

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



Département d'Electronique
Projet de Fin d'Etudes
pour l'obtention du diplôme
d'Ingénieur d'Etat en Electronique
Présenté par :
NECHE Kamel

Thème :

***Aide à la mise au point d'un banc
de test photovoltaïque***

Mr M. Haddadi	Professeur	ENP	Président
Mr M. S. Ait Cheikh	Maître de Conférences	ENP	Rapporteur
Mr M. Trabelsi	Maître de Conférences	ENP	Examineur

Juin 2008

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



Département d'Electronique
Projet de Fin d'Etudes
pour l'obtention du diplôme
d'Ingénieur d'Etat en Electronique
Présenté par :
NECHE Kamel

Thème :

***Aide à la mise au point d'un banc
de test photovoltaïque***

Mr M. Haddadi	Professeur	ENP	Président
Mr M. S. Ait Cheikh	Maître de Conférences	ENP	Rapporteur
Mr M. Trabelsi	Maître de Conférences	ENP	Examineur

Juin 2008

Remerciements

Je souhaiterais tout d'abord remercier et exprimer toute ma gratitude à mon directeur de mémoire le Docteur Salah Mohamed AIT-CHEIKH de l'Ecole Nationale Polytechnique (ENP) d'Alger. Je tiens à lui témoigner toute ma reconnaissance pour sa disponibilité et ses conseils toujours avisés.

Je tiens à témoigner toute ma gratitude à Monsieur LARBES Cherif, PhD de l'Ecole Nationale Polytechnique (ENP) d'Alger, pour leurs aides.

Je voudrais remercier également Monsieur HADDADI Mourad Professeur à l'ENP, de me faire l'honneur de présider mon jury de mémoire. Je présente mes plus sincères remerciements à Monsieur TRABELSI, Docteur de l'Ecole Nationale Polytechnique (ENP) d'Alger, qui est accepté de participer à ce jury en tant qu'examineur et qui est pris la peine de lire ce travail avec attention.

Mes remerciements s'adressent ensuite à l'ensemble de l'équipe du laboratoire de développement de dispositif de communication et de conversion photovoltaïque (LDCCP).

Enfin, je n'oublierais pas d'associer à mon travail mes parents, ma famille, mes amis qui se reconnaîtront et tous ceux que j'ai pu oublier.

Kamel NECHE

Dédicaces

*Je dédie ce mémoire, aux personnes qui me sont les plus chères :
A mes parents qui m'ont énormément soutenu dans les moments
les plus difficiles, partagé mes joies et mes peines, qui se sont
toujours sacrifiés à mes dépends.*

A mes frères et à mes sœurs

A toute ma famille.

A mes amis et collègues.

kamel

ملخص :

تعتبر الكهرياء المولدة عن طريق الألواح الشمسية من أهم مصادر الطاقات المتجددة. لكن هذه الألواح لا تُعطي استطاعتها العظمى إلا في نقطة عمل وحيدة غير ثابتة بل تتغير بتغير الظروف الجوية (الضوء و الحرارة)، لذلك يجب استعمال نظام تعقب ملائم للاستغلال الأمثل للطاقة المستمدة من اللوح الكهروضوئي. الهدف من هذه المذكرة يتمثل في الدراسة، التجريب الرقمي، وتحقيق طاوله تجريب كهروضوئي، وذلك باستعمال طريقة رد فعل التوتريمع خلية مرشدة المعنبرة كطريقة تحكم لتعقب نقطة الاستطاعة العظمى. **كلمات مفتاحية:** كهروضوئي، تعقب الاستطاعة القصوى، محول مستمر- مستمر. المعامل الدوري، رد فعل.

Résumé :

L'électricité solaire est vue comme étant une importante source d'énergie renouvelable. Le générateur photovoltaïque est une source caractérisée par un seul point de fonctionnement où la puissance générée est maximale. Ce point se déplace en fonction des conditions atmosphériques, Le but de ce mémoire est l'étude, la simulation, et la mise au point d'un banc de teste photovoltaïque utilisant la méthode de contre réaction de tension avec cellule pilote comme étant une commande de poursuite du point de puissance maximale.

Mots clés : Photovoltaïque, MPPT, Convertisseur DC-DC, Rapport cyclique, contre réaction.

Abstract:

Solar electricity is seen as being a significant source of renewable energy. The photovoltaic generator is a source characterized by only one point of operation where the generated power is maximum. This point moves according to the atmospheric conditions, the goal of this memory is the study, simulation, and the development of a bench of tests photovoltaic using the method of feedback of tension with pilot cell as being an ordering of continuation of the point of maximum power.

Keywords: Photovoltaic, MPPT, DC-DC Converter, feedback. Duty cycle.

Introduction générale

1

Chapitre I : Systèmes photovoltaïques

I. Introduction	3
I.1.Systèmes photovoltaïques.....	3
I.1.1 Le module photovoltaïque.....	3
I.2. Les cellules solaires.....	3
I.2.1. Le principe de fonctionnement des photopiles.....	4
I.2.2.Les caractéristiques d'une photopile.....	5
- <i>La tension en circuit ouvert</i>	5
- <i>Le courant de court-circuit</i>	5
- <i>La puissance</i>	6
- <i>Le rendement</i>	6
I.2.3.Les différents types de cellules solaires et leur rendement.....	7
- <i>Le silicium monocristallin</i>	7
- <i>Le silicium multicristallin</i>	7
- <i>Le silicium amorphe</i>	7
I.2.4.Circuit équivalent et modèle mathématique d'une cellule.....	8
I.3. Les panneaux solaires	9
I.3.1.L'influence de la température et l'ensoleillement sur le rendement.....	10
I.3.1.1. L'influence de la température.....	10
I.3.1.2. L'influence de l'ensoleillement.....	11
I.4.La protection des cellules	12
I.5. Les Batteries.....	13
I.6. Concept de MPPT.....	13
I.7.Conclusion.....	14

Chapitre II : Convertisseurs DC-DC

II. Les Convertisseurs DC-DC (Les Hacheurs).....	15
II.1.Type de convertisseurs.....	15
II.2.Hacheur dévolteur « Buck ».....	16
II.3. Le rapport de conversion.....	19
II.4. Hacheur survolteur « Boost ».....	20
II.5. Hacheur dévolteur/survolteur « Buck-Boost ».....	24
II.6. Conclusion.....	27

Chapitre III : Poursuite du point de puissance maximale

III .Introduction.....	28
III.1.Adaptation manuelle de la charge au générateur photovoltaïque.....	28
III.2 Adaptation manuelle du générateur photovoltaïque à la charge.....	29
III.3. Méthodes à contre réaction de tension.....	29
III.3.1. Méthode à tension de référence fixe.....	30
III.3.2. méthode à tension de référence en fonction de Voc.....	31
III.3.3. Méthode à Tension de référence externe (Cellule pilote)	32

III.4. Méthodes à contre réaction de courant.....	33
III.4.1. Méthode à courant de référence en fonction du courant de court-circuit I_{sc}	33
III.4.2. Méthode à courant de référence externe (Cellule pilote).....	34
III.4.3. Méthodes à contre réaction de puissance.....	34
III.4.3.1. Algorithme ‘perturbation et observation’.....	34
III.4.3.1.1 Algorithme ‘perturbation et observation’ simple.....	34
III.4.3.1.2 L'algorithme amélioré de P&O	36
III.4.3.2. Algorithme ‘incrémental conductance’.....	37
III.4.3.3. Méthode de poursuite analogique	40
III.4.3.4. Méthode à oscillation forcée	41
III.5. Conclusion.....	43

Chapitre IV : Simulation et évaluation des résultats

IV. Introduction.....	44
IV.1 .blocs de simulation.....	44
IV.1 .1 Schéma global de la simulation	44
IV.1.2. Le Générateur photovoltaïque.....	45
IV.1.3. Le convertisseur DC/DC.....	45
IV.2. Simulation du convertisseur DC-DC (boost).....	46
IV.2.1. Variation de l'ensoleillement avec $T=25^{\circ}\text{C}$	46
Variation lente de l'ensoleillement.....	46
Variation rapide de l'ensoleillement.....	48
IV.2.2. variation de la température avec $S=1000\text{W}/\text{m}^2$	50
IVariation lente de la température.....	50
IVariation rapide de la température.....	51
IV.3. Poursuite du PPM lors d'un changement brusque de l'ensoleillement.....	53
IV.4. Conclusion	54

Chapitre V : Mise au point de banc d'essai

V. Introduction.....	55
V.1. Principe de fonctionnement.....	55
V.2. Dimensionnement des composantes.....	58
V.2.1. Dimensionnement des éléments réactifs.....	59
V.2.2. Dimensionnement des composantes associées au MOSFET.....	60
V.2.3. Dimensionnement des composantes de générateur PWM.....	62
V.2.4. Dimensionnement de circuit comparateur.....	64
V.2.5. Plage de variation de la charge et limite de tracking.....	64
V.3. Tests et résultats des mesures.....	66
V.4 .résultats pratiques obtenus.....	66
V.5. Conclusion	69

Listes des figures

Chapitre I : Systèmes photovoltaïques

- Figure I.1 : Absorption de la lumière et transfert de l'énergie des photons aux électrons
Figure I.2 : La collecte des charges
Figure I.3 : Caractéristique courant-tension d'une photopile
Figure I.4 : Caractéristiques courant-tension comparées d'une cellule au silicium amorphe et d'une autre au silicium cristallin (sous 1000 W/m^2)
Figure I.5: Modèle équivalent à deux diodes d'une cellule photovoltaïque et son symbole.
Figure I.6 : Courbes P(V) d'un panneau à diverses températures.
Figure I.7 : Courbes I(V) d'un panneau à diverses températures.
Figure I.8 : Courbes P(V) d'un panneau à divers ensoleillements.
Figure I.9 : Courbes I(V) d'une cellule sous diverses intensités de rayonnement.
Figure I.10. Branchement des diodes Bypass et de blocage avec un réseau de cellules solaires.
Figure I.11 : Cellule électrochimique à plomb de base.
Figure I.12 : Allure des courbes de charge et de décharge d'une cellule à plomb.

Chapitre II : Convertisseurs DC-DC

- Figure II.1 : Tension de commande (PWM) du commutateur durant une période de commutation.
Figure II.2 : Circuit idéal du hacheur série.
Figure II.3 : Courant dans la self du hacheur série.
Figure II.4 : Courant en discontinuité dans la self du hacheur série.
Figure II.5 : Schéma équivalent du hacheur série quand $t \in [0, DT_s]$.
Figure II.6 : Schéma équivalent du hacheur série quand $t \in [d.TS, TS]$.
Figure II.7 : La caractéristique de la tension d'inductance $V_L(t)$ pour un hacheur série.
Figure II.8 : Le rapport de conversion $M(d)$ pour un hacheur série.
Figure II.9. Schéma de principe d'un Boost
Figure II.10 : Schéma équivalent du hacheur survolteur à $t \in [0, d.TS]$.
Figure II.11 : Circuit équivalent d'un hacheur survolteur à $t \in [d.TS, TS]$.
Figure II.12 : L'allure du rapport de conversion en fonction du rapport cyclique équation(II.42).
Figure II.13 : Circuit de base d'un convertisseur Buck-Boost.
Figure II.14 : Circuit équivalent nt d'un Buck-Boost lorsque $d \in [0, d.TS]$.
Figure II.15 : Circuit équivalent d'un Buck-Boost lorsque $d \in [d.TS, TS]$.
Figure II.16 : rapport de conversion en fonction du rapport cyclique.

Chapitre III : Poursuite du point de puissance maximale

- Figure III.1 : Le contrôleur MPPT
Figure III.2 : Principe de la méthode à contre réaction de tension avec tension de référence.
Figure III.3 : Intervalles de variation de la tension et du courant de fonctionnement optimal pour des ensoleillements et des températures variables.
Figure III.4 : Principe de la méthode à contre réaction de tension avec tension de référence en fonction de tension à circuit ouvert du panneau.
Figure III.5 : La tension V_{mp} on fonction de la tension V_{oc} pour différentes températures et ensoleillements.
Figure III.6 : Principe de la méthode à contre réaction de tension avec cellule pilote.
Figure III.7 : Principe de la méthode MPPT à courant de référence en fonction de I_{sc} .
Figure III.8 : Organigramme de l'algorithme perturbation et observation
Figure III.9 : Effet d'une augmentation soudaine de l'ensoleillement sur la poursuite du PPM.
Figure III.10 : Signe de dP/dV pour différentes zones de fonctionnement.
Figure III.11 : Organigramme de l'algorithme incrémental conductance
Figure III.12 : Modulation de la largeur d'impulsion PWM par un mécanisme analogique de la poursuite du point de puissance maximale
Figure III.13 : La phase du signal de puissance en fonction de la position du MPP.

Chapitre IV : Simulation de la méthode de contre réaction de tension avec cellule pilote

Figure IV.1 : Schéma global de la simulation de la méthode de contre réaction de tension avec cellule pilote

Figure IV.2 : schéma bloc de la simulation du panneau solaire avec 36 cellules sous $1000\text{W}/\text{m}^2$.

Figure IV.3 : Schéma bloc du convertisseur boost

Figure IV.4: schéma bloc de la simulation du hacheur survolteur

Figure V.5 : Variation lente de l'ensoleillement

Figure IV.6 : La variation du rapport cyclique d en fonction du temps

Figure IV.7 : la variation de la puissance de sortie du panneau en fonction du temps et sous un éclairement variable

Figure IV.8 : Les tensions V_{panneau} et V_{cellule} en fonction du temps lors d'un changement lent de l'ensoleillement

Figure IV.9 : Variation rapide de l'ensoleillement en fonction du temps

Figure IV.10 : La variation du rapport cyclique d en fonction du temps ainsi qu'une variation rapide d'ensoleillement

Figure IV.11 : la variation de la puissance de sortie du panneau en fonction du temps et sous un éclairement variable

Figure IV.12 : Les tensions V_{panneau} et V_{cellule} en fonction du temps lors d'un changement rapide de l'ensoleillement

Figure IV.13 : Variation lente de la température avec $S=1000\text{W}/\text{m}^2$

Figure IV.14 : L'influence de la température sur la puissance fournie par le GPV

Figure IV.15 : Les tensions V_{panneau} et V_{cellule} en fonction du temps lors d'un changement lent de la température

Figure IV.16 : Variation rapide de la température avec $S=1000\text{W}/\text{m}^2$

Figure IV.17 : La variation du rapport cyclique d en fonction du temps

Figure IV.18 : Les tensions V_{panneau} et V_{cellule} en fonction du temps lors d'un changement rapide de la température

Figure IV.19: L'influence de la température sur la puissance fournie par le GPV

Figure IV.20. La puissance obtenue en fonction de la tension du panneau (MPP obtenu)

Figure IV.21. Variation brusque de l'ensoleillement

Figure IV.22. Rapport cyclique d

Figure IV.23. puissance du GPV

Figure IV.24. courbes V_{panneau} et V_{cellule} pour une variation brusque de l'ensoleillement

Chapitre V : Mise au point d'une commande MPPT à contre réaction de tension

Figure V.1 : Schéma de principe de la méthode à contre réaction de tension avec cellule pilote proposée.

Figure V.2 : Formes d'ondes des différents signaux dans le cas d'un circuit Boost avec la méthode proposée dans des conditions constantes de fonctionnement.

Figure V.3 : Schéma électrique de la commande MPPT avec cellule pilote.

Figure V.4 : Déplacement de point MPP en fonction de la variation de la charge.

Figure V.5 : variation de la tension aux bornes de la charge en fonction des conditions atmosphériques variables.

Figure V.6 : variation du courant de sortie en fonction des conditions atmosphériques variables.

Figure V.7 : variation de la puissance de sortie en fonction des conditions atmosphériques variables.

Introduction Générale

Introduction

Depuis la généralisation de l'utilisation de l'électricité, la consommation énergétique n'a cessé d'augmenter ; des années 60 à nos jours celle-ci a triplé. Actuellement, les principales sources d'énergie proviennent des combustibles fossiles (charbon, pétrole, gaz naturel) et du nucléaire. Cependant, depuis les crises successives du pétrole des années 70, le problème de la conversion et du stockage de l'énergie a conduit à la recherche et au développement de nouvelles sources d'approvisionnement. Cet intérêt s'est accru face à l'épuisement inéluctable des énergies fossiles, à leur impact sur l'environnement et aux déchets qu'elles engendrent. Cependant et afin de décoloniser et de diversifier l'origine de la production d'électricité, de nouvelles énergies dites «renouvelables», ont émergés telles la biomasse, l'éolien, la géothermie, la marémotrice et le solaire. Elles ont toutes l'immense avantage d'être d'origine naturelle et renouvelables, inépuisable et non polluante. Parmi celles-ci, l'énergie solaire est la mieux partagée par tous les habitants du globe terrestre. Son exploitation permettrait de fournir en électricité des sites isolés des réseaux électriques et éviterait la création de nouvelles lignes électriques qui demandent généralement un lourd investissement.

Les panneaux solaires, bien qu'ils soient de plus en plus performants, ont des rendements qui restent assez faibles (autour de 20%), c'est pourquoi il faut exploiter le maximum de puissance qu'ils peuvent générer en réduisant au maximum les pertes d'énergie.

Une caractéristique importante de ces panneaux est que la puissance maximale disponible est fournie seulement en un seul point de fonctionnement appelé MPP (Maximum Power Point), défini par une tension et un courant donnés, et ce point se déplace en fonction des conditions météorologiques (ensoleillement, température) ainsi que des variations de la charge. Extraire le maximum de puissance nécessite donc un mécanisme de poursuite de ce point qu'on appelle MPPT (MPP Tracker). Il existe plusieurs méthodes MPPT, nous nous intéressons à celle basée sur la méthode analogique appelée méthode à contre réaction de tension avec une cellule pilote.

L'objet de ce projet de fin d'études consiste sur la mise au point de cette méthode pratiquement. Ce projet nécessite plusieurs étapes, il commence par une étude, la synthèse, et la simulation, et enfin la manipulation et le teste des résultats.

Notre mémoire est organisé comme suit :

Le premier chapitre comprend une introduction générale sur les systèmes photovoltaïques tels que les cellules photovoltaïques, le panneau photovoltaïque, la batterie.

Dans le second chapitre, on trouve des généralités sur les convertisseurs DC-DC et leurs modèles mathématiques.

Le troisième chapitre présente l'état de l'art des techniques de MPPT disponibles qu'elles soient analogiques ou à base de microprocesseurs et la possibilité de modifications et d'améliorations chaque modèle.

En Quatrième chapitre, on simule avec Simulink® la méthode MPPT à contre réaction de tension.

La réalisation de banc de teste photovoltaïque basé sur un contrôleur MPPT par la méthode contre réaction de tension avec cellule pilote est représentés et discuté dans le cinquième chapitre.

En fin, on termine par une conclusion et des discussions sur les résultats obtenus.

Chapitre I :

Systemes

Photovoltaïques

I. Introduction

Il existe différentes sources d'énergie renouvelables disponibles sur la planète dont les principales sont : l'énergie solaire, l'énergie éolienne, l'énergie hydraulique, la biomasse et la géothermie. Elles peuvent être converties, selon les besoins, en électricité ou en chaleur. La cogénération d'électricité et de chaleur est possible dans le cas de la géothermie, de la biomasse et de l'énergie solaire.

Dans le cadre de notre étude, nous nous sommes concentrés sur la production d'électricité à partir de l'énergie photovoltaïque. Nous détaillons dans les paragraphes suivants les éléments ayant traités à cette ressource et sa transformation en énergie électrique.

I.1 Systèmes photovoltaïques**I.1.1. Le module photovoltaïque**

Un module photovoltaïque est tout d'abord un convertisseur d'énergie lumineuse en électricité. Par définition, c'est un ensemble de photopiles assemblées pour générer une puissance électrique suffisante lors de son exposition à la lumière. En effet, une photopile seule ne génère qu'une tension faible : de 0,5 à 1,5 V selon les technologies. Il est donc nécessaire d'associer plusieurs photopiles en série pour pouvoir produire une tension exploitable.

On réalise ainsi un module dont la puissance va dépendre de la surface mise en œuvre. Celui-ci va produire un courant continu en basse tension lorsqu'il sera exposé à la lumière, et il constitue la seule partie productrice d'énergie de notre générateur photovoltaïque. Par ailleurs, il ne faut pas oublier que ce module sera aussi exposé aux rigueurs du climat et de l'environnement (variations de température, humidité, salinité, etc.) ; Etant un assemblage fragile et sensible à la corrosion, il conviendra donc de le protéger mécaniquement et efficacement.

I.2. Les cellules solaires

À la différence d'une pile classique dont l'énergie est stockée et restituée selon la volonté de l'utilisateur, une cellule solaire, autrement appelée photopile, est un semi-conducteur qui ne produit de l'électricité que si elle est exposée à la lumière. Ce phénomène est appelé « conversion photovoltaïque ».

Le mot « photovoltaïque » vient du grec « phôtos » signifiant lumière et de « Volta » du nom du physicien italien qui, en 1800, découvrit la pile électrique. Mais c'est en 1839 que le français Antoine Becquerel fut le premier à mettre en évidence cette conversion particulière d'énergie. Ce phénomène est dû à la variation de la conductivité d'un matériau sous l'effet de la lumière.

I.2.1. Le principe de fonctionnement des photopiles

La conversion photovoltaïque met simultanément en jeu trois phénomènes physiques :

- l'absorption de la lumière dans le matériau,
- le transfert d'énergie des photons aux charges électriques,
- la collecte des charges.

Pour cela, le matériau doit avoir des propriétés électriques et optiques spécifiques, C'est pourquoi les cellules solaires sont constituées d'un matériau semi-conducteur, généralement du silicium. Contrairement aux conducteurs électriques tels que les métaux, dans lesquels il existe une forte concentration en électrons libres, le phénomène de photoconductivité est spécifique à ces matériaux semi-conducteurs dont les électrons ne sont que « libérables ». Pour générer un courant à partir d'un semi-conducteur, il faut réussir à libérer des électrons de l'attraction de leurs noyaux et à les attirer ensuite vers l'extérieur. Pour cela, il faut leur fournir une énergie suffisamment forte : c'est le rôle des photons constituant la lumière. (Figure I.1)

Il existe un seuil d'énergie minimum nécessaire à cette libération des électrons par les photons, au-delà duquel l'électron passe de la bande de valence à la bande de conduction, (niveau énergétique supérieur). Ce seuil est appelé gap optique ou largeur de bande interdite, et dépend du matériau utilisé. L'énergie nécessaire à la séparation est mesurée en électrons-volts (eV) et varie en fonction du semi-conducteur. Elle est de 1,1 eV pour le silicium cristallin et de 1,77 eV pour le silicium amorphe [1].

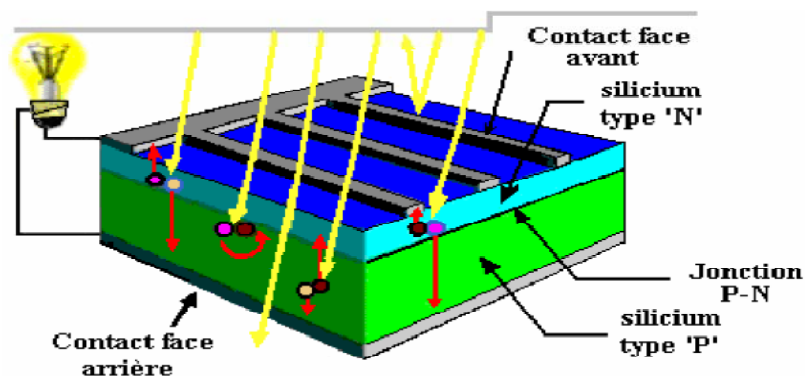


Figure I.1 : Absorption de la lumière et transfert de l'énergie des photons aux électrons.

Ensuite, pour que les charges libérées soient génératrices d'énergie, il faut qu'elles circulent. Autrement dit, elles doivent être attirées hors du semi-conducteur, sinon elles se recombinent. Cette extraction de charges est réalisée grâce à une jonction créée volontairement dans le matériau.

On va alors engendrer un champ électrique qui va entraîner les charges négatives d'un côté et les positives de l'autre. Ceci n'est possible que grâce au dopage du semi-conducteur par des impuretés. Ce dopage est de deux types :

- un dopage de type « n » (négatif), réalisé par adjonction de phosphore (P), dont les atomes possèdent un électron périphérique de plus que ceux du silicium,
- un dopage de type « p » (positif), réalisé par adjonction de bore (B), dont les atomes possèdent un électron périphérique de moins que ceux du silicium.

La mise en contact de ces deux zones au dopage opposé constitue un élément fort utile en électronique : la diode. Comme le montre la figure I.2, les charges électriques générées et ainsi attirées vont faire apparaître un photocourant, indépendant de la tension et proportionnel à la fois au flux lumineux et à la surface de la cellule.

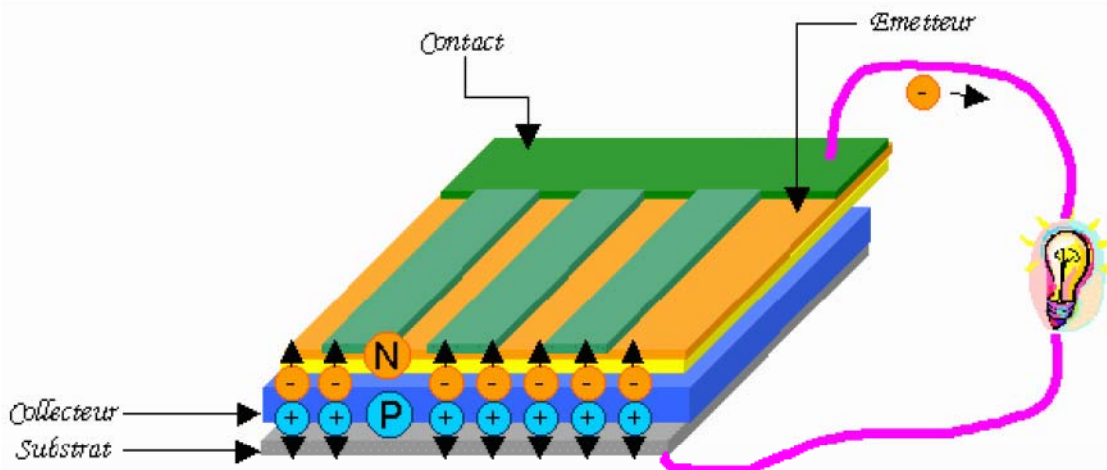


Figure I.2 : La collecte des charges.

I.2.2. Les caractéristiques d'une photopile

- *La tension en circuit ouvert*

Si l'on place une photopile sous une source lumineuse constante, sans aucun récepteur à ses bornes, celle-ci va produire une tension continue d'environ 0,6 V, appelée tension en circuit ouvert V_{co} (elle varie légèrement avec la technologie et l'éclairement) [1], [2].

Cette valeur correspond à la tension de coupure d'une diode, ce qui confirme le fait que l'on puisse assimiler une cellule solaire à une jonction P-N.

- *Le courant de court-circuit*

A l'inverse du cas précédent, si l'on place une photopile en court-circuit, elle va débiter un courant maximal à tension nulle. Ce courant est dit courant de court-circuit I_{cc} , le photocourant

fourni par la cellule est proportionnel à l'intensité lumineuse et à la surface du panneau mis en œuvre. Ainsi, plus ces deux paramètres seront élevés, plus l'intensité produite sera grande.

- La puissance

Le but recherché par tout utilisateur de générateur photovoltaïque est que l'énergie produite soit la plus optimale possible. La figure I.3 représente la caractéristique courant-tension d'une photopile sous illumination ainsi qu'une courbe théorique de puissance constante (puissance = tension \times intensité).

Pour l'éclairement considéré, le point P_m représente le point où la puissance de la photopile est maximale. Ce point, dit puissance maximale, est associé à une tension optimale V_m et à une intensité optimale I_m . C'est cette puissance par la suite qui sera toujours recherchée par notre régulateur (MPPT), chapitre III.

Par ailleurs, lorsqu'il est question de puissance maximale dans les conditions normalisées d'ensoleillement STC (définition du rendement ci-dessous), on parle alors de puissance crête, mesurée en watts-crête (Wc).

