'un faible coût. La figure II.1 montre ce cas de figure. 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 générateur PV et en plus l'endommager irréversiblement. Ainsi, pour éviter cette situation, la connexion doit être assurée à l'aide d'une diode anti-retour placée entre le GPV et la charge. Cette configuration est illustrée à la figure II.1.

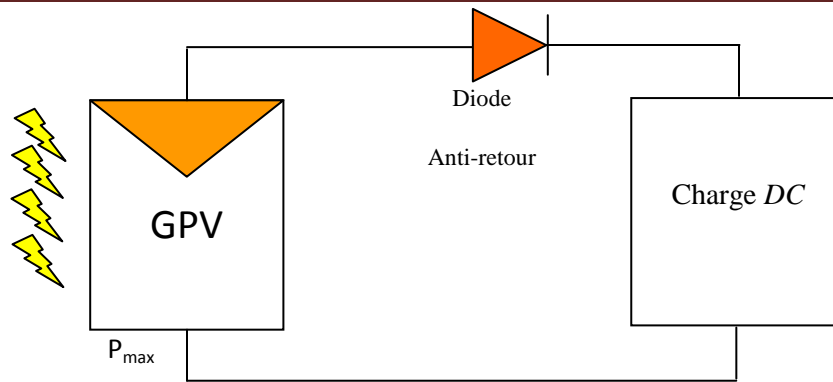


Figure II. 1: Connexion directe GPV-Charge par le biais d'une diode anti-retour

En effet, le point de fonctionnement du GPV résulte de l'intersection entre la caractéristique I-V du GPV et la caractéristique I-V de la charge.

Nous supposons que la nature de la charge est continue (DC). En effet, une charge de type alternative n'est pas du tout compatible avec la connexion directe car le GPV fournit un courant continu. Pour la connexion d'un GPV à une charge alternative, nous avons obligatoirement besoin d'un étage d'adaptation spécifique [12] de type onduleur.

Trois types de charges DC typiques existent : une charge purement résistive, une charge de type source de tension et une charge de type source de courant. Sur la figure 2.2, nous avons représenté les caractéristiques I (V) et P (V) d'un GPV ainsi que les caractéristiques I (V) des trois types de charges. Tout d'abord, nous pouvons identifier le point de fonctionnement où la puissance fournie par le générateur est maximale (P_{MAX}) pour un courant optimal (I_{OPT}) et une tension optimale (V_{OPT}), point nommé PPM. Ensuite, nous pouvons trouver le point d'intersection entre les caractéristiques I (V) du générateur et celles des trois types de charges :

- point A pour une charge résistive,
- point B pour une charge de type source de tension,
- point C pour une charge en source de courant.

Pour ces trois points, la puissance fournie par le générateur est respectivement P_A , P_B et P_C , les quels comme l'illustre la figure II.2 correspondent à des valeurs de puissance inférieures à la puissance maximale disponible P_{MAX} . Donc, une perte d'une partie de la puissance délivrable aux bornes du générateur PV implique à la longue des pertes de production énergétique importantes.

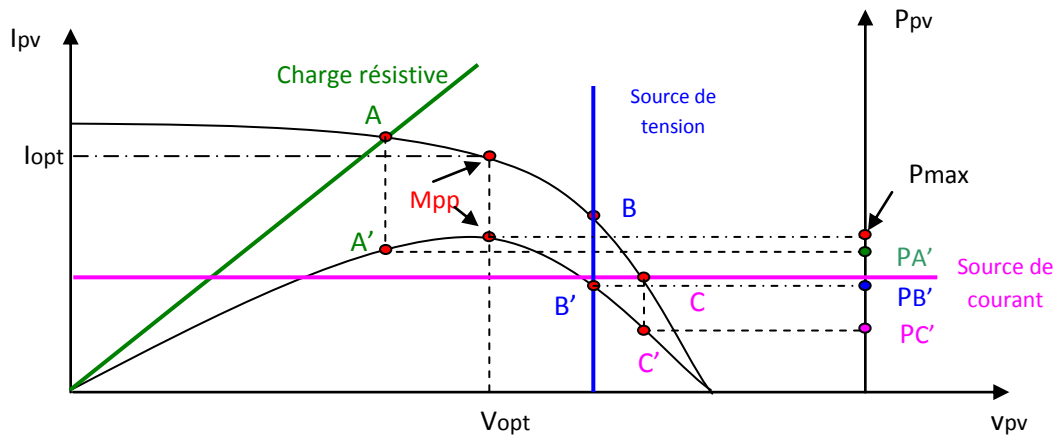


Figure II. 2: Points de fonctionnement d'un GPV en fonction de la charge en connexion directe.

2.3 Schéma synoptique du système PV adapté

Sur la figure II-3 est représenté le schéma synoptique de l'adaptation DC-DC du générateur PV [11] à une charge résistive. L'ensemble est constitué :

- d'un générateur PV.
- d'un quadripôle constitué d'un convertisseur d'énergie de type dévolteur (Buck) pour des applications 12V à 14V et survolteur (Boost) pour des applications nécessitant des tensions supérieur à 17V [11] Ce convertisseur d'énergie se compose de condensateurs, d'inductances, et d'interrupteurs. Tous ces dispositifs, idéalement, ne consomment aucune puissance, est présentent de hauts rendements. L'interrupteur est réalisé par un dispositif à semi-conducteur en commutation. On utilise habituellement un transistor MOSFET de faible temps de commutation pour minimiser les pertes de puissance.
- d'une commande du convertisseur générant un signal carré, de fréquence bien déterminé et de rapport cyclique α variable.

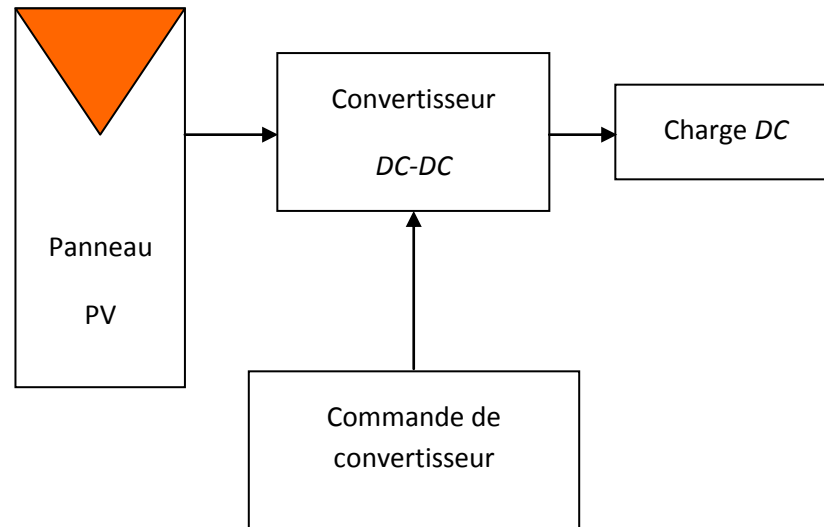


Figure II. 3: Schéma synoptique du système PV adapté par le convertisseur DC-DC (Hacheur).

2.4 Structure des convertisseurs d'énergie

2.4.1 Structure de convertisseur DC-DC élévateur

Le système PV est représenté sur la figure 2-4 dont l'adaptation entre le générateur et la charge résistive est réalisé par convertisseur DC-DC élévateur (Boost).

- L'inductance et les capacités (L , C_e , C_s) sont calculées pour permettre essentiellement de filtrer le courant et de minimiser le taux d'ondulation de la tension à l'entrée et à la sortie des convertisseurs [11]. La résistance R_L en série avec l'inductance représente la résistance du fil de bobinage et dépend du nombre de spire. En outre, le transfert d'énergie de l'entrée vers la sortie se fait par l'intermédiaire de l'inductance L (ou d'un transformateur) qui stocke l'énergie ($\frac{LI_{PV}^2}{2}$) sous forme magnétique puis la restitue au rythme du découpage (signal de commande). Le réglage de la tension de sortie se fait par action sur le temps de conduction de l'interrupteur (rapport cyclique α).
- L'interrupteur du convertisseur est un transistor MOSFET de puissance, il présente des performances satisfaisantes [13]: faibles pertes de puissance par commutation et présentation d'une résistance R_{DS} très faible. Son dimensionnement sera détaillé dans la suite en fonction du courant I_{dmax} crête susceptible de le traverser et de la tension drain-source V_{dmax} à supporter.

- La diode D_1 est une diode 'roue libre'. Elle permet d'évacuer l'énergie stockée dans la self pendant le blocage de l'interrupteur. Nous préférons une diode Schottky [11] de puissance dont la chute de tension à l'état passant est faible pour minimiser les pertes en conduction. Son choix se fait en fonction du courant I_d moyen, du courant I_{dmax} crête susceptible de la traverser et de la tension inverse V_R à supporter.

Pour le convertisseur Boost, théoriquement, le transfert de puissance n'est possible que si la tension de sortie est supérieure à la tension d'entrée. Toutefois, en réalité, si on considère le cas où la tension de batterie peut devenir inférieure à la tension du GPV, lorsque par exemple l'état de charge de la batterie est très faible ou proche d'une dégradation définitive, la structure Boost peut fonctionner en mode dégradé. En effet, le passage de courant du générateur vers la batterie est possible à travers la diode de roue libre permettant ainsi la récupération d'une partie de l'énergie du GPV.

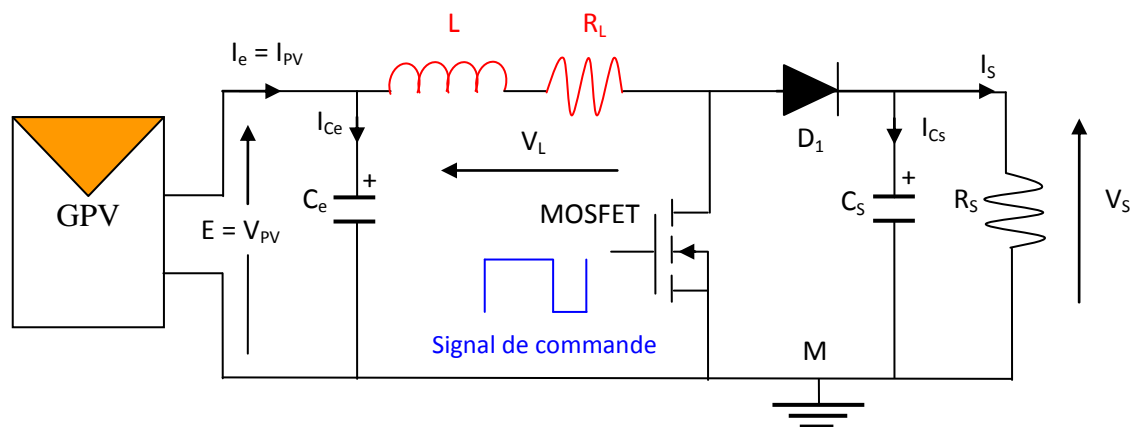


Figure II. 4: Système PV formé par un générateur PV, convertisseur d'énergie 'survolteur' et une charge résistive R_s .

2.4.2 Structure de convertisseur DC-DC abaisseur

Le système PV adapté par le convertisseur DC-DC de type abaisseur (Buck) est représenté sur la figure II-5. Le rôle des éléments réactifs (L , C_e , C_s), des interrupteurs (transistor MOSFET et diode de roue libre) et la résistance R_L est le même que pour le cas du convertisseur Boost. En générale, ce type de système PV correspond à toutes les applications 12V et très particulièrement au chargement d'une batterie '12V' [11].

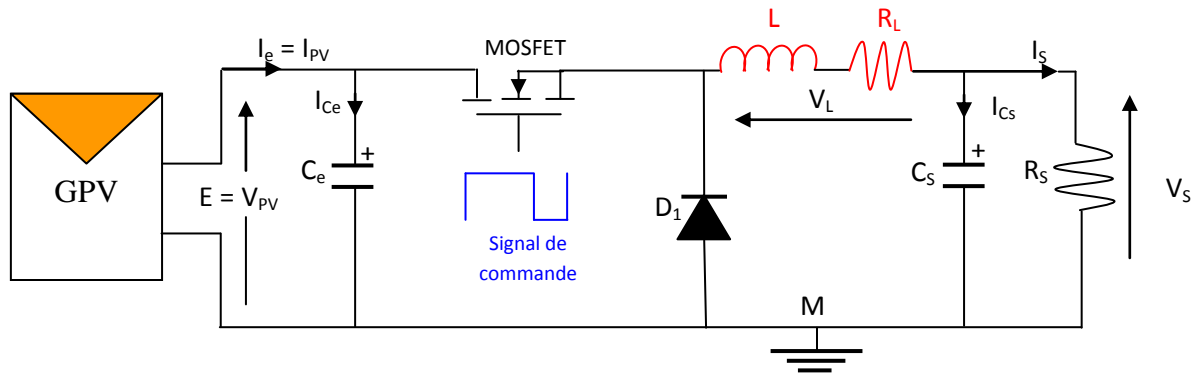


Figure II. 5: Système PV formé par un générateur PV, convertisseur d'énergie 'dévolteur' et une charge résistive R_S .

Pour que le Buck puisse transférer de la puissance électrique instantanément de l'entrée vers la sortie, la tension de sortie doit être inférieure à la tension d'entrée ou, de manière équivalente, le courant de sortie doit être supérieur au courant d'entrée (condition du dévolteur). Nous pouvons trouver une situation où le convertisseur ne transfère pas de puissance quand, par exemple, une des cellules du GPV est complètement ombrée. Alors, la puissance fournie par le GPV sera nulle malgré la mise en conduction de la diode by-pass du sous réseau de cellules auquel appartient la diode ombrée.

Remarque :

L'adaptation entre la source et la charge est réalisée par la variation du rapport cyclique α . En effet, si nous supposons que le 'Boost' fonctionne en conduction continu et si nous considérons que le rendement de ce dernier est de 100%, alors les relations électriques entre les grandeurs d'entrée du convertisseur (correspondant à I_{PV} et V_{PV} du générateur) et de sortie du convertisseur (respectivement I_S et V_S) ne dépendent que du rapport cyclique α et peuvent ainsi être établies [1].

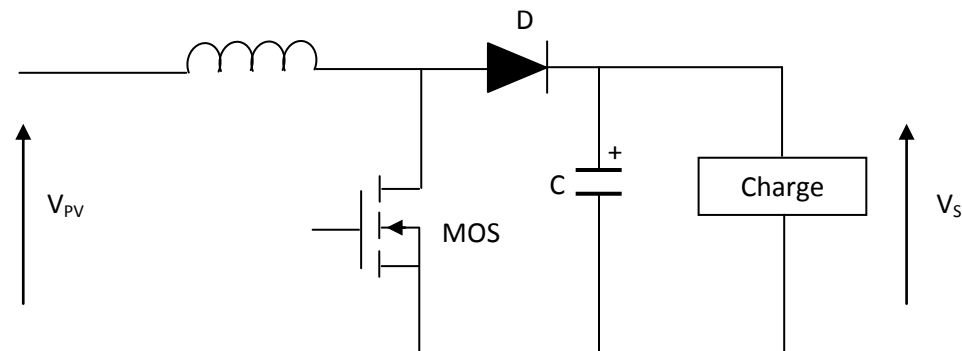


Figure II. 6: Structure simple d'un convertisseur boost.

Le convertisseur peut alors travailler en deux modes de fonctionnement dépendant de sa capacité de stockage d'énergie et de la période de commutation. Ces deux modes de fonctionnement sont :

- Mode continu : dans ce cas, l'énergie emmagasinée dans l'inductance L est transférée partiellement et donc le courant dans celle-ci ne s'annule pas.
- Mode discontinu : dans ce cas, au contraire, l'énergie emmagasinée dans l'inductance L est transférée totalement et donc le courant dans celle-ci s'annule.

En mode de conduction continu, le fonctionnement du circuit peut se diviser en deux selon l'intervalle de commutation (T_{ON} , T_{OFF}).

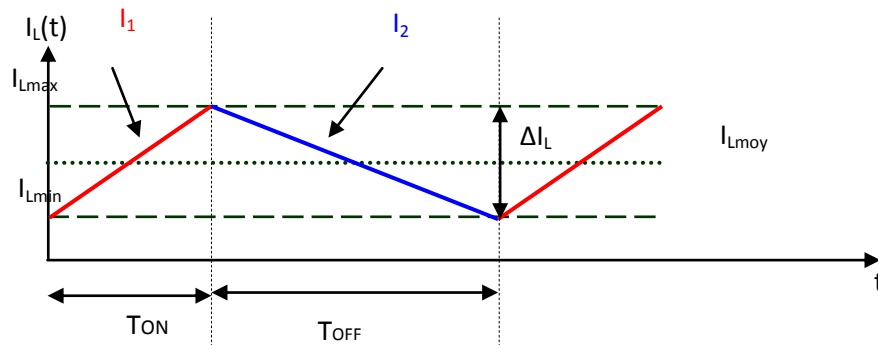


Figure II. 7: les modes de fonctionnement de convertisseur

L'intervalle T_{ON} commence quand on ferme le transistor MOS à $t = 0$. Le courant d'entrée, qui s'élève, traverse l'inductance L et le transistor.

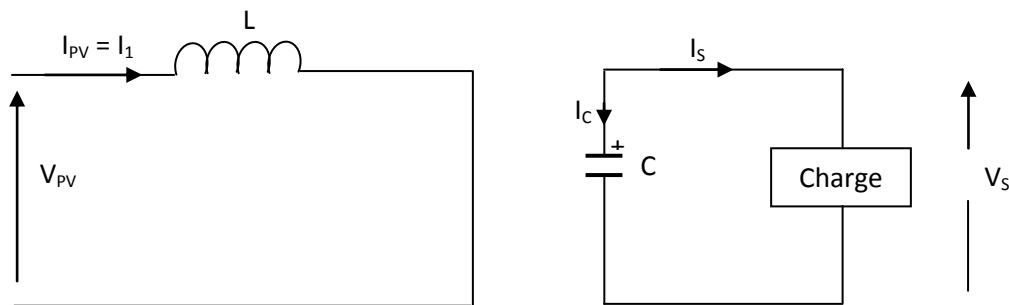
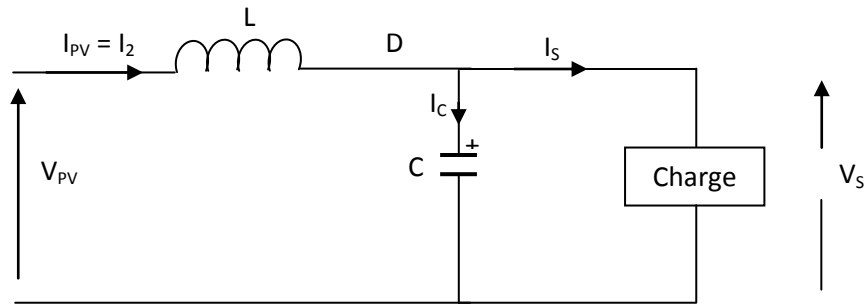


Figure II. 8: Circuit équivalent pour T_{ON} .

