

7/03

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



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
Département d'Electronique

Projet de fin d'études  
Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électronique  
THEME :

ETUDE ET REALISATION D'UN  
CONTROLEUR MPPT PAR LA METHODE  
'PERTURBER ET OBSERVER' A BASE DU  
MICROCONTROLEUR PIC 16F876

Proposé et dirigé par :

M. C.LARBES

Présenté par :

MELOUKA Abdelhamid  
BENARROUDJ Marouane

Promotion : Juin 2003

E.N.P. 10, Avenue Hacén Badi, EL-HARRACH, ALGER

## ملخص:

يهدف هذا العمل إلى دراسة طريقة "التجريب و الملاحظة" لتعقب نقطة الإستطاعة القصوى الخاصة بالألواح الكهروضوئية و إدخال خوارزمية هذه الطريقة في المعالج المبرمج PIC 16F876 ثم إنجاز بطاقة الكترونية الخاصة بها.

وهذه الطريقة تسمح لنا باستغلال مولدات الطاقة الشمسية على أحسن وجه ولقد احتوى هذا العمل على دراسة نظرية تشمل كل مكونات نظام توليد الطاقة الكهربائية باستعمال الألواح الشمسية و المدعمة بنظام المتابعة MPPT وهي كالاتي: الألواح الشمسية و المحول مستمر- مستمر و البطاريات و نظام متابعة النقطة القصوى، وقد سمحت لنا بمحاكات النظام الكلي الكهروضوئي في شروط بيئية مختلفة ثم قمنا بإنجاز بطاقة الكترونية تجسد هذا النظام و مقارنة سلوكه و ومدى تأثيره على النظام مع ما حصلنا عليه من الدراسة النظرية.

**المفاتيح:** الألواح الكهروضوئية، نظام متابعة نقطة الإستطاعة القصوى، المحول مستمر- مستمر، المعالج المدمج البطاريات.

## Résumé:

Ce travail consiste à étudier la méthode de poursuite du point de puissance maximale (MPPT) «Perturber et Observer» et implémenter son algorithme sur le microcontrôleur PIC 16F876, et ensuite de le réaliser sur une carte électronique qui nous permettra d'exploiter idéalement les systèmes d'alimentations photovoltaïques.

Ce travail a comporté une étude théorique des composants constituant le système photovoltaïque global à savoir: Le panneau solaire, le hacheur, la batterie et le contrôleur MPPT. Cette étude nous a permise de simuler le système photovoltaïque dans des conditions environnementales différentes et de réaliser ensuite le système global et de comparer son comportement avec ce qui a été trouvé théoriquement.

**Mots clés:** Panneaux solaires, Contrôleur MPPT, Hacheur, Microcontrôleur PIC.

## Abstract:

This work consists in studying the "Perturbation and observation" maximum power point tracking MPPT method, and implement its algorithm on the PIC 16F876 microcontroller, and then to carry it out on an electronic plate which will enable us to exploit ideally the photovoltaic feeding systems .

This work comprised a theoretical study of the components constituting the total photovoltaic system with knowing: The solar panel, the dc-dc converter, the battery and the MPPT controller .This study enabled us to simulate the photovoltaic system under different environmental conditions and to carry out the total system then and to compare its behavior with what was theoretically found.

**Key words:** Solar panels, MPPT Controller, DC-DC converter, PIC Microcontroller.

# Dedicates

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

à ma chère mère.....

Marouane

# إهداء

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

لقد تم إنجاز هذا العمل بفضل الله و يشرفني أن  
أهدي هذا العمل إلى أبي و أمي و إخوتي و إلى  
كل من ساهم في إنجاز هذا العمل من بعيد و من  
قريب و إلى جميع أصدقائي في الجزائر العاصمة و  
في ورقلة كما أهديتها إلى صديقي لطفي زيتوني  
الذي أتمنى له الشفاء العاجل و الخروج السريع  
من مستشفى عين النعجة.