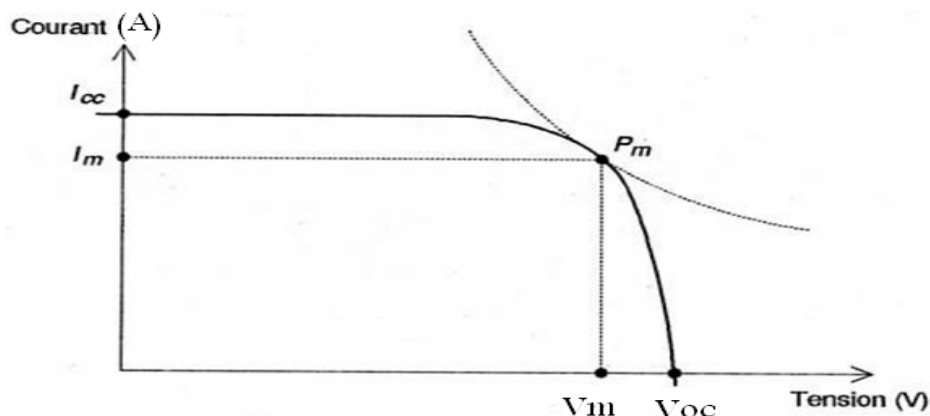


Figure I.3 : Caractéristique courant-tension d'une photopile [2].

- Le rendement

Le rendement énergétique est défini comme étant le rapport entre la puissance maximale produite et la puissance du rayonnement solaire parvenant au module. Soit S la surface du module et E l'éclairement en W/m^2 , ce rendement a pour formule :

$$\eta = \frac{P_m}{E \times S} \quad (I-1)$$

Il est généralement évalué dans des conditions de référence : sous un ensoleillement de $1000W/m^2$, à la température de $25\text{ }^\circ\text{C}$ et sous un spectre AM 1,5 (Air Masse). Ces conditions normalisées sont dites « STC » pour Standard Test Conditions. [1]

I.2.3. Les différents types de cellules solaires et leur rendement

Lorsque nous avons présenté le fonctionnement des cellules solaires, nous avons évoqué quelques uns des matériaux qui les constituent. On peut, à l'heure actuelle, distinguer deux grandes familles de matériaux photovoltaïques utilisés dans des installations :

- les matériaux cristallisés, d'épaisseur de 0,15 à 0,4 mm,
- les couches minces, d'épaisseur faible de l'ordre du micron. [1]

Le matériau le plus répandu de nos jours est le silicium, semi-conducteur tétravalent.

Le silicium est soit cristallin, soit amorphe :

- *Le silicium monocristallin*

Les cellules qui en sont composées sont les plus performantes sur le marché : elles présentent un bon rendement à fort et moyen éclairage. Toutefois, leur prix reste élevé.

- ✓ Rendement électrique des panneaux : 15% STC
- ✓ Puissance des panneaux : 5 à 150 Wc
- ✓ Gamme d'éclairage : 100 à 1000 W/m²
- ✓ Usage : tous usages extérieur de forte et moyenne puissance (télécoms, balisage, relais, habitat.) [1].

- *Le silicium multicristallin*

Il est le plus répandu actuellement et les caractéristiques électriques des cellules multicristallines sont similaires aux monocristallines. Toutefois, il est un peu moins performant, essentiellement aux éclairages modérés, et également moins onéreux du fait d'une fabrication moins complexe.

- ✓ Rendement électrique des panneaux : 12 à 14% STC
- ✓ Puissance des panneaux : 5 à 150 Wc
- ✓ Gamme d'éclairage : 200 à 1000 W/m²
- ✓ Usage : même usage que le silicium monocristallin [1]

- *Le silicium amorphe*

Malgré un gap optique plus élevé que le silicium cristallin et donc une tension plus forte, son courant est nettement plus faible à cause de sa moins bonne collecte et de sa faible épaisseur.

Il est donc moins puissant que le silicium cristallin. Par contre, en couche très mince, il répond à tous les éclairages, extérieur et intérieur.

Sa technologie de fabrication est moins onéreuse et permet de réaliser de petits formats de panneaux.

- ✓ Rendement électrique des panneaux : 5 à 7 % STC (jusqu'à 9 % pour les multi-jonctions)
- ✓ Puissance des panneaux extérieurs : 0,5 à 60 Wc
- ✓ Gamme d'éclairage : de 20 lux à 1000 W/m²

- ✓ Usage : électronique professionnelle et grand public (montres, calculatrices.), électronique de faible consommation en extérieur. [1]

La figure I.4 représente les caractéristiques courant-tension de deux cellules photovoltaïques, l'une au silicium cristallin, l'autre au silicium amorphe.

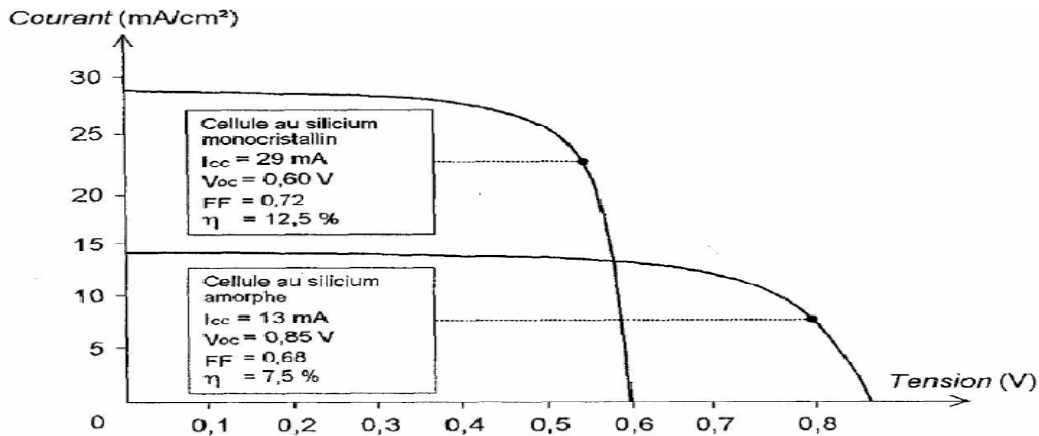


Figure I.4 : Caractéristiques courant-tension comparées d'une cellule au silicium amorphe et d'une autre au silicium cristallin (sous 1000 W/m²) [1]

I.2.4.Circuit équivalent et modèle mathématique d'une cellule

Les mesures réelles sur de vraies cellules dans des conditions de fonctionnement diverses montrent le besoin de modèles sophistiqués. En particulier la résistance interne du dispositif doit être prise en compte. Ceci mène au "modèle de deux diode" largement répandu, représenté sur la figure I.5 [12] [13].

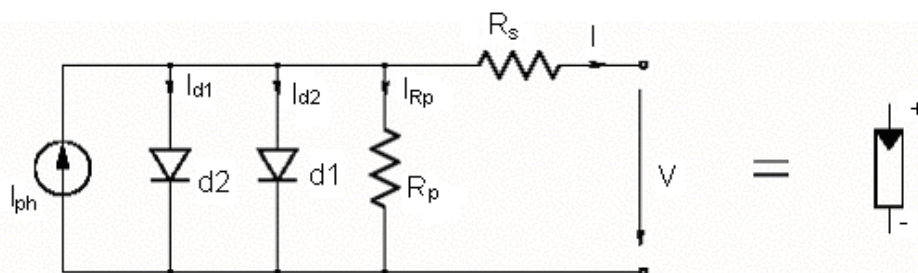


Figure I.5: Modèle équivalent à deux diodes d'une cellule photovoltaïque et son symbole.

La figure I.5 est une représentation du modèle mathématique pour la caractéristique courant-tension qui est donnée par [11]:

$$I = I_{ph} - I_{s1} \left[e^{\frac{q(V + I.R_s)}{n_1 kT}} - 1 \right] - I_{s2} \left[e^{\frac{q(V + I.R_s)}{n_2 kT}} - 1 \right] - \frac{V + I.R_s}{R_p} \tag{I.2}$$

I et V sont le courant et la tension de sortie de la cellule photovoltaïque, I_{ph} est le photocourant produit, I_{s1} et I_{s2} sont les courants de saturation des diodes, n_1 et n_2 les facteurs de pureté de la diode, R_s et R_p sont respectivement la résistance série et la résistance parallèle, et T est la température absolue en Kelvin. L'équation contient également la charge élémentaire constante q ($1,602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$) et la constante de Boltzmann k ($1,380 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$). Le photocourant $I_{ph,max}$ est atteint à une insolation maximum, souvent on a ($I_{ph} = S \cdot I_{ph,max}$) avec S le pourcentage d'insolation.

Il est évident de l'équation (I.2), que la caractéristique courant-tension dépend fortement de l'insolation et de la température. La dépendance de la température est encore amplifiée par les propriétés du photocourant I_{ph} et les courants de saturation inverse des diodes qui sont donnés par HANNES [12].

$$I_{ph}(T) = I_{ph} \Big|_{(T=298 \cdot K)} \left[1 + (T - 298 \cdot K) \cdot (5 \cdot 10^{-4}) \right] \quad (\text{I. 3})$$

$$I_{s1} = K_1 T^3 e^{-\frac{E_g}{kT}}, \quad (\text{I.4})$$

$$I_{s2} = K_2 T^{\frac{5}{2}} e^{-\frac{E_g}{kT}}, \quad (\text{I.5})$$

Où E_g est la bande d'énergie du semi-conducteur et

$$K_1 = 1,2 \text{ A/cm}^2 \cdot K^3 \quad (\text{I.6})$$

$$K_2 = 2,9 \cdot 10^5 \text{ A/cm}^2 \cdot K^{5/2}. \quad (\text{I.7})$$

I.3. Les panneaux solaires

Dans les systèmes d'énergie photovoltaïque, des cellules sont combinées dans des rangées de pile solaire reliant un certain nombre de cellules en série.

La considération du modèle de circuit équivalent mène à l'équation pour une rangée photovoltaïque de cellules (généralement appelée un panneau solaire ou une rangée solaire) avec z cellules photovoltaïques raccordées en série (I.8) [12].

$$I = I_{ph} - I_{s1} \left[e^{\frac{q(V + IzR_s)}{zn_1 kT}} - 1 \right] - I_{s2} \left[e^{\frac{q(V + IzR_s)}{zn_2 kT}} - 1 \right] - \frac{V + IzR_s}{zR_p}. \quad (\text{I.8})$$

Ces panneaux alors peuvent être encore arrangés en série ou en parallèle pour réaliser la tension et les valeurs de courant désirés pour le système.

I.3.1 L'influence de la température et l'ensoleillement sur le rendement

D'après les équations (I.2), (I.3), et (I.8) on peut remarquer que la caractéristique $I=f(V)$ d'un panneau photovoltaïque dépend fortement de l'insolation et de la température, Ceci devient très évident en évaluant l'équation (I.8) pour des valeurs choisies de la température et de l'insolation et en traçant les résultats.

I.3.1.1. L'influence de la température

Les graphes suivants représentent les caractéristiques $P(V)$ et $I(V)$ respectivement d'un panneau photovoltaïque pour un ensoleillement constant ($S=1000\text{W/m}^2$) et une température variable.

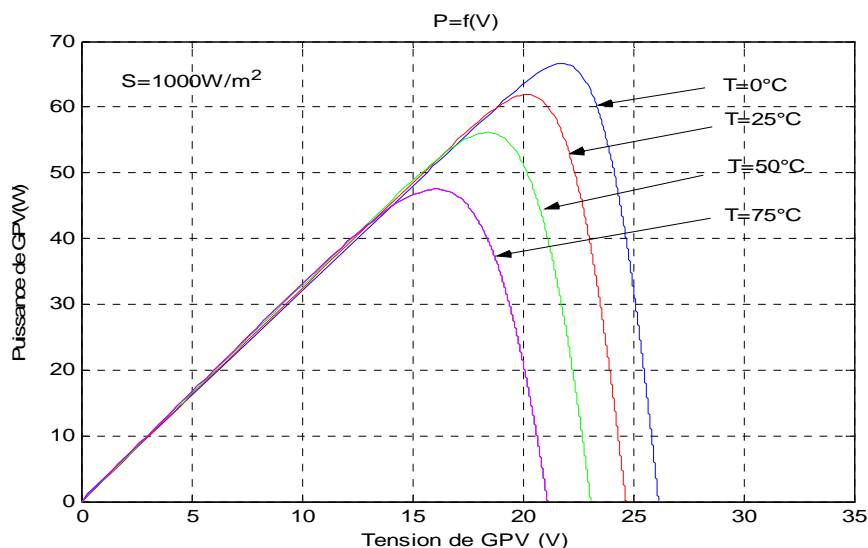


Figure I.6 : Courbes $P(V)$ d'un panneau à diverses températures.

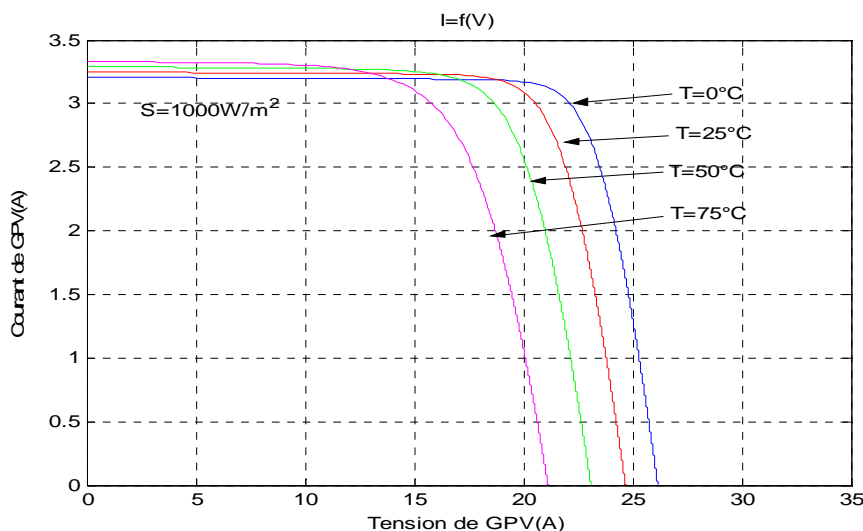


Figure I.7 : Courbes $I(V)$ d'un panneau à diverses températures.

D'après ces graphes on voit que le courant du panneau est presque constant, par contre la variation de la température est inversement proportionnel par rapport à la tension du panneau.

I.3.1.2. L'influence de l'ensoleillement

Les graphes suivants représentent les caractéristiques $P(V)$ et $I(V)$ respectivement d'un panneau photovoltaïque pour une température constante ($T=25^{\circ}\text{C}$) et un ensoleillement variable.

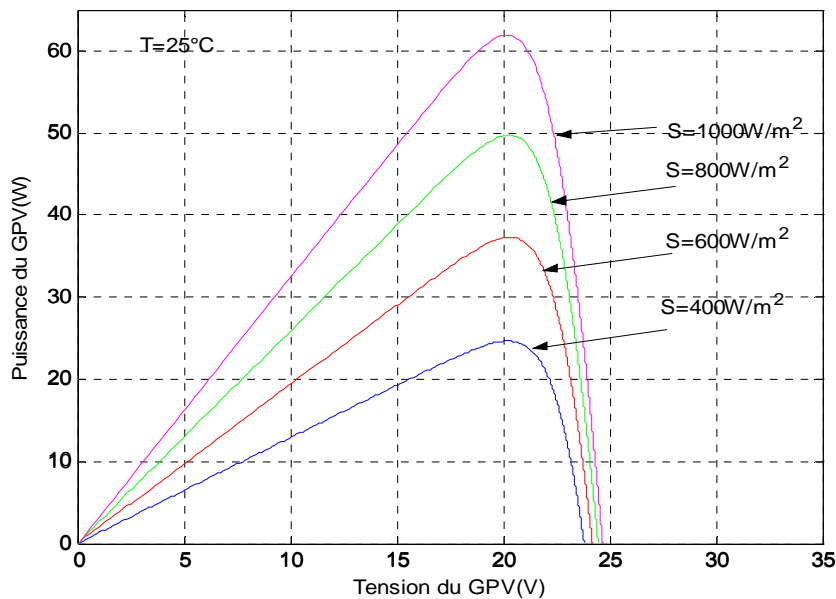


Figure I.8 : Courbes $P(V)$ d'un panneau à divers ensoleillements.

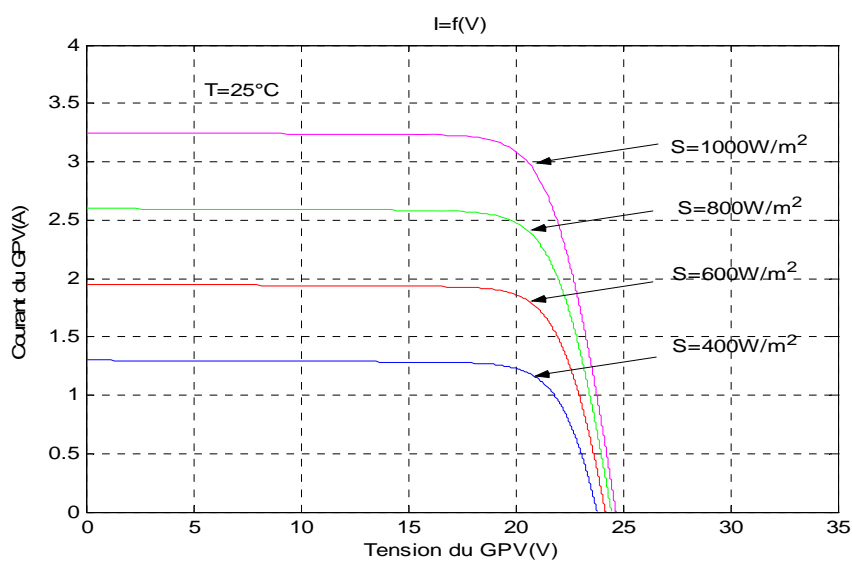


Figure I.9 : Courbes $I(V)$ d'une cellule sous diverses intensités de rayonnement.

D'une part, on peut remarquer que les points de fonctionnement à puissance maximale se déplacent peu et se situent autour d'une valeur d'environ 21V.

D'autre part, on peut aussi remarquer que le courant est directement proportionnel au rayonnement solaire. Par contre, la tension est relativement peu dégradée. On en déduit donc que le panneau peut fournir une tension correcte, même à faible éclairage.

Enfin, il est important de noter que, lorsque l'éclairement est plus faible que 100 W/m^2 la tension du panneau varie à son tour. Elle baisse avec l'éclairement (variation logarithmique). Seules les photopiles au silicium amorphe permettent un fonctionnement dans ces conditions, grâce à une tension encore assez élevée. C'est pour cette raison que le silicium amorphe peut être utilisé sous éclairage artificiel, contrairement au silicium cristallin. [1] Ceci va beaucoup contribuer dans notre choix de cellules.

I.4. La protection des cellules

Un problème persiste en montant les cellules solaires en série ou en parallèle pour générer une tension ou un courant suffisants pour le fonctionnement du système, à cause du fait suivant : lorsqu'une ou plusieurs cellules sont ombrées par un quelconque objet ou lorsqu'il existe des défaillances de quelques-unes, ces cellules deviennent des consommatrices de puissance et non des génératrices ce qui cause des pertes d'énergie. Pour remédier à ce problème on prend quelques cellules voisines et on les shunte par une diode en parallèle appelée '*Bypass diode*'. Ces diodes éviteront que le courant ne passe à travers ces cellules lorsque leur tension tombe au-dessous de la tension de seuil de la diode.

On place aussi une diode en série avec le panneau pour éviter le retour de courant des autres panneaux montés en parallèles lorsqu'un panneau est mal ensoleillé, (Figure I.10).

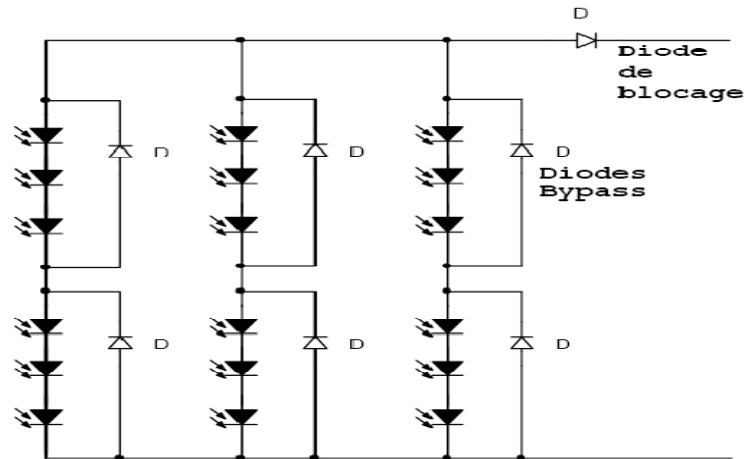


Figure I.10. Branchement des diodes Bypass et de blocage avec un réseau de cellules solaires.

I.5. Les Batteries

A cause de non disponibilité permanente de l'énergie solaire, pour diverses raisons : Météo, temps dans la journée, saisons etc., l'utilisation des batteries pour le stockage d'énergie est nécessaire pour garantir une disponibilité permanente et constante de l'énergie quelles que soient les conditions atmosphériques ou l'horaire du moment.

La batterie est un ensemble de cellules électrochimiques capables de stocker de l'énergie électrique sous forme chimique (pendant la charge), puis de la restituer par la suite (pendant la décharge) grâce à la réversibilité des réactions mises en jeu. Ces réactions consistent en des oxydations et des réductions (oxydoréductions en abrégé, soit perte ou gain d'un ou plusieurs électrons) au niveau des électrodes, le courant circulant sous forme d'ions dans l'électrolyte et sous forme d'électrons dans le circuit raccordé à la batterie.

Une des caractéristiques la plus importante d'une batterie est sa capacité. Cette capacité représente la quantité de courant qui peut être extraite d'une électrode via les "masses actives", c'est-à-dire l'électrolyte et les matériaux actifs des électrodes, sur une décharge sous des conditions prédéfinies. Cette capacité s'exprime en ampère-heure, (1Ah = 3600 Coulombs).

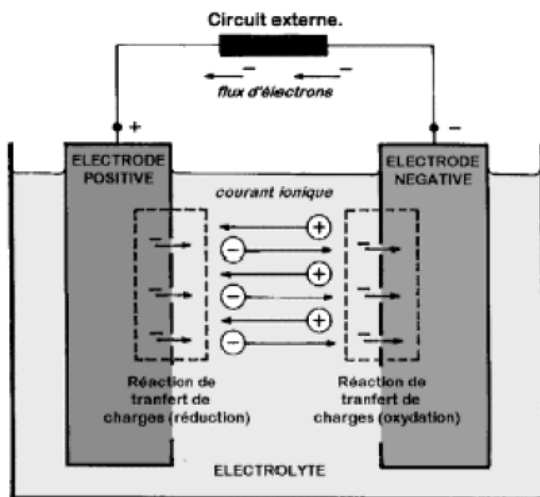


Figure I.11 : Cellule électrochimique à plomb de base.

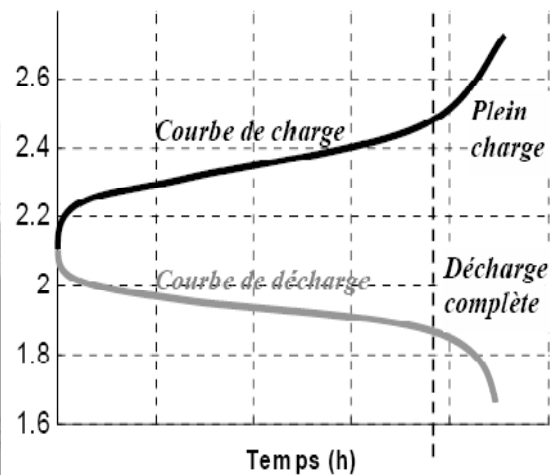


Figure I.12 : Allure des courbes de charge et de décharge d'une cellule à plomb.

I.6. Concept de MPPT

Par définition, une commande MPPT, associée à un étage intermédiaire d'adaptation, permet de faire fonctionner un générateur PV de façon à produire en permanence le maximum de sa puissance. Ainsi, quels que soient les conditions météorologiques (*température et irradiation*), et quels que soit le besoin de la charge, la commande MPPT place le système au point de fonctionnement maximums (V_m , I_m). Pour cela, plusieurs systèmes ont été publiés dans la littérature.

I.7. Conclusion

D'après ce chapitre nous concluons que l'étude des systèmes photovoltaïques n'est pas évidente, surtout du point de vue rendement de chaque étage de ces systèmes, pour cela nous faisons par la suite une étude plus détaillée sur les deux étages les plus importants ; étage de conversion (convertisseurs DC/DC), et l'étage de régulation (MPPT).

Chapitre II :

Convertisseurs

DC-DC

II. Les Convertisseurs DC-DC (Les Hacheurs)

Les hacheurs sont des convertisseurs statiques continu-continu permettant de générer une source de tension continue variable à partir d'une source de tension fixe. Ils se composent de condensateurs, d'inductances et de commutateurs. Tous ces dispositifs ne consomment aucune puissance dans le cas idéal, c'est pour cette raison que les hacheurs ont de bons rendements. Généralement le commutateur est un transistor MOSFET qui travaille en mode bloqué-saturé. Si le commutateur est bloqué, son courant est nul, il ne dissipe donc aucune puissance ; s'il est saturé, la chute de tension à ses bornes sera presque nulle et par conséquent la puissance perdue sera très petite.

Le commutateur du convertisseur est commandé par un signal PWM (*Pulse Width Modulation*) ou MLI (*Modulation Largeur d'Impulsion*), avec une fréquence de commutation F_s fixe et un rapport cyclique D variable. La figure II.1 montre le signal de commande PWM du commutateur. D'abord on ferme le commutateur pendant un temps de fermeture égal à $D.T_s$, ensuite on l'ouvre durant un temps d'ouverture égal à $(1-D).T_s$, où :

- ✓ T_s est la période de commutation qui est égale à $1/F_s$;
- ✓ D est le rapport cyclique du commutateur $D \in] 1,0[$

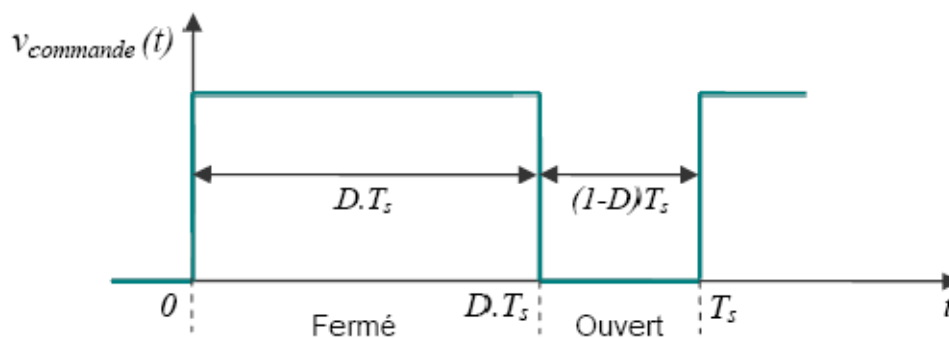


Figure II.1 : Tension de commande (PWM) du commutateur durant une période de commutation.

II.1.Type de convertisseurs [6] [7]

Il y a différents types de convertisseurs DC-DC. Une première distinction est à faire entre le convertisseur à isolement galvanique entre la sortie et l'entrée et le convertisseur qui présente une borne commune entre l'entrée et la sortie (Notez que dans le cas de l'isolement galvanique le rendement se verra affecté d'au moins 10%, ce qui est inadmissible dans le cas par exemple des applications en énergie photovoltaïque).

Dans les convertisseurs à stockage d'énergie, on distingue :

- ✓ Les éleveurs (BOOST) dans lesquels $V_s > V_e$.
- ✓ Les abaisseurs (BUCK) dans lesquels $V_s < V_e$.

Il y a aussi un type (BUCK-BOOST), mélange entre les deux précédents : c'est le « flyback » traduction : volant sur le dos, car V_s est inversée par rapport à V_e .

II.2.Hacheur dévolteur « Buck »

Le convertisseur dévolteur (figure II.2) peut être souvent trouvé dans la littérature sous le nom de hacheur Buck ou hacheur série. Ce dernier qui est un interrupteur ne peut relier que deux sources de type différent courant/tension ou l'inverse.