L'intervalle T_{OFF} commence quand on ouvre le transistor MOS à $t = t_1$. Le courant de l'inductance diminue car l'énergie emmagasinée dans l'inductance L est transférée à la charge.

Figure II. 9: Circuit équivalent pour T_{OFF} .

2.5 Etude théorique pour le convertisseur élévateur

2.5.1 Principe

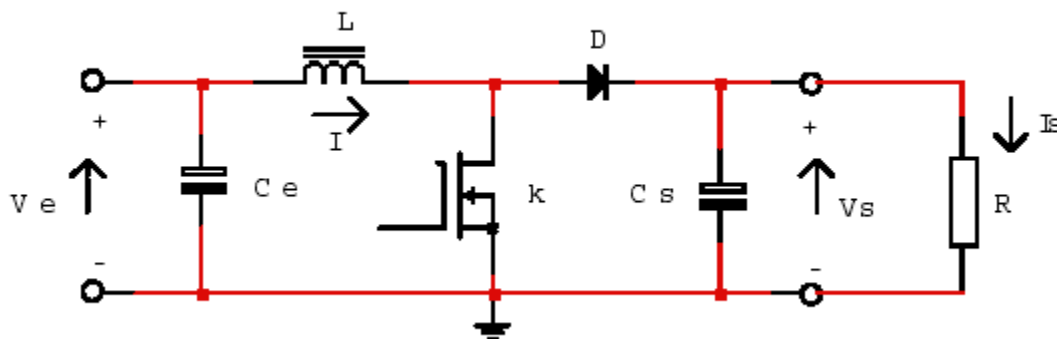


Figure II. 10: le circuit de convertisseur en mode de conduction continue

Le circuit est alimenté par une source de tension V_e , la sortie est chargée par une résistance R et débite un courant I_s .

L'interrupteur K , symbolisé ici comme un MOSFET de puissance, est rendu périodiquement conducteur avec un rapport cyclique α à la fréquence $F = 1/T$.

On distingue deux modes de fonctionnement de ce circuit selon que le courant circulant dans l'inductance L est ou non continu (ne s'annule pas au cours de la période).

Le mode conduction continue étant le plus intéressant pour ce convertisseur, nous n'étudierons que ce mode.

HYPOTHESES :

Dans cette étude théorique, nous admettrons les hypothèses suivantes :

- Tous les composants sont parfaits (sans pertes).
- Le régime sera supposé établi.

- La capacité du condensateur de sortie sera supposée suffisamment grande pour que la tension à ses bornes puisse être considérée comme constante au cours de la période.

2.5.2 Etude théorique en conduction continue

Phase 1 (0 < t < αT)

L'interrupteur K est fermé, la diode D est bloquée. Le schéma équivalent du circuit est le suivant:

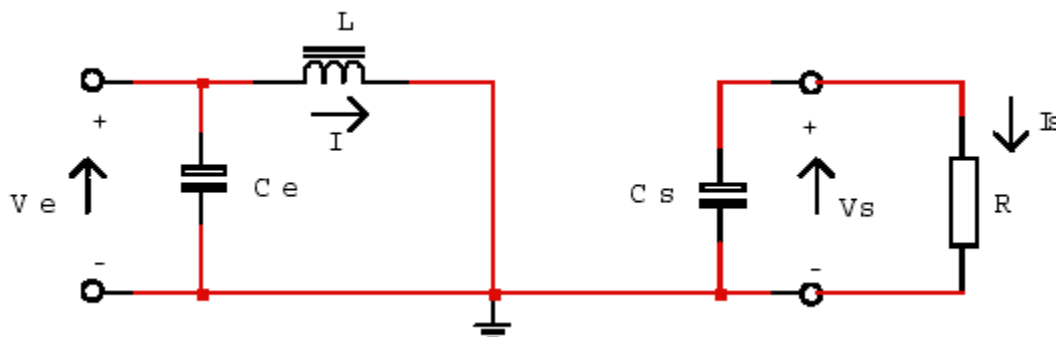


Figure II. 11:le schéma équivalent lorsque la diode bloquée

On a : $V_e = L \frac{di}{dt}$ d'où $i(t) = I_m + \frac{V_e}{L} t$ (II. 1)

A l'instant t = α T le courant dans l'inductance atteint la valeur crête :

$I_M = I_m + \frac{V_e}{L} \alpha t$ (II. 2)

Phase 2 (αT < t < T)

A t = αT on ouvre l'interrupteur K. La diode D devient conductrice et le schéma équivalent du circuit devient :

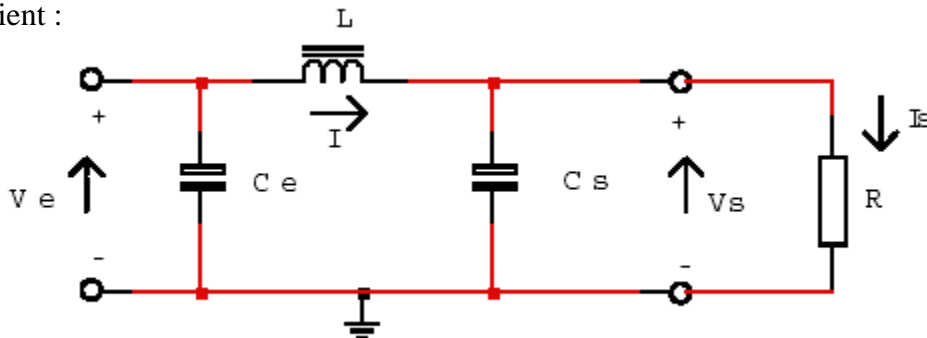


Figure II. 12:le schéma équivalent lorsque la diode en conduction

$$V_e - V_s = L \frac{di}{dt} \quad \text{Ou} \quad V_s - V_e = -L \frac{di}{dt} \quad (\text{II. 3})$$

$$i(t) = I_M - \frac{V_s - V_e}{L} (t - \alpha.t) \quad (\text{II. 4})$$

A l'instant $t = T$ le courant dans l'inductance atteint sa valeur minimale :

$$I_m = I_M - \frac{V_s - V_e}{L} (1 - \alpha)T \quad (\text{II. 5})$$

Soit ΔI l'ondulation du courant dans l'inductance : $\Delta I = I_M - I_m$ (II. 6)

De l'équation (II. 7) on tire:

$$\Delta I = I_M - I_m = \frac{V_e}{L} \alpha t \quad (\text{II. 8})$$

Et de l'équation (II. 9):

$$\Delta I = I_M - I_m = \frac{V_s - V_e}{L} (1 - \alpha)T \quad (\text{II. 10})$$

En combinant ces deux relations, on peut établir l'expression de la tension de sortie:

$$V_s = \frac{V_e}{(1 - \alpha)} \quad (\text{II. 11})$$

On constate que la tension de sortie du convertisseur ne dépend que de la tension d'entrée et du rapport cyclique α . Celui ci étant toujours compris entre 0 et 1, le convertisseur est toujours élévateur de tension.

On notera que la tension de sortie est théoriquement indépendante de la charge. Dans la pratique, la boucle de régulation ne devra donc compenser que les variations de la tension d'entrée et les imperfections des composants réels.

La stratégie de régulation qui semble la plus évidente est la modulation de largeur d'impulsion (MLI) à fréquence fixe et rapport cyclique α variable.

Courant moyen d'entrée :

Tous les éléments étant supposés parfaits, le rendement théorique de ce convertisseur est égal à 1. On peut donc écrire:

$$V_s \cdot I_s = V_e \cdot I_e \quad (\text{II. 12})$$

En combinant avec l'équation (II.11), on établit l'expression du courant d'entrée:

$$I_e = \frac{I_s}{(1 - \alpha)} \quad (\text{II. 13})$$

Limite de fonctionnement en conduction continue:

Lorsque le courant de sortie I_s diminue, par exemple par augmentation de la résistance R , le circuit peut passer en conduction discontinue (le courant s'annule au cours de la période).

On montre que l'expression de la tension de sortie s'écrit alors:

$$V_s = V_e \left\{ \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{RT}{2L} \alpha^2} \right\} \quad (\text{II. 14})$$

On remarque que la tension de sortie n'est plus indépendante de la charge et de la fréquence. Il est donc important de connaître la limite de fonctionnement en conduction continue.

La valeur moyenne du courant traversant la diode (donc transitant vers la charge durant la phase 2) est égale au courant de sortie I_s .

La limite de conduction continue étant atteinte pour $I_m = 0$, on tire de l'équation (II. 2):

$$I_S = \frac{1}{T} \int_0^T I_D dt = \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T \left[I_M - \frac{(V_S - V_e)}{L} (t - \alpha T) \right] dt \quad (\text{II. 15})$$

$$I_M = \frac{V_e}{L} \alpha T \quad (\text{II. 16})$$

En portant cette expression dans l'équation précédente, on détermine l'expression de la valeur minimale du courant de sortie permettant de rester en conduction continue.

$$I_{S \min} = \frac{(1 - \alpha) \Delta I}{2} \quad (\text{II. 17})$$

2.5.3 Dimensionnement des composants actifs

Afin de pouvoir dimensionner correctement les composants et notamment les semi-conducteurs, il est nécessaire de connaître les valeurs maximales (dans les conditions de fonctionnement les plus sévères) des tensions et des courants.

Rappelons que le calcul des pertes de conduction dans les semi-conducteurs nécessite la connaissance des valeurs crête, moyenne et efficace du courant qui les traverse.

Courant dans l'interrupteur K :

Le courant crête I_M dans l'interrupteur K est atteint à $t = \alpha T$. Il est plus intéressant de l'exprimer en fonction des grandeurs d'entrée ou de sortie.

La valeur moyenne du courant dans l'inductance L étant égale au courant d'entrée I_e , on peut écrire :

$$\hat{I}_K = I_M = I_e + \frac{\Delta I}{2} = \frac{I_S}{(1 - \alpha)} + \frac{\Delta I}{2} \quad (\text{II. 18})$$

La valeur moyenne s'écrit:

$$I_{K \text{ moy}} = \alpha I_e = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_S \quad (\text{II. 19})$$

On démontre que la valeur efficace s'écrit:

$$I_{K_{eff}} = I_e \sqrt{\alpha \left(1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta I}{I_e} \right)^2 \right)} \quad (\text{II. 20})$$

Cette expression est en fait peu différente de :

$$I_{K_{eff}} \approx I_e \sqrt{\alpha} \quad (\text{II. 21})$$

Tension maximale aux bornes de l'interrupteur K :

Durant la phase 2, lorsque la diode D conduit, l'interrupteur K est soumis à la tension de sortie V_s .

$$V_{K_{max}} = V_s \quad (\text{II. 22})$$

Courant dans la diode D :

Le courant crête dans la diode est identique à celui traversant l'interrupteur K.

L'intégralité du courant transitant de la source vers la charge traverse la diode D.

La valeur moyenne du courant dans la diode est donc égale au courant de sortie:

$$I_{D_{moy}} = I_s \quad (\text{II. 23})$$

On adoptera pour la valeur efficace du courant dans la diode la valeur approchée:

$$I_{D_{eff}} = I_e \sqrt{1 - \alpha} = \frac{I_s}{\sqrt{1 - \alpha}} \quad (\text{II. 24})$$

Tension maximale aux bornes de la diode D :

Durant la phase 1, lorsque l'interrupteur K conduit, la diode est soumise à la tension de sortie V_s .

$$V_{D_{max}} = V_s \quad (\text{II. 25})$$

Calcul de la valeur du condensateur de sortie:

Durant la phase 1 qui dure αT , le condensateur fournit seul l'énergie à la charge. Le courant de sortie étant supposé constant, on peut calculer la charge fournie par le condensateur:

$$\Delta Q = I_s \alpha T \quad (\text{II. 26})$$

Si l'on admet une ondulation ΔV_s de la tension de sortie, on peut écrire:

$$\Delta Q = C \Delta V_s \quad (\text{II. 27})$$

On en déduit la capacité du condensateur de sortie:

$$C = \frac{I_s \alpha T}{\Delta V_s} \quad (\text{II. 28})$$

Dans la pratique, il faut également tenir compte de la résistance série équivalente ESR du condensateur.

Le courant crête dans le condensateur est égal à $I_M - I_s$, d'où:

$$\hat{I}_{C_s} = \frac{\alpha I_s}{1 - \alpha} + \frac{\Delta I}{2} \quad (\text{II. 29})$$

Ce qui entraîne une ondulation supplémentaire de la tension de sortie que l'on peut écrire:

$$\Delta \hat{V} = ESR \cdot \hat{I}_{C_s} = ESR \cdot \left(\frac{\alpha I_s}{1 - \alpha} + \frac{\Delta I}{2} \right) \quad (\text{II. 30})$$

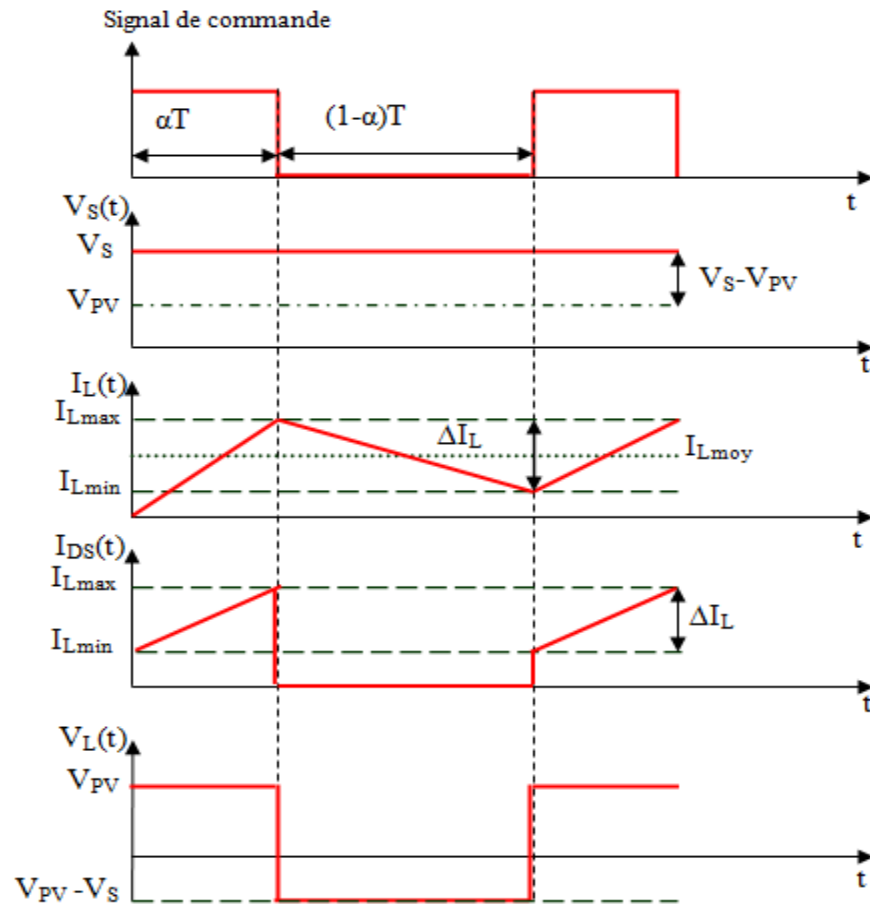


Figure II. 13: Signal de commande et forme d'onde des différentes grandeurs électriques instantanées dans le convertisseur élévateur en mode de conduction continue en présence des condensateurs C_e et C_s

2.6 L'effet de la variation des conditions météorologiques

2.6.1 Influence de la température sur le rendement des cellules

La base des cellules photovoltaïques est une jonction PN. Ceci nous laisse envisager que son rendement variera selon la température de la jonction. On remarque que la variation est plus importante que celle prévue par la variation de l'exponentielle. En effet, le terme de courant de court circuit est fortement dépendant de la température.

L'expérience montre que la tension à vide d'une cellule solaire diminue avec l'augmentation de la température de la cellule. Un ordre de grandeur courant de la perte est de $2.3 \text{ mV} / ^\circ\text{C} / \text{cellule}$.

Le courant de court-circuit, par contre, augmente légèrement avec la température de la cellule (environ 0.05% par degré Celsius). On peut voir sur la figure ci-après la baisse du rendement causée par l'augmentation de chaleur au niveau de la cellule.

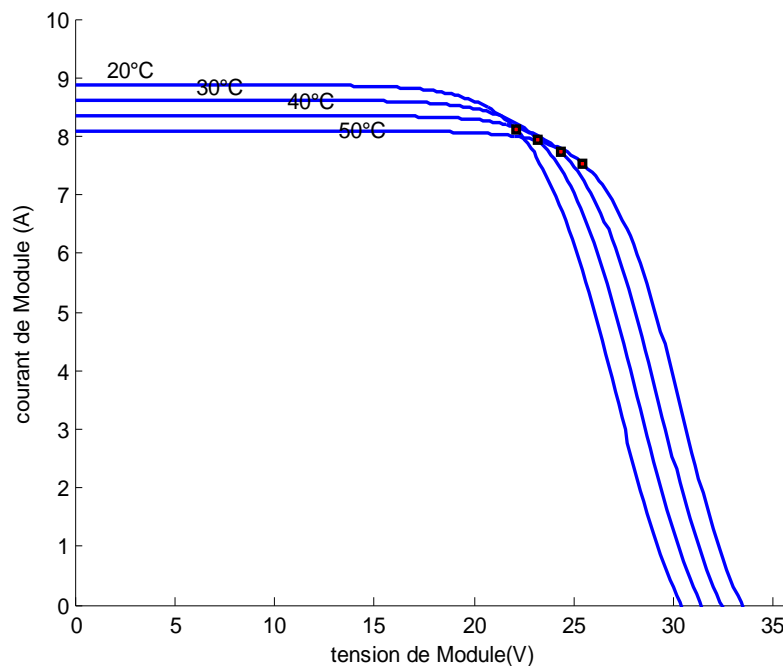


Figure II. 14: Courbes obtenues par l'encapsulation d'une cellule dans une boîte en plexiglas et plongée dans l'eau à différentes températures

En fait, la température des cellules est supérieure à la température ambiante, car, bien que la plus grande partie du rayonnement incident soit absorbée, la puissance électrique fournie par un module n'est qu'une petite partie de la puissance absorbée. La différence entre la puissance absorbée et la puissance fournie sous forme électrique correspond à un dégagement de chaleur.