عبد الحميد

## *Remerciements*

*Q'il nous soit permet de remercier et d'exprimer notre profonde  
Gratitude à notre promoteur Monsieur LARBES, pour nous avoir confié  
un travail aussi intéressant et pour ses conseils, ses encouragements et  
son suivi attentif.*

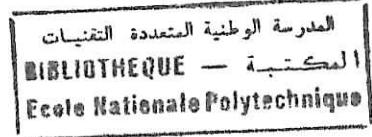
*Nous tenons à remercier en particulier, Monsieur HADDADI  
Maitre de recherches à ENP(, pour l'aide qu'il nous a fourni  
et pour ses orientations tout au long de la réalisation de ce travail.*

*Nous remercions vont également à Monsieur AIT CHIKH Chargé  
de cours à ENP au Département d'Electronique, d'accepter d'être  
examineur de membres de jury.*

*Enfin, nous tenons à remercier tous ceux qui nous ont aidé, de près  
Ou de loin, pour réaliser ce travail.*

***Marouane & Abdelhamid.***

## Nomenclature



$I$	Courant de générateur photovoltaïque (A)
$I_{ph}$	Courant photogénéré (A)
$I_d$	Courant de diode (A)
$I_s$	Courant de saturation (A)
$n_1$	Facteur d'idéalité de la diode 1 (A)
$n_2$	Facteur d'idéalité de la diode 2 (A)
$q$	Charge de l'électron (C)
$k$	Constante de Boltzmann ( $JK^{-1}$ )
$T$	Température de jonction (K)
$n_s$	Nombre de cellule en série
$R_s$	Résistance série ( $\Omega$ )
$R_p$	Résistance shunt ( $\Omega$ )
$I_{sc}$	Courant de court circuit (A)
$V_{oc}$	Tension de circuit ouvert (V)
$P$	Puissance du générateur photovoltaïque (W)
$P_{mp}$	Puissance optimale (W)
$I_{mp}$	Courant optimal (A)
$V_{mp}$	Tension optimale (V)
$S$	Insolation ( $W/m^2$ )
$C$	Capacité (F)
$V_c$	Tension de capacité (V)
$E_c$	Energie de capacité (J)
$E_g$	Energie du gap (eV)
$E_b$	Energie de batterie (KW/h)
$V_b$	Tension de batterie (V)
$I_b$	Courant de batterie (A)
$i$	Courant d'entrée (A)

$i_0$	Courant de sortie (A)
$i_s$	Courant de commutateur (A)
$d$	Rapport cyclique
$t$	Temps (s)
$d \cdot T_s$	Période de commutateur fermé (s)
$d' \cdot T_s$	Période de commutateur ouvert (s)
$i_l, v_l$	Courant et tension aux borne de la bobine (A), (V)
$i_c$	Courant dans la capacité (A)
$L$	La bobine (H)
$V_e$	Tension d'entrée (V)
$V_0$	Tension de sortie (V)