L'utilisation du Buck dans les systèmes de conversions photovoltaïques est tout à fait adéquate, étant donné que le générateur photovoltaïque est une source de courant continu, tandis que le récepteur qui est généralement la batterie, a la nature d'une source de tension. Son application typique est de convertir sa tension d'entrée en une tension de sortie inférieure, où le rapport de conversion $M = V_o / V_i$ change avec le rapport cyclique d du commutateur.

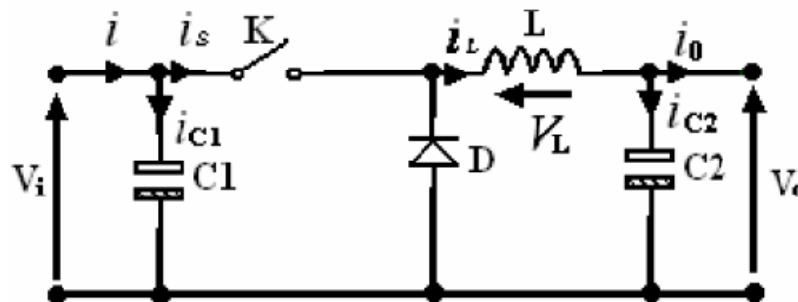


Figure II.2 : Circuit idéal du hacheur série .

à l'état conducteur de l'interrupteur K , pendant la durée t_{ON} c-à-d $d \in [0, d.T_S]$, la diode se bloque et un courant circulera dans la charge à travers l'inductance, cette dernière stocke une énergie :

$$W = \frac{1}{2} L I_L^2 \quad (\text{II.1})$$

Lors des commutations successives de l'interrupteur K , le courant à l'intérieur de l'inductance aura deux composantes l'une est constante égale à la valeur moyenne du courant sur une période du hachage, tandis que la composante variable est égale à :

- ✓ Lorsque K est fermé :

$$(\Delta I_L)_{ON} = \frac{V_e - V_s}{L} t_{ON} \quad (\text{II.2})$$

✓ Lorsque K est ouvert, la self se décharge dans la charge de sortie pendant le temps t_{OFF} :

$$(\Delta I_L)_{OFF} = \frac{V_S}{L} t_{OFF} \quad (\text{II.3})$$

Ces variations du courant sur un cycle du hachage engendrent des ondulations donc des harmoniques, mais on peut écrire en régime permanent, pour dire qu'à une exactitude près, les ondulations peuvent être négligées et le signal peut être rapproché à sa composante constante.

$$\left(I_S = \frac{V_S}{R_L} \right) \Rightarrow (\Delta LON) + (\Delta LOFF) = 0 \quad (\text{II.4})$$

On obtient alors l'expression fondamentale :

$$V_S = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} V_e \quad (\text{II.5})$$

En appelant que T est la période de récurrence d'état de K , on peut écrire $T = t_{ON} + t_{OFF}$ ce qui permet d'écrire :

$$V_S = \frac{t_{ON}}{T} V_e \quad (\text{II.6})$$

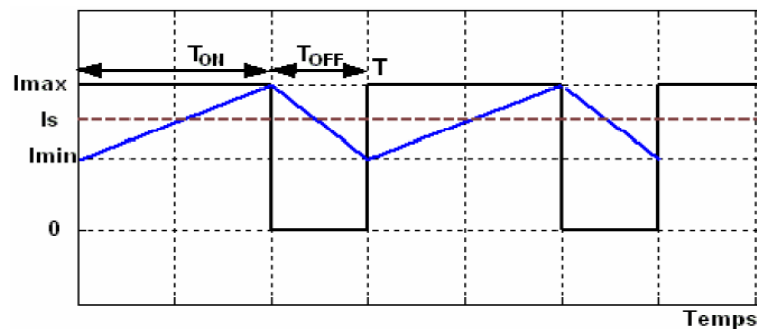


Figure II.3 : Courant dans la self du hacheur série.

Ce régime de conduction de courant est appelé le régime continu.

Lorsque $T > t_{ON} + t_{OFF}$, le régime est appelé conduction discontinu (figure II.4). Dans ce cas le courant de sortie vaut :

$$I_S = \frac{I_M}{2T} (t_{ON} + t_{OFF}) = \frac{V_e - V_S}{2TL} t_{ON} (t_{ON} + t_{OFF}) = \frac{V_S}{R_L} \quad (\text{II.7})$$

Et aussi

$$V_S = \frac{1}{\left(1 + \frac{2LT}{t_{ON}^2} I_S\right)} \quad (\text{II.8})$$

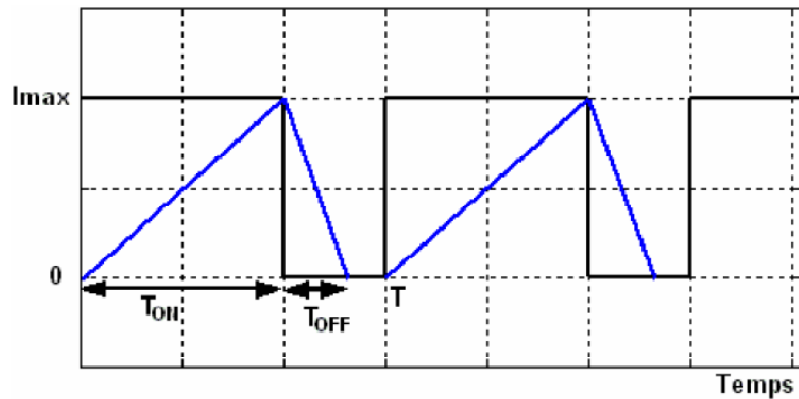


Figure II.4 : Courant en discontinuité dans la self du hacheur série.

Pour savoir le comportement réel de ce convertisseur, il est nécessaire de connaître en détail son modèle mathématique, pour cela nous devons faire la représentation du circuit équivalent par les deux états du commutateur et de tirer par la suite le modèle mathématique reliant les variables d'entrée/sortie. La figure II.5 montre le schéma du circuit équivalent d'un convertisseur dévolteur avec le commutateur fermé, tandis que la figure II.6 représente le convertisseur dévolteur avec le commutateur ouvert pendant $(1-d) T_s$.

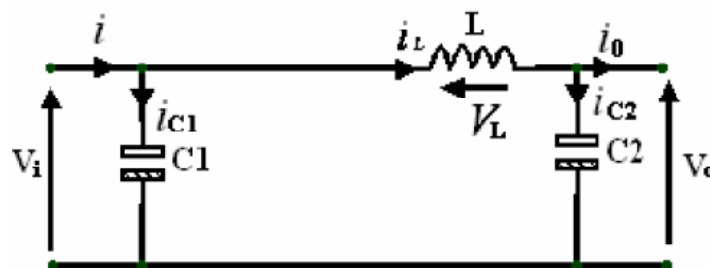


Figure II.5 : Schéma équivalent du hacheur série quand $t \in [0, DT_s]$.

Lorsqu'on applique la loi de Kirchhoff sur le circuit ci-dessus on aura les équations suivantes :

$$\begin{cases} i_{c1}(t) = C \frac{dV_i(t)}{dt} = i(t) - i_L(t) \\ i_{c2}(t) = C_2 \frac{dV_o(t)}{dt} = i_L(t) - i_o(t) \\ V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = V_i(t) - V_o(t) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

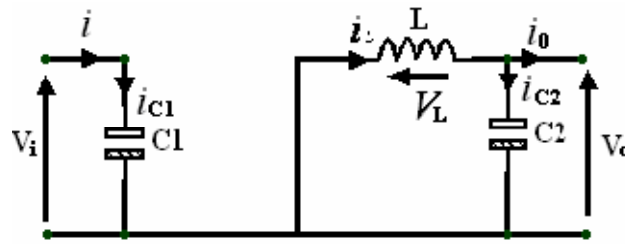


Figure II.6 : Schéma équivalent du hacheur série quand $t \in [d.TS, TS]$.

Le système d'équations suivantes est déduit de la figure ci-dessus.

$$\begin{cases} i_{c1}(t) = C_1 \frac{dV_i(t)}{dt} = i(t) \\ i_{c2}(t) = C_2 \frac{dV_o(t)}{dt} = i_L(t) - i_o(t) \\ V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = -V_o(t) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Le système d'équations (II.9) représente les équations de base du hacheur dévolteur.

Les valeurs moyennes de la tension et du courant sont données par :

$$V_{l \text{ moy}} = \langle V_l \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T V_l(t) dt = 0 \quad (\text{II.11})$$

$$I_{c \text{ moy}} = \langle i_c \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T i_c(t) dt = 0 \quad (\text{II.12})$$

II.3. Le rapport de conversion

L'expression de la tension d'inductance peut être facilement dérivée de la forme d'onde sur la figure II.7.

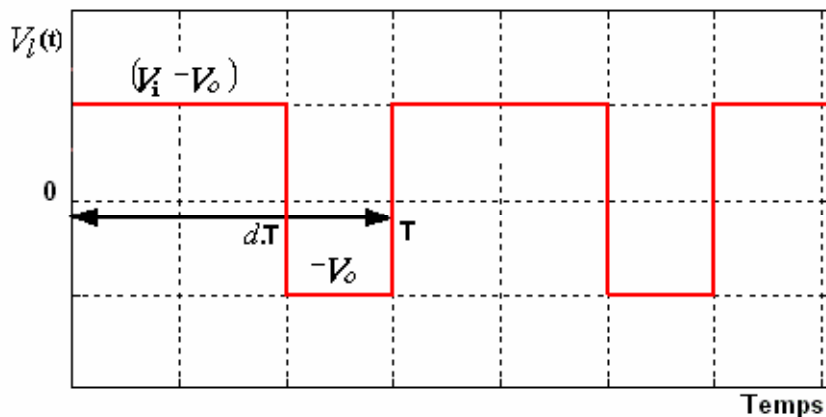


Figure II.7 : La caractéristique de la tension d'inductance $V_L(t)$ pour un hacheur série.

La tension moyenne d'inductance est égale à zéro en régime permanent :

$$V_L(t) = d(V_i - V_o) + (1 - d).(-V_o) = 0 \quad (\text{II.13})$$

Les équations de base qui décrivent les caractéristiques du courant continu à l'état d'équilibre d'un hacheur dévolteur sont :

$$d \cdot V_i = V_o \quad (\text{II.14})$$

$$I = d \cdot I_L \quad (\text{II.15})$$

$$I_i = I_o \quad (\text{II.16})$$

On déduit donc de l'équation (II.14) que le rapport de conversion d'un hacheur dévolteur est donné par la relation (II.17) en considérant que le convertisseur est idéal (sans pertes).

$$M(d) = \frac{V_o}{V_i} = d \quad (\text{II.17})$$

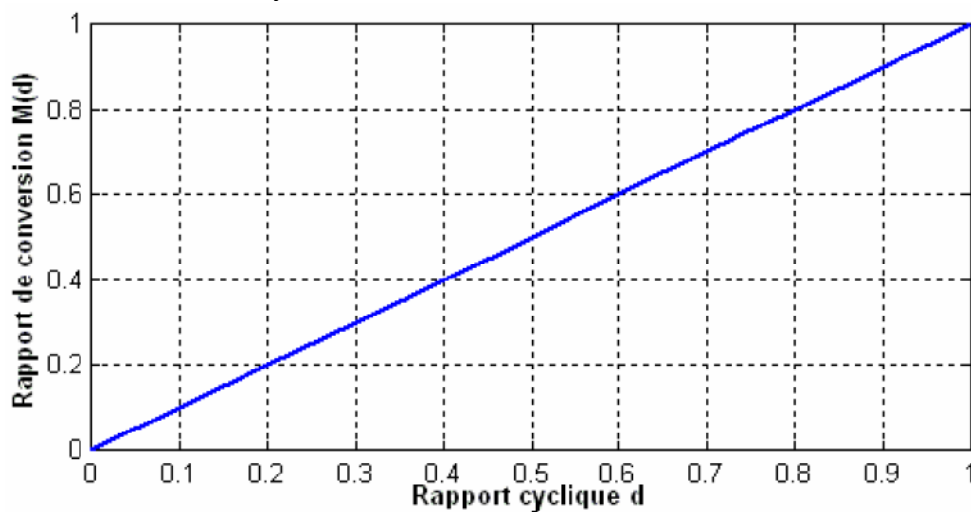


Figure II.8 : Le rapport de conversion $M(d)$ pour un hacheur série.

II.4. Hacheur survolteur « Boost »

Ce dernier est un convertisseur survolteur, connu aussi sous le nom de Boost ou hacheur Parallèle ; son circuit de base est celui de la figure II.9.

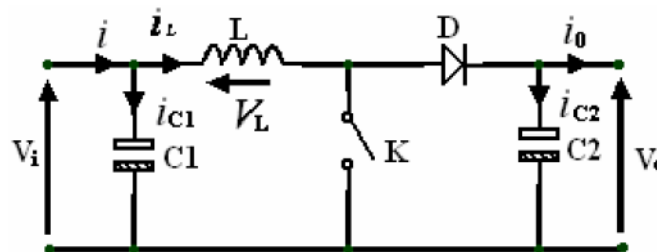


Figure II.9. Schéma de principe d'un Boost.

Son principe de fonctionnement est basé sur la position du commutateur K ouvert/fermé,

lorsque ce dernier est fermé, é, pendant la durée T_{ON} c-à-d $d \in [0, d.T_s]$, dans cette phase le courant croît progressivement, ce qui laisse l'inductance stocker davantage d'énergie durant tout le temps de la fermeture de K . Puis le commutateur se bascule en ouverture c-à-d pendant la durée t_{OFF} , $d \in [d.T_s, T_s]$, durant cette action de transition de la fermeture à l'ouverture, l'inductance L s'oppose à la variation du courant I_L dans son circuit selon la loi de Lenz. Cette variation sollicite aussi la variation du flux magnétique dans son noyau, et donc elle génère une tension à ses bornes qui s'ajoute à la tension de source, le tout se trouve aux bornes du condensateur C_2 . La grandeur du courant qui varie à l'intérieur de la self est donné par :

$$(\Delta I_L)_{OFF} = \frac{V_S - V_e}{L} t_{OFF} \quad (\text{II.18})$$

On écrit alors en régime permanent, comme pour le BUCK :

$$(\Delta I_{LON}) + (\Delta I_{LOFF}) = 0 \quad (\text{II.19})$$

Ce qui conduit à l'expression fondamentale :

$$V_S = \frac{t_{ON} + t_{OFF}}{t_{ON}} V_e \quad (\text{II.20})$$

Une conduction discontinue est définie par un $T > t_{ON} + t_{OFF}$:

$$V_S = \left(1 + \frac{t_{ON}}{2L} \frac{T V_e}{I_S} \right) \quad (\text{II.21})$$

Dans une conduction continue on a :

$$\frac{2L}{R_L T} > \left(\frac{V_e}{V_S} \right)^2 \left(1 - \frac{V_e}{V_S} \right) \quad (\text{II.22})$$

Afin de pouvoir synthétiser les fonctions du hacheur survolteur à l'état d'équilibre, il est nécessaire de présenter les schémas équivalents du circuit à chaque position de l'interrupteur K . celui de la figure II.10, présente le circuit équivalent du Boost à K fermé c-à-d $d \in [0, d.T_s]$.

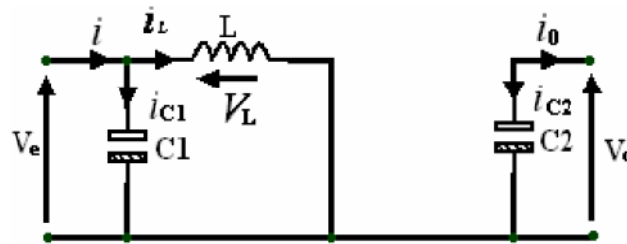


Figure II.10 : Schéma équivalent du hacheur survolteur à $t \in [0, d.TS]$.

La loi de Kirchhoff nous amène à synthétiser les équations qui régissent le fonctionnement actuel :

$$i_{c1}(t) = C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_L(t) \quad (\text{II.23})$$

$$i_{c2}(t) = C_2 \frac{dV_o(t)}{dt} = -i_o(t) \quad (\text{II.24})$$

$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = -V_e(t) \quad (\text{II.25})$$

À l'état ouvert de l'interrupteur K , le circuit équivalent au fonctionnement du convertisseur Boost est le suivant :

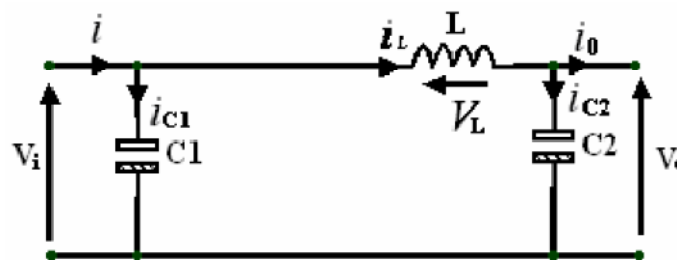


Figure II.11 : Circuit équivalent d'un hacheur survolteur à $t \in [d.Ts, Ts]$.

$$i_{c1}(t) = C_1 \frac{dV_i(t)}{dt} = i(t) - i_L(t) \quad (\text{II.26})$$

$$i_{c2}(t) = C_2 \frac{dV_o(t)}{dt} = i_L(t) - i_o(t) \quad (\text{II.27})$$

$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = V_i(t) - V_o(t) \quad (\text{II.28})$$

En négligeant les ondulations créées par l'effet de commutation de l'interrupteur K au niveau du courant et de la tension, généralement par une approximation de ces grandeurs à leurs valeurs moyennes, on obtient une forme simplifiée des équations (II.23) à (II.25) comme suit :

$$i_{C1} = I - I_L \quad (\text{II.29})$$

$$i_{C2} = -I_O \quad (\text{II.30})$$

$$V_L = V_i \quad (\text{II.31})$$

Tandis que les équations (II.26) à (II.28) donnent naissance aux équations simplifiées suivantes :

$$i_{C1} = I - I_L \quad (\text{II.32})$$

$$i_{C2} = I_L - I_O \quad (\text{II.33})$$

$$V_L = V_i - V_O \quad (\text{II.34})$$

Les équations précédentes sont obtenues directement de l'équation suivante :

$$x(t) = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau = \frac{1}{T_s} \left[\int_t^{t+\alpha T_s} x|_{[0, \alpha T_s]}(\tau) d\tau + \int_{t+\alpha T_s}^{t+T_s} x|_{[\alpha T_s, T_s]}(\tau) d\tau \right] \quad (\text{II.35})$$

En régime permanent i_{C1} , i_{C2} et V_L sont approchés à leurs valeurs moyennes donc

$$d \cdot i_{C1,ON} = (1-d) i_{C1,OFF} \Rightarrow d \cdot i_{C1,ON} - (1-d) i_{C1,OFF} = 0 \quad (\text{II.36})$$

$$d \cdot i_{C2,ON} = (1-d) i_{C2,OFF} \Rightarrow d \cdot i_{C2,ON} - (1-d) i_{C2,OFF} = 0 \quad (\text{II.37})$$

$$d \cdot V_{L,ON} = (1-d) V_{L,OFF} \Rightarrow d \cdot V_{L,ON} - (1-d) V_{L,OFF} = 0 \quad (\text{II.38})$$

De l'équation (II.36)

$$d(I - I_L) + (1-d) \cdot (I - I_L) = 0 \Rightarrow I = I_L \quad (\text{II.39})$$

De l'équation (II.37)

$$d(-I_O) + (1-d) (I_L - I_O) = 0 \Rightarrow I_O = (1-d) I_L \quad (\text{II.40})$$

De l'équation (II.38)

$$dV_i + (1-d) \cdot (V_i - V_O) = 0 \Rightarrow V_i = (1-d) V_O \quad (\text{II.41})$$

Le rapport de conversion est déduit de l'équation :

$$M(d) = \frac{V_O}{V_i} = \frac{1}{(1-d)} \quad (\text{II.42})$$

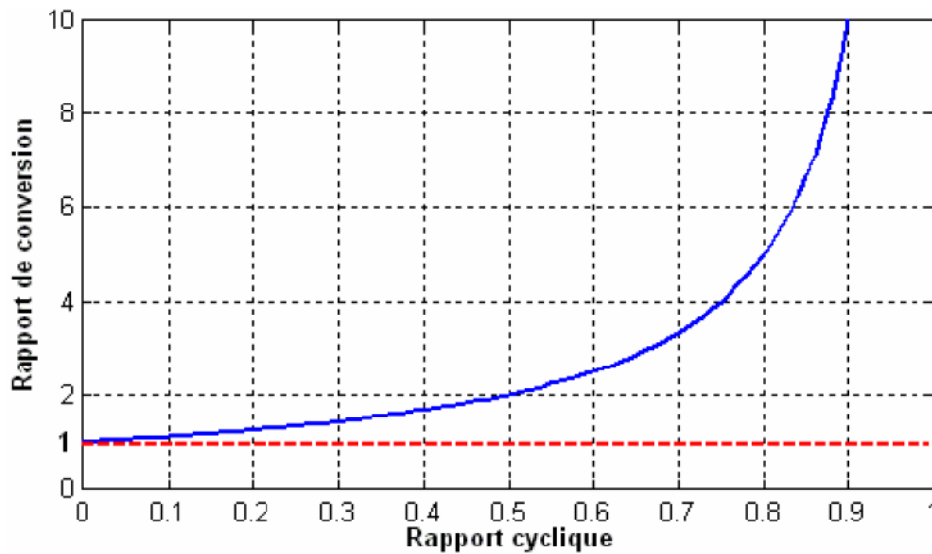


Figure II.12 : L'allure du rapport de conversion en fonction du rapport cyclique équation(II.42).

II.5. Hacheur dévolteur/survolteur « Buck-Boost »

Ce dernier a acquis les caractéristiques et les propriétés électriques des deux types évoqués précédemment, appelé aussi « Flyback ». Il présente donc une sorte d'un transformateur hybride (abaisseur/élevateur) pour une tension d'entrée/sortie continue ; son schéma de base est illustré par la figure II.13.

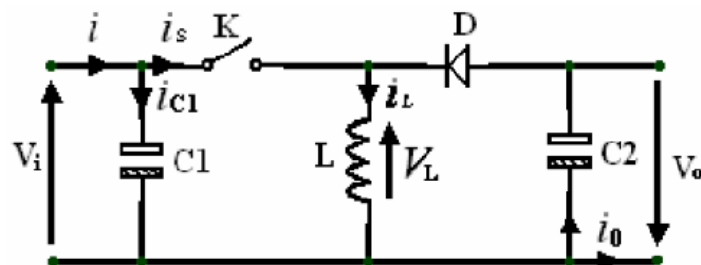


Figure II.13 : Circuit de base d'un convertisseur Buck-Boost.

Son principe de fonctionnement est basé essentiellement sur la position du commutateur K ouvert/fermé.

Lorsque ce dernier est fermé, pendant la durée t_{ON} -à- $d \in [0, d.T_s]$, la diode est bloquée, tandis que le courant croît linéairement à l'intérieur de la self avec une pente égale à $\alpha = \frac{V_e}{L}$, ce qui laisse l'inductance stocker d'avantage d'énergie durant tout le temps de la fermeture de K .

Lorsque le commutateur s'ouvre c-à-d durant t_{OFF} , $d \in [d.T_s, T_s]$, la diode conduit à travers l'inductance, où le courant décroît aussi linéairement avec une pente de $\beta = \frac{-V_o}{L}$

Lorsque l'interrupteur K est fermé le circuit équivalent du « flyback » est montré sur la figure II.14.

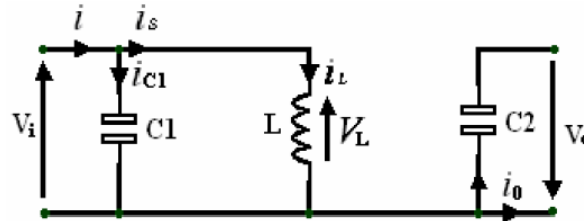


Figure II.14 : Circuit équivalent d'un Buck-Boost lors de $d \in [0, d.T_s]$.

En appliquant la loi de Kirchhoff à ce circuit on obtiendra les équations suivantes :

$$i_{C1}(t) = C1 \frac{dV_i(t)}{dt} = i(t) - i_L(t) \quad (\text{II.43})$$

$$i_{C2}(t) = C2 \frac{dV_o(t)}{dt} = i_L(t) - i_o(t) \quad (\text{II.44})$$

$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = V_i(t) \quad (\text{II.45})$$

Lorsque l'interrupteur K est ouvert le circuit équivalent du « flyback » est montré sur la figure II.15.

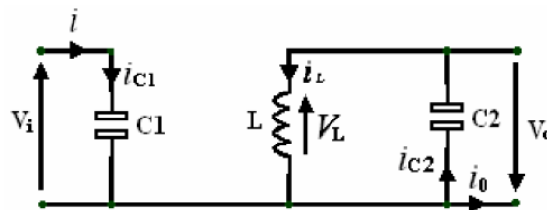


Figure II.15 : Circuit équivalent d'un Buck-Boost lors de $d \in [d.T_s, T_s]$.

Le modèle d'équation dans cette configuration est comme suit :

$$i_{C1}(t) = C1 \frac{dV_i(t)}{dt} = i(t) \quad (\text{II.46})$$

$$i_{C2}(t) = C2 \frac{dV_o(t)}{dt} = i_L(t) - i_o(t) \quad (\text{II.47})$$

$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = -V_o(t) \quad (\text{II.48})$$

L'approximation des variables dynamiques des équations (II.43) à (2.45) à leurs valeurs moyennes donne les expressions suivantes :

$$i_{C1} = I - I_L \quad (\text{II.49})$$

$$i_{C2} = -I_o \quad (\text{II.50})$$

$$V_L = V_i \quad (\text{II.51})$$

Tandis que pour les équations (II.46) à (II.48), les valeurs moyennes sont :

$$i_{C1} = I - I_L \quad (\text{II.52})$$

$$i_{C2} = -I_o \quad (\text{II.53})$$

$$V_L = V_i \quad (\text{II.54})$$

En régime permanent i_{C1} , i_{C2} et V_L sont approchés à leurs valeurs moyennes donc :

$$d \cdot i_{C1,ON} = (1 - d)i_{C1,OFF} \Rightarrow d \cdot i_{C1,ON} + (1 - d)i_{C1,OFF} = 0 \quad (\text{II.55})$$

$$d \cdot i_{C2,ON} = (1 - d)i_{C2,OFF} \Rightarrow d \cdot i_{C2,ON} + (1 - d)i_{C2,OFF} = 0 \quad (\text{II.56})$$

$$d \cdot V_{L,ON} = (1 - d)V_{L,OFF} \Rightarrow d \cdot V_{L,ON} + (1 - d)V_{L,OFF} = 0 \quad (\text{II.57})$$

Après le développement des calculs on aura le rapport de conversion qui est égal à :

$$M(d) = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{d}{(1-d)} \quad (\text{II.58})$$

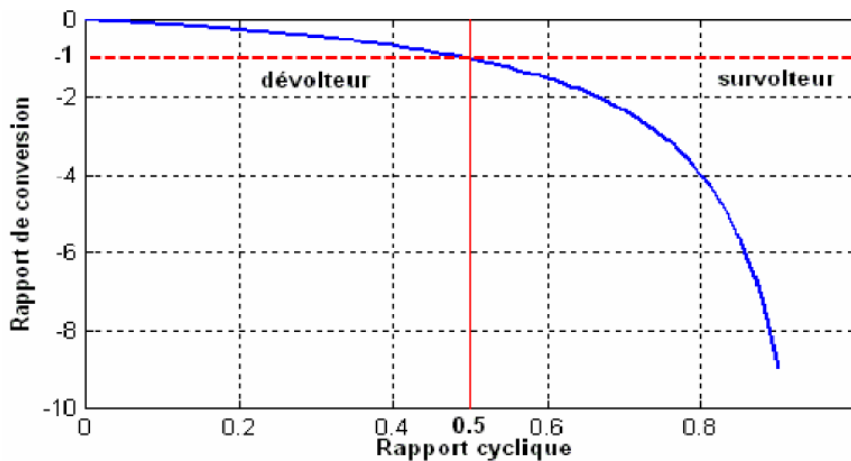


Figure II.16 : rapport de conversion en fonction du rapport cyclique.