La chaleur dégagée est évacuée par conduction jusqu'à la surface du module, puis par convection et rayonnement. On notera que l'efficacité de la convection dépend fortement de la vitesse du vent.

Les cellules solaires sont donc portées à une température supérieure à la température ambiante, la différence entre les deux températures dépendant essentiellement du rayonnement incident. Cette différence diminue lorsque la puissance électrique produite ou la vitesse du vent augmentent.

Ainsi, si l'on veut étudier sur un diagramme courant/tension le lieu des points à puissance optimum correspondant à une variation du rayonnement, les autres conditions ambiantes étant constantes, il faut considérer une température interne différente pour chaque valeur différente du rayonnement. En supposant que la température évolue linéairement avec l'éclairement.

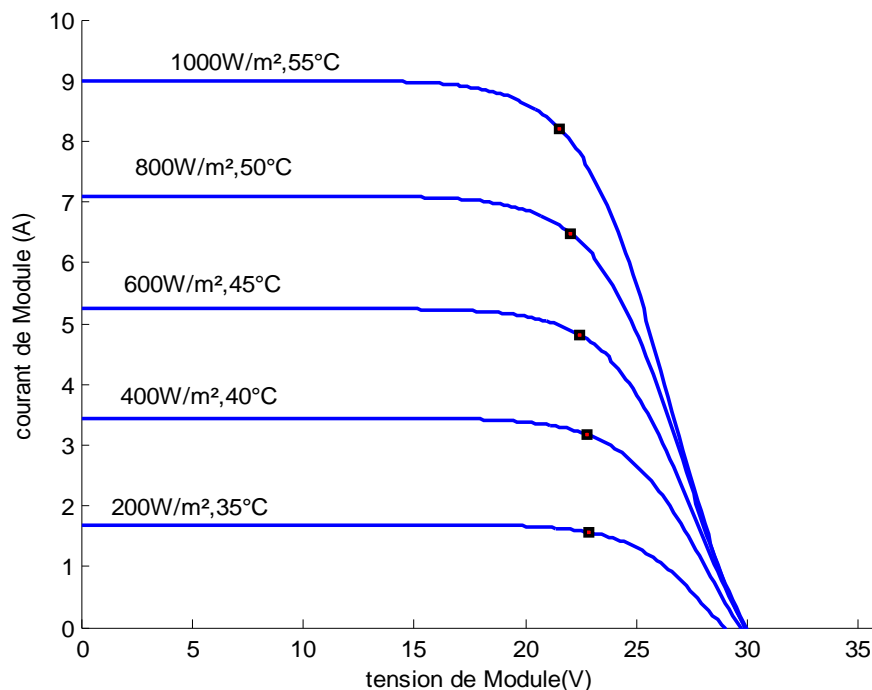


Figure II. 15: Lieu des points optimaux pour des différentes valeurs de rayonnement et de température.

2.6.2 Influence du rayonnement sur les cellules

De la même manière que la température, la jonction PN réagit différemment selon l'énergie qu'elle reçoit. Plus elle reçoit d'énergie plus elle en restitue, toujours avec un coefficient de rendement très faible.

La variation des caractéristiques est représentée sur les courbes suivantes :

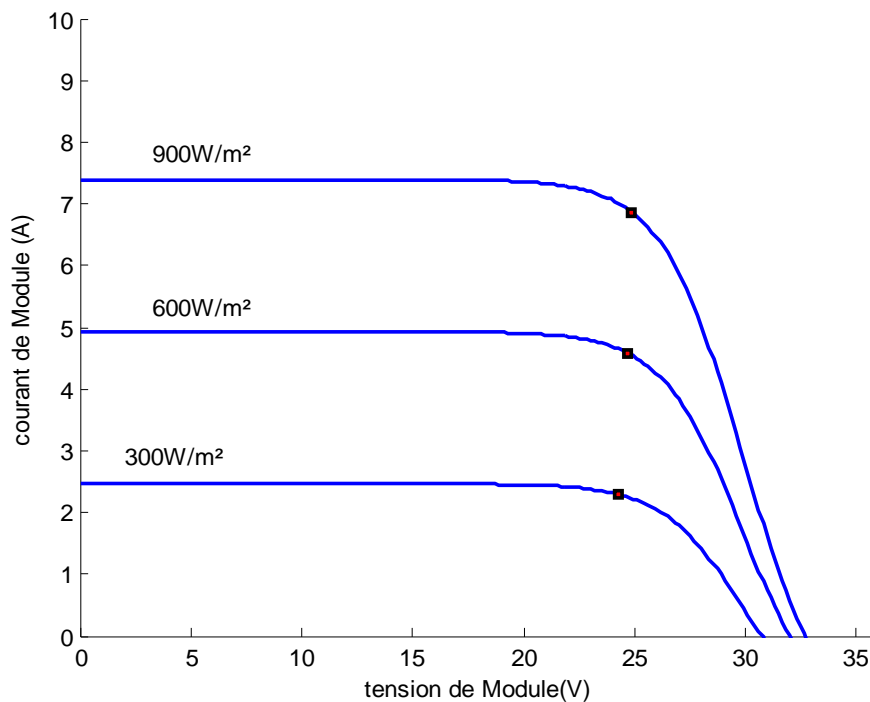


Figure II. 16: Courbe I(V) d'un GPV pour des différentes valeurs du rayonnement à température constante.

2.7 Conclusion

L'analyse des GPV nous a permis de conclure la nécessité d'adapter le GPV pour qu'il fonctionne dans les conditions optimales en fonction des variations météorologiques ou de la charge. Pour les applications en régime continu, nous avons montré que l'adaptation des GPV est réalisée en intercalant entre les générateurs et les charges (résistives) des quadripôles d'adaptation qui sont des convertisseurs d'énergie 'Hacheur' de types survolteur ou dévolteurs.

Ainsi, le générateur PV est adapté à une charge lorsque le panneau PV est à sa puissance maximale pour un éclairement et température donnés. Cette puissance maximale est alors quasiment transférée à la charge en ajustant le rapport cyclique α du signal commandant l'interrupteur des convertisseurs d'énergie. De ce fait, il est nécessaire de concevoir et de réaliser un circuit qui permet de régler cette puissance maximale d'une manière automatique en temps réel et en fonction des conditions météorologiques (température, éclairement) et des variations de la charge. Ce circuit permettant la poursuite du point de puissance maximale (PPM) est appelé commande *MPPT* (Maximum Power Point Tracking).

Chapitre 3
***Description et principe du régulateur
solaire MPPT***

3.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons montré pour qu'un GPV fonctionne dans les conditions optimales et présentes des caractéristiques $I(V)$ non linéaires avec des PPM. Ces caractéristiques 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, nous pouvons trouver un très fort écart entre la puissance potentielle du générateur et celle réellement transférée à la charge en mode connexion directe, donc afin d'extraire à chaque instant le maximum de puissance disponible aux bornes du GPV et de la transférer à la charge, il doit être doté d'un quadripôle d'adaptation qui joue le rôle d'interface entre les deux éléments. Ce quadripôle peut être un convertisseur DC-DC survolteur ou dévolteur selon les applications.

L'adaptation du générateur PV à la charge peut se faire par le biais du convertisseur en réglant le rapport cyclique du signal commandant l'interrupteur du convertisseur en assurant à travers cette action de contrôle, le transfert du maximum de puissance fournie par le générateur pour qu'elle soit la plus proche possible de P_{MAX} disponible [9].

Le problème qui se pose est de concevoir une approche d'adaptation (commande **MPPT** : **Maximum Power Point Tracking**) qui permet d'ajuster ce rapport cyclique d'une manière automatique à sa valeur optimale en fonction des instabilités météorologiques ou variations de la charge qui peuvent survenir à tout moment.

En ce qui concerne la conception des commandes MPPT, différentes approches d'adaptation sont disponibles : implantation analogique, analogique-numérique et numérique. Dans ce travail de thèse, nous avons opté pour l'approche d'adaptation par la commande MPPT numérique puisque sa technique de réalisation est simple malgré qu'elle est un peu plus coûteuse par rapport aux autres implantations.

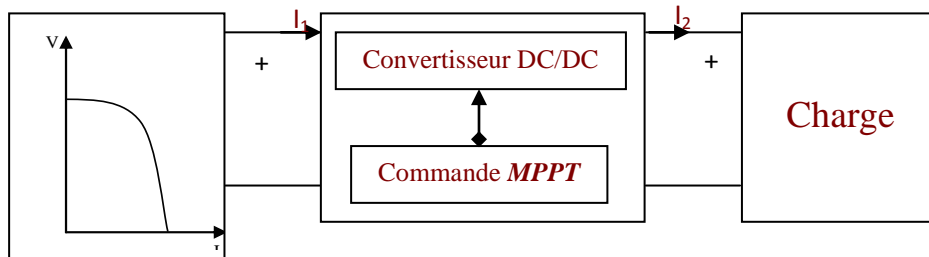


Figure III. 1 : Etage d'adaptation jouant le rôle d'interface de puissance entre un GPV et une charge pour le transfert de P_{MAX} du GPV.

3.2 Généralité

3.2.1 Définition et principe de la recherche

La commande **MPPT** (**M**aximum **P**ower **P**oint **T**racking) est un organe fonctionnel du système PV et permet de chercher le point de fonctionnement optimal du générateur PV qui dépend des conditions météorologiques et de la variation de la charge [14]. Son principe de régulation est basé sur la variation automatique du rapport cyclique α à la valeur adéquate de manière à maximiser continuellement la puissance à la sortie du panneau PV.

Dans ce contexte nous étudions la conception et le fonctionnement d'une commande numérique, de manière à ce que la puissance optimale délivrée par le panneau solaire soit quasiment transférée à la charge de façon automatique quelle que soit l'intensité d'éclairement et la valeur de la charge.

Prenons comme exemple, pour une puissance incidente W_1 , la puissance optimale transférée à la charge ne pourrait être maximale que pour un rapport cyclique bien défini : α_{1opt} (point PPM1 sur la (figure III-2-A)). Si la puissance incidente change : W_2 , alors ce point de puissance maximale est le point PPM2 et le point de fonctionnement du GPV et le point Pf (figure III-2-A) [9]. Pour converger vers le nouveau point PPM2, il faut ajuster le rapport cyclique α à la valeur α_{2opt} . Il en sera de même lorsque la charge R_S change (figure III-2-B) : le point de puissance maximale dévie de sa position optimale (PPM1); pour converger vers ce PPM1, il faut agir sur le rapport cyclique α . Donc, dans un système PV indépendant et autonome, cette régulation doit être réalisée automatiquement afin de poursuivre le point de fonctionnement optimal. En pratique, cette régulation est effectuée par la commande **MPPT** (figure III-1).

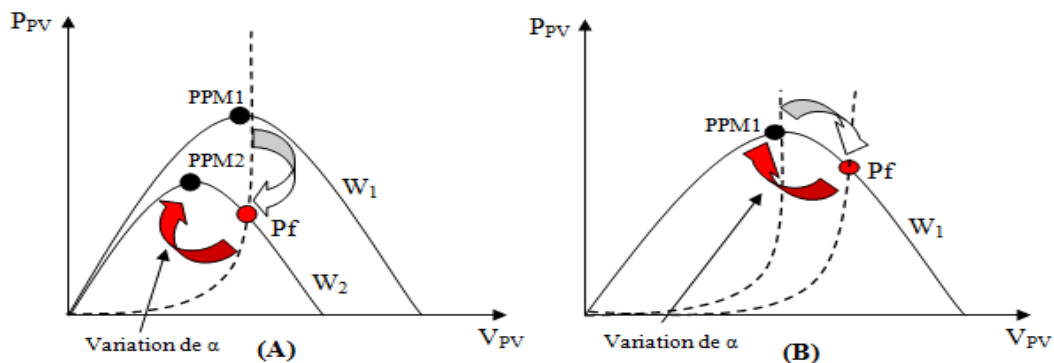


Figure III. 2: Fluctuation du PPM avec l'intensité d'éclairement (A) et la charge R_S (B).

Puissance à la sortie du GPV.

Diverses publications sur des commandes assurant un fonctionnement de type MPPT apparaissent régulièrement dans la littérature depuis 1968, date de publication de la première loi de commande de ce type, adaptée à une source d'énergie renouvelable de type PV [1].

Etant donnée le grand nombre de publication dans ce domaine, nous ne présentons que le principe de base des premiers types de commandes pour ensuite décrire notre commande MPPT qui a été implémentée à l'aide d'un circuit électronique numérique.

3.2.2 Les premiers types de commande MPPT

L'algorithme mis en œuvre dans les premières MPPT conçues était relativement simple. En effet, les capacités des microcontrôleurs disponibles à cette époque étaient faibles et les applications, surtout destinées au spatiale avaient beaucoup moins de contraintes en variation de température et d'éclairement que les applications terrestres.

Appliqué au photovoltaïque, son principe a d'abord été décrit par A.F Boehringer [1]. La commande exposée dans cet article est basée sur un algorithme de contrôle adaptatif, permettant de maintenir le système à son PPM. Ce dernier est représenté en figure 3-3 et peut être implanté entièrement en numérique. La charge est une batterie d'accumulateurs.

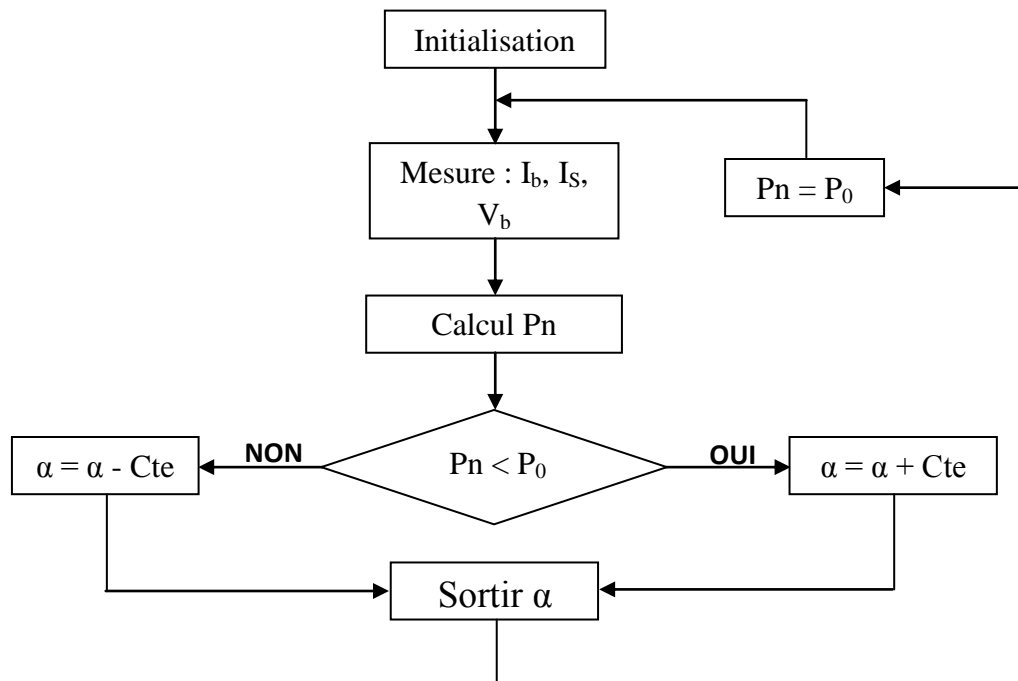


Figure III. 3: Principe classique d'une MPPT pouvant être implantée en numérique

Le système démarre d'un rapport cyclique initial α_0 et d'une puissance initiale P_0 . Après avoir effectué la mesure du courant I_b et de la tension V_b aux bornes de la batterie et du courant de charge I_s , le produit $[(I_b + I_s) \cdot \alpha \cdot V_b]$ est calculé. Ce dernier est l'image de la puissance instantanée P_n délivrée par le GPV à l'instant où la mesure a été effectuée.

Cette image est alors comparée à la puissance P_0 , si P_n est inférieure à P_0 , alors α est incrémenté, sinon α est réduit. Une fois α modifié, P_0 prend la valeur P_n et on effectue une nouvelle mesure de I_b , V_b et I_s pour calculer la nouvelle puissance P_n .

Ainsi, par un algorithme numérique de recherche, on peut régler la précision de cette commande de façon à obtenir un rendement proche de 100% en fonction de l'algorithme implanté. De plus, le temps de calcul de la MPPT est directement fonction de l'algorithme implanté ainsi que des performances du microprocesseur.

Evolution du point d'opération du GPV :

Nous devons chercher le point de puissance maximal, pour cela nous comparons un point de puissance (P_2) mesuré à l'instant (t) avec un point de puissance (P_1) mesuré à l'instant ($t-1$) (figure III-4).

Si $P_1 < P_2$, la dérivée est positive, cela signifie que nous nous rapprochons du PPM, et si la dérivée de la puissance est négative, cela veut dire que nous avons dépassé le PPM.

Ainsi au démarrage du système, la recherche de PPM se fait progressivement, en cherchant le premier maximum.

Les commandes MPPT présentant finalement un bon compromis de rendements en statique et dynamique mais aussi de robustesse sont basées sur une continuelle évaluation de la puissance et une comparaison avec l'état à l'instant précédent.

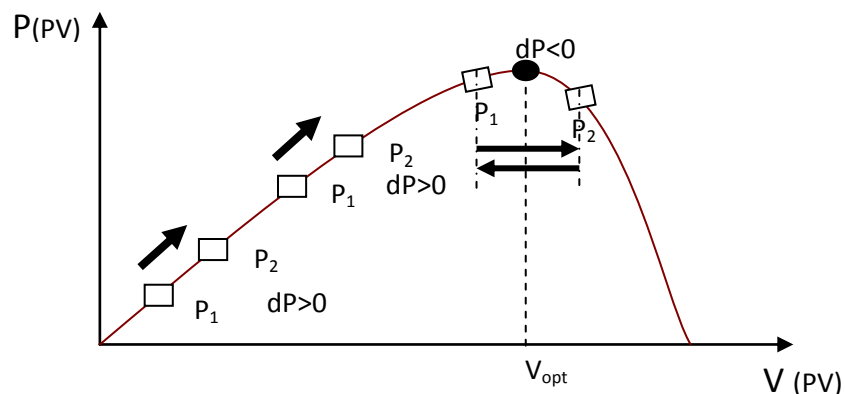


Figure III. 4: Principe de fonctionnement d'une commande MPPT.

Cependant, pour la plupart des commandes MPPT, pour arriver à converger dans de bonnes conditions, quel que soit l'algorithme, il faut que les courbes de puissance délivrées par le générateur soient constantes ou lentement variables.

Si cette hypothèse n'est pas respectée (changements brutaux des conditions de fonctionnement) le système peut diverger.