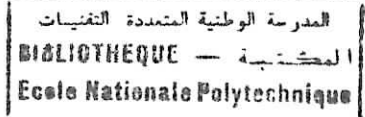
# Sommaire

INTRODUCTION GENERALE.....	- 1 -
Chapitre 1.....	- 3 -
Cellules photovoltaïques et panneaux solaires.....	- 3 -
1.1 Cellule photovoltaïque : .....	- 3 -
1.1.1 Structure physique d'une cellule photovoltaïque:.....	- 3 -
1.1.2 Circuit équivalent et modèle mathématique: .....	- 7 -
1.2 Les Panneaux solaires : .....	- 8 -
1.3 Batterie.....	- 17 -
Chapitre 2.....	- 21 -
Convertisseur continu-continu.....	- 21 -
2.1 Hacheur dévolteur « The Buck Converter » : .....	- 22 -
2.1.1 Modèle du circuit équivalent : .....	- 23 -
2.1.2 Approximation des Petites ondulations .....	- 24 -
2.1.3 Etude de régime continue:.....	- 25 -
2.1.4 Le rapport de conversion.....	- 26 -
2.2 L'hacheur survolteur ou parallèle.....	- 27 -
2.2.1 Modèle équivalent de hacheur parallèle : .....	- 28 -
2.2.2 Le rapport de conversion : .....	- 29 -
2.3 Convertisseur dévolteur-survolteur « Buck-Boost converter ».....	- 31 -
2.3.1 Modèle équivalent de convertisseur : .....	- 31 -
2.3.2 Le rapport de conversion : .....	- 32 -
Chapitre 3.....	- 35 -
Méthodes de poursuite du point de puissance maximale.....	- 35 -
3.1 Adaptation manuelle de la charge au générateur photovoltaïque:.....	- 36 -
3.2 Adaptation manuelle du générateur photovoltaïque à la charge .....	- 37 -
3.3 Méthodes avec contre réaction de tension.....	- 37 -
3.3.1 Méthode MPPT avec mesure de $V_{oc}$ du panneau.....	- 38 -
3.3.2 Méthode MPPT avec cellule pilote.....	- 39 -
3.4 Méthodes avec contre réaction de puissance.....	- 40 -
L'algorithme amélioré de P&O.....	- 44 -
Autre méthode P&O améliorée : .....	- 45 -
3.4.2 La méthode par accroissement de conductance (IncCond).....	- 47 -
3.4.3 Méthodes analogiques de MPPT .....	- 52 -
3.4.4. Méthode à oscillation forcée.....	- 54 -
3.5 Méthode avec contre réaction du courant.....	- 56 -
Conclusion.....	- 57 -



Chapitre 4.....	- 58 -
Simulation et évaluation des résultats.....	- 58 -
<b>4.1 Simulation des composants du système :</b> .....	- 59 -
4.1.1 Panneau solaire :.....	- 59 -
4.1.2 Modélisation de la batterie:.....	- 62 -
4.1.3 Modélisation de l' hacheur dévolteur (Buck) :.....	- 62 -
<b>4.2 Simulation du contrôleur MPPT :</b> .....	- 64 -
4.2.1 La méthode P&O simple:.....	- 65 -
4.2.2 La méthode P&O améliorée :.....	- 66 -
<b>4.3 Simulation du système global:</b> .....	- 67 -
4.3.1 Simulation du contrôleur MPPT P&O simple dans un environnement stable :. -	67 -
4.3.2 Simulation du contrôleur MPPT P&O simple dans un environnement instable: -	69
4.3.2.1 Cas de changement de Température :.....	- 69 -
4.3.2.2 Cas de changement normal d'insolation :.....	- 71 -
4.3.3 La méthode P&O améliorée :.....	- 72 -
4.3.3.1 Cas d'un environnement stables :.....	- 72 -
4.3.3.2 Changement lent d'insolation :.....	- 73 -
4.3.3.3 Changement rapide de l'insolation :.....	- 74 -
<b>4.4 Comparaison entre les deux méthodes :</b> .....	- 74 -
<b>4.5 Conclusion :</b> .....	- 76 -
Chapitre 5.....	- 77 -
Réalisation du contrôleur MPPT P&O.....	- 77 -
<b>5.1 Schéma bloc du contrôleur MPPT :</b> .....	- 77 -
5.1.1 Bloc alimentation:.....	- 80 -
5.1.2 Bloc Capture :.....	- 81 -
5.1.3 Bloc Contrôle :.....	- 82 -
<b>5.2 Tests et résultats des mesures :</b> .....	- 83 -
Annexe A.....	- 88 -
Annexe B.....	- 95 -
Bibliographie.....	- 106 -

## INTRODUCTION GENERALE



Fournir de l'énergie propre en quantité suffisante et à un bon prix, constitue de nos jours un impératif majeur pour le développement de toute nation.

En effet, l'augmentation de la demande en Energie, la détérioration accélérée de l'environnement liée aux résidus des ressources énergétiques utilisées, et l'épuisement incontournable de ces ressources, posent de sérieux problèmes à l'échelle globale

L'impact socioéconomique de ces problèmes ne peut que s'intensifier à court et moyen terme. Pour résoudre ces problèmes, des alternatives innovatrices dans le secteur de l'énergie son indispensables.

L'Algérie, recèle à cet effet d'importantes de ressources énergétiques renouvelables qui peuvent pallier notamment dans le cadre de la production de l'énergie électrique, vecteur principal de tout développement économique et social. Le gisement solaire constitue la principale de ces ressources.