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons exposé brièvement quelques topologies de base des alimentations à découpage qui ne sont rien d'autre que des convertisseurs continu/continu. Ces dispositifs constituent une alternative aux anciennes alimentations stabilisées à caractéristique de sortie statique, où l'on aurait cherché à minimiser les défauts des alimentations stabilisées en terme de taille, d'encombrement, et de mauvais rendement en puissance, d'une part, et un apport de nouvelles fonctionnalités à la structure en terme d'adaptation et de poursuite, d'autre part.

Cela est possible par l'incorporation d'un paramètre de commande d'adaptation à la structure des convertisseurs, caractéristique qui leur confère une particularité intéressante dans la poursuite des consignes désirées.

Chapitre III :

Poursuite du point de Puissance maximale

III .Introduction

Comme on a vu dans le chapitre I, La puissance maximale qui correspond au point de fonctionnement optimale est déterminé pour différentes ensoleillements des rayons solaire, ainsi que pour différentes variations de température .

Les circuits de base des hacheurs sont illustrés dans le chapitre II. On utilise des convertisseurs de type DC/DC dans la partie contrôle du système photovoltaïque car ils sont faciles à être contrôlés par leurs rapport cyclique en utilisant un signal MLI, ces convertisseurs (Hacheurs : buck, boost et buck-boost) sont utilisés comme des MPPT par la régulation de la tension de sortie du système photovoltaïque. A partir de cette règle et selon le type de contrôleur (le contrôle du rapport cyclique), on peut raisonner sur différentes méthodes, afin d'extraire le maximum de puissance d'un panneau solaire.

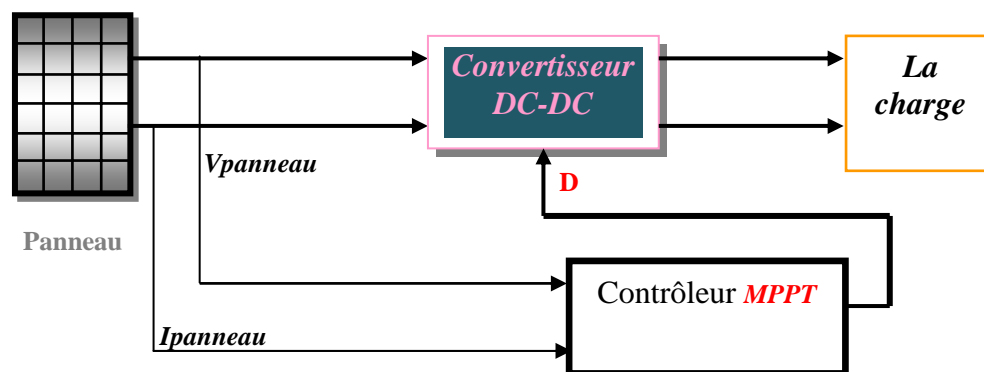


Figure III.1 : Le contrôleur MPPT.

Certains des concepts sont très robustes et simples, tandis que d'autres approches exigent des dispositifs de logique très sophistiqués tels que des microprocesseurs combinés avec des circuits de puissance, de convertisseurs de commutation...

Le but de ce chapitre est l'étude des différents mécanismes du tracking pour l'extraction de la puissance maximale pour différentes conditions de fonctionnement, où on trouve dans le littérature plusieurs variétés de machinismes et d'approches [12], de méthodes analogiques simple mais moins efficace jusqu'à des méthodes nettement plus efficaces qui utilisent des logiques sophistiqués comme les microcontrôleurs.

III.1.Adaptation manuelle de la charge au générateur photovoltaïque

Dans cette méthode, le MPP du panneau solaire est déterminé par une série de mesures ou théoriquement dans les conditions normales de fonctionnement. Ensuite on fait l'extraction des valeurs de courant et de tension correspondantes à cette puissance, on pourra après fixer la valeur de la charge correspondante à ces valeurs.

L'avantage de cette méthode est qu'elle est très simple. Car aucun circuit additionnel n'est employé, et la perte de puissance entre le panneau et les batteries est réduite aux pertes dans les conducteurs.

L'inconvénient qui est un défaut de ce système est qu'il ne prend en compte aucun changement d'insolation ou de température qui provoquent bien sur le changement du point de fonctionnement correspondant à la puissance maximale (V_{mp} et I_{mp}), les angles d'incidence sur les panneaux sont négligés. Les effets comme le vieillissement des cellules photovoltaïques ou d'une surface poussiéreuse du panneau peuvent également causer une variation du point de fonctionnement correspondant à la puissance maximale.

Par conséquent, une méthode plus sophistiquée pour l'adaptation panneau-charge doit être trouvée si on veut avoir un rendement de puissance plus élevé.

III.2 Adaptation manuelle du générateur photovoltaïque à la charge

Une amélioration de la méthode discutée dans la section III.1 est nécessaire. Un certain nombre de batterie contrôlables son connectées en série. Selon la tension d'opération désirée de la cellule photovoltaïque, le nombre de cellules de batterie en série peut être changé. On peut aussi en réarrangeant les raccordements en série et parallèles entre les différents panneaux entres eux, l'assortiment entre la charge et la rangé photovoltaïque de cellules est amélioré.

Ceci permet au système de réagir aux changements des conditions environnementales telles que la température et l'insolation et donc de fonctionner plus près du MPP réel.

Cette approche exige du câblage et des circuits supplémentaires. En plus, l'augmentation ou la diminution par étapes de la tension de fonctionnement ne permet pas la poursuite précise du MPP.

Cette approche dans le long terme dégrade la vie des batteries. Ces méthodes pourraient être rentables pour des usages avec cellules photovoltaïques stationnaires a condition de trouver des systèmes ingénieux et économiques de contrôle.

III.3. Méthodes à contre réaction de tension

Dans ce cas on se repose sur le contrôle de la tension de fonctionnement des panneaux par la comparaison de cette tension avec une tension de référence. Cela génère une tension d'erreur qui fait varier le rapport cyclique de la PWM de commande afin d'annuler cette erreur.

La figure III.2 présente le schéma synoptique de cette méthode.

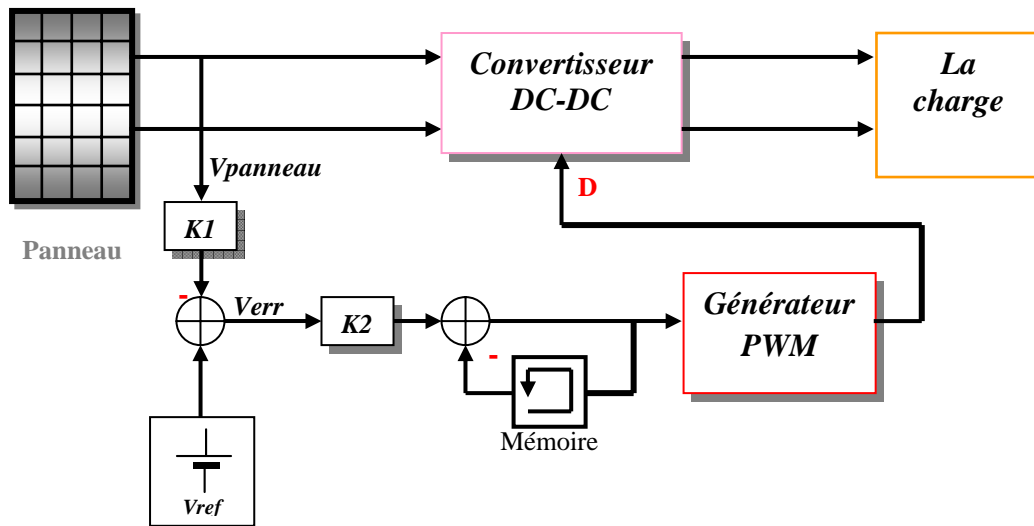


Figure III.2 : Principe de la méthode à contre réaction de tension avec tension de référence.

On a trois types de cette méthode selon la nature de la tension de référence (fixe ou variable, interne ou externe) :

III.3.1. Méthode à tension de référence fixe

A cause de la dépendance de la tension du panneau avec l'ensoleillement et la température, la tension de puissance maximale est déviée, alors la tension de référence doit être corrigée pour différents ensoleillements et températures au long des périodes de l'année [12]. Dans cette méthode la tension de référence est prédéfinie (Figure III.2). Elle correspond à la tension moyenne de l'intervalle des points des puissances maximales (Figure III.3) relevées par des tests sous différentes conditions d'ensoleillement et de température.

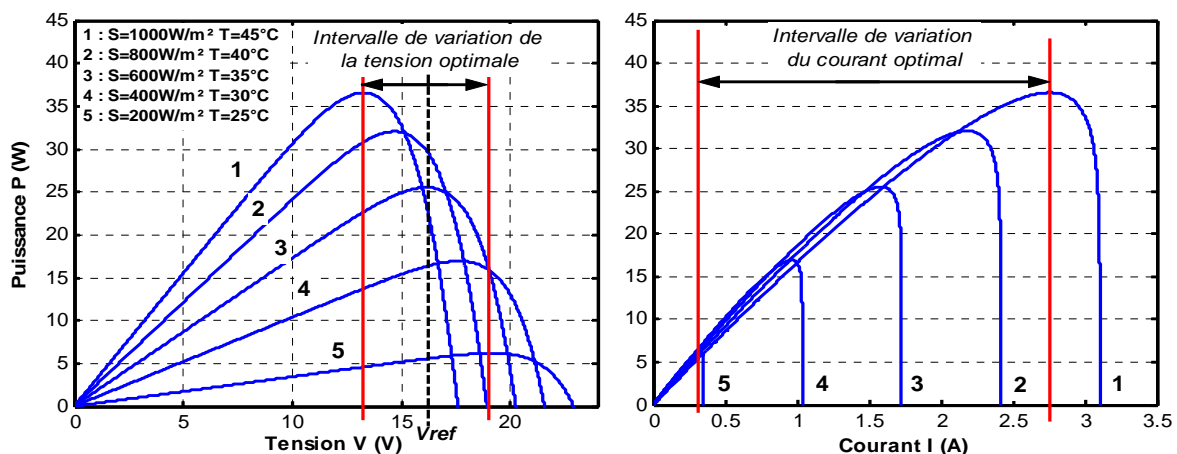


Figure III.3 : Intervalles de variation de la tension et du courant de fonctionnement optimal pour des ensoleillements et des températures variables.

Afin de générer le maximum de puissance on fait varier simplement les différents facteurs de pondération lors de la mise au point.

III.3.2. méthode à tension de référence en fonction de Voc[10]

Pour un ensoleillement et une température donnés la tension qui correspond à la puissance maximale du panneau est exprimée comme une fonction linéaire de la tension en circuit ouvert du panneau.

En négligeant la résistance série de la cellule, l'expression de la puissance de sortie du panneau P est :

$$P = IV = (I_{sc} - I_0(\exp(\frac{eV}{aKT}) - 1))V \tag{III.1}$$

La dérivée de la puissance par apport à V donne :

$$\frac{dP}{dV} = I_{sc} + I_0 - I_0[1 + \frac{eV}{KT}] \exp(\frac{eV}{KT}) \tag{III.2}$$

La puissance est maximale lorsque la dérivée de P est nulle pour une tension optimale V_{mp} on remplace le courant de court circuit en fonction de la tension de circuit ouvert :

$$V_{oc} = \frac{KT}{e} \ln(1 + \frac{I_{sc}}{I_0}) \tag{III.3}$$

On obtient :

$$\frac{e}{KT} V_{mp} + \ln(1 + \frac{e}{KT} V_{mp}) = \frac{e}{KT} V_{oc} \tag{III.4}$$

La fonction $V_{mp} = f(V_{oc})$ est pratiquement linéaire et elle est de la forme $V_{mp} = kV_{oc} + a$. Pour cela la tension en circuit ouvert du panneau est prélevée régulièrement par le débranchement du panneau pour une courte durée pour ajuster la tension de référence précédente par une certaine proportionnalité généralement égale à 0.77 (figure III.4).

En exploitant cette propriété, on peut traquer en permanence le point de puissance maximale.

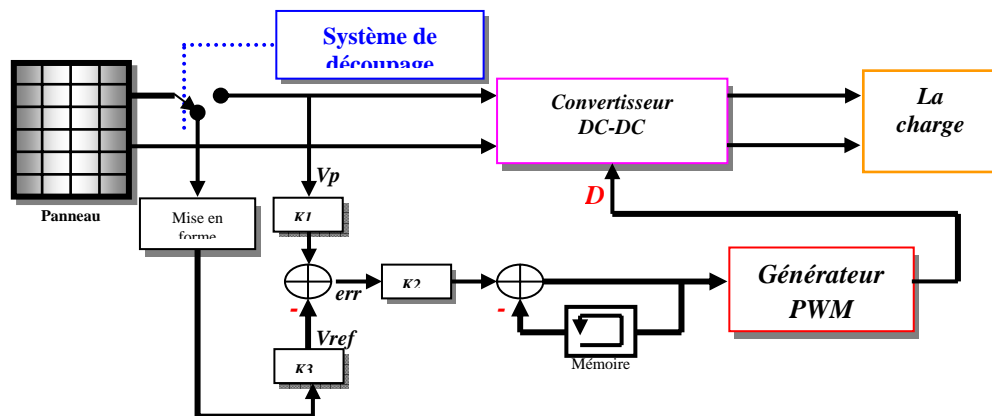


Figure III.4 : Principe de la méthode à contre réaction de tension avec tension de référence en fonction de tension à circuit ouvert du panneau.

L'avantage est que la commande de la tension de fonctionnement du panneau photovoltaïque prend en considération l'insolation et la température, le vieillissement et l'accumulation de la poussière sur la surface de cellules.

L'inconvénient c'est que l'ajustement de la tension de référence à 77% de la tension à vide du panneau est toujours une fraction fixe, cette méthode ne peut pas être considérée comme un vrai moyen de poursuite de MPP. L'exactitude de l'ajustement de la tension de fonctionnement à la tension maximum V_{mp} de puissance dépend du choix de cette fraction comparée au vrai rapport V_{mp}/V_{oc} . Un autre défaut est que l'interruption du fonctionnement du système avec une certaine fréquence engendre des pertes qui sont estimées par Sullivan et Powers à 0,05% de la puissance maximale disponible.

III.3.3. Méthode à Tension de référence externe (Cellule pilote)

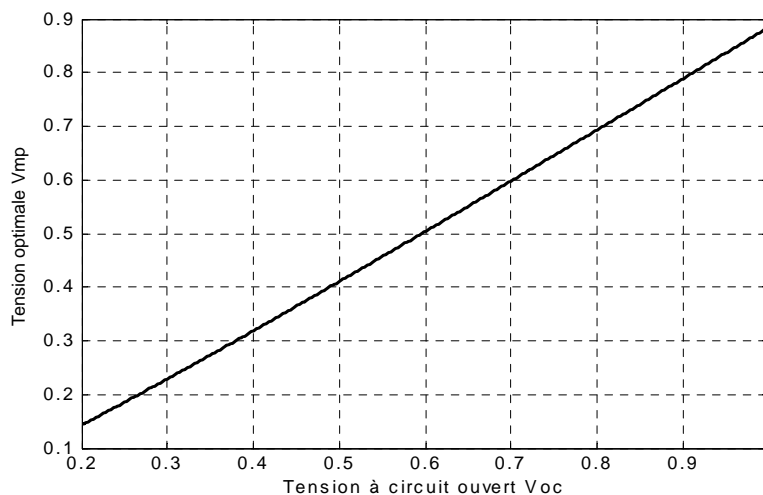


Figure III.5 : La tension V_{mp} on fonction de la tension V_{oc} pour différentes températures et ensoleillements.

Pour éviter les problèmes de la méthode précédente (méthode à tension de référence en fonction de V_{oc}), une cellule pilote est ajoutée au panneau solaire (C'est une cellule photovoltaïque simple qui est électriquement indépendante du reste de la rangée figure IV.6). La tension à circuit ouvert de cette cellule mesurée continuellement va nous donner une information implicite de la tension en circuit ouvert de l'ensemble des panneaux solaires, en multipliant cette tension avec le nombre de cellules en série. [12].

Cette méthode évite l'interruption du système mais Il y a des inconvénients car la cellule pilote utilisé comme référence pour le comportement de la rangée n'est pas facile à mettre en application. La superficie qui est très limitée, l'emplacement de la cellule, font que la cellule pilote ne soit pas toujours fidèle à ce que est ressentie par le panneau.

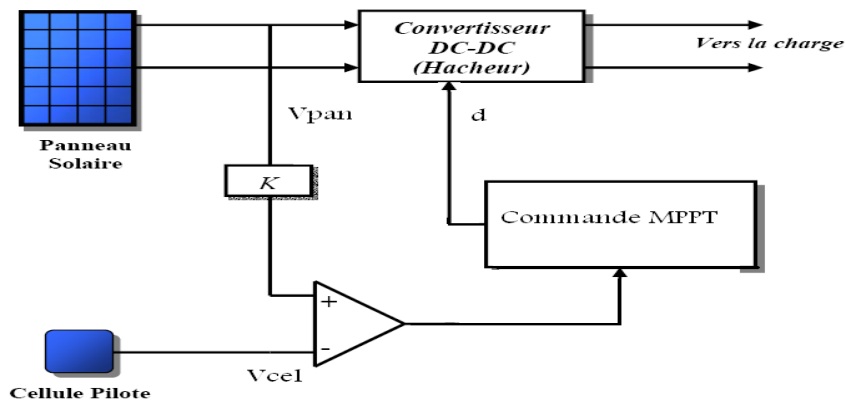


Figure III.6 : Principe de la méthode à contre réaction de tension avec cellule pilote.[8]

Pour limiter cette inconvénient on place une cellule pilote individuelle pour chaque petit groupe de panneaux puis estimer le facteur pour le fonctionnement optimum.

Et Comme les méthodes précédentes, cette méthode utilise un facteur fixe pour estimer la tension V_{mp} à partir de la tension V_{oc} ce qui donne que le MPP (*Maximum Power Point*) n'est pas traqué parfaitement.

III.4. Méthodes à contre réaction de courant

Par analogie avec les méthodes de contre réaction de tension on a le schéma suivant :

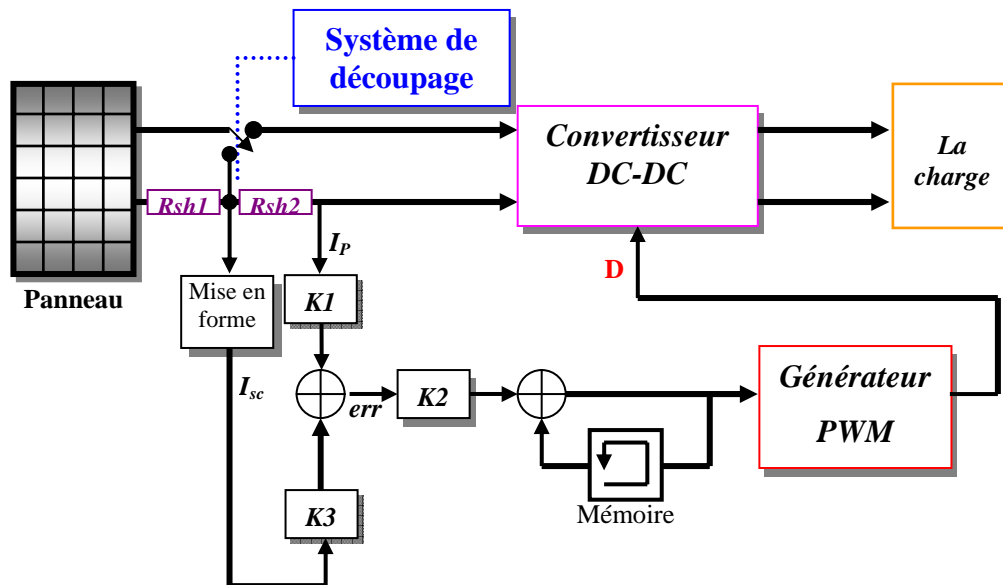


Figure III.7 : Principe de la méthode MPPT à courant de référence en fonction de I_{sc} .

III.4.1. Méthode à courant de référence en fonction du courant de court-circuit I_{sc}

Le courant de court-circuit du panneau solaire permet de savoir la valeur du courant optimal dans lequel doit fonctionner le panneau. Le courant optimal est proportionnel au courant de Court circuit, cette proportionnalité est presque constante en fonction des conditions

d'ensoleillement et de température. La fonction $\text{Im } p = f(I_{sc})$ est pratiquement linéaire et elle est de forme $\text{Im } p = kI_{sc}$.

Mais généralement cette méthode à tension de référence fixe n'est pas applicable dans le cas de la contre réaction de courant à cause de la grande déviation du courant.

III.4.2. Méthode à courant de référence externe (Cellule pilote)

Dans cette méthode l'utilisation d'une cellule pilote comme source d'information de courant de court-circuit de l'ensemble des panneaux est impossible par le fait que court-circuiter en permanence cette cellule cause un échauffement supplémentaire qui va fausser l'information générée par cette cellule et emmenés sa destruction rapide.

III.4.3. Méthodes à contre réaction de puissance

Les méthodes à contre réaction de puissance se bases sur des algorithmes de recherche itérative pour trouver le point de fonctionnement du panneau afin que la puissance générée soit maximale sans interruption de fonctionnement du système.

La puissance extraite du panneau est calculée à partir des mesures de courant I et de tension V du panneau et la multiplication de ces deux grandeurs $P=V.I$.

III.4.3.1. Algorithme 'perturbation et observation'

III.4.3.1.1 Algorithme 'perturbation et observation' simple

C'est l'algorithme de poursuite du PPM le plus utilisé, et comme son nom l'indique il est basé sur la perturbation du système par l'augmentation ou la diminution de V_{ref} ou en agissant directement sur le rapport cyclique du convertisseur DC-DC, puis l'observation de l'effet sur la puissance de sortie du panneau. Si la valeur de la puissance actuelle $P(k)$ du panneau est supérieure à la valeur précédente $P(k-1)$ alors en garde la même direction de perturbation précédente sinon on inverse la perturbation du cycle précédent. La figure III.8 donne l'organigramme de cet algorithme.

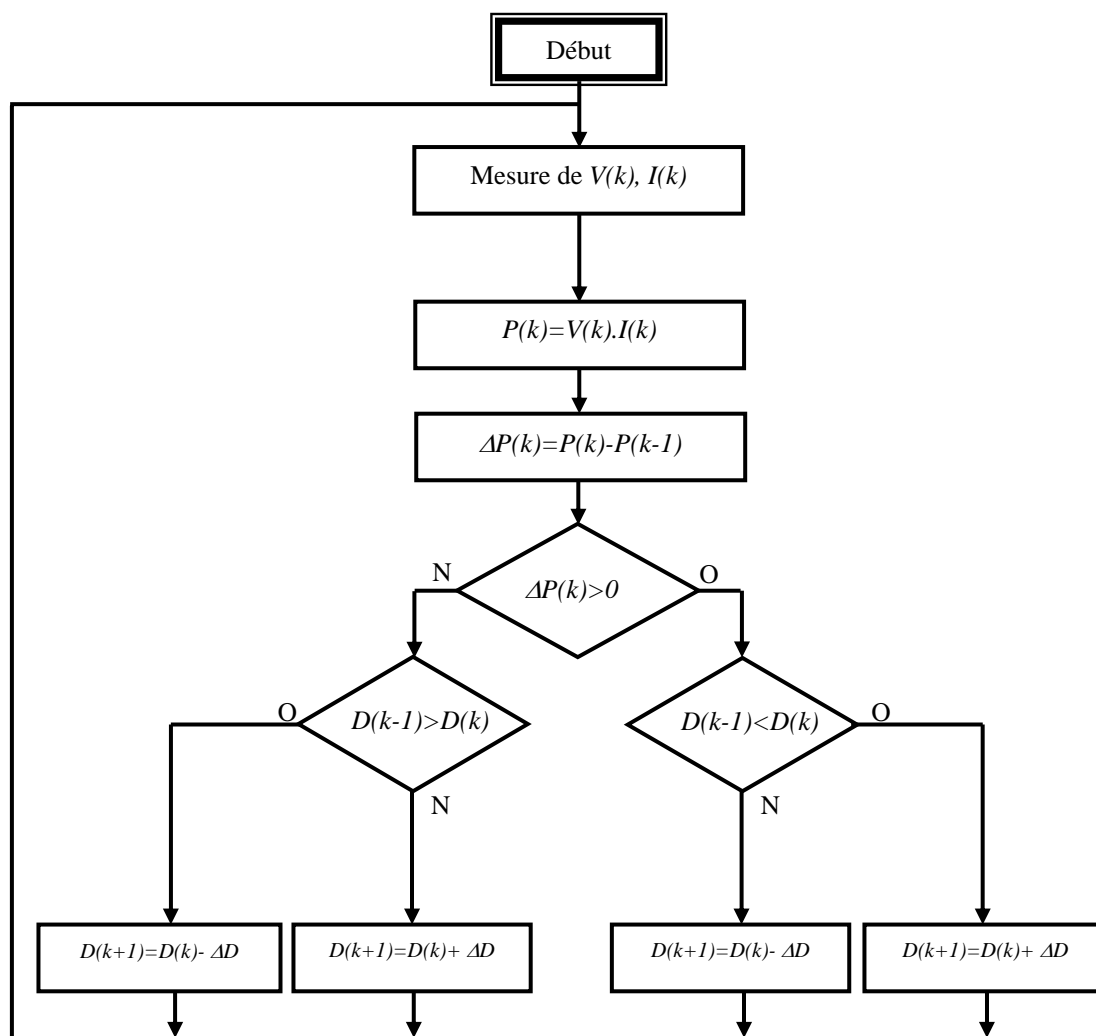


Figure III. 8 : Organigramme de l'algorithme perturbation et observation.

La figure III.8 montre l'organigramme de l'algorithme de P&O tel qu'il doit être implémenté dans le microprocesseur de contrôle.

Avec cet algorithme la tension de fonctionnement V est perturbée à chaque cycle du MPPT. Dès que le MPP sera atteint, V oscillera autour de la tension idéale V_{mp} de fonctionnement. Ceci cause une perte de puissance qui dépend de la largeur du pas d'une perturbation simple.

- Si la largeur du pas est grande, l'algorithme du MPPT répondra rapidement aux changements soudains des conditions de fonctionnement, mais les pertes seront accrues dans les conditions stables ou lentement changeantes.
- Si la largeur du pas est très petite, les pertes dans les conditions stables ou lentement changeantes seront réduites, mais le système ne pourra plus suivre les changements rapides de la température ou de l'insolation.

La valeur pour la largeur idéale du pas ΔD dépend du système, elle doit être déterminée expérimentalement.

Un inconvénient de la méthode P&O est décrit par Hussein et al [BEN MAROI 44]. Si une augmentation brutale de l'ensoleillement est produite on aura une augmentation de la puissance du panneau, l'algorithme précédent réagit comme si cette augmentation est produite par l'effet de perturbation précédente, alors il continue dans la même direction qui est une mauvaise direction, ce qu'il s'éloigne du vrai point de puissance maximale. Ce processus continu jusqu'à la stabilité de l'ensoleillement où il revient au vrai point de puissance maximale. Ceci cause un retard de réponse lors des changements soudains des conditions de fonctionnement et des pertes de puissance (figure III.9).

Ces changements atmosphériques sont souvent produits dans les véhicules solaires par le passage dans l'ombre des végétations et des bâtiments ainsi que le changement de l'angle d'incidence pour des véhicules en mouvement.