Nous avons répertorié les différents problèmes qui peuvent survenir :

- La puissance délivrée par le GPV peut présenter plusieurs maximums. Cela peut se produire, en particulier, lorsque les diodes de protection (diode by-pass) des cellules PV associées en série et ou en parallèle se ferment.
- Des changements brutaux d'éclairement et de la charge peuvent survenir à tout moment sans que la fréquence de ces changements soit prévisible. Ainsi, le GPV peut à tout instant avoir sa courbe de puissance modifiée et donc son PPM comme l'illustre la figure III-5. Le point de fonctionnement (P_1) se trouve sur la partie montante de la courbe de puissance (A) avant le changement d'éclairement. Suite à la variation d'éclairement, le point de fonctionnement passe de P_1 à P_2 qui se trouve sur la courbe de puissance (B). En comparant la puissance P_2 et P_1 , on en déduit une dérivée négative, donc on inverse le sens de poursuite pensant avoir dépassé le PPM, ici la commande MPPT perd momentanément le PPM. De plus le changement du sens de la poursuite fait éloigner encore plus le point d'opération du PPM.

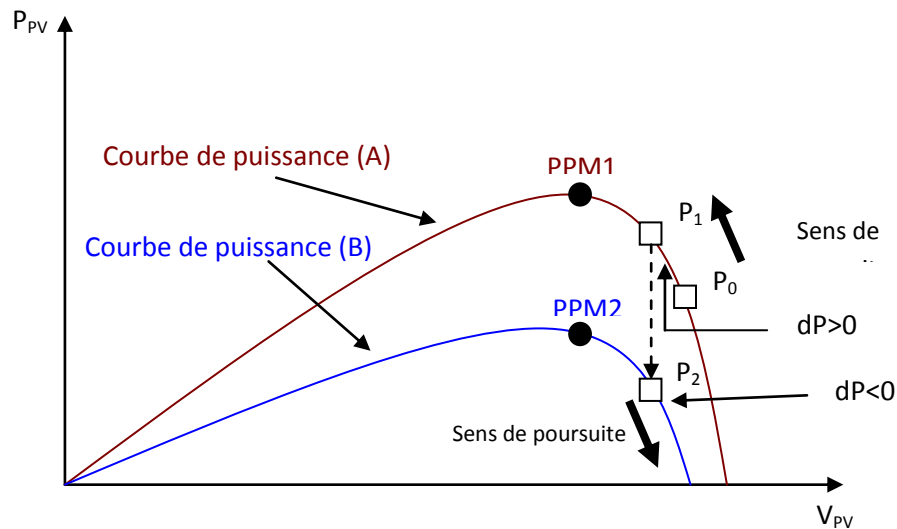


Figure III. 5: Changement d'éclairement et conséquence sur les courbes de puissance d'un GPV ainsi que sur l'adaptation source-charge.

3.3 Différents types de commandes MPPT

Si l'on veut poursuivre le point PPM réel, il serait nécessaire d'obtenir de l'information sur la puissance réelle extraite du module PV. Ceci peut être réalisé en mesurant la tension V_{pv} à la sortie du panneau et le courant I_{pv} qu'il peut fournir. A partir de la puissance électrique ($P = V_{pv} * I_{pv}$), on pourra utiliser différents algorithmes de contrôle pour poursuivre le PPM du module PV [11]. Trois implantations de commande MPPT sont possibles [15] :

- Commande MPPT à implantation analogique. Elle se caractérise par une simplicité dans la conception et une grande dynamique vis à vis de son équivalente numérique et aussi des diverses perturbations. Elle peut être complètement réalisée avec des composants analogiques et logiques sans qu'aucun calcul ne soit nécessaire. L'autre avantage de cette commande est sa capacité de fonctionner à des fréquences de découpages élevées. Elle peut dépasser facilement le 1MHz. Cela permet donc de réduire considérablement la taille des composants passifs (capacités et inductances) constituant le convertisseur d'énergie.
- Commande MPPT à implantation mixte logique et analogique qui est basé sur l'addition d'un filtre nommé LFR (loss free resistor). Ce concept a été développé par S. Singer dans le cas général de source de puissance fortement non linéaire [11].
- Commandes MPPT à implantation numérique faisant intervenir que des composants digitaux. La pièce principale de ces commandes est un microcontrôleur. Elles sont souvent incluses avec diverses fonctions notamment des protections. L'algorithme implanté est plus ou moins lourd selon la précision du système, la robustesse et la rapidité de la boucle de commande.

Ainsi, parmi les nouvelles MPPT publiées récemment, on peut citer la commande MPPT de type numérique proposée par M. Matsui. Celle ci est basée sur la mesure des tensions de sortie et d'entrée d'un convertisseur de type boost [15]. En effet, connaissant le lien entre les grandeurs d'entrée et de sortie d'un convertisseur statique en fonction de son rapport cyclique, une fois les mesures effectuées, on peut calculer la valeur du rapport cyclique permettant de faire la meilleure adaptation source- charge. Ces types de commande sont valables en basses fréquences et puissances élevées. Leur inconvénient se manifeste lorsque la fréquence de système de conversion augmente, elles peuvent induire alors des erreurs sur la détermination du

rapport cyclique optimal. De ce fait, elles peuvent entraîner des pertes importantes en rendement.

Ces commandes numériques se basent sur des algorithmes de contrôle adaptatifs, permettant de maintenir le système à son PPM. Ainsi, nous allons présenter dans le paragraphe suivant une distinction entre plusieurs algorithmes.

3.4 Les différents algorithmes de contrôle MPPT

3.4.1 Méthode de perturbation et observation (P&O)

Cette méthode (dans la littérature anglo-saxonne nommé Perturb&Observe) à la particularité d'avoir une structure de régulation simple, et peu de paramètre de mesure. Il opère en perturbant périodiquement la tension du panneau, et en comparant l'énergie précédemment délivré avec la nouvelle après perturbation. Si la perturbation (ajout d'un dV de tension par exemple) implique une augmentation de la puissance alors nous nous trouvons dans la phase ascendante de la courbe de puissance, et la tension de sortie devra donc être augmentée (et inversement). Donc, on ne regarde pas directement la puissance mais l'intensité délivrée par le panneau. Dans ces conditions le tracker cherche en permanence le maximum de puissance.

3.4.2 Méthode d'approche dynamique

Cette méthode utilise l'ondulation du courant en sortie de le hacheur pour maximiser la puissance du panneau en extrapolant dynamiquement la caractéristique du panneau.

En effet 1% de variation en amont provoque une variation d'environ 10% de l'intensité (pentes des caractéristiques). Ainsi, Les comportements instantanés du panneau, (tension, intensité, puissance) peuvent être groupés en trois cas :

- Courant loin du maximum de puissance,
- Courant près du maximum,
- Courant au-delà du maximum.

Les performances du panneau sont donc connues à chaque instant dans un fichier, qui analyse le produit des dérivées dP et dV. Si ce produit est négatif le courant est en dessous du maximum de puissance et vice versa. Ainsi, en régulant la tension de manière à avoir $dP * dV = 0$, alors on aura $dP/dV = 0$ et la puissance sera maximisée.

3.4.3 Algorithme d'incrémental de l'inductance

Cette méthode utilise la conductance incrémentale de la source comme MPPT. Cette méthode est plus efficace que la méthode de perturbation, et indépendante des caractéristiques des différents composants utilisés. Les tensions et courants du panneau sont monitorés, de telle manière que le contrôleur peut calculer la conductance et la conductance incrémentale, et décider de son comportement. On définit la conductance par $G = I / V$ et l'incrémental est $dG = dI / dV$.

Au final, comme $[(1/V) dP] / dV = G + dG$ il nous suffit de chercher la conductance pour laquelle $G = dG$.

3.5 Classification des commandes MPPT

Bien que la réalisation des commandes MPPT, d'une manière analogique ou numérique, soit en premier lieu un choix du concepteur, les conceptions des commandes MPPT digitales (numériques) fournissent un certain nombre d'avantages par rapport aux systèmes analogiques. [16]

- le pouvoir accru dans les fonctionnalités et par conséquent une maximisation dans l'utilisation de dispositif,
- des algorithmes de commande plus simples et une simplicité de conception,
- compacité des composants et ainsi un poids réduit,
- bonne résolution et grande robustesse.

Il est à noter que la poursuite du point de puissance maximale, même si elle est facilitée par l'utilisation d'un système électronique numérique (microcontrôleur), est parfaitement possible à l'aide d'un système électronique ne comportant que des circuits analogiques et digitaux. On doit alors se contenter pratiquement d'un algorithme plus simple. Les performances obtenues restent toujours très satisfaisantes [11].

D'une manière générale nous pouvons classer les commandes MPPT selon le type d'implémentation électronique : analogique, numérique ou mixte. Il est cependant plus intéressant de les classer selon le type de recherche qu'elles effectuent et selon les paramètres d'entrée de la commande MPPT. Bien qu'il existe un grand nombre de publications scientifiques qui présentent des commandes MPPT plus ou moins complexes, nous nous centrerons sur quelques-unes représentant le mieux un type d'algorithme.

3.5.1 Classification des commandes MPPT selon les paramètres d'entrée

A) Commandes MPPT fonctionnant à partir des paramètres d'entrée du CS

On peut trouver des commandes MPPT qui effectuent une recherche du PPM selon l'évolution de la puissance fournie par le GPV. Ainsi, dans la littérature, nous pouvons retrouver différents types d'algorithmes basés sur des commandes extrémales (Perturb&Observe) présentant plus ou moins de précisions [17], ou les algorithmes d'incrément de conductance [18], qui utilisent aussi la valeur de la puissance fournie par le GPV pour l'application d'une action de contrôle adéquate pour le suivi du PPM. Toutes ces commandes ont comme avantages leurs précisions et leur rapidité de réaction.

D'autres types de commandes MPPT sont basées sur la régulation du courant du GPV, supposant que ce dernier soit une image proportionnelle à P_{MAX} . Et pour s'approcher le plus proche possible du courant optimal I_{OPT} . Il faut calculer un courant de référence dérivé directement du I_{CC} du GPV. Cela nécessite que le système effectue un court-circuit du GPV périodiquement pour effectuer la mesure.

Ensuite, à partir d'une relation de proportionnalité plus ou moins complexe, on peut obtenir la référence du courant du GPV qui doit être proche du courant optimal souhaité [2]. Ce type de commande ayant besoin uniquement d'un capteur, s'avère plus facile à mettre en œuvre et un peu moins coûteuse que les commandes extrémales. Par contre, la précision de ces commandes est faible notamment à cause du procédé d'estimation de I_{CC} qui ne peut pas se faire trop souvent. L'échelle temporelle de réaction est en effet de la minute. De plus, à chaque fois que la mesure de courant est faite, cela entraîne un arrêt obligatoire de transfert de puissance et donc des pertes énergétiques qui ne sont pas négligeables au cours d'une journée.

Ces commandes sont destinées à des systèmes peu coûteux et peu précis devant fonctionner dans des zones géographiques où la météo garantit très peu de changements climatiques.

D'autres auteurs [19] déduisent la tension optimale V_{opt} à partir de la tension de circuit ouvert du GPV en effectuant des estimations plus ou moins précises. Pour ce faire, une fraction constante de la tension en circuit ouvert est utilisée comme référence pour la tension du GPV. D'autres se servent de méthodes assistées par ordinateur pour calculer la puissance fournie par le GPV à partir de la tension de celui-ci [20]. Notamment, les MPPT inspirées des réseaux de

neurones. Dans ces commandes, soit on fait appel à des systèmes à mémoires informatiques importantes ayant stocké tous les cas possibles, soit les commandes sont encore une fois de plus approximatives.

B) Commandes MPPT fonctionnant à partir des paramètres de sortie du CS

Dans la littérature, il existe également des algorithmes basés sur les paramètres de sortie des CS. Par exemple sur [21], il est exposé un algorithme MPPT qui maximise le courant de charge d'une batterie. D'un autre côté, dans [22], sont présentées différentes stratégies de commandes MPPT basées sur les paramètres de sortie du convertisseur. Dans ce papier, il a été étudié analytiquement et expérimentalement la réalisation d'une commande MPPT avec un seul des paramètres de sortie soit la tension de sortie du CS, soit son courant. Les commandes MPPT basées sur la maximisation du courant de sortie sont principalement utilisées quand la charge est une batterie.

Il existe également aussi des systèmes qui utilisent les paramètres de sortie du système de puissance comme par exemple sur où le courant de sortie de l'étage onduleur est utilisé pour faire la recherche du point de puissance maximale.

Dans tous les systèmes utilisant les paramètres de sortie, une approximation de P_{max} est faite à travers le rendement du convertisseur. En somme, plus l'étage de conversion est bon, plus cette approximation est valable. Par contre, en général, tous les systèmes avec un seul capteur sont par essence, non précis. La plupart de ces systèmes ont été conçus à l'origine pour le spatial.

3.5.2 Classification selon le type de recherche ou contrôle

Indépendamment des paramètres d'entrée de l'algorithme MPPT, nous pouvons trouver dans la littérature différents types de commandes MPPT. Certaines d'entre elles sont basées sur des techniques de « hill climbing » où la commande MPPT essaye de faire « monter » le point de fonctionnement du GPV le long de la caractéristique $P(V)$ jusqu'à atteindre le PPM. Dans ce type de méthodes, nous pouvons distinguer les méthodes basées sur l'incrément de conductance IncCond et les méthodes P&O (Perturb & Observe).

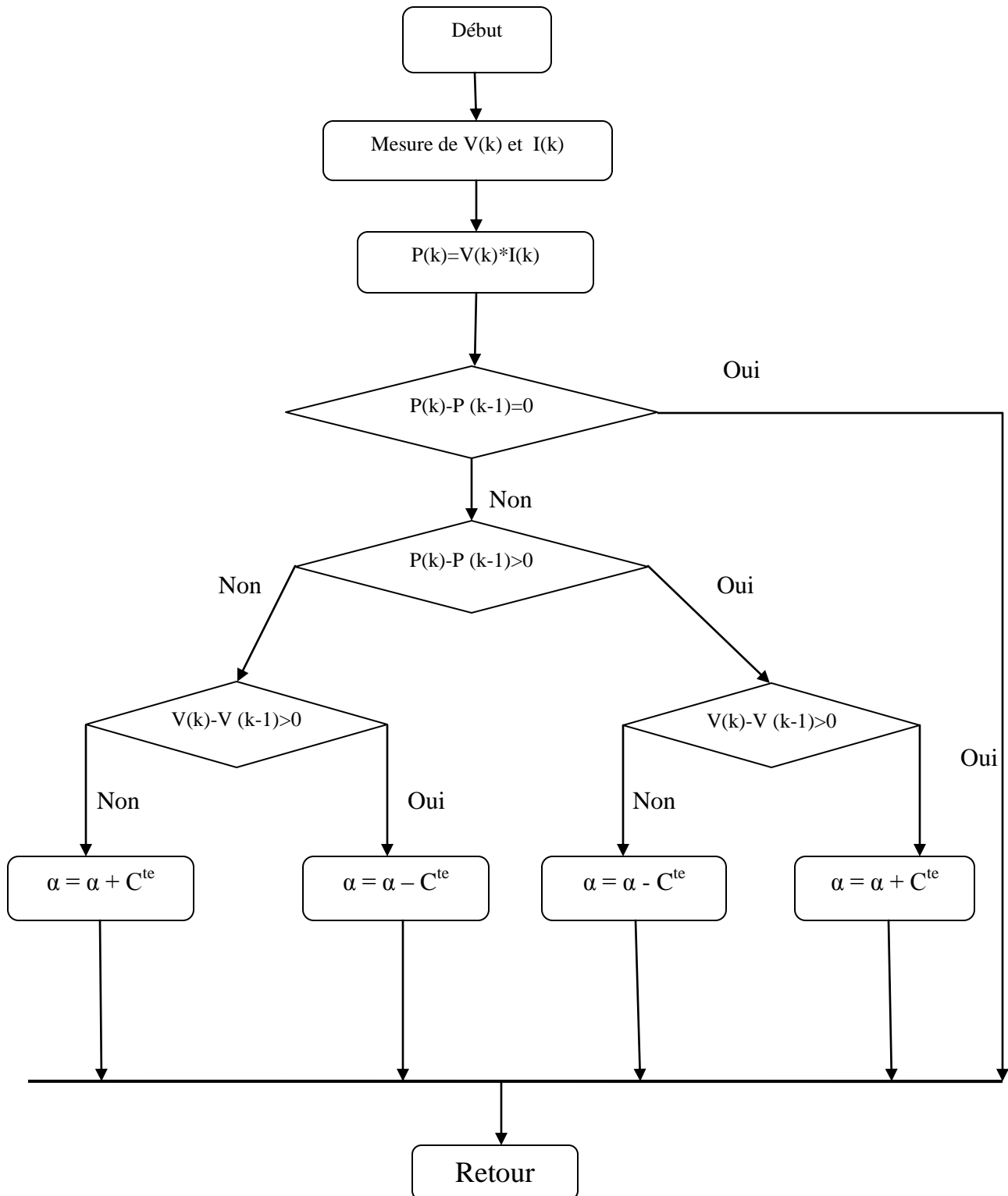


Figure III. 6: Organigramme de la méthode de perturbation et d'observation (P&O).