Aujourd'hui plus que jamais, la prise de conscience des problèmes liés à l'environnement suscite un intérêt grandissant pour les énergies renouvelables, et en particulier pour l'énergie solaire qui, malgré des débuts timides dans les années 70, revient à la charge avec plus de crédibilité que jamais

L'électricité solaire nous permet donc, d'une part, de réduire la part nucléaire de consommation d'électricité et d'autre part, de substituer une partie des carburants conventionnels, notamment dans le domaine des transports (train, tram, trolleybus, véhicules électriques individuels).

L'électricité solaire photovoltaïque a surtout la réputation d'être adaptée pour des constructions isolées du réseau électrique tel les chalets de montagne ou dans des endroits désertiques isolées par exemple extrême sud de l'Algérie.

L'énergie solaire s'exploite plus facilement (procédé de transformation) est modulable (suivant les besoins énergétiques) et aussi fiable (risque de panne est quasi nul).

Les avantages environnementaux de l'énergie solaire sont :

- non polluante.
- Silencieuse.
- pratiquement éternelle (durée de vie du soleil).
- utilisée de manière autonome (pas de gaspillage).

Chaque générateur Photovoltaïque devrait fonctionner dans un point optimal, appelé le point de puissance maximale (MPP), qui change selon la température et l'insolation.

Contrôleur de la charge qui surveille en continu le point de puissance maximale d'un module ou d'un champ de modules photovoltaïques dans le but d'en augmenter le rendement.

Pour la poursuite efficace de ce point, il est recommandé d'incorporer un dispositif électronique, entre le générateur photovoltaïque et la charge, dont la fonction principale est la poursuite du point de puissance maximale de générateur photovoltaïque appelé communément MPPT (Maximum Power Point Tracking), de dispositif est un convertisseur DC-DC [ENP02].

Les techniques de régulation et de contrôle assurent la fonction d'adaptation d'impédance, en transférant à la charge la puissance électrique maximale issue du générateur photovoltaïque, ce quelque soit les variations de l'insolation et de la température

La comparaison des systèmes avec et sans des dispositifs poursuivant le point de puissance maximale prouve que les unités avec un MPPT produisent 80-90% de leur puissance maximale théorique, tandis que les unités sans MPPT fonctionnent seulement à 30% de leur rendement de puissance maximale [HS98].

Le but de ce thème est d'étudier et réaliser un mécanisme MPPT pour exploiter le système photovoltaïque de façon optimale et pour ajuster en conséquence le point de fonctionnement de la batterie.

Le premier chapitre comprend une introduction sur les cellules photovoltaïques, le panneau solaire, la batterie et la description détaillée de leurs modèles mathématiques.

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 P&O et sa version améliorée appliquée aux systèmes photovoltaïques introduits en chapitre 2.

La réalisation du contrôleur MPPT par la méthode P&O à base d'un microcontrôleur 16F876 et le test du système global sont représentés et discutés dans le cinquième et le dernier chapitre.

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

# Chapitre 1

## Cellules photovoltaïques et panneaux solaires

### 1.1 Cellule photovoltaïque :

#### 1.1.1 Structure physique d'une cellule photovoltaïque:

Une pile solaire est un dispositif semi-conducteur qui absorbe la lumière et la convertit en énergie électrique. La cellule la plus commune d'aujourd'hui est une cellule simple au silicium de jonction de PN avec un rendement qui arrive jusqu'à environ 17% [Mö193]. Elle se compose d'un substrat bas, modérément dopé P et d'une couche supérieure mince fortement peigne métallique N. Un métal mince sur la couche extérieure et un contact en métal sur le dos relie cet élément photovoltaïque à la charge (la figure 1.1).