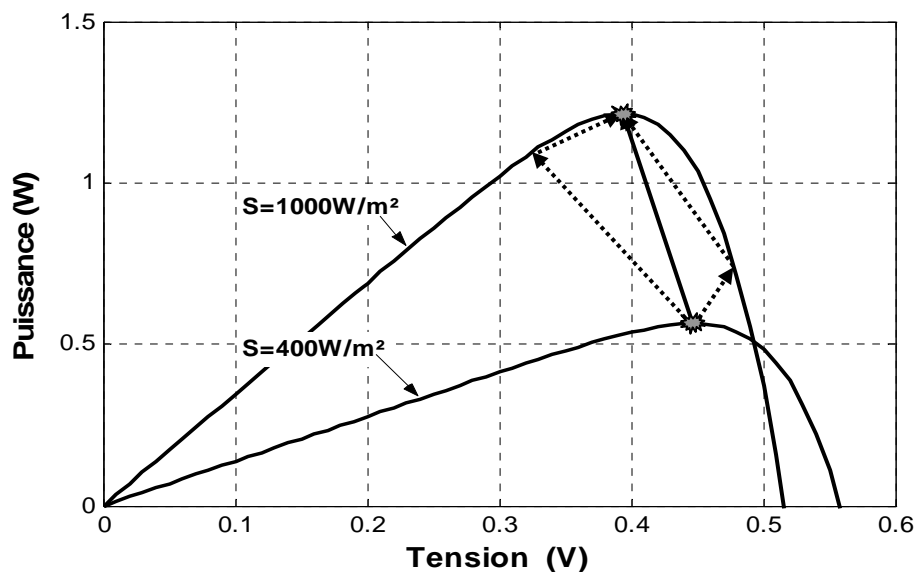


Figure III.9 : Effet d'une augmentation soudaine de l'ensoleillement sur la poursuite du PPM.

III.4.3.1.2 L'algorithme amélioré de P&O

Pour remédier à l'inconvénient de la méthode « P&O simple » une version améliorée de l'algorithme P&O est proposée, où on introduit une nouvelle condition à la branche *Oui* de condition $\Delta P(k) > 0$. Si $\Delta P(k)$ est positif dans les deux cycles de perturbation précédents ou si la direction de perturbation était dans la même direction dans les deux cycles précédents, alors la prochaine perturbation sera inversée par rapport à la précédente sans prise en compte de la direction de variation de la puissance.

Le tableau 1 donne la table de vérité des seize possibilités qui existent avec comme entrée $\Delta P(k)$, $\Delta P(k-1)$, $\Delta V_{ref}(k)$, $\Delta V_{ref}(k-1)$, et comme sortie le sens de perturbation de la prochaine tension de référence $\Delta V_{ref}(k+1)$.[12].

Comme le montre le tableau III.1 le cas précédent est produit deux fois, lorsqu'on a une augmentation de la puissance du panneau sur deux perturbations de même sens, c'est à dire que le système est dévié du vrai point MPP, dans ce cas une nouvelle condition est introduite.

$\Delta V_{ref}(k-1)$	$\Delta P(k-1)$	$\Delta V_{ref}(k)$	$\Delta P(k)$	Etat de système	$\Delta V_{ref}(k+1)$
-	-	-	-	Invalide	+
-	-	-	+	Invalide	+
-	-	+	-	Diminution de S	-
-	-	+	+	$V_p < V_{mp}$	+
-	+	-	-	$V_p \approx V_{mp}$	+
-	+	-	+	Nouvelle condition	+
-	+	+	-	$V_p > V_{mp}$	-
-	+	+	+	Augmentation de S	-
+	-	-	-	Diminution de S	+
+	-	-	+	$V_p > V_{mp}$	-
+	-	+	-	Invalide	-
+	-	+	+	Invalide	-
+	+	-	-	$V_p < V_{mp}$	+
+	+	-	+	Augmentation de S	+
+	+	+	-	$V_p \approx V_{mp}$	-
+	+	+	+	Nouvelle condition	-

Tableau III.1 : Table de vérité de l'algorithme 'perturbation et observation amélioré'.

S : L'ensoleillement, V_p : Tension de fonctionnement, V_{mp} : Tension de la puissance maximale.

III.4.3.2. Algorithme 'incrémental conductance'

Dans cet algorithme on calcul la dérivée de la puissance de sortie du panneau. Cette dérivée $\frac{dP}{dV}$ est nulle au point de puissance maximale, positive à gauche et négative à droite du point MPP.

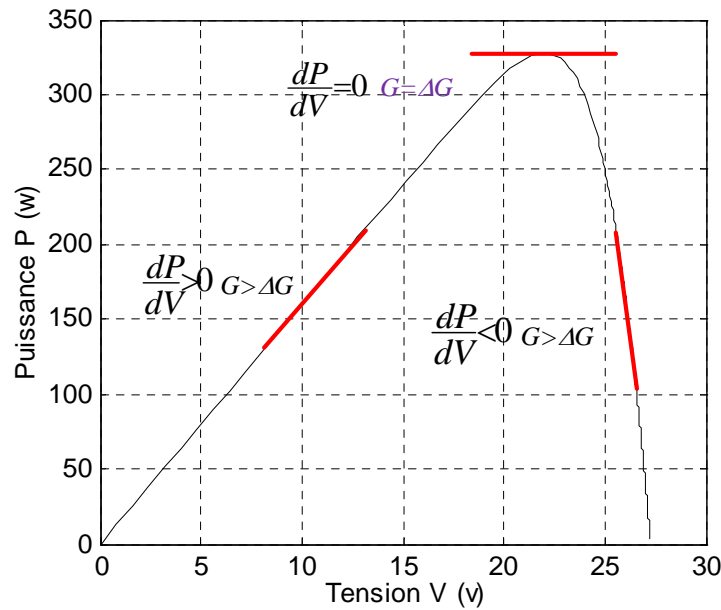


Figure III.10 : Signe de dP/dV pour différentes zones de fonctionnement.

La puissance du panneau solaire est donnée par :

$$P=V.I \tag{III.5}$$

La dérivé partielle $\frac{dP}{dV}$ est donnée par :

$$\frac{dP}{dV}=I+V \frac{dI}{dV} \tag{III.6}$$

$$\frac{1}{V} \frac{dP}{dV}=\frac{I}{V}+\frac{dI}{dV} \tag{III.7}$$

On définit la conductance de la source $G=\frac{I}{V}$ et l'incrémentale conductance $\Delta G=\frac{dI}{dV}$.

Puisque la tension V du panneau est toujours positive, la relation (III.7) explique que le point de puissance maximale MPP est atteint si la conductance de la source G égale l'incrémentale conductance ΔG de la source avec un signe moins, et qu'elle est à gauche de ce point lorsque la conductance G est supérieure à l'incrémentale conductance ΔG et vice-versa, [3] comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dP}{dv} > 0 & \text{si } \frac{I}{V} > -\frac{dI}{dV} \\ \frac{dP}{dv} = 0 & \text{si } \frac{I}{V} = -\frac{dI}{dV} \\ \frac{dP}{dv} < 0 & \text{si } \frac{I}{V} < -\frac{dI}{dV} \end{cases} \tag{III.8}$$

Pour éviter que la différentielle dV de la tension du panneau ne devienne nulle, lorsque le MPP est atteint dans les précédents cycles ou par une stabilisation du point de fonctionnement,

ce qui conduirait à une division par zéro, l'algorithme fait un test de dV . S'il est nul il teste si le $dI = 0$ si c'est le cas alors le PPM est atteint et l'algorithme ne fait aucun changement, dans le cas contraire l'algorithme teste le signe de dI pour déterminer la position du PPM et ajuster la tension de référence correspondante. La figure III.11 donne l'organigramme de cet algorithme.

L'avantage de cet algorithme est qu'il n'oscille pas autour du MPP, à cause du test de $dI = 0$. L'algorithme se stabilise une fois le PPM atteint et le signe de dI donne la vraie direction à emprunter pour le tracking du PPM une fois le système stable, ce qui conduit à une réponse rapide du système pour des changements brusques des conditions atmosphériques.

Mais à cause de l'approximation des dérivées dV et dI et l'utilisation d'un pas d'action constant, la condition $\frac{I}{V} = -\frac{dI}{dV}$ est rarement vraie ce qui conduit à des oscillations autour du PPM. Pour remédier à ce problème une erreur marginale ε est ajoutée aux conditions du MPP, c'est à dire que le MPP est atteint si $\left| \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} \right| \leq \varepsilon$, la valeur de ε est limitée entre le problème de non fonctionnement dans le MPP exact et le problème de l'amplitude des oscillations.[12].

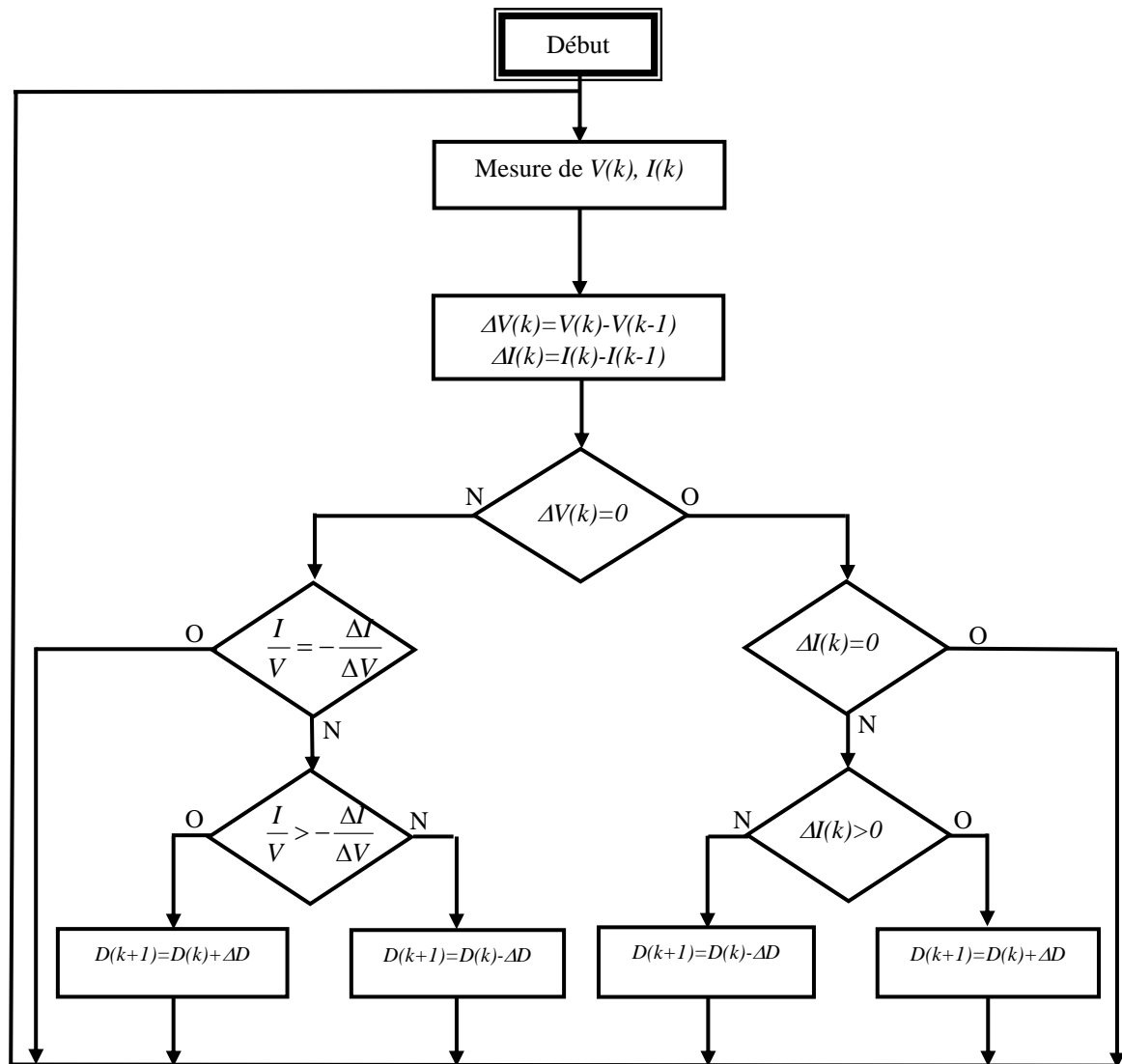


Figure III.11 : Organigramme de l’algorithme incrémental conductance.

III.4.3.3. Méthode de poursuite analogique

Cette méthode utilise directement la tension et le courant du panneau pour le contrôle du MPP. L’image de la puissance du panneau est obtenue par la multiplication des grandeurs précédentes. Pour déduire le sens de variation de la puissance deux filtres RC de constantes de temps différentes créent un retard différent pour les deux branches P1, P2, en association avec un comparateur de tension. Ces deux signaux génèrent un signal qui représente la dérivée $\frac{dP}{dt}$. Lorsque la puissance diminue la sortie du comparateur est négative, dans le cas contraire elle est positive. Ces créneaux attaquent une bascule JK où sa sortie bascule pour chaque front montant ou descendant du comparateur, la sortie de la bascule est intégrée par un circuit RC passe bas pour générer une tension continue qui sert comme tension de référence pour la génération de la PWM, (Figure III.12). [3] [10].

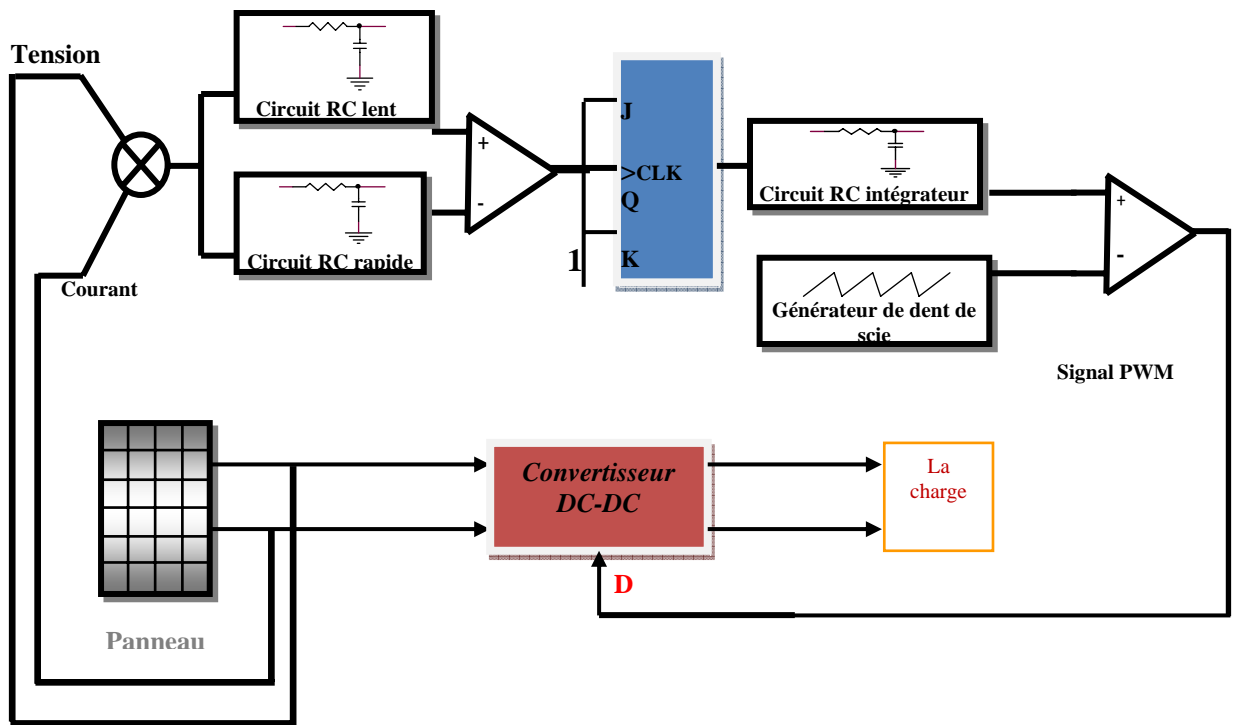


Figure III.12 : Modulation de la largeur d'impulsion PWM par un mécanisme analogique de la poursuite du point de puissance maximale.

Lorsqu'on a une augmentation rapide de l'ensoleillement le mécanisme de tracking est incapable de déterminer la cause de l'augmentation de la puissance si elle est causée par le déplacement du point de fonctionnement ou par des variations des conditions de fonctionnement. Cela cause la déviation du MPP ce qui engendre des pertes de puissance. Autre inconvénient, lorsqu'on a des changements rapides d'ensoleillement ou des parasites dans le courant, la bascule change d'état incorrectement et le point de fonctionnement s'éloigne de plus en plus du MPP jusqu'à ce que la sortie de la bascule se fixe à un niveau bas et le rapport cyclique D se fixe à zéro. Alors le système se bloque jusqu'à un nouveau redémarrage.

Pour remédier à ce problème, les concepteurs proposent un contrôle du courant de sortie du panneau. S'il y a un arrêt du mécanisme de tracking, le courant du panneau se fixe dans une valeur très basse ou très haute selon le type du convertisseur (Boost ou Buck). Dans ce cas on force la bascule à changer d'état pour que le point de fonctionnement s'éloigne des limites. L'avantage de cette technique réside dans sa simplicité d'implémentation et son bas prix.

III.4.3.4. Méthode à oscillation forcée

Dans les méthodes précédentes la dérivée de la puissance du panneau est utilisée pour déterminer la position du MPP avec différentes manières de traitements. A cause de l'approximation de la dérivée par des différences d'échantillons voisins, le MPP n'est jamais

atteint et le point de fonctionnement oscille autour. Cette oscillation est nommée Auto-Oscillation.

La méthode proposée dans ce paragraphe est un mécanisme de tracking à oscillation forcée. En injectant un faible signal sinusoïdal d'une centaine de Hertz dans la tension du panneau avec une simple addition, cela implique que la puissance de sortie du panneau à une composante sinusoïdale, de phase et d'amplitude en fonction de la position du point de fonctionnement par rapport au point MPP.

Si le point de fonctionnement est à gauche du point de puissance maximale le signal porté par la puissance est en phase avec le signal injecté. Si le point de fonctionnement est à droite par rapport au point MPP le signal de puissance est en opposition de phase par rapport au signal de référence injecté. Si le point de fonctionnement se trouve exactement sur le point MPP la fréquence du signal de puissance est le double de celle du signal de référence, (figure III.13). [12].

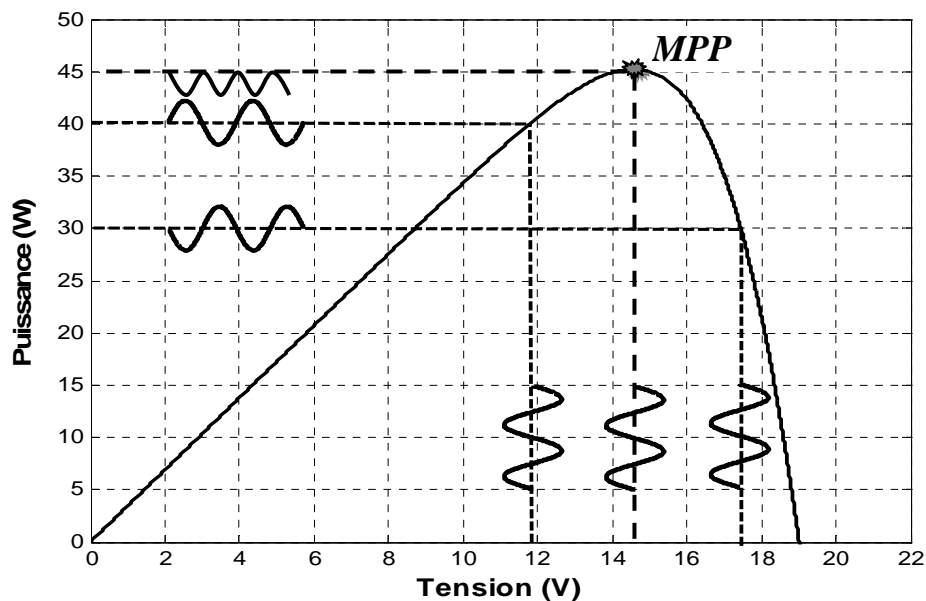


Figure III.13 : La phase du signal de puissance en fonction de la position du MPP.

La détection de phase est réalisée par une boucle *PLL* (*Phase Locked Loop*) qui génère une tension d'erreur proportionnelle à la position du point de fonctionnement par rapport au point MPP.

L'avantage de cette technique est que la tension d'erreur intégrée de sortie du détecteur de phase fournit en permanence la position du point de fonctionnement et elle converge lentement vers zéro lorsque le point de fonctionnement approche du point de puissance maximale, ainsi en évitant que le point de fonctionnement oscille autour du MPP, la seule oscillation est causée par le signal injecté.

L'inconvénient de cette technique réside dans la difficulté de synchroniser le détecteur PLL lorsqu'on atteint le point MPP où l'amplitude du signal devient très faible par rapport à la composante continue, en plus du bruit de découpage du convertisseur DC-DC. Le détecteur sera incapable de maintenir une valeur stable à sa sortie.

III.5.Conclusion

On a vu plusieurs méthodes de poursuites MPPT, chacune avec ses avantages et ses inconvénients, le choix doit se faire en sachant pour quelles applications elle est destinée, mais nous pouvons dire pour une application où l'on veut avoir un bon rendement avec un coût proportionnellement réduit on choisira la méthode à contre réaction de tension avec cellule pilote qui n'exige pas des composants sophistiqués.

Chapitre IV :

Simulation et Evaluation des Résultats

IV. Introduction

Les logiciels de simulations sont des outils puissants pour tester et évaluer l'exécution théorique des systèmes. Les conditions d'exécution du dispositif à tester peuvent être facilement contrôlables.

La simulation nous permet de passer de la conception du système théorique à la réalisation pratique avec plus d'assurance car les changements lors de la conception peuvent être faits facilement dans un système simulé, ceci nous permet d'expérimenter un ensemble large de variations et de choisir enfin la solution optimale.

Pour simuler les méthodes MPPT on utilise le logiciel de *MathWorks Matlab* qui inclut l'outil de simulation *Simulink*.

Simulink tient compte de la division d'un système simulé en un certain nombre de sous-ensembles, Ces sous-ensembles peuvent être modélisés et examinés individuellement et interconnecté. Ceci permet d'établir des sous-ensembles physiques comme le panneau solaire, les batteries, le convertisseur DC/DC, et la commande MPPT choisi.

IV.1 .blocs de simulation

IV.1.1. Schéma global de la simulation

Ce schéma global est constitué de plusieurs étages comprenant le panneau solaire, la cellule pilote, la commande MPPT utilisée, le convertisseur DC-DC (boost), ainsi que la charge RL, ces étages sont raccordés entre eux pour constituer un système photovoltaïque.

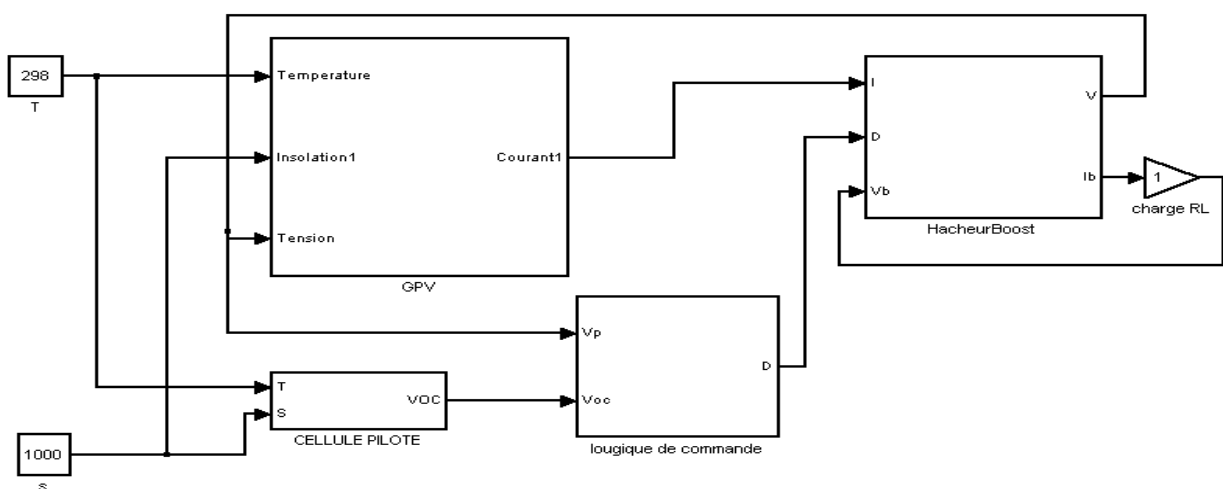


Figure IV.1 : Schéma global de la simulation de la méthode de contre réaction de tension avec cellule pilote.

IV.1.2. Le Générateur photovoltaïque

Nous avons utilisé les équations relatives aux panneaux solaires (chapitre I).

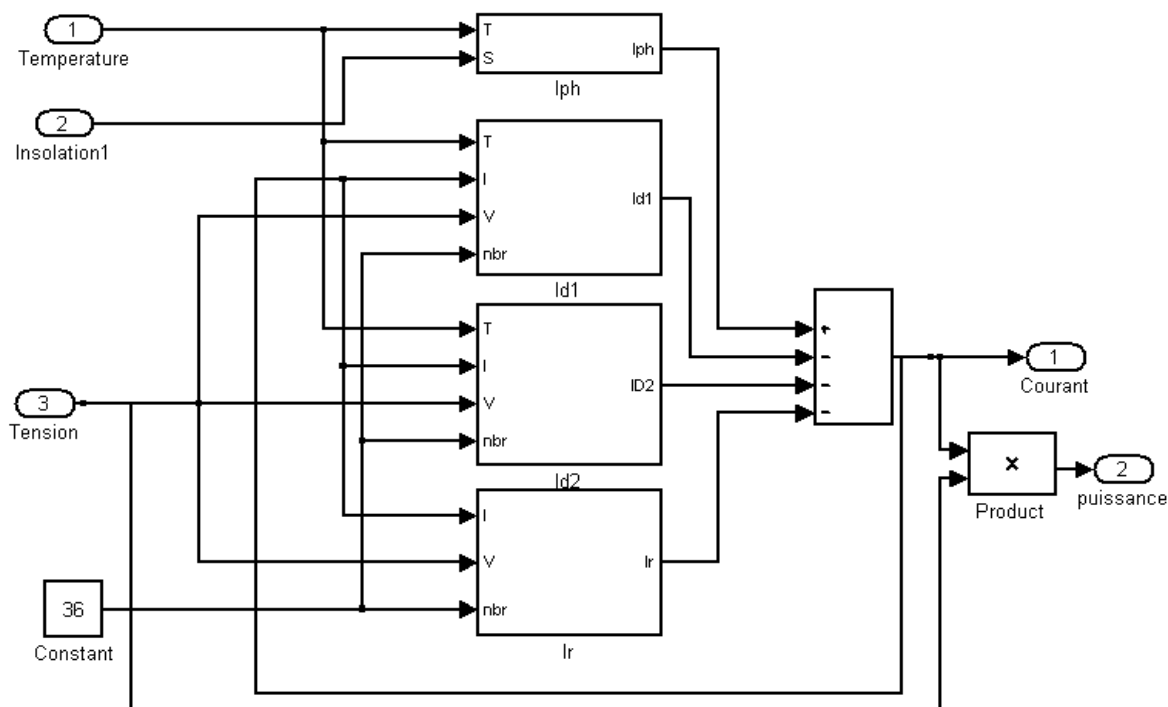


Figure IV.2 : schéma bloc de la simulation du panneau solaire avec 36 cellules sous 1000W/m².

IV.1.3. Le convertisseur DC/DC

D’après les équations relatives au hacheur survolteur (boost) on a les équations suivantes :



Figure IV.3 : Schéma bloc du convertisseur boost.

$$i_L = (i - C1 \frac{dv_i}{dt}) \tag{IV.1}$$

$$i_o = (1 - d)i_L - C2 \frac{dv_o}{dt} \tag{IV.2}$$

$$v = (1 - d)v_o - L \frac{di_L}{dt} \tag{IV.3}$$

$$\frac{v_o}{v} = \frac{1}{(1-d)} \tag{IV.4}$$

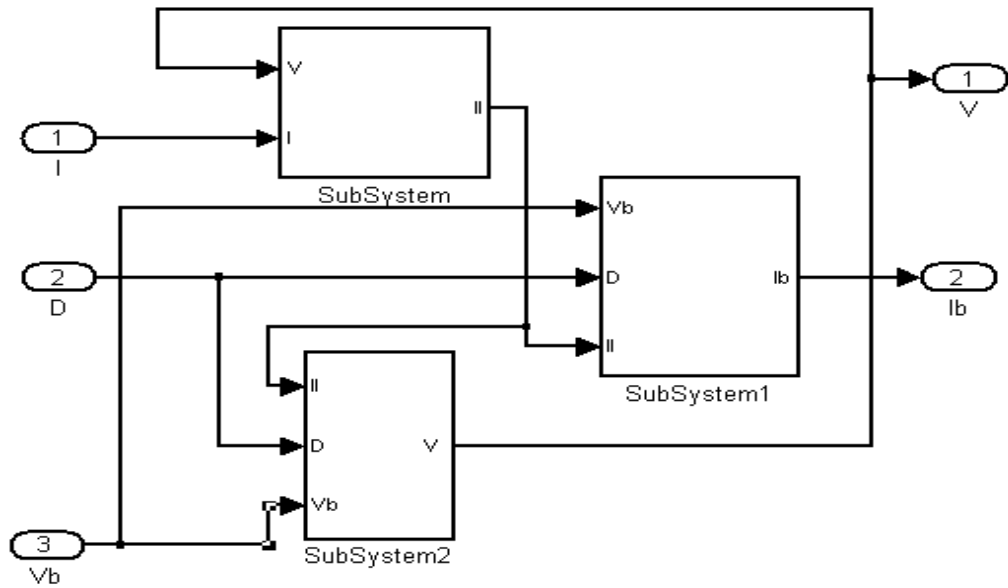


Figure IV.4: schéma bloc de la simulation du hacheur survolteur.