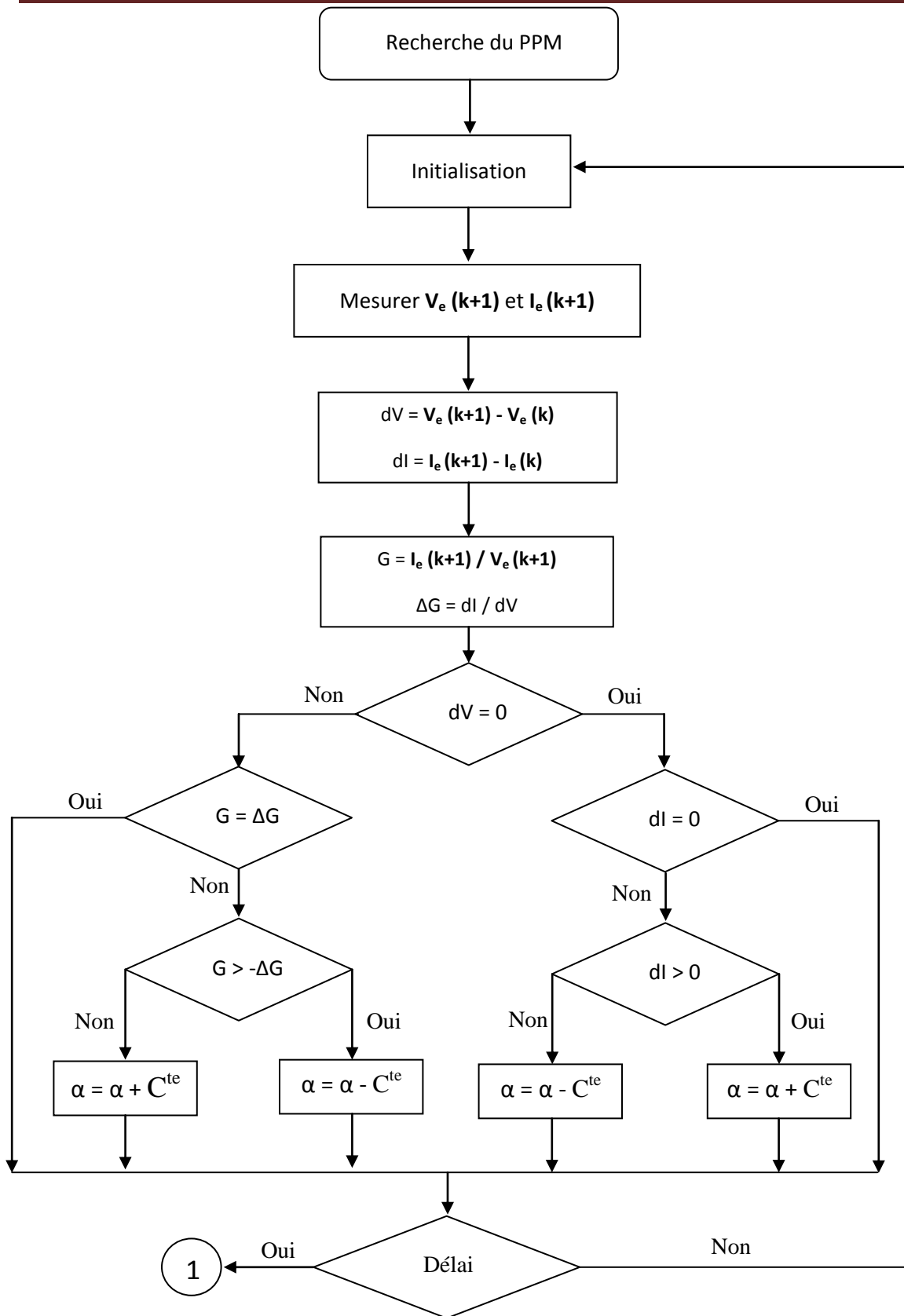


Figure III. 7: Schéma fonctionnel de l'algorithme IncCond

D'autre part, le type de commande MPPT nommé algorithme d'incrément de conductance se base sur la dérivée de la conductance du GPV ($dG = dI/dV$) pour connaître la position relative du PPM et enfin pour appliquer une action de contrôle adéquate au suivi de ce PPM [18].

Parfois, les algorithmes établissent des approximations afin que le point d'opération du GPV soit le plus proche possible du PPM, nous parlons alors de méthodes complexes assistées par ordinateur.

Il existe aussi des commandes MPPT basées sur la technique de commande nommée logique floue (dans la littérature anglo-saxonne Fuzzy control).

3.6 Conclusion

Comme nous l'avons vu dans les paragraphes précédents, il existe une grande quantité de commandes MPPT dans la littérature. Par contre, dans la plupart des cas, les performances de ces commandes ne sont pas fournies ou bien, elles le sont simplement pour un certain point d'opération avec une puissance donnée et pas pour une journée complète de mesures. Sans ces critères d'évaluation, il est difficile de savoir si un gain est réellement apporté en raison de l'utilisation d'une commande MPPT d'un type ou d'un autre.

Pour ces raisons, nous avons certains critères de qualité qualifiant une commande MPPT en régime établi et en régime dynamique. Ces critères vont être notre référence pour la conception de la commande MPPT ou bien pour effectuer un choix parmi différents produits déjà présents sur le marché. [2]

Dans un premier temps, la commande MPPT doit avoir un niveau de simplicité important favorisant une faible consommation et un coût raisonnable. En effet, il ne faut pas oublier que dans un contexte énergétique, le fait d'insérer un étage d'adaptation avec une commande MPPT doit avoir un gain du point de vue énergétique recouvrant le surcoût économique. Dans le cas contraire, la commande aussi performante qu'elle soit, n'est pas recevable pour l'utilisation d'un tel type de commande.

De plus, concernant ses performances, la commande MPPT doit avoir un bon comportement en dynamique et en statique pour piloter l'étage d'adaptation auquel elle est associée et pour assurer que l'adaptation aux changements d'éclairément soit faite le plus rapidement possible. En même temps, elle doit pouvoir piloter l'étage d'adaptation de telle sorte qu'en régime statique, le

point de fonctionnement du GPV soit le plus près possible du PPM dans n'importe quelle condition météorologique ou état de la charge DC alimentée par l'étage d'adaptation.

En résumé, l'utilisation d'un type de commande MPPT par rapport à un autre ou bien à une connexion directe doit apporter un gain énergétique et économique quantifiable. Malheureusement, il n'existe pas encore de standard international qui définisse comment il faut mesurer les performances d'une commande MPPT.

Chapitre 4

Réalisation Résultats et discussion

4.1 Introduction

Tout ce que nous avons décrit aux chapitres précédents n'est que théorique. Or le dimensionnement réel du système est plus complexe car il y a de nombreux paramètres supplémentaires à prendre en compte et de multiples choix de technologie possibles. Chaque étape du dimensionnement doit toujours rechercher la solution optimale et doit donc être réalisée par bouclage avec les autres étapes.

L'objectif de notre étude est la réalisation d'une commande MPPT numérique basée sur la commande déjà existante en version analogique [2]. Les objectifs concrets que nous voulons atteindre par cette réalisation numérique sont les suivants :

- ✓ Réduction du coût de fabrication par rapport à la commande MPPT analogique.
- ✓ Réduction du nombre de composants utilisés pour la mise en œuvre.
- ✓ Diminution du volume total de l'étage d'adaptation PV.
- ✓ Diminution de la consommation de la commande.
- ✓ Obtention des rendements MPPT équivalents à ceux obtenus avec la commande MPPT analogique.

4.2 Prise en compte des différents types de pertes

- L'inexactitude de la puissance nominale : La puissance réelle produite par un panneau peut être différente de celle affichée sur la documentation du constructeur.
- La salissure des panneaux.
- Les pertes en ligne : Ce sont les chutes de tension qui se produisent entre la sortie du module et l'entrée de charge. Celles-ci sont dues, d'une part, aux câbles selon leur longueur, leur section et le courant transporté, et d'autre part, à la chute de tension lorsque la température augmente.
- Les pertes d'éclairement : L'éclairement en début et en fin de journée étant faible,

4.3 Les composants de la carte puissance

Les deux choses importantes pour la conception de la MPPT sont : Le choix du convertisseur statique et la section du contrôle.

Le convertisseur statique est généralement choisi en fonction des tensions d'entrées ou de sorties désirées, le suivi est conçu soit pour augmenter la tension (Boost convertisseur) soit pour

la diminuer (Buck convertisseur). Dans notre cas on a choisi un convertisseur de type Boost, il est plus facile à réaliser et il va maximiser l'efficacité du GPV surtout dans les jours nuageux et garantir une continuité du courant (puisque le suivi est essentiellement un étage de commutation).

La section du contrôle est l'interface pour le passage de l'analogique vers le numérique, elle va prendre les valeurs des tensions proportionnelles aux valeurs des tensions et des courants du GPV, les numériser ensuite les traiter via un microcontrôleur, ce dernier va générer une tension sous forme d'un signal utilisée directement pour l'ouverture et la fermeture du convertisseur statique, ce signal est proportionnel à la puissance maximale que nous avons recherchée.

Avant de faire réaliser la carte, et après avoir défini le type de circuit que nous allons réaliser (un circuit de type « Boost » en ce qui nous concerne), il fallait déterminer les composants que nous allons utiliser, afin de prévoir les tensions, courants, etc.

De plus, suivant les types ou même marques des composants, les branchements pouvaient différer. Dans cette partie, nous développerons uniquement les calculs des valeurs des composants. En ce qui concerne le choix précis de ces composants, nous nous sommes faits aidés par des spécialistes dans le domaine.

Déterminer les caractéristiques de la carte de puissance est une étape critique dans la construction de la MPPT. Certes, tout composant inadapté peut logiquement empêcher un fonctionnement optimal de cette carte de puissance, mais surtout risque-t-il d'occasionner des pertes bien plus importantes que les économies réalisées.

4.3.1 La bobine

Cet élément est le plus délicat à déterminer. En effet, si elle est trop faible ne permet pas le fonctionnement de la carte puissance, et si elle est trop forte quant à elle provoquerait d'importantes pertes de puissance par effet Joule. En effet, une bobine réelle peut être représentée par une bobine parfaite en série avec une résistance.

$$\text{Calcul du courant de sortie : } I_s = (V_e * I_e) / V_s \quad (\text{IV. 1})$$

$$\text{AN : } I_s = (16.7 * 6) / 24$$

$$I_s = 4.17 \text{ A}$$

Les calculs montrent que l'amplitude des variations du courant autour de sa valeur continue varie entre 10 et 20 %.

En prenant 10 % (et en remarquant qu'en régime établi aucun courant ne circule dans le condensateur de sortie), on peut estimer ΔI_L :

$$\Delta I_L = I_s * 0.1 = 0.4A$$

Et pour déterminer la valeur du L il faut d'abord calculer la valeur des variations du courant traversant la bobine I_L :

$$\text{L'interrupteur ouvert : } \quad dI_L / dt = V_e / L \quad (\text{IV. 2})$$

$$\text{L'interrupteur fermé : } \quad dI_L / dt = (V_e - V_s) / L \quad (\text{IV. 3})$$

Ainsi, l'intensité crête à crête s'exprime par :

$$I_{Lcc} = 2 * \Delta I_L = V_e * \alpha * T / L \quad [\text{P2}] \quad (\text{IV. 4})$$

Alors on peut exprimer L en fonction de l'amplitude des variations de I_L :

$$(\text{IV.4}) \Leftrightarrow \boxed{L = V_e * \alpha * T / (2 * \Delta I_L)} \quad (\text{IV. 5})$$

On a déjà montré dans le chapitre 2 que le rapport cyclique que l'on peut prévoir dans les conditions nominales ($V_e = 16.7v$ et $V_s = 24v$) se déduit de :

$$V_s / V_e = 1 / (1 - \alpha) \quad (\text{IV. 6})$$

$$\text{AN: } \quad \alpha = 0.3$$

Et si on prend une fréquence de fonctionnement de 20 kHz (il s'agit de la fréquence de commutation de l'interrupteur), cela implique que :

$$T = 10 \mu s$$

Donc on a finalement la valeur nominale de L :

$$(\text{IV.5}) \Leftrightarrow L = 62.625 \mu H$$

On a choisi une bobine de $220 \mu H$, elle doit supporter un courant plus que 6A.

4.3.2 Condensateur

Il était nécessaire de placer 2 condensateurs en sortie comme en entrée de notre convertisseur statique, il en fallait un de forte capacité et un de faible capacité pour filtrer les fortes et les faibles fréquences.

Le but du condensateur de sortie est en effet de filtrer les variations de tension en sortie du convertisseur Boost.

Nous avons toujours : $T = 10 \mu\text{s}$, $\alpha = 0.3$, et comme nous avons faits pour le courant on a :

$$\Delta V_s = 0.01 * V_s \text{ donc } \Delta V_s = 0.24 \text{ v}$$

La tension de sortie V_s est la tension aux bornes du condensateur de sortie de capacité C . Pour faire ce calcul, on suppose que toute l'intensité qui traverse la diode I_D circule à travers le condensateur de sortie, on obtient ainsi :

$$\Delta V_s = \Delta Q / C = I_s * \alpha * T / C \quad (\text{IV. 7})$$

A partir de cette équation, on retrouve bien que pour une importante capacité du condensateur de sortie, on peut minimiser les variations de V_s , et on obtient finalement :

$$(\text{IV.7}) \Leftrightarrow \boxed{C = I_s * \alpha * T / \Delta V_s}$$

$$\text{AN : } C = 75\mu\text{F}$$

Ainsi la capacité du condensateur équivalent à nos 2 condensateurs placés en parallèle en sortie du Boost doit valoir au minimum $75\mu\text{F}$. Ceci est largement assuré puisque selon les conseils que nous avons reçus, nous avons choisi un condensateur de capacité $1000 \mu\text{F}$ et un autre de capacité $1 \mu\text{F}$.

La capacité du condensateur équivalent à nos 2 condensateurs placés en parallèle est donc :

$$C_{\text{eq}} = 1000 + 1 = 1001 \mu\text{F} \gg 75 \mu\text{F}$$

Nous avons fait le même choix de valeurs de capacité en entrée et en sortie.

Bilan : $C1 = 47 \mu\text{F}$; $C2 = 1000 \mu\text{F}$; $C3 = 1 \mu\text{F}$; $C4 = 1000 \mu\text{F}$; $C5 = 1 \mu\text{F}$;
 $C6 = 0,22 \mu\text{F}$; $C7 = 0,1 \mu\text{F}$; $C8 = 22 \mu\text{F}$; $C9 = 0,33 \mu\text{F}$

4.3.3 Diode Schottky

La tension de claquage, la vitesse de commutation, et la tension de seuil sont les plus importantes conditions à prendre en considération pour faire le choix d'une diode. Et on sait que plus la tension de seuil est importante, plus ces pertes augmentent. De plus elle se doit d'être suffisamment rapide pour suivre les variations (parfois rapide) de l'interrupteur.

Le modèle de diode que nous avons choisi -MBR745- permet un bon compromis :

- ✓ 45 V de tension de claquage (sachant que la tension de sortie est de 24, la diode est à priori à l'abri du claquage).
- ✓ 0,57 V de tension de seuil (nous avons choisi une diode de type Schottky afin d'avoir justement une faible tension de seuil, ce qui permet de limiter la chute de tension).

Rappelons que cette diode aussi sert de diode anti-retour entre les panneaux et la batterie.

4.3.4 MOSFET

Le MOSFET à canal N (*IRF3205*) est choisi pour notre réalisation et qui peut fonctionner avec des tensions V_{DS} jusqu'à 55 V, et des courant I_D jusqu'à 10A. Sachant que dans le cas le plus défavorable, au sein de notre convertisseur Boost, le MOSFET ne sera qu'à soumis à 15 V entre le drain et la source et à un courant de l'ordre de quelques centaines de mA. Il a un courant de fuite maximal de 250 μ A, ce qui est négligeable au vu des courants en jeu dans notre montage, et une faible résistance en fonctionnement de 0.038 Ω (donc de résistance 10^{-4} fois plus faibles que les autres résistances du circuit).

4.3.5 Driver de MOSFET

La présence d'un driver de MOSFET va garantir l'augmentation de l'intensité commandant le MOSFET, puisque si les courants sont de trop faible intensité ou encore si la tension de sortie n'atteint pas exactement le seuil nécessaire à la commutation du MOSFET, le montage devient totalement inefficace. Nous avons choisi le driver IR2104.

4.3.6 Microcontrôleur

Nous avons choisi le PIC16F877A de Microchip comme un microcontrôleur pour notre application. Ce microcontrôleur va être le responsable de toutes les fonctionnalités de suivi dans la partie de commande et de contrôle.

Il est important de signaler que le choix de ce microcontrôleur n'est pas uniquement fait « par défaut » ou « par simplicité », le PIC16f877A de Microchip convient parfaitement à notre problème puisque possède plus des 3 voies nécessaires (une pour la mesure de la tension aux bornes des panneaux, une pour l'intensité délivrée par ces mêmes panneaux, sur le port relatif aux conversions analogique/numérique, et également plusieurs voies (alors qu'une seule ne nous est nécessaire) sur le port relatif aux signaux PWM.

4.3.7 Diviseurs de tension

Nous avons besoin des tensions plus importantes que celles pouvant être reçues par le microcontrôleur afin de mettre en œuvre la partie commande de notre MPPT (celui-ci ne tolère pas de tension au-delà de 5V alors que les panneaux solaires peuvent délivrer une tension de 16,7).

Et après le calcul des rapports nécessaires nous avons choisi des résistances nécessaires pour réaliser ces rapports.

C'est ainsi que nous avons pour le diviseur de tension en sortie du panneau solaire :

$$R1 / (R1 + R2) = 2,7 / (2,7 + 6,8) = 0,284$$

$$\Rightarrow V_{smax} = 0,284 * 16,7 = 4,74 \text{ V.}$$

Bilan: R1 = 2,7 kΩ ; R2 = 6,8 kΩ ;

4.4 La partie commande

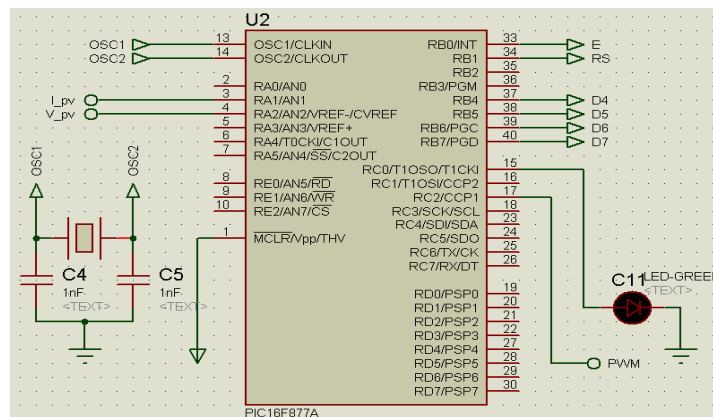


Figure IV. 1: brochage du PIC 16F877A

C'est la deuxième étape dans notre conception ; cette partie constituée du microcontrôleur dans le quel va être implémenté un algorithme. On a déjà parlé dans le chapitre 3 de l'existence des différents algorithmes du MPPT dans la littérature mais les plus répandus sont la méthode «Perturbation et Observation» et l'algorithme «Conductance incrémentielle».

4.5 Résultats et discussion

L'objectif des tâches associées dans cette période est de concevoir un convertisseur DC/DC performant accompagné d'un algorithme MPPT. Une nouvelle technique **P&O** a pas variable est proposée. Les résultats de la méthode MPPT sont simulés et testés sous irradiation solaire à changement rapide avec une implémentation matérielle et des résultats expérimentaux. Une étude comparative entre la technique conventionnelle et la technique proposée a été présentée et discutée.

4.6 Conception du système et résultats de la simulation

Le modèle de l'ensemble du système MPPT sous le logiciel ISIS PROTUES est représenté sur la figure 4.3. Les composants du convertisseur élévateur Type BOOST sont: $L = 284 \mu\text{H}$,

$C_{in} = C_{out} = 2200 \mu\text{F}$, avec une fréquence de commutation de 10 kHz et la charge résistive de 20-50 Ω .

Table 1. Composants du convertisseur Boost.