IV.2.Simulation du convertisseur DC-DC (boost)

IV.2.1.Variation de l'ensoleillement avec T=25°C

- Variation lente de l'ensoleillement

On fixe T=25°C et on fait varier l'ensoleillement lentement en fonction du temps

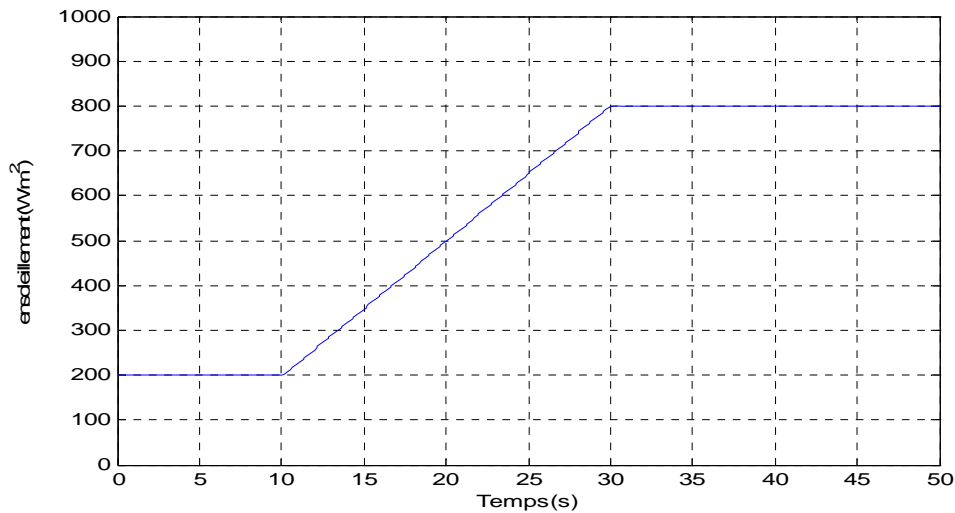


Figure V.5 : Variation lente de l'ensoleillement.

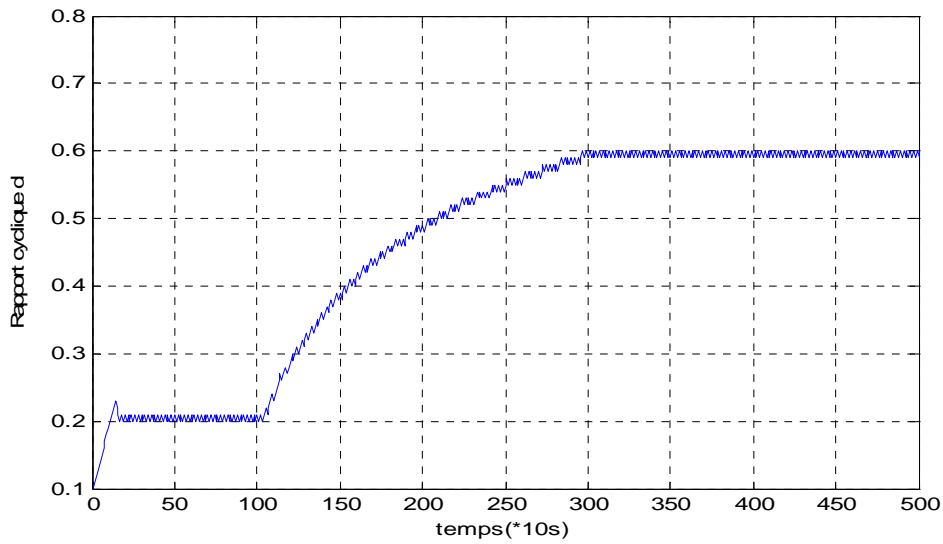


Figure IV.6 : La variation du rapport cyclique d en fonction du temps.

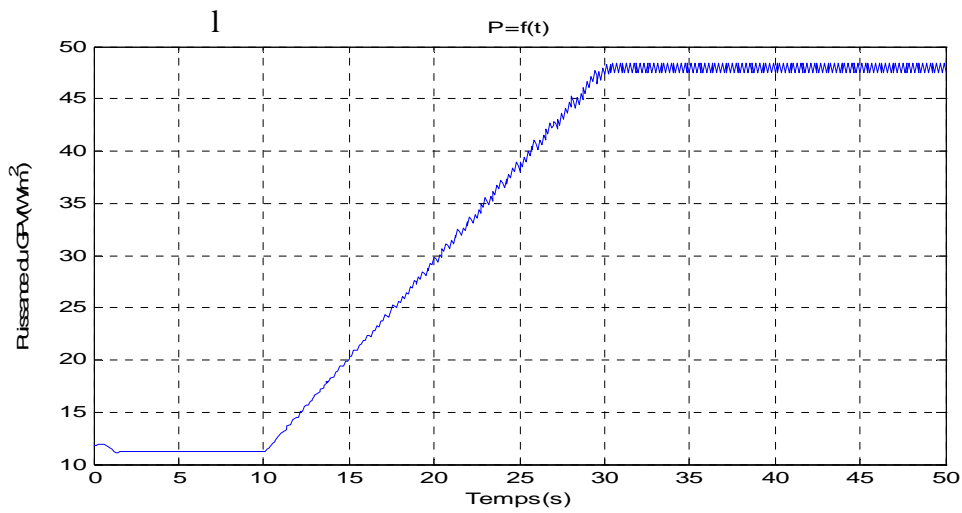


Figure IV.7 : la variation de la puissance de sortie du panneau en fonction du temps et sous un éclairage variable.

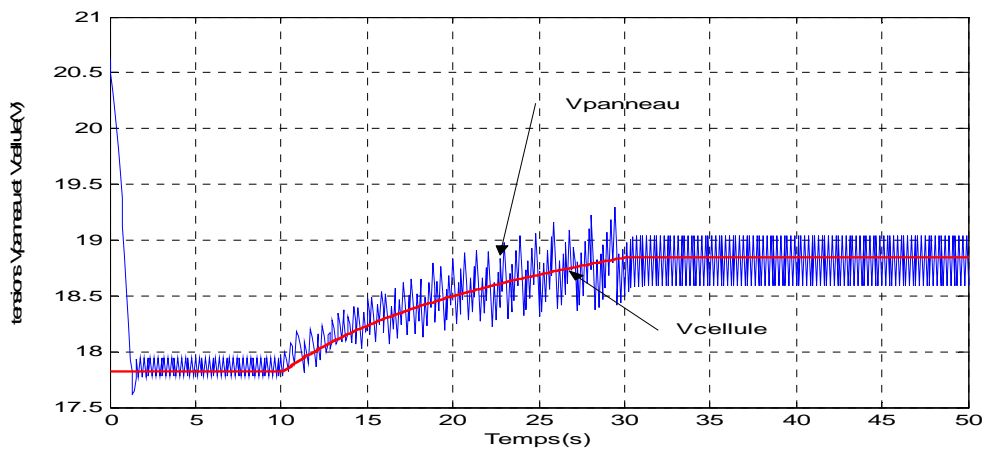


Figure IV.8 : Les tensions $V_{panneau}$ et $V_{cellule}$ en fonction du temps lors d'un changement lent de l'ensoleillement.

D'après les courbes précédents on remarque que la tension du panneau suit la tension de la cellule pilote malgré le changement de l'enseillement (changement lent d'enseillement), qui provoque la bonne poursuite du point de puissance maximale.

- **Variation rapide de l'enseillement**

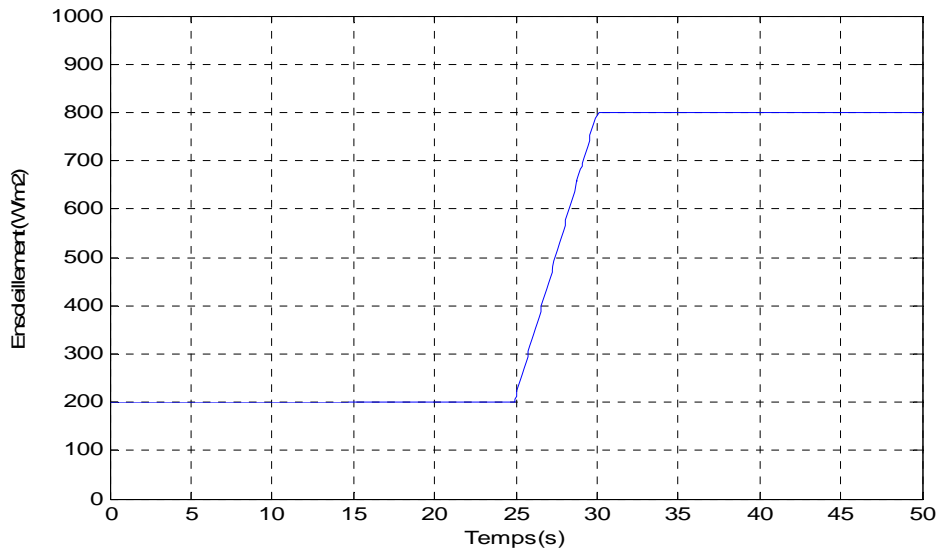


Figure IV.9 : Variation rapide de l'enseillement en fonction du temps.

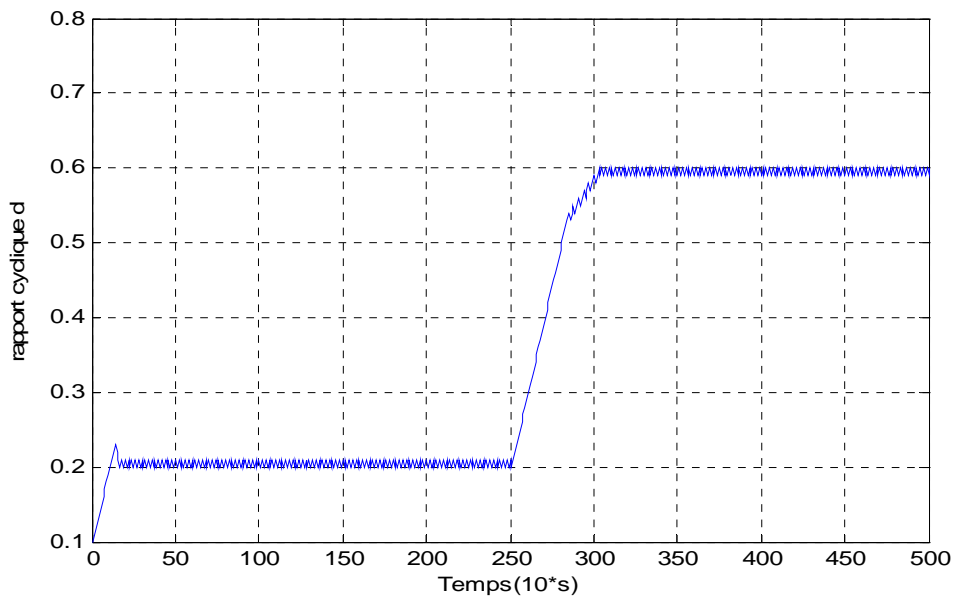


Figure IV.10 : La variation du rapport cyclique d en fonction du temps ainsi qu'une variation rapide d'enseillement.

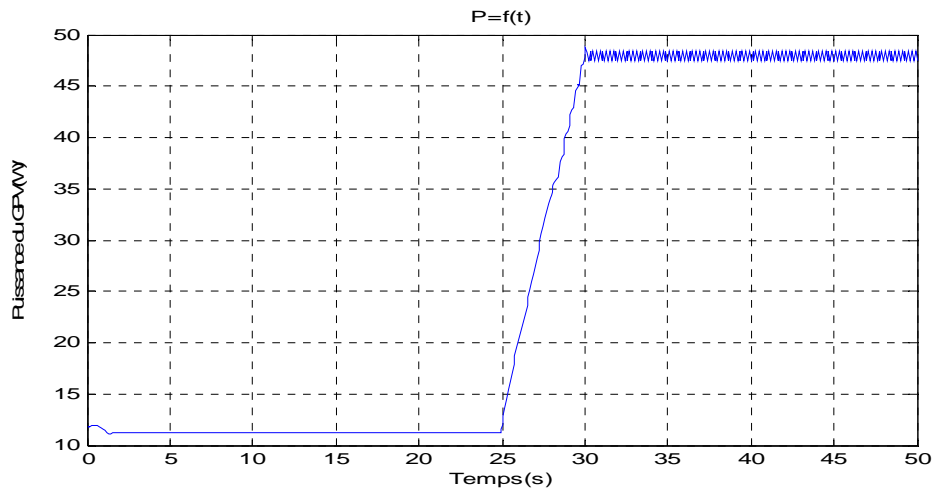


Figure IV.11 : la variation de la puissance de sortie du panneau en fonction du temps et sous un éclairage variable.

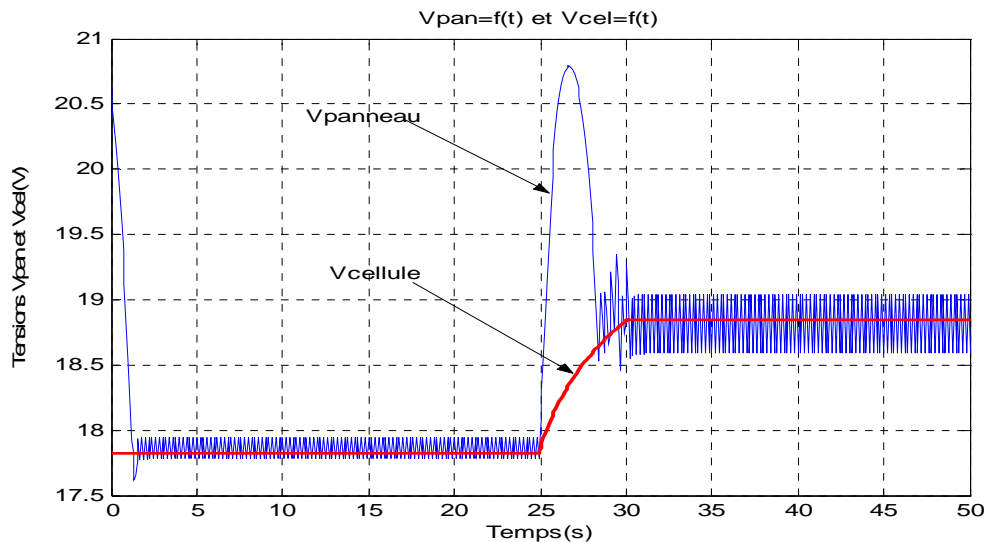


Figure IV.12 : Les tensions $V_{panneau}$ et $V_{cellule}$ en fonction du temps lors d'un changement rapide de l'ensoleillement.

D'après les courbes précédents on remarque que la tension du panneau suit la tension de la cellule pilote malgré le changement de l'ensoleillement (changement rapide d'ensoleillement), la seule différence entre cet essai et l'essai précédent se manifeste au niveau de la réponse instantanée du système (régime transitoire), le premier essai (figure IV.8) montre qu'on peut suivre parfaitement le point de puissance maximale pour une variation lente de l'éclairage, tandis que la réponse du deuxième essai (tension du panneau figure IV.12) montre que le point de puissance maximale n'atteint qu'à partir d'un régime transitoire (3 secondes dans notre cas)

IV.2.2.variation de la température avec $S=1000W/m^2$

- Variation lente de la température

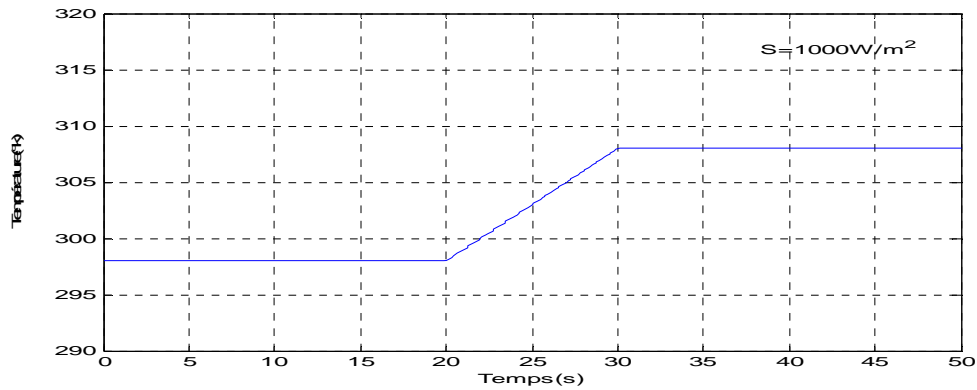


Figure IV.13 : Variation lente de la température avec $S=1000W/m^2$.

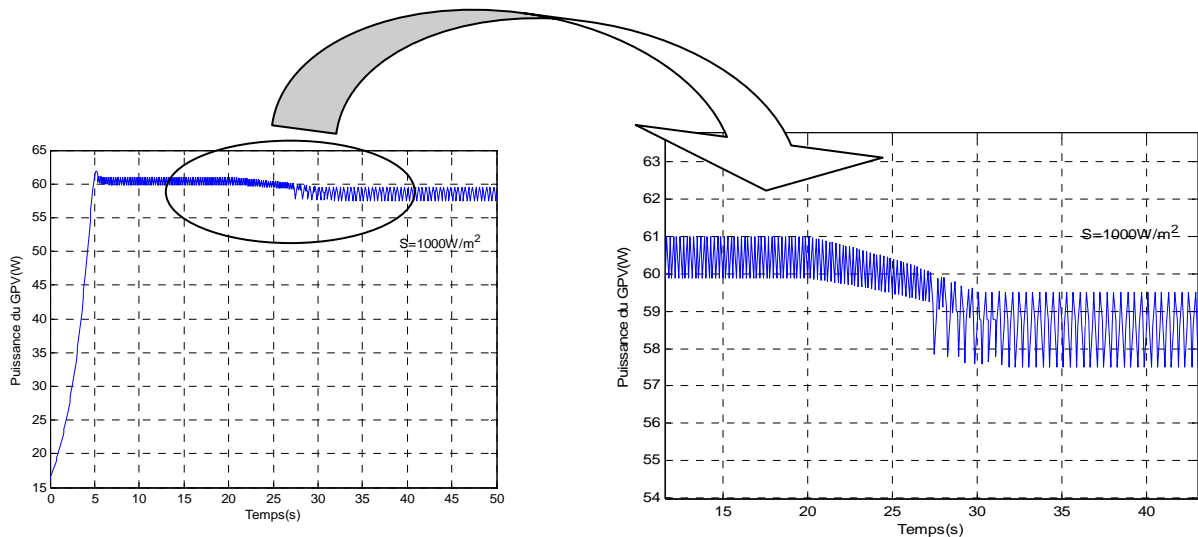


Figure IV.14 : L'influence de la température sur la puissance fournie par le GPV.

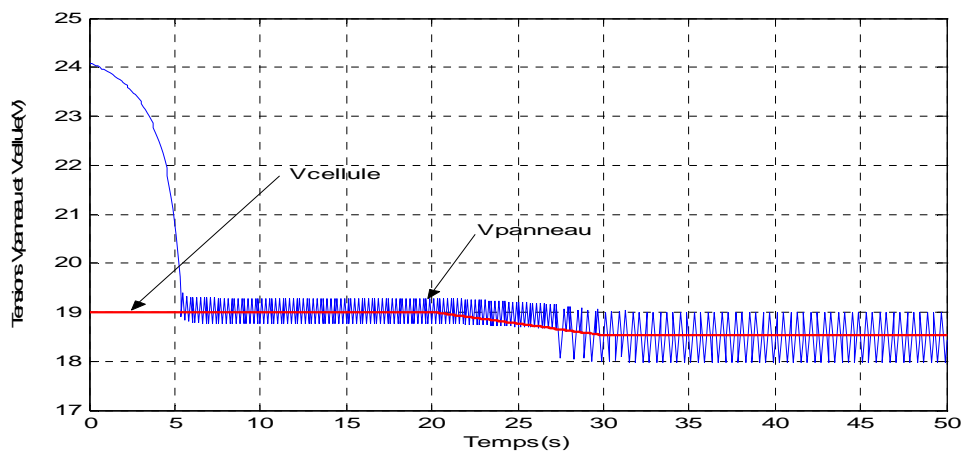


Figure IV.15 : Les tensions $V_{panneau}$ et $V_{cellule}$ en fonction du temps lors d'un changement lent de la température.

L'analyse de ces graphes montre bien que le changement de la température influe sur les courbes de tension et de puissance, ceci revient sur les caractéristiques des cellules photovoltaïques, la figure IV.15 montre que la tension du panneau suite en permanence la tension de la cellule qui est en circuit ouvert, ça veut dire que le point de puissance maximale(MPP) est atteint ,mais comme on a vu précédemment il ya toujours un problème au niveau de la réponse du système(5 secondes dans ce cas) .

Il faut noter que ce problème ne perturbe pas notre système à cause de l'utilisation permanente de l'énergie photovoltaïque toute la journée et 5 secondes par jour est relativement négligeable.

- Variation rapide de la température

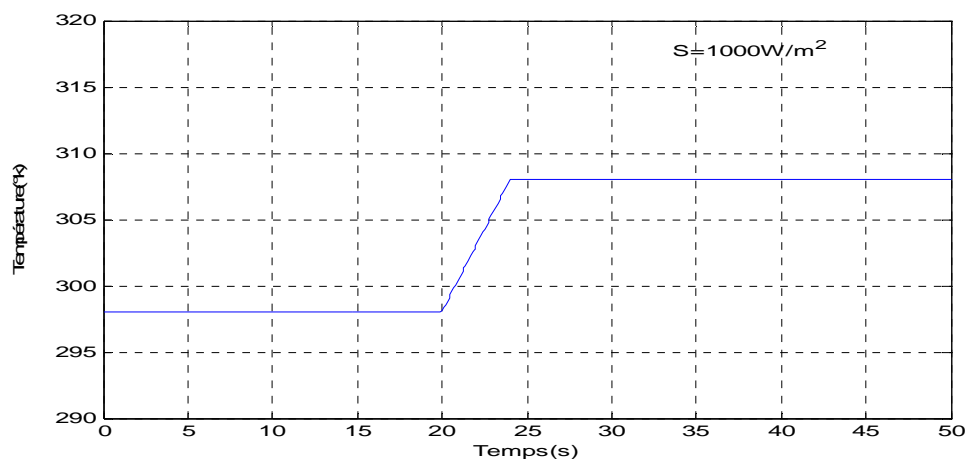


Figure IV.16 : Variation rapide de la température avec $S=1000\text{W/m}^2$.

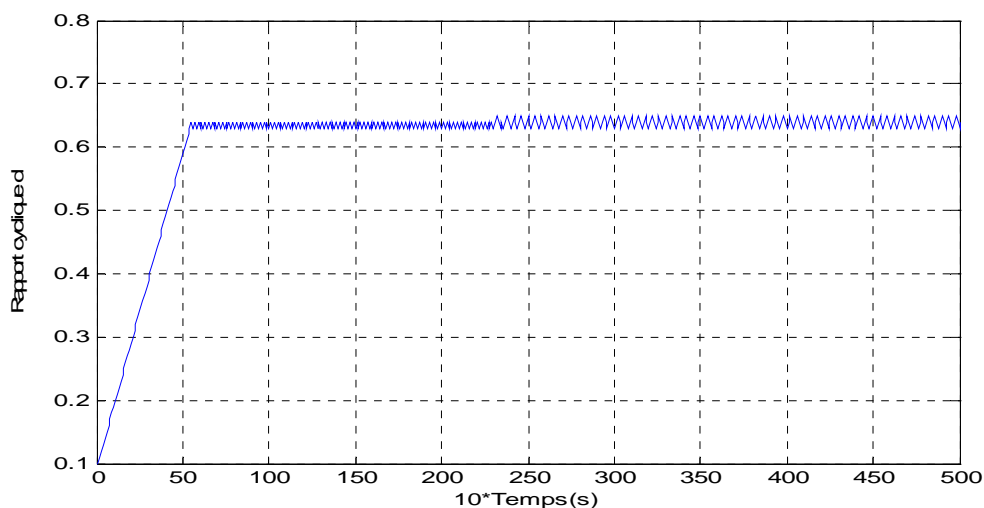


Figure IV.17 : La variation du rapport cyclique d en fonction du temps.

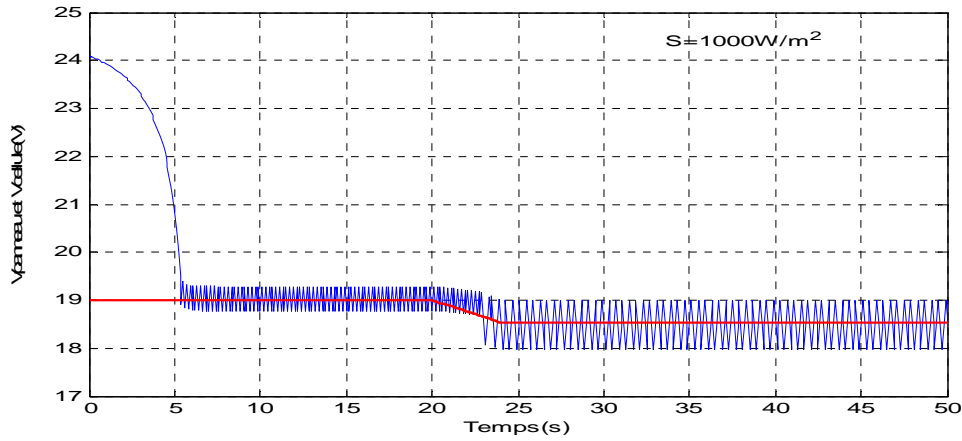


Figure IV.18 : Les tensions V_{panneau} et V_{cellule} en fonction du temps lors d'un changement rapide de la température.

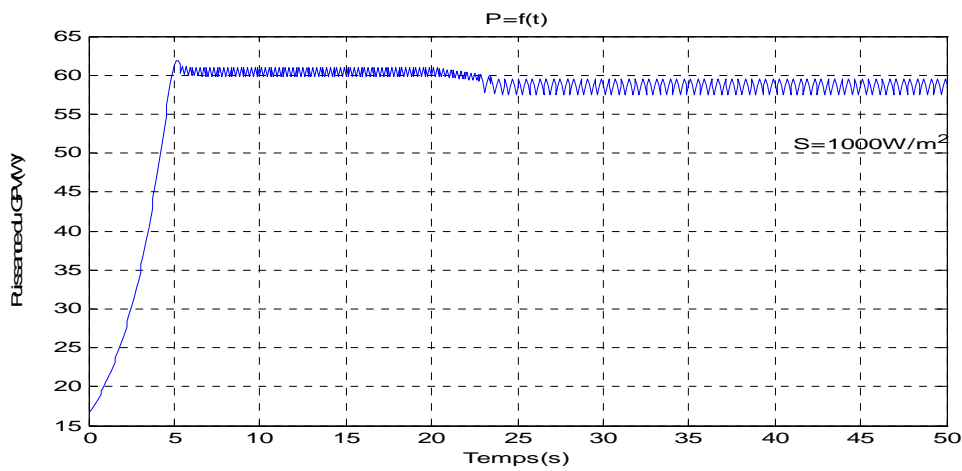


Figure IV.19: L'influence de la température sur la puissance fournie par le GPV.

D'après ces figures on peut dire que l'augmentation de la température est inversement proportionnelle par rapport à la tension et la puissance du panneau.

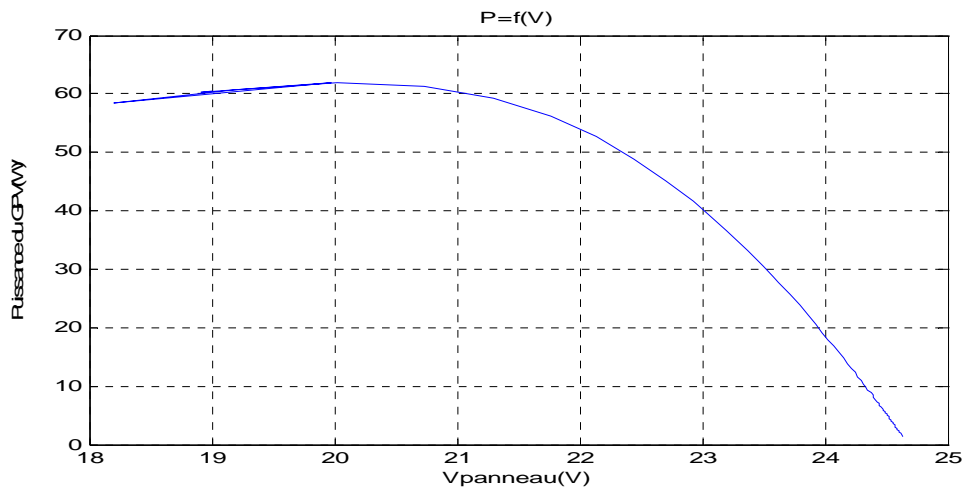


Figure IV.20. La puissance obtenue en fonction de la tension du panneau (MPP obtenu).

IV.3. Poursuite du PPM lors d'un changement brusque de l'ensoleillement

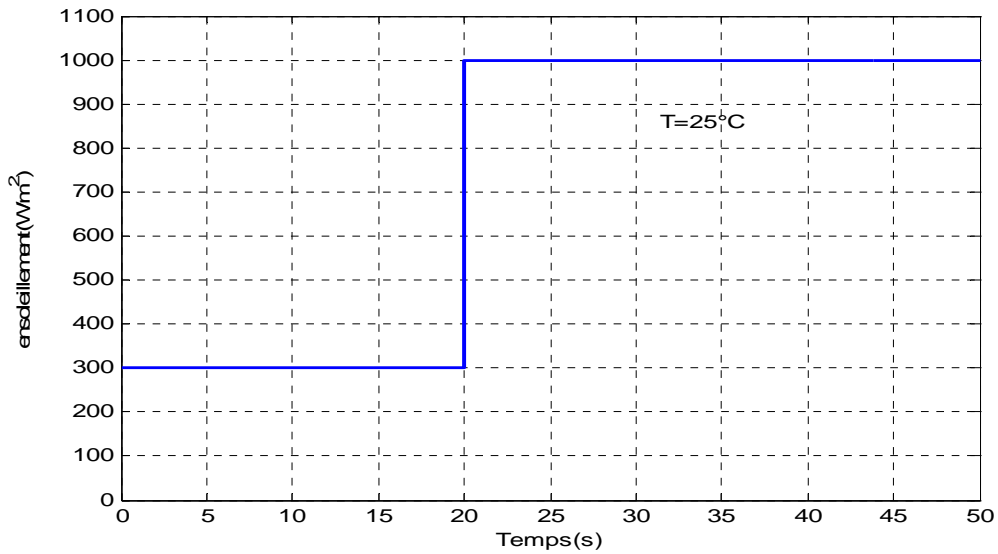


Figure IV.21. Variation brusque de l'ensoleillement.

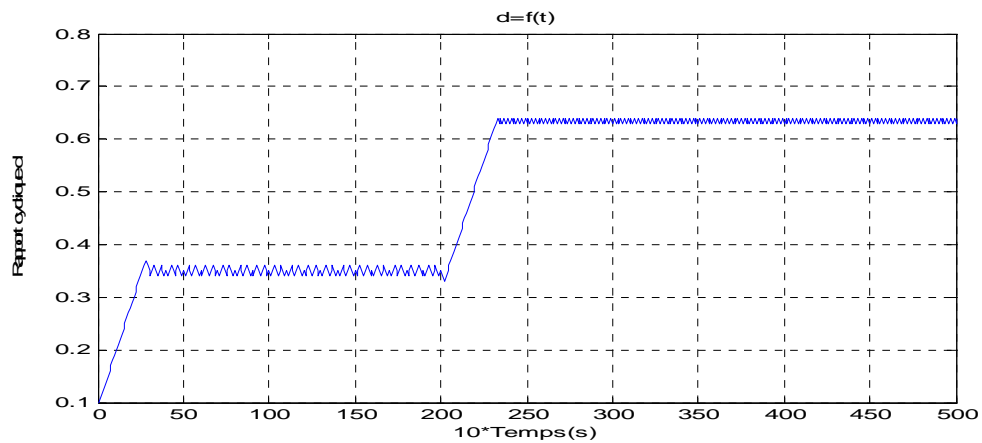


Figure IV.22. Rapport cyclique d .

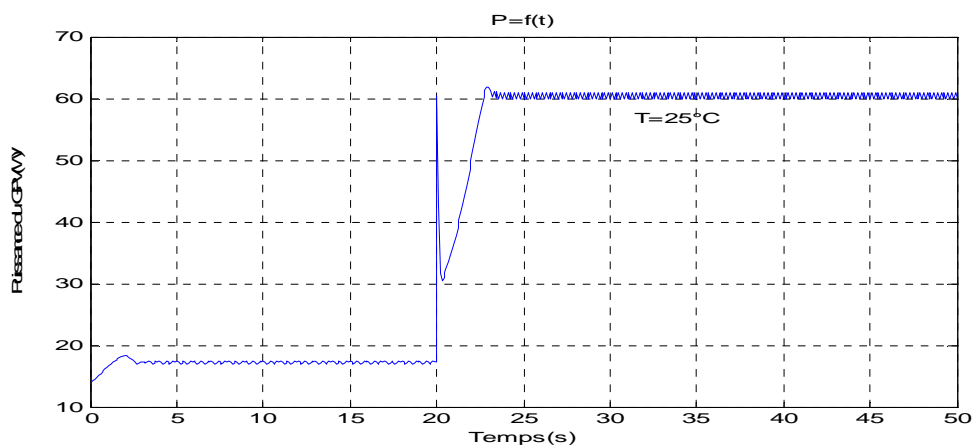


Figure IV.23. puissance du GPV.

Les figures IV.22 et IV.23 montrent bien que la puissance optimale n'atteint qu'à partir de certain temps (temps nécessaire pour atteindre le bon rapport cyclique).

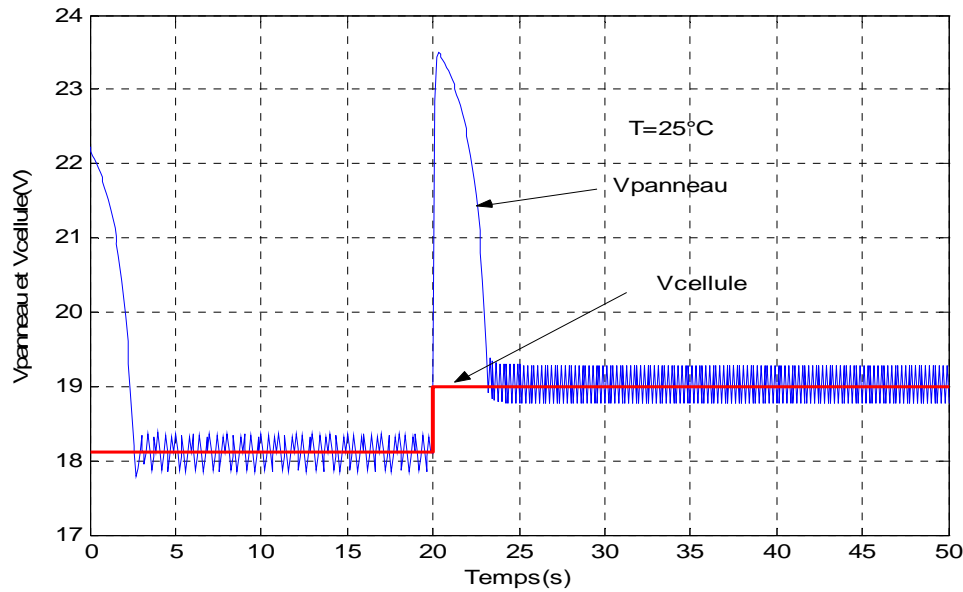


Figure IV.24. courbes V_{panneau} et V_{cellule} pour une variation brusque de l'ensoleillement.

La figure IV.24 montre que la tension du panneau poursuit la tension optimale V_{mp} mais avec un certain retard lors des changements climatiques.

IV.4. Conclusion

La simulation du système photovoltaïque nous a permis de vérifier le bon fondement des relations et des modèles mathématiques de chaque partie de ce système. Ainsi nous avons pu faire simuler les panneaux solaires et avoir leurs caractéristiques que nous avons exploitées dans le premier chapitre.

Le plus grand bénéfice de cette simulation est celle nous a permis de trouver les ordres de grandeurs des différents paramètres qui font que le système fonctionne suivant le chemin optimal, bien sûr l'éventualité de changements de ces paramètres est à envisager durant la réalisation pratique on peut dire que cela est inévitable.

Chapitre V:

Mise au point d'une commande MPPT à contre réaction de tension

V. Introduction

D'après l'étude théorique ainsi que la simulation du système photovoltaïque, nous attaquons maintenant la dernière partie qui est la mise au point d'une commande MPPT de type analogique basée sur la méthode à contre réaction de tension avec cellule pilote. Le choix de cette méthode est fait vu sa simplicité par rapport aux autres méthodes analogiques afin d'éviter les produits dans le cas de contre réaction de puissance ou les résistances shunts avec les circuits amplificateurs dans le cas de contre réaction de courant.

V.1. Principe de fonctionnement

Comme on a vu dans le chapitre précédent le principe de cette méthode repose sur le maintien de la tension de sortie des panneaux solaires égale à une valeur de référence issue d'une cellule pilote à circuit ouvert soumise aux mêmes conditions atmosphériques (ensoleillement et température) que les autres panneaux avec une certaine pondération, en agissant sur le rapport cyclique du convertisseur DC-DC.

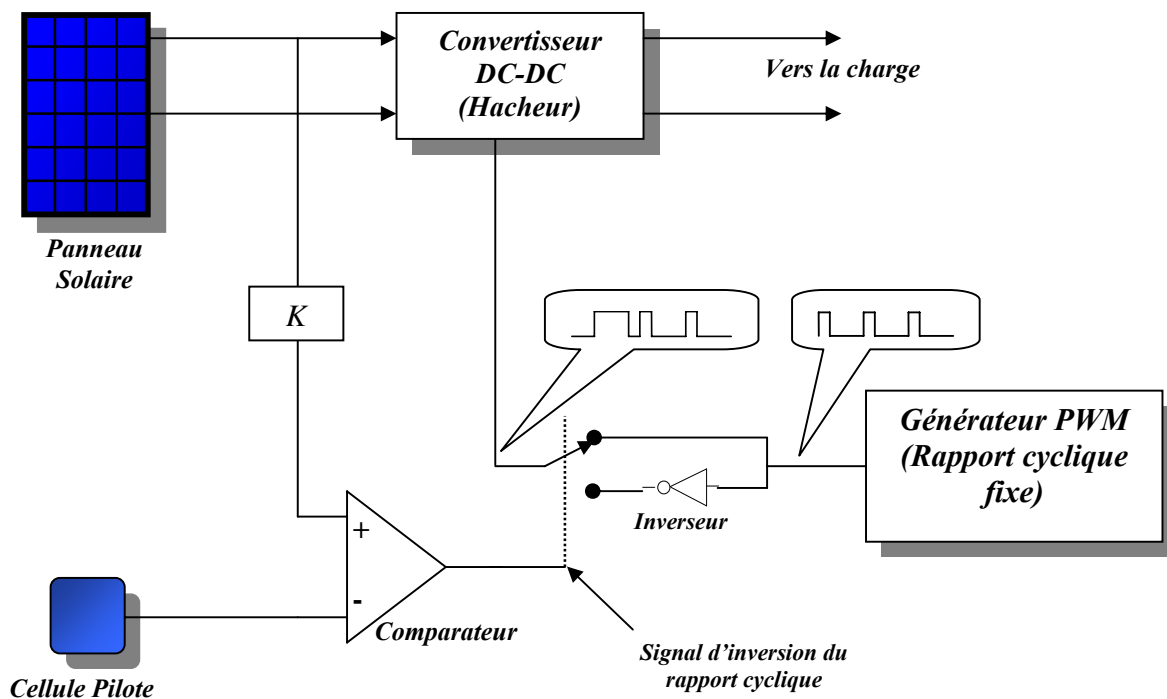


Figure V.1 : Schéma de principe de la méthode à contre réaction de tension avec cellule pilote proposée.[8]

Le principe de cette méthode repose sur l'utilisation de deux rapports cycliques extrêmes, le choix de chaque rapport cyclique est en fonction du signe de l'erreur générée par la comparaison

entre la tension des panneaux en cours de fonctionnement et la tension en circuit ouvert de la cellule pilote. Le basculement du rapport cyclique de la PWM entre ces deux valeurs extrêmes fait varier la tension du panneau, mais il ya un problème que la réponse du convertisseur DC-DC n'est pas instantanée (inertie du convertisseur), alors ce dernier réagit comme s'il était attaqué par une PWM de rapport cyclique égale à une valeur moyenne fictive,

Cette valeur moyenne est en fonction d'un autre rapport cyclique qui représente les périodes consacrées à chacun des deux rapports cycliques extrêmes précédents. Les figures V.1 et V.2 donnent le schéma synoptique et les différentes formes d'ondes des signaux de contrôle respectivement. Les deux bornes entre lesquelles le rapport cyclique s'alterne entre eux doivent être les plus extrêmes possible afin de traquer le point de puissance maximale quelque soit sa position. Ces deux rapports cycliques ne sont limités que par la fréquence maximale de fonctionnement du convertisseur DC-DC. Le rapport de division K prend en compte le nombre des cellules montées en série des panneaux solaires en cours de fonctionnement et le fameux rapport entre la tension en circuit ouvert et la tension de fonctionnement optimale.

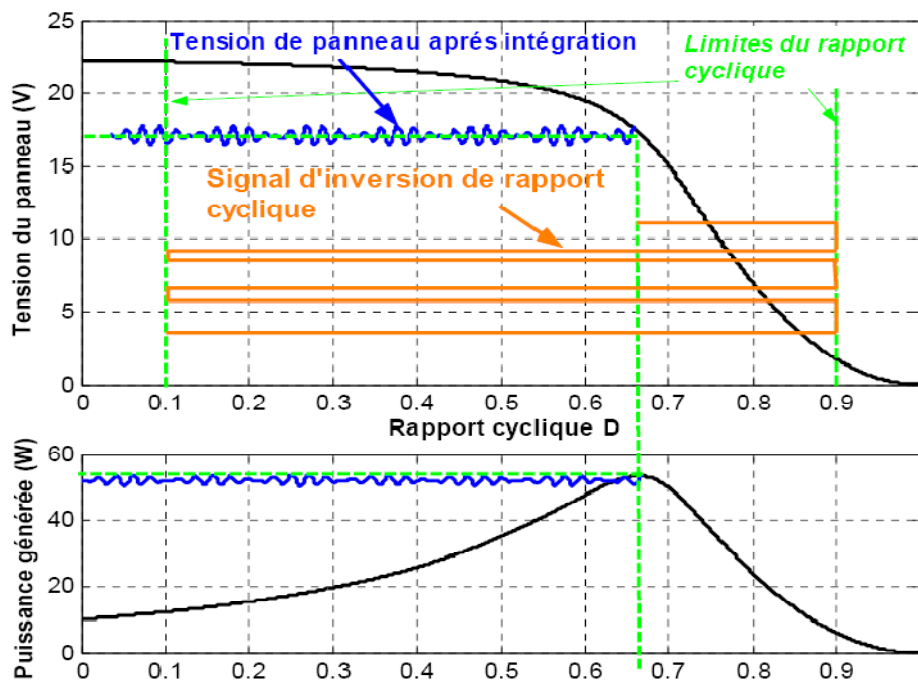


Figure V.2 : Formes d'ondes des différents signaux dans le cas d'un circuit Boost avec la méthode proposée dans des conditions constantes de fonctionnement.

Le circuit électrique global est donné par la figure V.3 où chaque partie est encadrée, le panneau solaire et la cellule pilote sont représentés par leurs circuits électriques équivalents étudiée dans le chapitre I. Le panneau solaire est constitué de 36 cellules en série.

Pour le convertisseur DC-DC (hacheur) on a utilisé un circuit Boost (élevateur de tension) avec une charge constituée d'une simple charge résistive. Le générateur PWM est réalisé à partir de portes NAND à hystérésis du circuit intégré CMOS DC4093 montées en multivibrateur avec un rapport cyclique d'environ 90%. Le potentiomètre P42 sert à ajuster le rapport cyclique tandis que P41 sert à régler la fréquence de PWM, la fréquence est ajustée à une cinquantaine de kilohertz.

Le circuit MPPT est constitué principalement du comparateur LM311 qui génère un signal à deux états correspondants à la position du point de fonctionnement par rapport au point voulue (au-dessous ou au-dessus), Ce point est réglé par le potentiomètre P11, le signal de sortie du comparateur sert à inverser ou à garder le même rapport cyclique initial généré par le générateur PWM. Ce signal est rendu plus discret à l'aide de la porte NAND avec trigger du circuit CD4093. L'inversion ou la non inversion du signal PWM est réalisée par la porte XOR à deux entrées du circuit CMOS CD9030 où en fonction d'une de ces entrées elle inverse ou elle garde le même signal de l'autre entrée. Le signal de sortie de cette porte attaque le transistor MOSFET (IRFP360) du circuit Boost après qu'il ait été ramené à un niveau suffisant par le circuit driver réalisé avec deux transistors montés en push-pull Q62 et Q63 et le transistor préamplificateur Q61 monté en émetteur commun. Le potentiomètre P12 sert à régler l'offset du comparateur pour son équilibrage.

Les circuits intégrés CMOS et le comparateur LM311 caractérisés par une faible consommation sont alimentés par une tension de 12V issue directement de la tension du panneau à travers le régulateur LM7812.

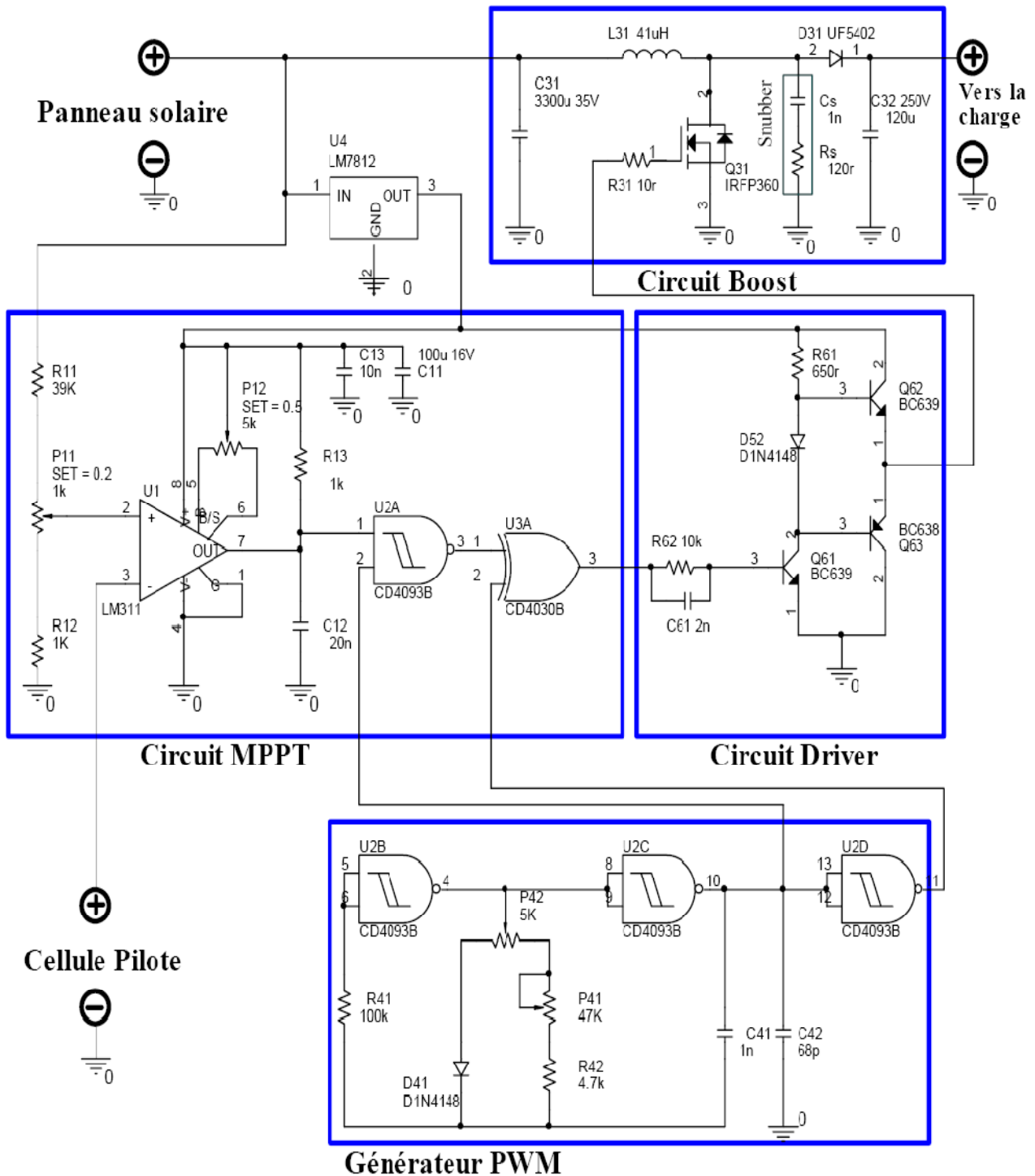


Figure V.3 : Schéma électrique de la commande MPPT avec cellule pilote.

V.2. Dimensionnement des composantes

La partie principale à dimensionner dans ce circuit c'est la partie du circuit Boost parce que cette partie représente l'utile de l'MPPT pour l'adaptation de la charge avec le panneau solaire pour

faire fonctionner ce dernier dans la tension qui corresponde à la génération de sa puissance maximale.

Puisque le circuit utilisé dans la conversion DC-DC est de type Boost (élevateur de tension) où la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée calculée dans le chapitre II est égale à :

$$V_o = \eta \frac{1}{1-D} V_i \quad (V.1)$$

Avec un rendement η voisin de un et une tension d'entrée maximale pour un panneau égale à 17V, la tension de sortie V_o peut atteindre quelque 170V pour un rapport cyclique utilisé de 90%, alors que cette tension est appliquée entre le drain et la source du transistor MOSFET, pour cette raison il faut trouver un transistor qui peut supporter cette tension, parmi les transistors disponibles on a choisi le transistor IRFP360 caractérisé par les principales caractéristiques suivantes :

- $V_{ds} = 400V$ (Tension maximale entre le drain et la source) ;
- $R_{ds(on)} = 0.2\Omega$ (Résistance ohmique entre le drain et la source dans l'état conducteur) ;
- $I_d = 23A$ (Courant maximum admissible de drain).

V.2.1. Dimensionnement des éléments réactifs

Le dimensionnement de l'inductance de circuit Boost est très important pour le fonctionnement normal de ce circuit, par le fait que le courant de charge de cette inductance est le même courant qui parcourt le transistor MOSFET. Le choix de cette inductance doit être égal à une certaine valeur pour que le convertisseur DC-DC fonctionne dans le mode continu, cette valeur est en fonction de l'intervalle de variation du courant de cette inductance. Une inductance faible risque une augmentation excessive de courant de l'inductance donc du courant du MOSFET avant la fermeture de ce transistor, alors qu'une inductance importante tend à augmenter la vitesse de réponse du Boost vis-à-vis une variation du rapport cyclique, ce qui perturbe le circuit MPPT ainsi qu'il augmente les ondulations des tensions donc de puissance et conduit à une faible tension de sortie.

L'inductance L_{31} du circuit Boost est calculée pour un rapport cyclique de 90% et une fréquence moyenne de 50Khz avec un courant maximal de 7A (30% du courant admissible par le MOSFET) est égale à :

$$L = \frac{V_i}{2\Delta I_L} DT_s = \frac{16(V)}{2 * 3.5(A)} * 0.9 * \frac{1}{50 * 10^3} (s) \approx 41\mu H \quad (V.2)$$

Cette inductance doit être réalisée comme les inductances haute fréquence à l'aide d'un noyau en ferrite et une résistance ohmique le plus faible que possible, réalisée avec un fil multibrin afin que le rendement soit meilleur.

Pour les capacités d'entrée et de sortie, leurs influences se manifestent sur les ondulations des tensions d'entrée et de sortie respectivement. Leurs valeurs sont en fonction de l'ondulation voulue ainsi que des grandeurs moyennes désirées, comme on a vu dans le chapitre I, l'estimation de ces deux capacités sont données par :

$$C_{31} = \frac{I_i - I_L}{2\Delta V_i} DT_s \quad (V.3)$$

$$C_{32} = \frac{-I_o}{2\Delta V_o} DT_s \quad (V.4)$$

Avec :

$I_i = 3A$ (Courant d'entrée pour un ensoleillement maximum de $1000W/m^2$) ;

$I_L = 3.5A$ (Courant moyenne de l'inductance pour un pic de $7A$) ;

$V_o = 160V$ (Tension maximale pour un rapport cyclique de 90%) ;

$I_o = 0.3A$ (Courant de sortie pour un rapport cyclique de 90% dans le cas idéal)

Pour des ondulations désirées de 0.1% les valeurs de ces deux condensateurs sont :

$$C_{31} = \frac{3(A) - 3.5(A)}{2 * 10^{-4} * 16(V)} * 0.9 * \frac{1}{50 * 10^3} (s) \approx 3300\mu F \text{ (Valeur standard)} \quad (V.5)$$

$$C_{32} = \frac{0.3(A)}{2 * 10^{-4} * 160(V)} * 0.9 * \frac{1}{50 * 10^3} (s) \approx 120\mu F \text{ (Valeur standard)} \quad (V.6)$$

V.2.2. Dimensionnement des composants associés au MOSFET

Le circuit driver du MOSFET est réalisé avec un montage Push-pull complémentaire.

Cette configuration nous garantit une bonne vitesse de commutation (faible perte de commutation) par la charge et la décharge rapide de la capacité d'entrée du MOSFET via les deux transistors (Q62, Q63).

Pour limiter le courant d'attaque du MOSFET, le circuit driver est couplé avec la grille par une résistance R_{31} , cette résistance va diminuer un peu la vitesse du commutation mais leur utilisation est nécessaire pour que l'énergie stockée dans la grille soit dissipée dans cette résistance et non pas dans les transistors drivers. La valeur de cette résistance est limitée entre la charge Q_g nécessaire pour la grille du MOSFET et le courant maximum admissible par les transistors du circuit driver. La valeur recommandée par le constructeur est de l'ordre d'une dizaine d'ohms. [8][17].

$$R_{31} = 10\Omega.$$

Le transistor de la commande des deux transistors complémentaires du driver Q61 (BC639) doit travailler en régime de commutation avec une résistance minimale de la base R_{32} calculée à partir de l'équation dans l'état de saturation suivante :

$$R_b < \frac{\beta_{\min} V_b}{V_{cc}} R_c \quad (V.7)$$

Pour :

$$\beta_{\min} = 40$$

$$V_{cc} = 16V$$

$$V_b = 12V$$

$$R_c = R_{61} = 650\Omega$$

La résistance de la base est de l'ordre :

$$R_b < \frac{40 * 12(V)}{16(V)} 650(\Omega) = 19.5K\Omega \quad (V.8)$$

Dans la pratique, on admet que cette résistance doit être choisie deux à trois fois inférieure à cette valeur limite pour être certain que la saturation du transistor est bien atteinte même si le coefficient β subit des variations, pour cela cette résistance est choisie égale à $R_b = R_{62} = 10K\Omega$. Pour accélérer la commutation, une capacité est branchée en parallèle avec cette résistance afin d'augmenter le courant du commande dans la zone de transition, l'échelon d'entrée est parfaitement reproduit si :

$$R_b C_b = 1/\omega_\beta \quad (V.9)$$

Avec ω_β la fréquence de coupure du transistor (donnée par le constructeur) divisée par le gain en courant β , pour notre transistor $F_t = 3Mhz$, et $\beta = 100$, $F_\beta = 0.03Mhz$.