Paramètres	Variable	valeur
Capacité d'entrée	C_{in}	2200 μF
inductance	L	284 μH
Capacité de sortie	C_{out}	2200 μF
Fréquence de commutation	f_{sw}	10kHz

Le module PV qui a été étudié dans cette mémoire est ISFOTON I-75/12, est utilisé en simulation et test expérimental.

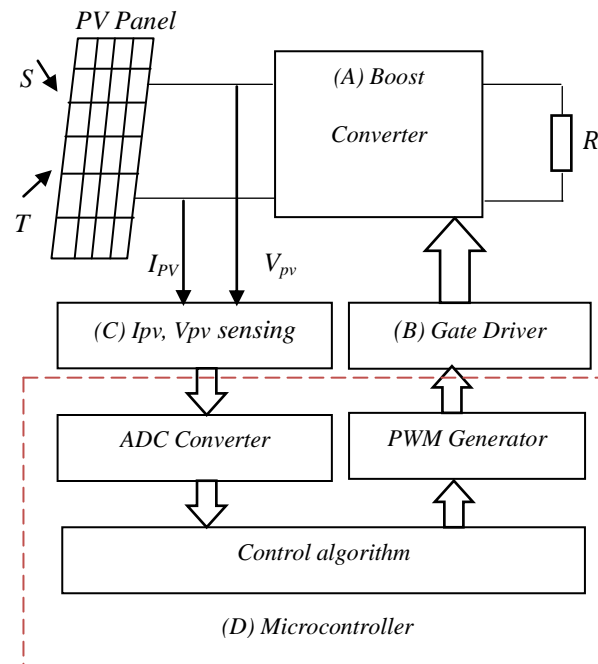


Figure IV. 2: Le système PV proposé avec algorithme de contrôle.

La figure 4.2 montre les éléments du système Photovoltaïque tel que :

Convertisseur Boost (A): composé d'un transistor, d'une diode, d'une bobine et de deux condensateurs.

Gate Driver (B): est un amplificateur de puissance. Amplifie le signal PWM pour piloter le transistor.

Capteur de courant et de tension (C): Mesuré la tension V_{pv} et le courant I_{pv} du panneau photovoltaïque.

Microcontrôleur (D): comprend ADC (convertisseur analogique-numérique) et modulation de largeur d'impulsion PWM.

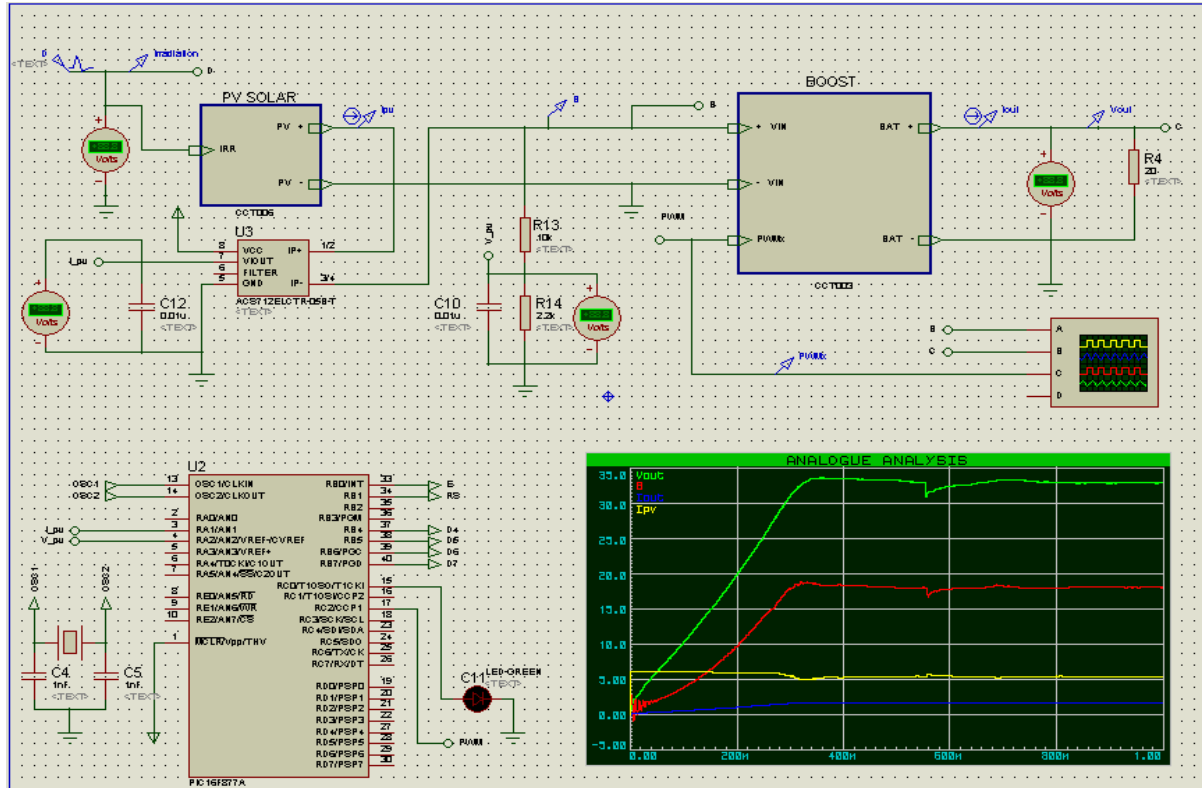


Figure IV. 3 : L'ensemble du système photovoltaïque sous ISIS PROTUE

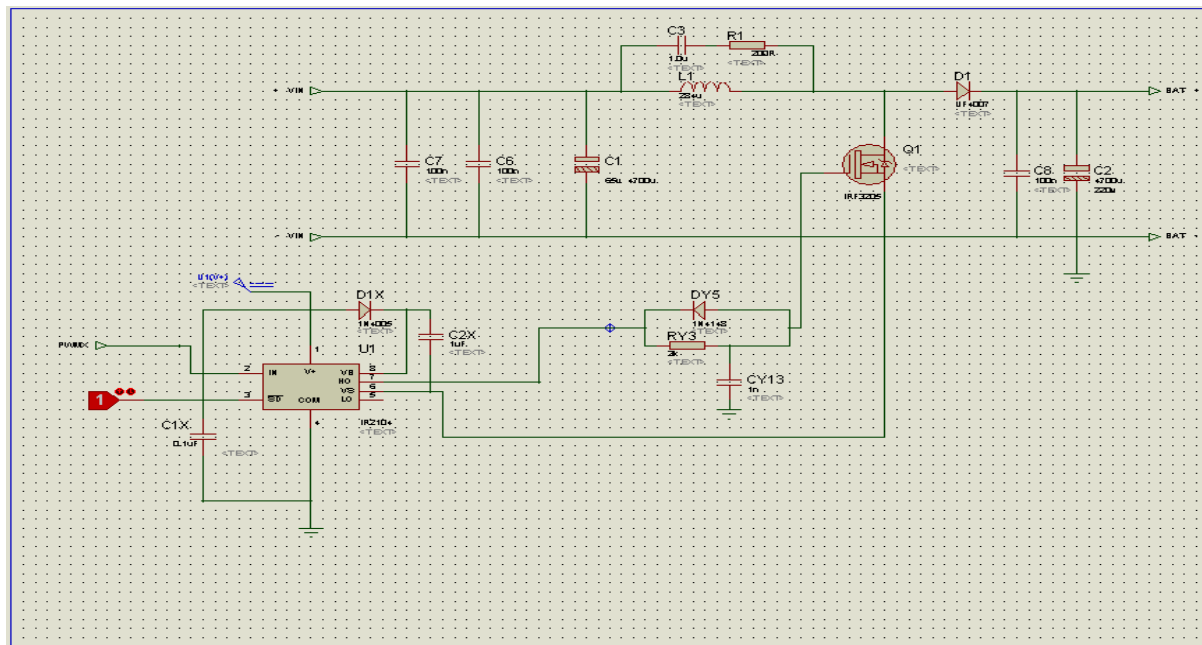


Figure IV. 4 : Convertisseur Boost sous ISIS PROTUES.

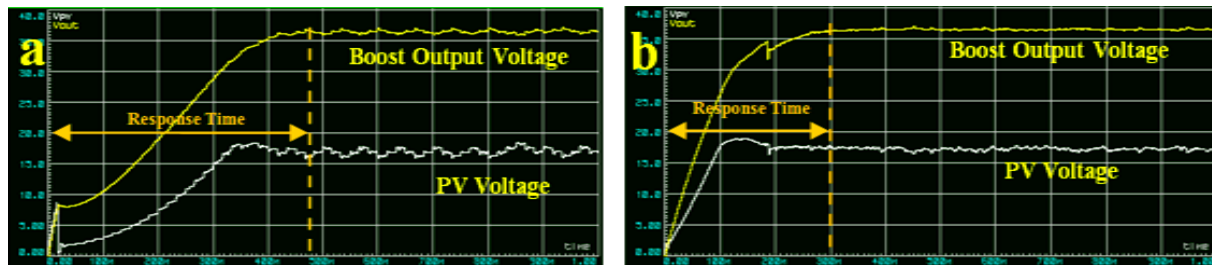


Figure IV. 5: Tension de sortie et la tension PV, a. / technique conventionnelle P&O, b. / la technique IncCond

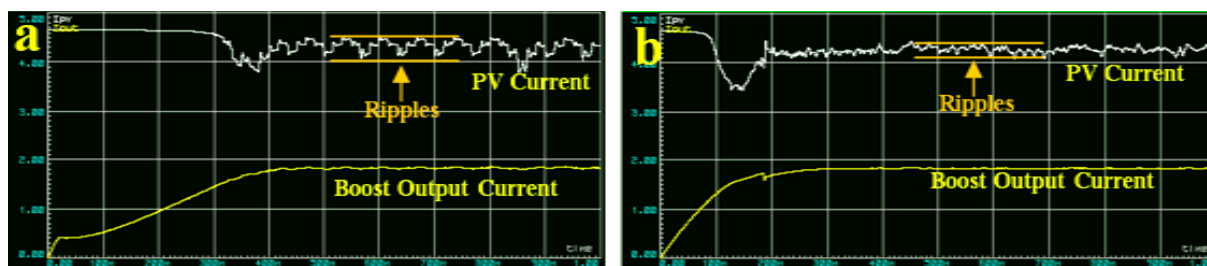


Figure IV. 6: Courant de sortie et le courant PV et du courant, a. / technique conventionnel P&O, b. / technique IncCond

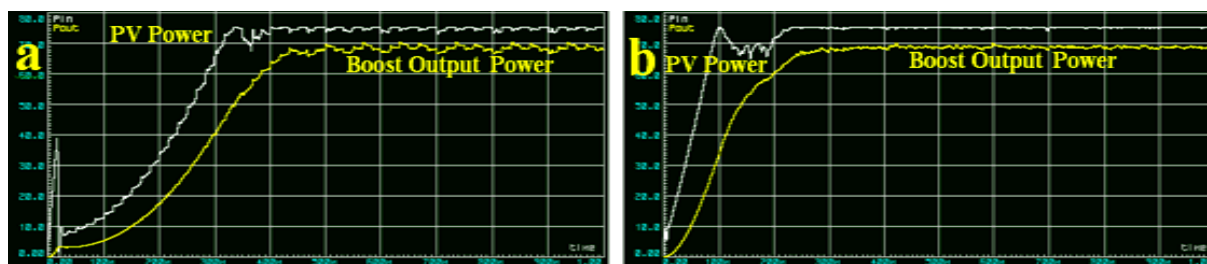


Figure IV. 7: Puissance de sortie et la puissance fournie par PV a. / technique conventionnelle P&O, b. / la technique IncCond.

Le système global de commande MPPT proposé sous ISIS PROTUES est montré dans les figures précédentes. Les deux techniques de contrôle, P&O conventionnel et la technique IncCond, sont simulées dans l'environnement ISIS PROTUES.

La méthode conventionnelle la technique IncCond est présentée ci-dessous à partir de la fig. IV,5. a à IV.7.a. Alors que la méthode de taille de pas variable est présentée à partir de la fig. IV.5.b à IV.7.b. Ces derniers sont obtenus dans des conditions d'essai standard, qui sont la température fixée à 25 °C et une irradiation fixée à 1000 W / m². Comme mentionné dans le

tableau 2, selon le fabricant, la puissance maximale du panneau photovoltaïque est de 75 W dans des conditions de test standard (STC).

La puissance maximale a été obtenue dans la simulation par la technique proposée sous les conditions STC est de 74,9 W comme montre la figure. IV.7.b. La précision du suivi de la méthode proposée est donc de près de 99,86%. En suivant le résultat de la figure IV.5, on remarque que le temps de convergence et le temps de réponse vers la MPP du contrôleur est plus rapide que la méthode conventionnelle P&O. D'autre part, l'amplitude d'ondulation de la technique le MPP est fortement réduite par rapport à l'algorithme P&O comme le montre clairement la fig. IV.5. En analysant la figure IV.6, on peut confirmer une fois la supériorité de la technique proposée dans les deux termes, la stabilité et la convergence assez rapide vers la PPM. En effet, l'algorithme P&O n'atteint le point de fonctionnement et ne se stabilise autour du MPP qu'après des oscillations significatives. L'amplitude des ondulations de l'algorithme proposé autour du MPP est fortement réduite au tableau 2. Après ces interprétations on peut dire que la méthode proposée répond suffisamment, rapidement et efficacement

Table 2. Comparaison des résultats de simulation

		P&O	IncCond
Temps de réponse (s)		0.48	0.29
La précision du suivi		98.93%	99.86%
Panneau PV	Ondulation de tension Figure 4.5	16.13%	6.25%
	Ondulation de tension Figure 4.6	10.64%	4.17%
	Erreur de MPP Figure4.7	5.26%	2.59%
Sortie de Boost	Ondulation de tension Figure 4.5	7.85%	3.84%
	Ondulation de tension Figure 4.6	10.64%	3.62%
	Erreur de MPP Figure1 4.7	7.01%	4.16%

Afin de tester le comportement de l'ensemble du système PV différentes conditions d'irradiation comme le montre la Fig. IV.8.

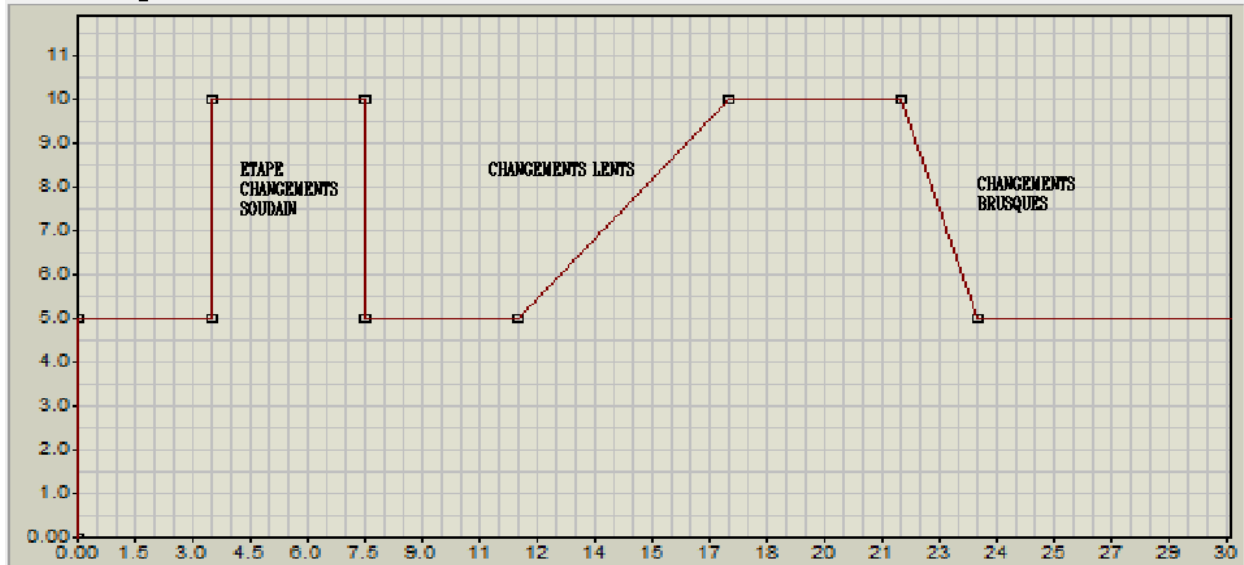


Figure IV. 8: Différents types de changement d'irradiation.

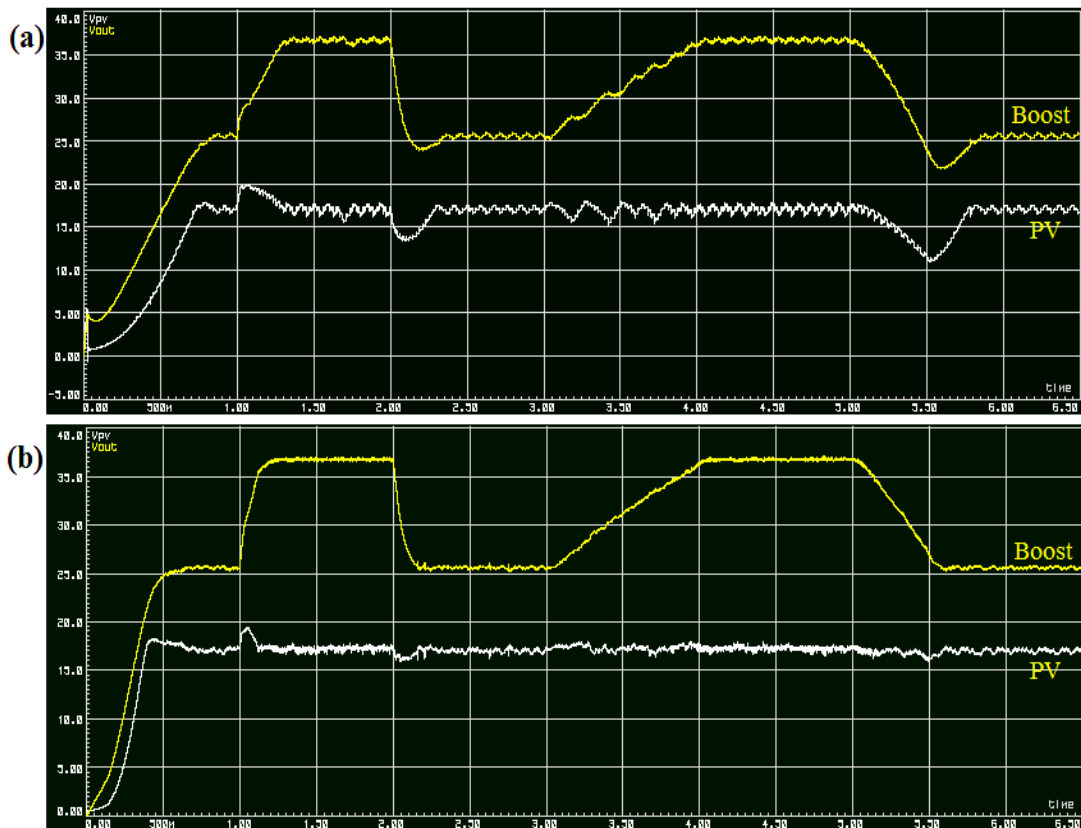


Figure IV. 9: Tension de sortie et la tension PV: (a) algorithme P&O conventionnel (b) algorithme IncCond.