La capacité optimale utilisée est :

$$C_b = C_{33} = \frac{1}{2 * \pi * 0.03(Mhz) * 10(K\Omega)} \approx 530pF \quad (V.10)$$

La capacité utilisée dans le montage est égale à : $C_b = C_{61} = 2nF$.

Un autre paramètre important du transistor MOSFET, c'est la puissance dissipée dans ce transistor. La majorité de cette puissance est consommée par la résistance entre le drain et la source dans l'état conducteur du transistor, ainsi que la puissance dissipée dans la grille du transistor, la puissance totale est donnée par : [8]

$$P_d = I_d^2 R_{ds(on)} + V_g Q_g F \quad (V.11)$$

Pour $I_d = 3.5A$ (courant moyenne) et $R_{ds} = 0.2\Omega$, $Q_g = 200nC$, $F = 60Khz$, $V_g = 16V$, la puissance dissiper dans le transistor est :

$$P_d = 3.5(A)^2 * 0.2(\Omega) + 16(V) * 200(nC) * 60(Khz) = 2.64W \quad (V.12)$$

Le transistor MOSFET utilisé est caractérisé par une résistance thermique Jonction-ambiante $R_{\theta ja}=40\text{ }^{\circ}\text{C/W}$ et une température $T_{jmax} = 100^{\circ}\text{C}$, la résistance thermique totale $R_{th_{tot}}$ est de l'ordre :

$$R_{\theta_{tot}} = \frac{T_j - T_a}{P_d} = \frac{120 - 50}{2.64} = 26.51^{\circ}\text{C/W} \quad (\text{V.13})$$

La résistance thermique $R_{\theta ja}$ de MOSFET ne suffit pas pour le refroidissement de transistor elle est supérieure à la résistance thermique $R_{\theta_{tot}}$ donc il faut un radiateur pour le refroidissement de transistor d'une résistance thermique $R_{\theta ra}$ inférieur ou égale à :

$$R_{\theta ra} = R_{\theta_{tot}} - (R_{\theta j-c} + R_{\theta c-mica} + R_{\theta mica-s}) = 26.51 - (0.45 + 0.24 + 0.8) = 25^{\circ}\text{C/W} \quad (\text{V.14})$$

Pour la diode D31 du hacheur elle doit supporter une tension inverse maximale de 160V et un courant de sortie maximale égale à 0.35A, elle doit être aussi caractérisé par un temps de recouvrement très faible, pour cela on a choisi une diode très rapide UF5402 utilisé fréquemment dans les alimentations à découpage caractérisé par les paramètres suivants :

Tension inverse max $V_{d_{inv}} = 200\text{V}$,

Courant direct max $I_d = 3\text{A}$,

Temps de recouvrement maximale $t_{rr} = 50\text{ns}$.

V.2.3. Dimensionnement des composantes du générateur PWM

Les portes NAND trigger constituant le générateur PWM sont caractérisées par les deux seuils de basculement pour $V_{dd} = 12\text{V}$ supérieur et inférieur suivants :

$$V_{th(H)} = 7.2\text{V}$$

$$V_{th(L)} = 4.8\text{V}$$

Ces deux seuils assurent le basculement de ce multivibrateur entre les deux états stables, le temps consacré à chaque état est en fonction de constant de temps de circuit parcouru. Le premier circuit est le circuit de charge constitué de P42-D41-C41, ce circuit détermine la largeur de la courte impulsion correspondant au faible rapport cyclique. La largeur minimale est limitée par la réponse impulsionnelle du MOSFET, cette largeur minimale est donnée par le constructeur ($1\mu\text{s}$ pour notre MOSFET). La largeur maximale est fixée à $5\mu\text{s}$, pour une plage de fréquence de PWM de 20Khz à 60Khz la durée de cette impulsion correspond à un rapport cyclique minimal de 10%.

Pendant cette période la capacité C41 se charge rapidement avec une charge initiale de $-V_{th(H)}$ jusqu'à où la tension aux bornes de cette capacité atteint $V_{th(L)}$ l'expression de cette tension est de la forme :

$$V_c = V_{cc} - V_d - (V_{cc} - V_d + V_{th(H)}) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (\text{V.15})$$

Elle atteint la tension $V_{th(L)}$ au bout d'une période T_I égale à :

$$T_1 = -\tau_1 \ln\left(\frac{V_{CC} - V_d - V_{th(L)}}{V_{CC} - V_d + V_{th(H)}}\right) \quad (V.16)$$

Pour $T_1 = 5\mu s$

$$\tau_1 = -T_1 / \ln\left(\frac{V_{CC} - V_d - V_{th(H)}}{V_{CC} - V_d + V_{th(L)}}\right) = -2(\mu s) / \ln\left(\frac{12(v) - 0.6(v) - 4.8(v)}{12(v) - 0.6(v) + 7.2(v)}\right) = 4.82\mu s \quad (V.17)$$

On a $\tau_1 = RC$ où R corresponde à la résistance de charge réaliser dans ce cas par un potentiomètre $P42$, en fixant la capacité $C41$ à 1nF le potentiomètre $P42$ égale à :

$$P42 = \frac{\tau_1}{C41} = \frac{4.82(\mu s)}{1(nF)} \approx 5K\Omega \quad (V.18)$$

La deuxième période est la période de décharge du condensateur $C41$ c'est cette période qui pratiquement définit la fréquence de la PWM générée, pour une plage de fréquence de 20 à 60Khz le choix de la résistance de décharge ($P41+R42$) est comme suite :

La tension d'entrée de la porte NAND U2B qui corresponde à la tension aux bornes de la résistance de décharge est de forme :

$$V_R = (V_{CC} + V_{th(L)}) \exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right) \quad (V.19)$$

Cette tension atteint la tension $V_{th(H)}$ (Tension de basculement) au bout d'une période T_2 égale à :

$$T_2 = -\tau_2 \ln\left(\frac{V_{th(H)}}{V_{CC} + V_{th(L)}}\right) \quad (V.20)$$

Ainsi la constante de temps τ_2 égale à :

$$\tau_2 = -T_2 / \ln\left(\frac{V_{th(H)}}{V_{CC} + V_{th(L)}}\right) \quad (V.21)$$

Pour une période T_2 qui s'étende de $50\mu s$ ($F=20Khz$) à $12.5\mu s$ ($80Khz$) la constante de temps τ_2 s'étende dans l'intervalle :

$$\tau_2 = -50(\mu s) / \ln\left(\frac{7.2(v)}{12(v) + 4.8(v)}\right); -12\mu s / \ln\left(\frac{7.2(v)}{12(v) + 4.8(v)}\right) = 59.01\mu s; 14.16\mu s. \quad (V.22)$$

Pour $C41 = 1nF$ la résistance de décharge Rd s'étende de :

$$Rd = \frac{\tau_2}{C41} = \frac{14.16(\mu s)}{1(nF)}; \frac{57.68(\mu s)}{1(nF)} = 14.16K\Omega; 57.68K\Omega. \quad (V.23)$$

Cette résistance est montée comme une résistance fixe $R42$ de $4.7K\Omega$ (valeur standard) en série avec une résistance ajustable $P41$ de $47K\Omega$ (valeur standard), l'ensemble avec la résistance ajustable $P42$ donne la résistance maximale calculée.

V.2.4. Dimensionnement du circuit comparateur

Le cœur du MPPT est constitué par le comparateur UI de type $LM311$, ces entrées sont attaquées par les deux tensions correspondent à la tension de référence de la cellule pilote à circuit ouvert et la tension du panneau au cours de fonctionnement après une pondération de sa tension à l'aide d'un pont diviseur ($R11$ - $P11$ - $R12$). Le rapport de division prend en considération le nombre des cellules montées en série du panneau ainsi que le rapport entre la tension de fonctionnement optimale V_{mp} et la tension à circuit ouvert V_{oc} des cellules utilisées.

Pour un nombre des cellules en série de 36 cellules et un rapport V_{mp}/V_{oc} variable on agit sur le potentiomètre $P11$ il est entre 0.5 et 1 (0.77 valeur habituelle des cellules en silicium) le rapport de division égale à :

$$\frac{R12}{R12+P11+R11} = \frac{1}{36} \quad (\text{Pour } P11 \text{ dans le début de course}) \quad (V.24)$$

$$\frac{R12+P11}{R12+P11+R11} = \frac{1}{36*0.5} \quad (\text{Pour } P11 \text{ dans la fin de course}) \quad (V.25)$$

En fixant $P11$ à $1K\Omega$, $R11$ et $R12$ devront égale aux valeurs standard :

$$R12 = P11 = 1K\Omega$$

$$R11 = 39K\Omega$$

Ces deux résistances choisies nous permis de varier le rapport V_{mp}/V_{oc} de 0.56 à 1.13.

Pour la résistance $R13$ elle représente la résistance de charge de comparateur $LM311$ sa valeur est donnée par le constructeur elle est de l'ordre de $1K\Omega$, ainsi que pour la résistance ajustable $P12$ où elle a pour fonction le réglage de l'offset de comparateur avec une valeur qui n'est pas critique on a fixée à $5K\Omega$.

V.2.5. Plage de variation de la charge et limite de tracking

Comme on a dit dans le chapitre I la position de point de puissance maximale se déplace en fonction de la valeur de la charge, dans le cas d'un circuit Boost l'utilisation d'une charge très faible ou très importante peut déplacé le point MPP à l'extérieur de domaine de variation du rapport cyclique [10% à 90%], ainsi le convertisseur DC-DC est incapable de ramené la tension d'entrée à la valeur voulue par le circuit MPPT comme montre la figure V.4

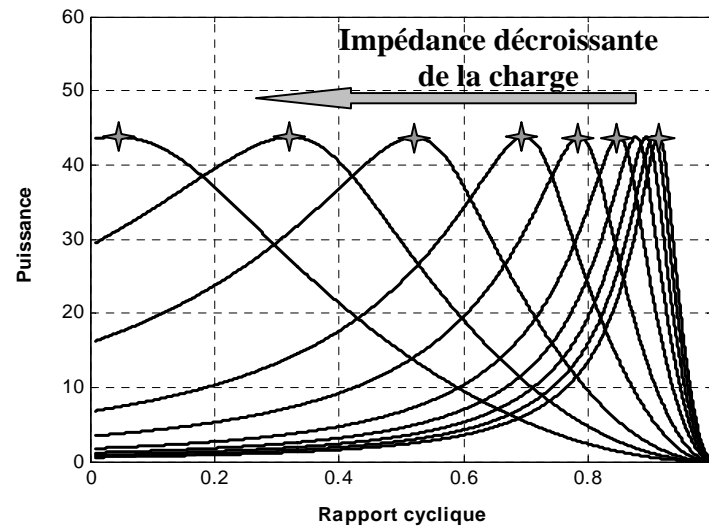


Figure V.4 : Déplacement de point MPP en fonction de la variation de la charge.

L'estimation de la charge maximale admissible doit être faite dans le cas où le panneau solaire présente une impédance de sortie minimale, cette impédance correspond à une puissance maximal d 'entrée donc un ensoleillement maximal de 1000W/m^2 . Avec un courant optimal de 3.1A (approximativement 0.89 de courant de court circuit), ce courant donne une tension de 16V pour une puissance maximale de 50W , dans ces conditions le convertisseur DC-DC doit utiliser un rapport cyclique maximal (90%) pour ramener cette impédance à l'impédance maximale de la charge.

Le courant et la tension de sortie lors de fonctionnement dans un rapport cyclique pareil :

$$I_{out} = (1 - D)I_{in} = 0.1 * 3.1(\text{A}) = 0.31\text{A} \quad (\text{V.26})$$

$$V_{out} = \left(\frac{1}{1 - D}\right)V_{in} = \frac{1}{1 - 0.9} * 16(\text{V}) = 160\text{V} \quad (\text{V.27})$$

Ce couple de courant et de tension correspond à une impédance maximale RL_{max} égale à :

$$RL_{max} = \frac{160(\text{V})}{0.31(\text{A})} = 516\Omega \quad (\text{V.28})$$

Pour la charge minimale, elle doit être calculée lorsque le panneau solaire présente une impédance maximale (courant minimal), donc un ensoleillement minimal (100W/m^2) qui correspond à un courant de 0.31A (un dixième du courant max), pour une puissance de 5W ce courant donne une tension de 16.1V . Pour adaptée cette impédance avec la charge minimale le convertisseur DC-DC doit utiliser un rapport cyclique minimale (10%) qui correspond dans le cas idéal à la tension et courant de sortie suivants :

$$I_{out} = (1 - D)I_{in} = (1 - 0.1) * 0.31(\text{A}) = 0.279\text{A} \quad (\text{V.29})$$

$$V_{out} = \left(\frac{1}{1-D}\right)V_{in} = \frac{1}{1-0.1} * 16.1(V) = 17.8V \quad (V.30)$$

Ce couple donne une impédance minimale RL_{min} :

$$RL_{min} = \frac{17.8(V)}{0.279(A)} = 64\Omega \quad (V.31)$$

Le circuit, 'Snubber' (filtre RC passe-bas) entre la masse et le drain du *MOSFET* (Figure V.3) est ajouté pour éliminer un signal parasite sinusoïdal amorti aux bornes de la bobine d'une fréquence fixe égale à 900Khz, il est donné par

$$R_s = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C_t}} \quad (V.33)$$

$$\text{Avec } C_t = C_{oss} + C_d = 2500(\text{pF}) + 18(\text{pF}) = 2518\text{pF}$$

$C_{oss} = C_{gd} + C_{ds}$ (Capacités entre la Grille-Drain et Drain-Source respectivement du *MOSFET* donnée par le constructeur en fonction de V_{ds})

C_d : Capacité de la diode D31, dans le sens direct.

$$C_s > \frac{1}{2\pi F_o R_s} \quad (V.34)$$

On applique les formules précédentes R_s est choisit égale à 120Ω et C_s à 1nF .

V.3. Tests et résultats des mesures

Pour évaluer la qualité et l'efficacité du montage MPPT, le circuit est soumis à des différentes conditions atmosphériques, malheureusement on n'a pas les moyens de varier la température ambiante, la seule façon d'évaluer les résultats est la variation de l'ensoleillement, soit par la variation de l'angle d'incidence de soleil sur les panneaux solaires ou le test du circuit dans différent laps de temps de la journée.

Le test est fait avec un panneau solaire siemens (SM 55) caractérisé par les paramètres suivants dans les conditions standards ($S=1000\text{W}$, $T = 25^\circ\text{C}$) :

- Courant de court-circuit $ISC = 3.45 \text{ A}$.
- Tension à circuit ouvert $VOC = 21.7\text{V}$.
- Puissance maximale $P_{MAX} = 55\text{W}$.

V.4. Résultats pratiques obtenus

Dans cette manipulation on a basé sur la variation de l'angle d'incidence de soleil en agissant sur le panneau solaire, et on mesure directement la tension aux bornes de la charge et le courant parcouru dans cette dernière.

La charge utilisée est une lampe de $R=45\Omega$ et 75W .

On voit bien que cette lampe s'allume quand la puissance extraite aux bornes d'elle atteint un certain niveau (14 ou 15 watts) ; pour montrer l'utilité des contrôleurs MPPT, on fait deux montages : le premier c'est le couplage direct qui constitue une charge (lampe) raccordée à un panneau solaire directement, et l'autre constituée la lampe raccordée au panneau à travers le contrôleur MPPT.

Tension aux bornes de la charge V_{ch} (V)	Courant dans la charge(A)	Puissance extraite(W)
16	0.11	1.76
17.5	0.12	2.1
20.2	0.12	2.42

Tableau V.1.couplage directe avec $RL=45\Omega$

Tension aux bornes de la charge V_{ch} (V)	Courant dans la charge(A)	Puissance extraite(W)
0.08	0.66	0.0528
8.6	0.09	0.774
47	0.16	7.52
61.8	0.49	30.282
71.5	0.2	14.3
92.3	0.22	20.306
94.4	0.23	21.712
99.2	0.23	22.816
100	0.24	24
101	0.2	20.2

Tableau V.2 : Couplage en utilisant le contrôleur MPPT avec $RL=45\Omega$.

D'après ces deux tableaux on remarque que la puissance extraite reste faible malgré la variation de l'ensoleillement à cause de la charge RL qui impose le point de fonctionnement du panneau.

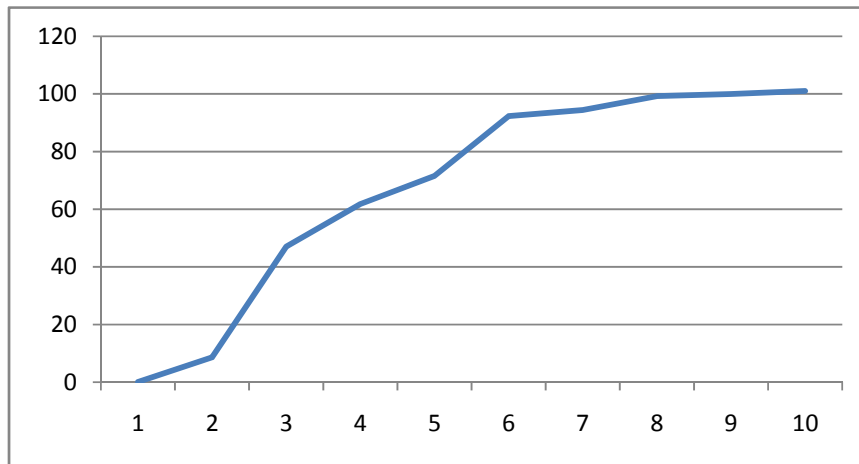


Figure V.5 : variation de la tension aux borne de la charge en fonction des conditions atmosphériques variables.

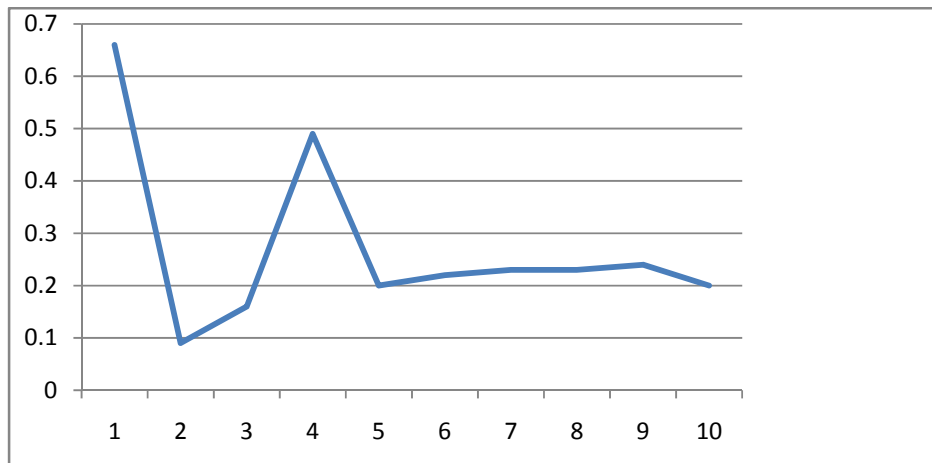


Figure V.6 : variation du courant de sortie en fonction des conditions atmosphériques variables.

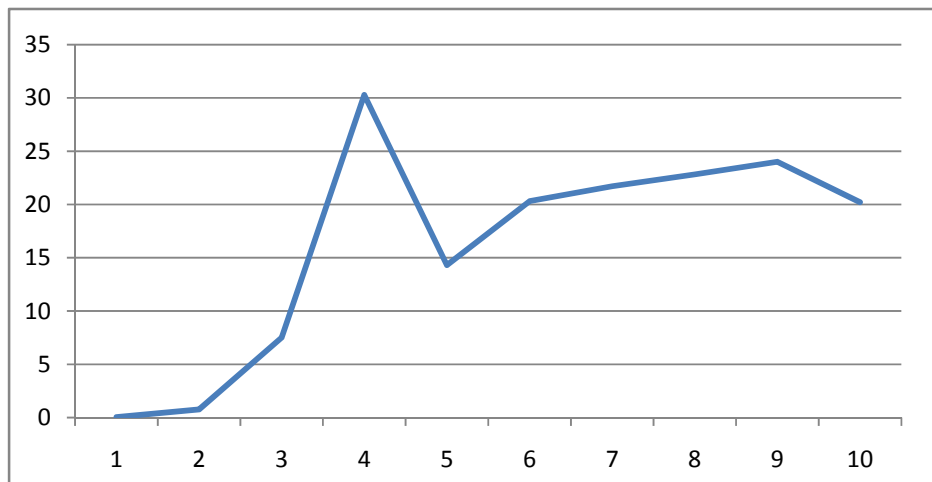


Figure V.7 : variation de la puissance de sortie en fonction des conditions atmosphériques variables.

Le Tableau V.2 ainsi les graphes V.5, V.6 et V. 7 montre bien l'utilité du bloc MPPT lors des installations des systèmes photovoltaïques, où la puissance de sortie est bien plus importante par rapport au couplage direct.

V.5. Conclusion

D'après les essais faits pratiquement sur notre méthode étudiée dans le chapitre précédent, on peut dire que cette méthode est satisfaisante pour des applications limitées, à cause de la réponse lente du système. On peut utiliser cette méthode avec des variations lentes de la température et de l'ensoleillement, parce que le temps de réponse est plus grand quand il y a des variations rapides ou brusques de l'ensoleillement et/ou de la température (voiture solaire ou utilisation spatiale...)

Conclusion Générale

Conclusion générale

A l'origine, les générateurs photovoltaïques ont été utilisés pour des applications bien précises :

- satellites,
- sites isolés : pompage d'eau, balise, loisirs.

Les nouvelles réglementations, la maîtrise du processus de fabrication entraînant la diminution des coûts et l'amélioration des convertisseurs statiques associés à leur commande, permettent aujourd'hui une utilisation plus répandue de ce mode de production d'énergie électrique. Dans ce cas, cette production peut être industrielle ou domestique (les générateurs photovoltaïques peuvent être des éléments de toiture ou de façade) et l'énergie électrique ainsi créée, est envoyée au réseau de distribution (production au "fil du soleil") via un onduleur de tension monophasé.

Pour que l'énergie photovoltaïque soit rentable, il faut maîtriser tous les composants du système photovoltaïque, à commencer par la cellule photovoltaïque, car plus on domine ses moindres détails et caractéristiques, mieux on s'en servira plus tard. Les méthodes de poursuites du point de puissance maximale et les hacheurs font partie de ces composants à considérer. Selon les applications et les objectifs on choisira la plus adaptée des méthodes MPPT.

Pour cela on utilisera les logiciels de simulation offert par l'outil informatique et ainsi optimiser au maximum les futures systèmes, aussi pour faciliter le saut vers la conception réelle.

A cet instant, il faudra exploiter au maximum les nouvelles technologies des composants électroniques et des microprocesseurs modernes.

Dans notre travail nous n'avons pas utilisé un microcontrôleur ou microprocesseur, mais une méthode analogique basée sur les portes logiques pour obtenir le rapport cyclique D du convertisseur DC-DC qui va agir sur le système pour qu'il suive le point de puissance maximale que peut générer le générateur photovoltaïque dans les conditions climatiques variables (température et ensoleillement) .

Pour cette approche, notre travail était structuré comme suit :

- Introduction aux systèmes photovoltaïques,
- Les convertisseurs DC-DC,
- Les méthodes de poursuite du point de puissance maximale,

➤ La simulation de la méthode,

➤ Et en fin la mise au point d'une installation photovoltaïque basée sur un hacheur MPPT à contre réaction de tension, réalisé par M.K.SOBAIHI dans le cadre d'obtention du diplôme de magistère à l'ENP en 2003.

D'après l'étude théorique et pratique de cette méthode, on peut dire que c'est une méthode de base et ne donne pas de meilleurs résultats par rapport aux autres méthodes algorithmiques et numériques, mais elle fournit des résultats acceptables pour des applications spécifiques.

L'amélioration proposée sur cette méthode repose sur l'utilisation d'un microcontrôleur pour générer le signal d'attaque (rapport cyclique D) en fonction de l'état de sortie du comparateur, ou en fonction de l'erreur lors de l'utilisation d'un soustracteur erreur $= (V_{\text{panneau}} - V_{\text{cellule}})$.(Peut être la solution numérique donne des améliorations acceptables de cette méthode en point de vue flexibilité et facilité du circuit) .

Bibliographie

Bibliographie

[1] L. Baxerres ,A. Michallet,C. Ramet,Tuteur : Yves Brière projet d'initiative personnelle : Le Microtransat 2006 , partie électronique et énergétique Année2005-2006.

[2] J. Royer,T. Djiako,E. Schiller,B. Sada Sy, le pompage photovoltaïque : Manuel de cours à l'intention des ingénieurs et des techniciens.

Université d'Ottawa, institut de l'énergie des pays ayant en commun l'usage du français.

[3] Jérôme FADAT Enseignant Chercheur en Electrotechnique, Chaîne de conversion d'énergie photovoltaïque, Commande MPPT. *La Revue 3EI n° 43 – Décembre 2005* ESIEE-Amiens 14 Quai de la Somme – BP 100 – 80 082 Amiens CEDEX 2.

[4] J.M. Enrique, E. Dura, M. Sidrach-de-Cardona , J.M. Andu ,Theoretical assessment of the maximum power point tracking efficiency of photovoltaic facilities with different converter topologies, Universidad de Huelva, Spain.

[5] AALBORG university p5 – project group 01gr509, Power Supply Unit for the AAU-Cubesat December 20, 2001, Institute of Electronic Systems University of Aalborg.

[6] M.I.SIHAMDI, étude et réalisation d'un contrôleur mppt par la méthode 'incrémentation de la conductance' avec un pic 16F876, mémoire d'ingénieur en électronique, ENP, 2003.

[7] M. ISSAADI SALIM, Commande d'une Poursuite du Point de Puissance Maximum (MPPT) par les Réseaux de Neurones, Mémoire de Magister en électronique, ENP, 2006.

[8] SOBAlHI Khaled, étude et réalisation d'un hacheur MPPT à contre réaction de tension. Mémoire de Magister en électronique, ENP, 2003.

[9] BENMOSBAH AMINE et MECHERAOUI CHOUKRI ADEL, Implémentation sur FPGA des Méthodes MPPT : "P&O" et "Floue Optimisée par les Algorithmes Génétiques", Mémoire d'ingénieur en électronique ENP, 2006.

[10] Tchoketch KEBIR GUL FILIZ, commande des hacheurs MPPT par la logique floue. Mémoire de Magister en électronique, ENP, 2005.

[11] A.MELOUKA, M.BENARROUDJ, Etude et réalisation d'un contrôleur mppt par la méthode 'perturber et observer' a base du microcontrôleur pic 16f876, Mémoire d'ingénieur en électronique ENP, 2003.

[12] H. Knopf. Analysis, simulation, and evaluation of maximum power point tracking (MPPT) methods for a solar powered vehicle. Master thesis, Portland State University 1999.

[13] H.J. Möller. Semiconductors for Solar Cells. Artech House, Inc, Norwood, MA,1993.

[14] M.A.S. Masoum, M. Sarvi. Design, simulation and construction of a new fuzzy-based maximum power point tracker for photovoltaic applications. ITEE papers, 13-Jul-2002.

[15] D.hansen , poul Sorensen , H.hansen , H.bindner, Models for a Stand- Alone PV system,Riso National Laboratory,Roskilde December 2000.

[16] M. HADDADI, Les alimentations à découpage, Cours de PG, ENP 2000.

[17] L. Balogh. Design And Application Guide for High Speed MOSFET Gate Drive Circuits.Semiconductor News and Publications.

TI Unveils Schedule for 2001 Power Supply Design Seminars.