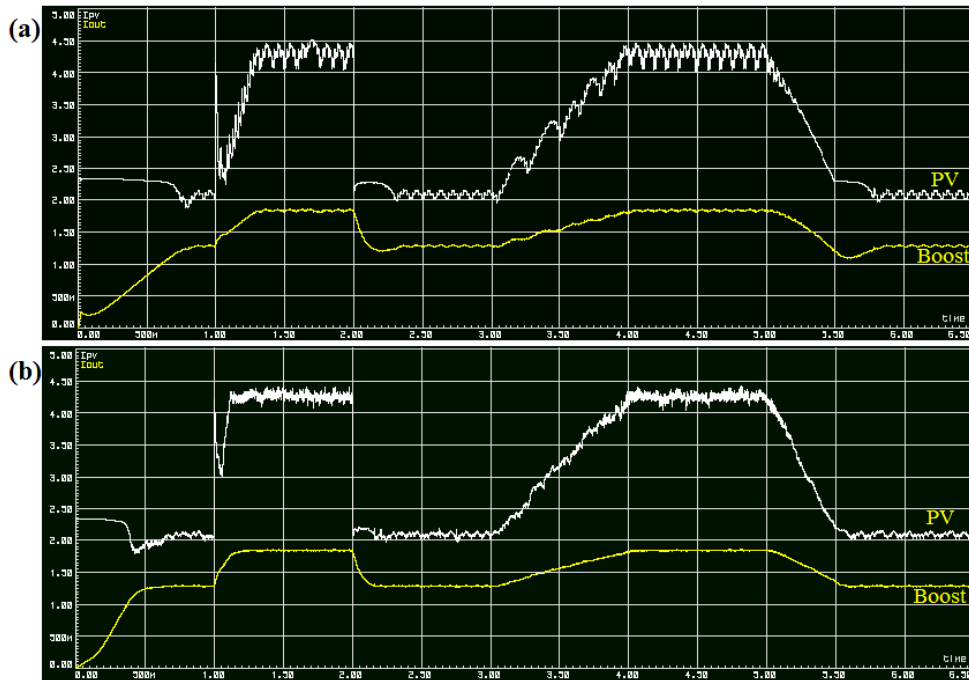


Figure IV. 10: Courant de sortie et le courant PV: (a) algorithme P&O conventionnel (b) algorithme IncCond.

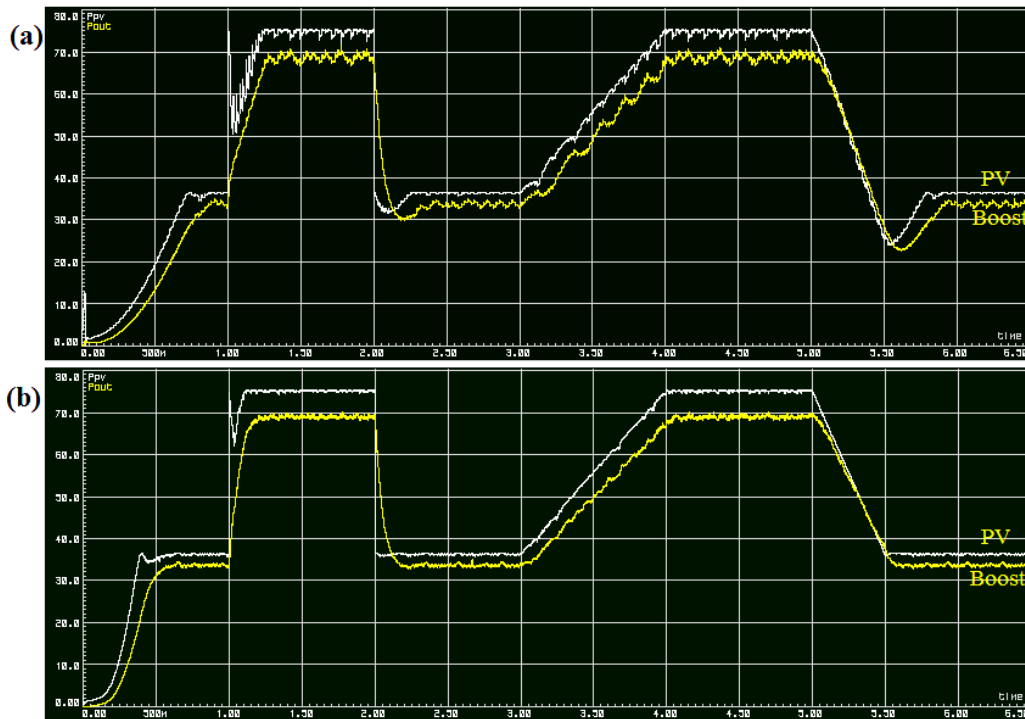


Figure IV. 11: Puissance de sortie et la puissance délivrée par PV: (a) algorithme P&O conventionnel (b) algorithme IncCond.

A partir de l'organigramme de l'MPPT, la méthode conventionnelle P&O est très lente pour atteindre régime permanent et devient stable autour de MPP après 0.85 secondes de régime transitoire avec une grande amplitude de perturbation, ces oscillations augmentent lorsqu'un changement brusque d'irradiation solaire présent ce qui diminue leur efficacité et leur précision du suivi de la MPP. La puissance récoltée par les deux algorithmes MPPT à différents types d'irradiation est illustrée à la Fig. IV.11. Les résultats montrent clairement que la technique proposée présente de meilleures performances que la méthode conventionnelle (temps de stabilisation plus rapide et oscillations en régime permanent moins élevées). Augmentation de l'énergie produite par le panneau photovoltaïque.

4.7 Résultats expérimentaux

Le système global se compose d'un panneau PV, convertisseur de boost, μ contrôleur de PIC16F877A et la charge. L'interrupteur du convertisseur est commandé par le rapport cyclique, de tel sorte que le point de fonctionnement du générateur PV progresse vers le MPP. Le μ contrôleur PIC16F877A est programmé avec l'algorithme P&O et IncCond pour générer le PWM optimal. L'ACS712 (capteur de courant) est utilisé pour mesurer le courant du module PV et le courant de sortie du convertisseur élévateur. La tension du convertisseur de sortie et le module PV mesuré par un diviseur de tension.

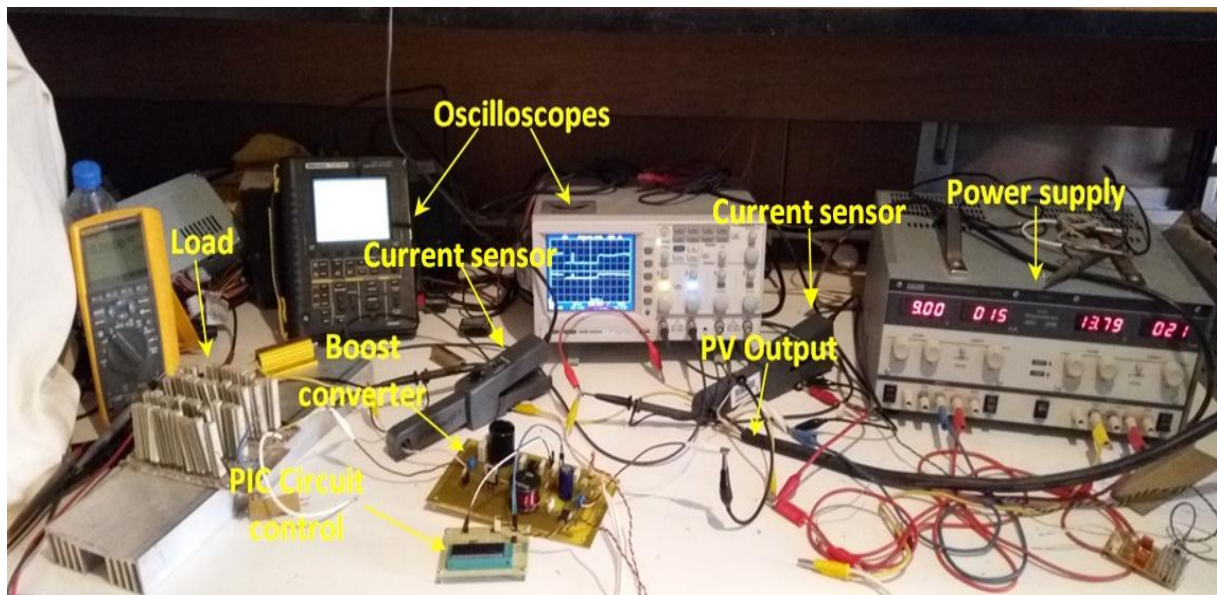


Figure IV. 12: Test expérimental du système PV installé dans l'unité de recherche en énergies renouvelables dans le milieu saharien, Adrar



Figure IV. 13: Module photovoltaïque installé dans l'unité de recherche en énergies renouvelables dans le milieu saharien, Adrar

Les résultats expérimentaux ont été obtenus directement sous le soleil le 21 mars 2018 à (10h: 44min et 10h: 48min) comme indiqué sur l'oscilloscope Fig. IV.13. En ce jour, l'irradiation solaire et la température ambiante sont (444.36 W / m^2 : $11,4^\circ \text{ C}$ à 10h: 44min et $490,97 \text{ W / m}^2$, $11,56^\circ \text{ C}$ à 10h: 48min).

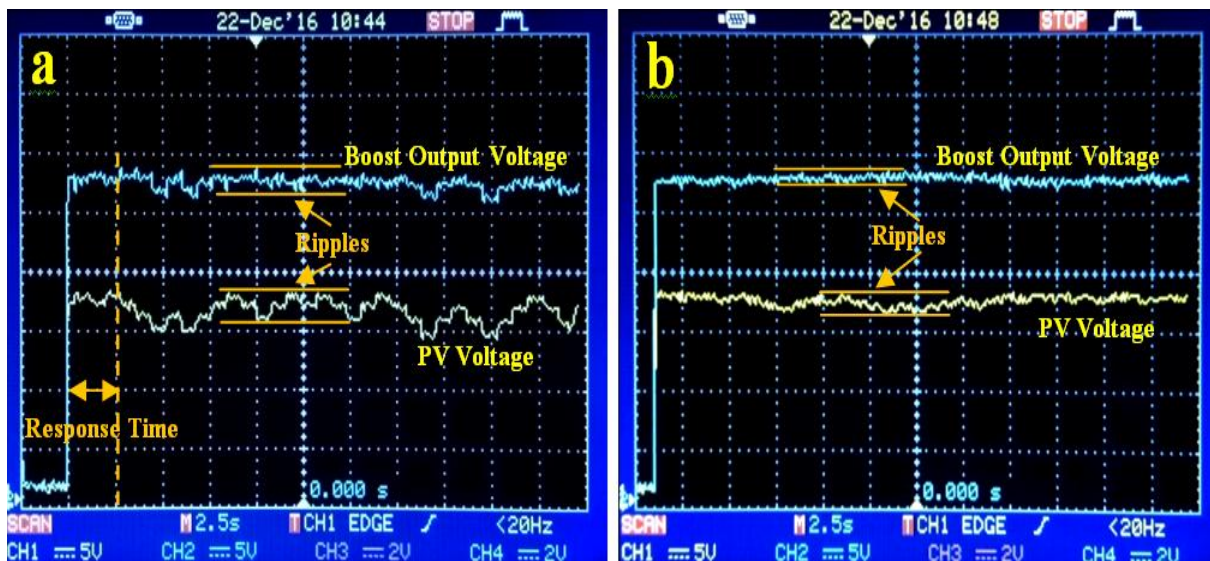


Figure IV. 14: Tension du PV et de la tension de sortie de Boost: (a) technique P&O
(b) technique IncCond.

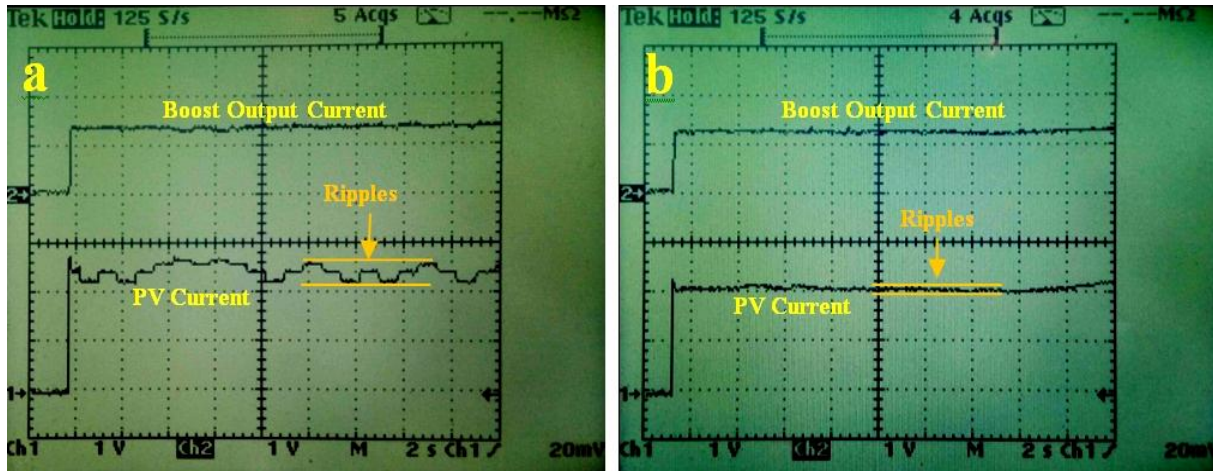


Figure IV. 15: Courant du PV et de sortie de Boost technique P&O

(b) technique IncCond.

Une fois le test expérimental figure IV.12 prêt, les résultats de la simulation peuvent être validés. Les résultats expérimentaux montrent clairement que les objectifs attendus de ce document sont atteints. Les résultats expérimentaux révèlent l'efficacité de la proposition, et montrent également la vitesse rapide de convergence vers le MPP et la réduction des ondulations. Ces améliorations sont visibles dans la qualité de la tension Figure IV.14. Dans la figure IV.15, la proposition permettait moins d'ondulation de courant par rapport à la technique conventionnelle P&O. On observe que le temps de réponse de l'algorithme P&O classique est trop lent par rapport IncCond Figure IV.14.

Table 3. Comparaison des résultats expérimentaux

	P&O	IncCond
Panneau PV		
Ondulation de tension Figure 4.14	29%	6.25%
Ondulation de courant Figure 4.15	13.33%	2.17%
Sortie de BOOST		
Ondulation de tension Figure 4.14	7.7%	3%
Ondulation de courant Figure 4.15	12%	3.3%

Le tableau suivant résume les résultats obtenus

Table 4. Résumé des résultats obtenus

F (KHz)	V_e (v)	I_e (A)	V_s (v)	I_s (v)	η (%)
1	6.80	3.0	26.88	0.45	59.99
3	14.84	2.9	32.88	1.16	88.63
5	16.04	3.0	33.14	1.3	89.53
10	16.00	2.9	33.16	1.31	93.62
15	15.96	3.0	33.08	1.32	91.20
20	15.52	3.0	32.18	1.32	91.23
25	15.5	3.0	32.16	1.31	90.60
30	15.46	2.9	32.12	1.31	93.85
40	15.46	2.9	32.10	1.31	93.79
50	15.4	2.9	32.06	1.30	93.56
60	15.36	2.9	32.02	1.30	93.45
70	15.30	2.9	32.00	1.29	93.03
80	15.26	2.9	31.96	1.29	93.16
90	15.22	2.9	31.60	1.28	91.63
100	15.16	2.9	31.09	1.28	92.87
120	15.08	2.8	31.84	1.27	95.77
140	15.00	2.8	31.78	1.26	93.54
160	14.09	2.8	31.07	1.25	94.97

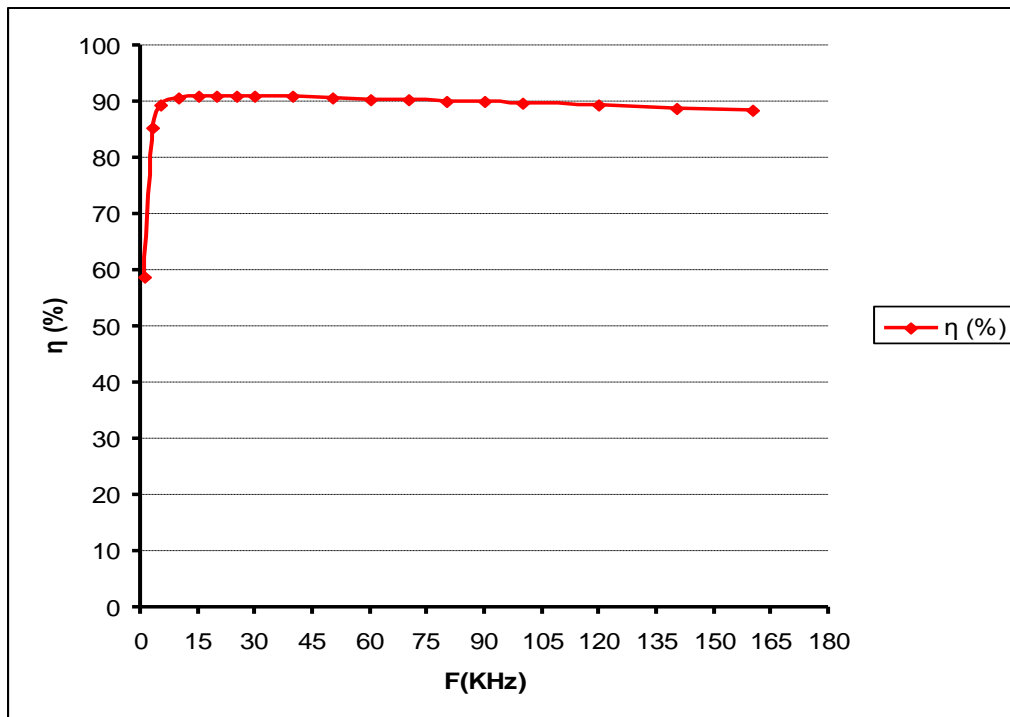


Figure IV. 16 :L'effet de la variation da la fréquence sur le

Ce graphe montre bien que notre Boost a un rendement maximal quand la fréquence est autour de 20 KHz, au-delà de cette valeur on remarque que le rendement commence à diminuer peu à peu et c'est dû aux pertes de puissance en commutation au niveau du MOSFET commandé par cette fréquence.

On remarque aussi que le rendement diminue rapidement pour des fréquences très inférieures à 20 KHz; la bobine dans cet état-là sera saturée et ne pourra pas donc stocker l'énergie ce qui va décharger le condensateur et en conséquence le courant dans la bobine sera plus fort ce qui donne lieu a des fortes pertes de puissance au niveau de l'inductance. Alors on peut dire comme conclusion que la fréquence d'hachage d'un Boost ne doit être ni trop faible ni trop élevé.

4.8 L'effet de la variation du rapport cyclique α sur le rendement

Sous les mêmes conditions précédentes ; mais cette fois ci on va fixer la fréquence F à 20 KHz (on a déjà montré dans le paragraphe précédent que c'était la fréquence optimale pour assurer un bon rendement) et on varie les valeurs du rapport cyclique α . Finalement on fait la même chose pour calculer le rendement et les résultats sont résumés dans le tableau suivant :

Table 5. L'effet de la variation du rapport cyclique α sur le rendement

α (%)	V_e (v)	I_e (A)	V_s (v)	I_s (v)	η (%)
10	8.52	0.27	10.34	0.21	94.39
20	10.57	0.41	13.05	0.31	93.35
25	10.51	1.34	13.23	0.97	91.12
30	10.41	2.68	13.49	1.79	86.55
35	10.05	2.99	13.53	1.89	85.09
40	9.33	3.00	13.47	1.75	84.21
45	8.55	3.00	13.41	1.59	83.13
50	7.76	3.00	13.35	1.43	82.00
55	7.16	2.99	13.31	1.30	80.82
60	6.47	2.99	13.27	1.16	79.57
65	5.63	3.00	13.22	0.98	76.70
70	5.13	3.00	13.19	0.87	74.56
75	4.29	2.99	13.14	0.69	70.68
80	3.65	3.00	13.09	0.55	65.74

On remarque sur le graphe suivant (Figure IV.17) que la forme de la courbe est similaire à celle de la Figure IV.16. Cette courbe montre que le PPM est obtenue pour $\alpha = 20\%$. Pour des valeurs importantes de α on voit que le système sera inefficace et c'est dû au fait que le MOSFET sera activé la plupart du temps.

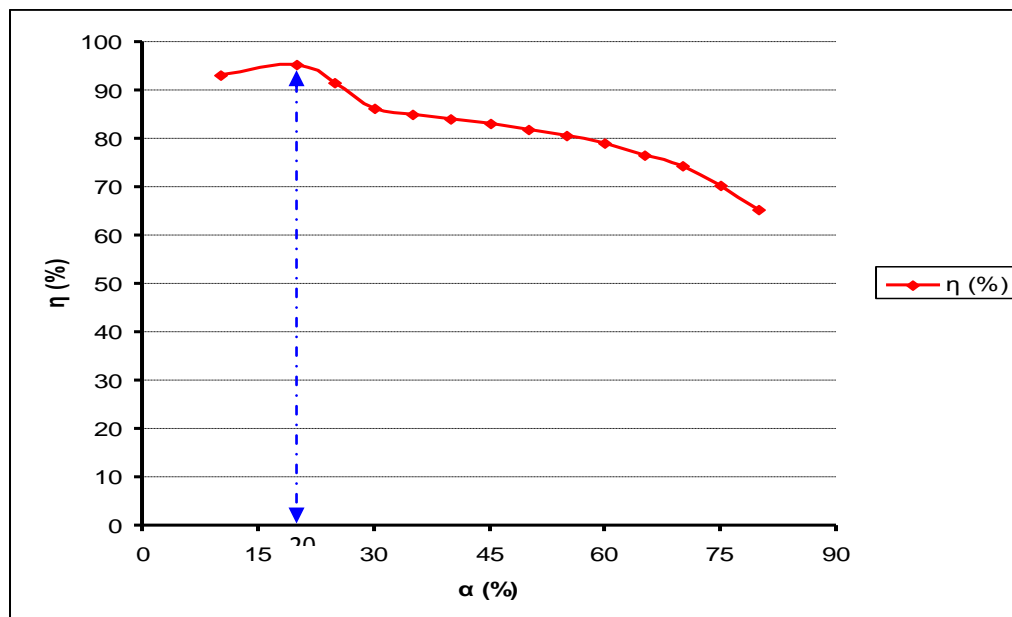


Figure IV. 17 : L'effet de la variation du rapport cyclique α sur le

4.9 Conclusion

Ce chapitre montre que l'MPPT a été réalisée avec succès afin d'extraire à chaque moment le maximum de puissance, et d'après les résultats obtenus on peut dire qu'on a arrivé à un rendement varie entre 87% et 97%.

La proposition d'un algorithme MPPT offre plus performance. En conclusion, l'application de l'MPPT offre plus de convergence de vitesse pour atteindre le MPP désiré, avec moins d'erreur autour de la puissance du panneau PV fourni.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERAL

Conclusion général

D'un point de vue expérimental, les cellules photovoltaïques (PV) présentent de grandes variances de leur puissance électrique en fonction des conditions météorologiques. De plus, quand elles sont connectées à une charge, certains problèmes apparaissent, et la puissance transférée à la charge correspond rarement à la puissance maximale délivrée par le GPV.

Pour avoir la meilleure connexion entre une source non linéaire et une charge arbitraire et produire la meilleure puissance, le Maximum Power Point Tracking (MPPT) a été développé depuis longtemps. Ces genres de contrôleurs, particulièrement adaptés pour piloter une source non linéaire, forcent le générateur à travailler à son Maximum Power Point (MPP), induisant une amélioration globale du rendement du système de conversion électrique.

Il existe différents types de contrôleurs MPPT. Généralement, chacun de ces contrôleurs a été réalisé pour une application spécifique. La précision et la robustesse de ces contrôleurs dépendent d'un certain nombre de paramètres :

- Le rendement global du système désiré par le constructeur.
- Le type de convertisseur de puissance permettant l'adaptation et la connexion à une charge (DC-DC, DC-AC), ou à un réseau électrique.
- L'application souhaitée (systèmes autonomes, connectés au réseau, spatiaux).
- Les caractéristiques du MPPT, en fonction de la vitesse, qualité ...

Dans ce projet de mémoire nous avons montré la nécessité de l'utilisation d'un MPPT afin d'extraire le maximum de puissance que peut délivrer un GPV. Notre MPPT est mis en œuvre par l'utilisation d'un convertisseur Boost fonctionnant en mode de conduction continue et d'un microcontrôleur pour le contrôle des signaux PWM commandant le Boost et également pour la surveillance de l'MPPT. Pour faire ce contrôle un algorithme de Perturbe and observe et l'inductance incrémentielle sont implantés au niveau de microcontrôleur et les résultats de simulation montrent une efficacité de rendement entre 87% et 97%.

Une réalisation pratique a été effectuée au niveau de le URERMS Adrar, a permis d'appréhender de manière ludique et concrète l'utilisation et l'optimisation de l'énergie solaire, qui est une énergie renouvelable et donc d'avenir.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] Alain Bilbao Learreta « Réalisation d'une commande MPPT numérique » LAAS /CNRS, 2006.
- [2] CONCEPTION ET REALISATION DE MODULES PHOTOVOLTAIQUES ELECTRONIQUES M. Angel Cid Pastor. L'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse. 2006.
- [3] F. Lasnier, T.G. Ang, "Photovoltaic Engineering Handbook" IOP Publishing Ltd. 1980. ISBN 0-85274-311-4
- [4] A.AZIZ, K.KASSMI, F.OLIVIE, G.SARRABAYROUSE « Synthèses bibliographiques sur les chaines photovoltaïques » Rapport LAAS N°04348,27p,Jun2004.
- [5] Tetsuya Taima, Susumu Toyoshima, Kohjiro Hara, Kiyoshi Yase « Control of measurment environment for high-efficiency organic photovoltaic cells » Japanese Journal of applied physics vol . 45 n° 8-2006.
- [6] Jean-Paul BRAUN. Benjamin FARAGGI. Anne LABOURET « Les cellules solaires » Edition technique et scientifique française-pari-1996.
- [7] Anne Labouret et Michel Viloz, « Energie solaire photovoltaïque : Le manuel du professionnel » Collection EEA série Electronique –paris- Dunode, 2003.
- [8] Noble Duncanet Robert K.Swartman « The candidian renewable energi guide » Burns town, General stor publishing hous 1995 .
- [9] M .F. Shraif « Optimisation et mesure de chaines de conversion d'énergie photovoltaïque e énergie électrique » Thèse de l'université Paul Sabatier , LAAS/CNRS 2002.
- [10]W. Herrman, W. Wiesner, W. Vaaben, "Hot spot investigations on PV modules – New concepts for a test standard and consequences for module design with respect to bypass diodes" 26th PVSC, Sept. 30 – Oct. 1997, Anaheim, CA.
- [11] Abdelhak AZIZ « Propriétés électriques des composants électroniques minéraux et organiques, Conception et modélisation d'une chaîne photovoltaïque pour une meilleure exploitation de l'énergie solaire » UNIVERSITE TOULOUSE.2006.
- [12] H. Valderrama-Blavi, C. Alonso, L. Martínez-Salamero, M. F. Shraif, A. Cid-Pastor, R. Pedrola, J. Caliente, "Multilevel Inverters Adapted to Photovoltaic Energy conversion" . EPE-PEMC 2002 Dubrovnik & Cavtat, Sept. 2002.
-

Références bibliographiques

- [13] A.Aziz K.Kassmi, R.Maimouni, F, Olivier « Composants de puissance utilisés dans les convertisseurs des chaînes PV en régime de commutation » Rapport LAAS n° 04758,27p Toulouse-France sep2004.
- [14] A.Aziz , K.Kassmi, F, Olivier, G.Sarrabayrouse, A.Martinez «Analyse dans l'environnement Orcad-Pspice l'adaptation DC-DC des systèmes PV par des convertisseurs Boost fonctionnant à haute fréquence » rapport LAAS /CNRS N° 05267,19P Toulouse-France, Juin 2005.
- [15] Hannes Knopf, AAnalysis “ Simulation and evaluation of maximum power point tracking (MPPT) methods for a solar powered vehicle” thesis, Portland state university 1999.
- [16] YUN TIAM TAN “ Impact on the power system with a large penetration of PV generation ” A thesis submitted to the university of Manchester institute of Science and Technology . 2004.
- [17] Leyva, R., Queinnec I., Alonso, C., Cid-Pastor, A., Lagrange D. and Martinez-SalameroL., “MPPT of photovoltaic systems using extremum seeking control” IEEE Trans. On Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 42, No, 1, pp 249-258, Jan. 2006.
- [18] Hussein, K.H.; Muta, I.; Hoshino, T.; Osakada, M.; “Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions” Generation, IEE Proceedings Transmission and Distribution.Vol. 142, No. 1, Jan. 1995 pp:59 – 64
- [19] M. J. Case, M. J. Joubert and T.A. Harrison, “A novel photovoltaic array maximum power point tracker” , EPE-PMC 2002 Dubrovnik & Cavtat.
- [20] M. Veerrachary, T. Senju and K. Uezato, Voltage-based Maximum Power Point Tracking Control of PV System, IEEE Trans. On Aerospace and Electronic Systems, Vol. 38, No. 1, January 2002.
- [21] C.R. Sullivan and P.J. Powers, “A high efficiency maximum power point tracker for photovoltaic arrays in a solar-powered race vehicle”, 24th annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1993, PESC'93 Record, 20-24 June 1993, pp 574-580
- [22] D. Shmilovitz, ‘On the control of photovoltaic maximum power point tracker via output parameters’, IEE Proceedings Electric Power Applications, Vol. 152, No. 2, pp 239-248, 2005.

Les liens :

[A] http://www.uni-solar.com/uploadedFiles/0.4.1_us_sell_sheet_10-7-04_high_res.pdf.

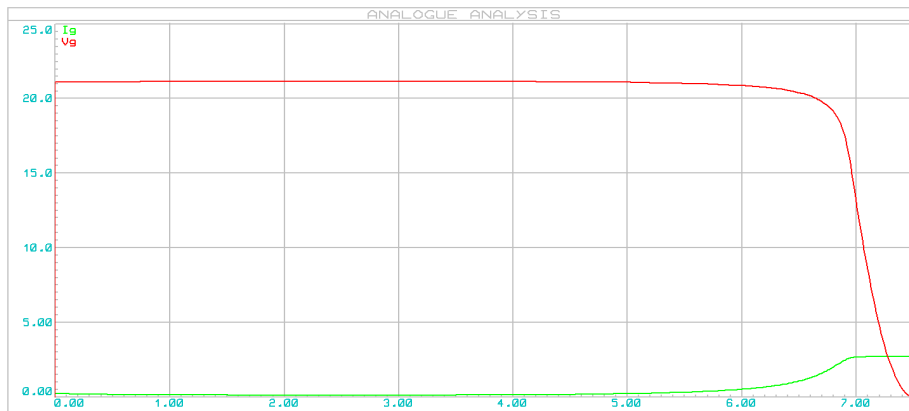
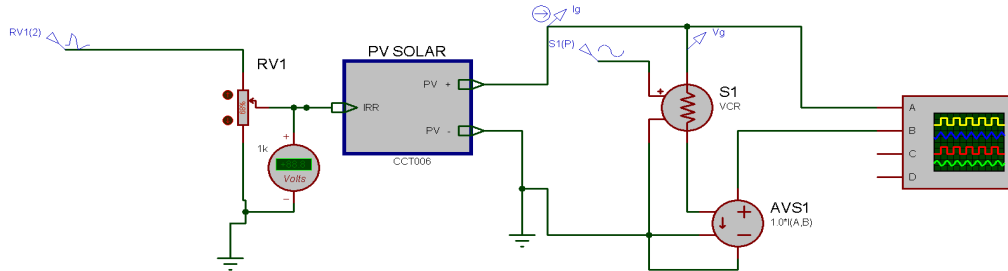
[B] http://www.atmel.com/dyn/products/product_card.asp?part_id=1930.

[C] Le site de Bigonoff l'incontournable site sur les microcontrôleurs PIC.

ANNEXE

ANNEXE

Le circuit utilisé pour obtenir la tension proportionnelle au courant du GPV



Les PIC de Microchip sont des composants dites **RISC (Reduce Instruction Construction Set)** ou des PIC qui contiennent un processeur à jeu d'instruction réduit.

La famille des PIC est subdivisée en 3 grandes familles : la famille Base-Line qui utilise des mots d'instructions de 12 bits, la famille Mid-Range qui utilise des mots d'instructions de 14 bits (et dont fait partie le 16F876) et la famille High-End qui utilise des mots de 16 bits.

Les PICs, au même titre que les microprocesseurs, sont composés essentiellement de registres ayant chacun une fonction bien déterminée.

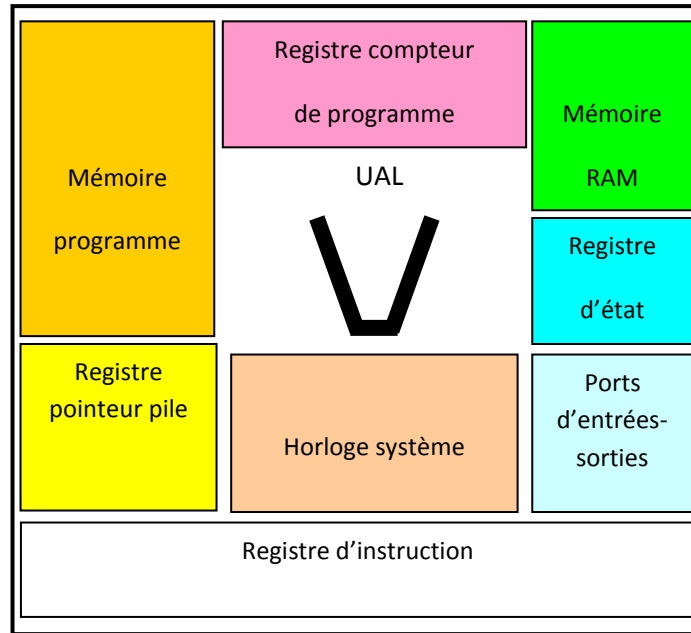
Les caractéristiques des PICs varient en fonction de :

- La mémoire EEPROM intégrée ;
- La taille de la RAM interne ;
- Le type de la mémoire programmée : FLASH, EPROM ou OTP ;
- Les convertisseurs analogique/numériques intégrés ;

ANNEXE

Structure minimale d'un PIC :

La structure minimale d'un PIC est constituée des éléments ci-dessous :



Le PIC 16F877A :

Nous allons maintenant s'intéresser à la structure interne du PIC 16F877A, avec lequel nous avons travaillé.

Le 16F877A est un microcontrôleur de MICROCHIP, fait partie intégrante de la famille des Mid-Range (16) dont la mémoire programme est de type flash (F) de type 876 et capable d'accepter une fréquence d'horloge maximale de 4Mhz.

Caractéristiques générales :

PIC	FLASH	RAM	EEPROM	I/O	A/D	PORT //	Port série
16F877A	8K	368	256	22	5	NON	USART/ MSSP

ANNEXE

Brochage du 16F877A :

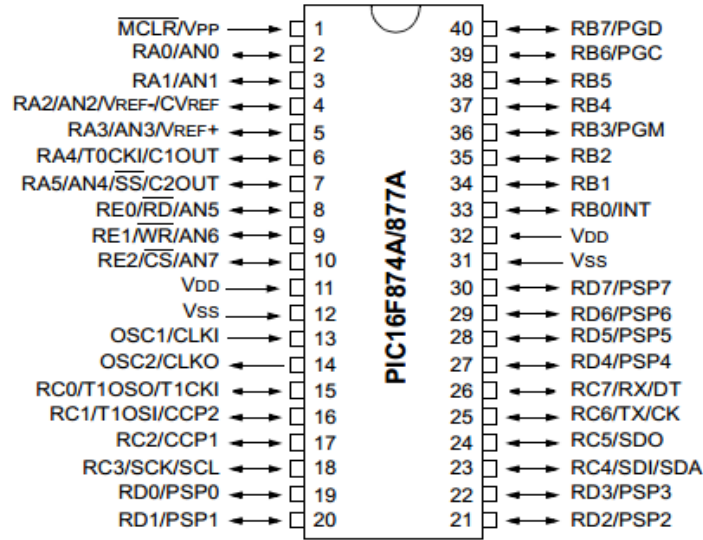


Schéma fonctionnel :