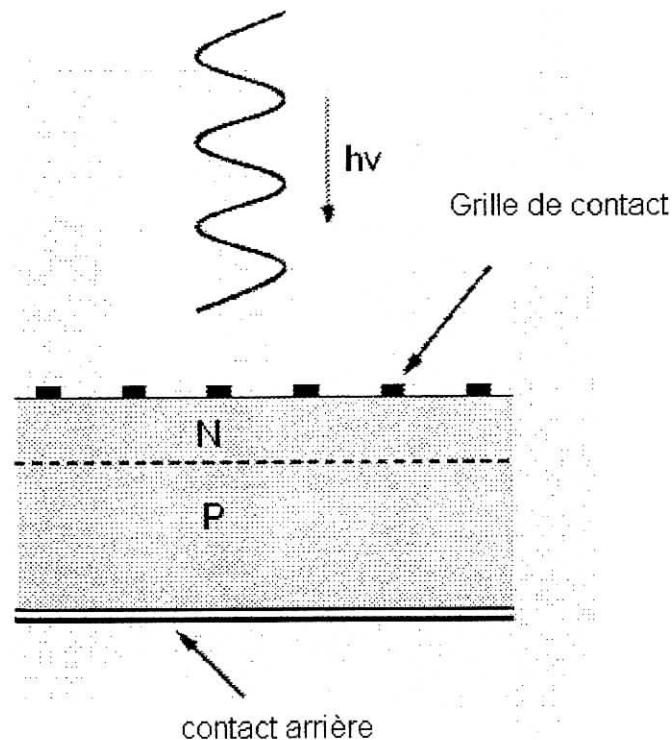


Figure 1.1: Représentation schématique d'une pile solaire à jonction PN standard.

Si cette cellule est exposée au rayonnement, les photons créent des paires d'électron-trou avec une énergie plus grande que la bande d'énergie du semi-conducteur ( $h\nu > E_g$ ). Ceci s'appelle l'effet photovoltaïque. Les porteurs de charge nouvellement créés dans la région d'épuisement sont séparés par le champ électrique existant. Ceci mène à une polarisation de la jonction PN et accumule un potentiel de tension appelé le photo-voltage. Dès qu'une charge sera reliée à la cellule, cette tension causera un courant (appelé le photo-courant) qui circulera dans la charge.

Les propriétés de la jonction PN et la réaction du semi-conducteur au rayonnement mènent au schéma du circuit équivalent idéal simplifié d'une cellule photovoltaïque représenté sur la figure 1.2.

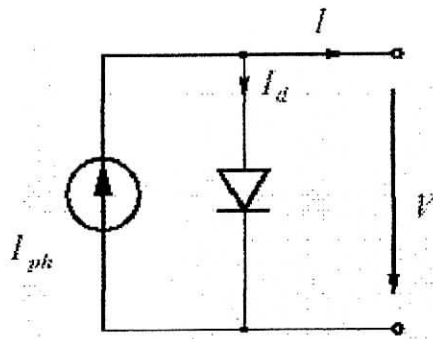


Figure 1.2: Schéma du circuit équivalent simple d'une cellule photovoltaïque.

L'application de la loi de Kirchhoff et de l'équation de diode exponentielle (1.1) mène au modèle mathématique simple pour une cellule photovoltaïque (1.2) [Mö193].

$$I_d = I_s \left[ e^{\frac{qV}{2kT}} - 1 \right], \quad (1.1)$$

$$I = I_{ph} - I_s \left[ e^{\frac{qV}{2kT}} - 1 \right]. \quad (1.2)$$

$I$  et  $V$  sont respectivement le courant et la tension de sortie de la cellule.  $I_{ph}$  est le photo-courant produit et  $I_s$  est le courant de saturation inverse de la diode. En plus, le modèle dépend de la température  $T$ , de la constante de charge élémentaire  $q$  ( $1,602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ ) et de la constante de Boltzmann  $k$  ( $1,380 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ ).

Avec ce modèle, il n'est pas surprenant que la caractéristique  $I$ - $V$  d'une cellule photovoltaïque sont tout à fait semblable à celle d'une diode normale. La différence principale est l'existence de la tension  $V_{oc}$  de circuit ouvert qui mène au courant  $I_{sc}$  de court-circuit comme le courant d'offset de la courbe (figure 1.3). Une cellule photovoltaïque dans l'obscurité totale se comportera comme une diode normale [Mö193, FB83].

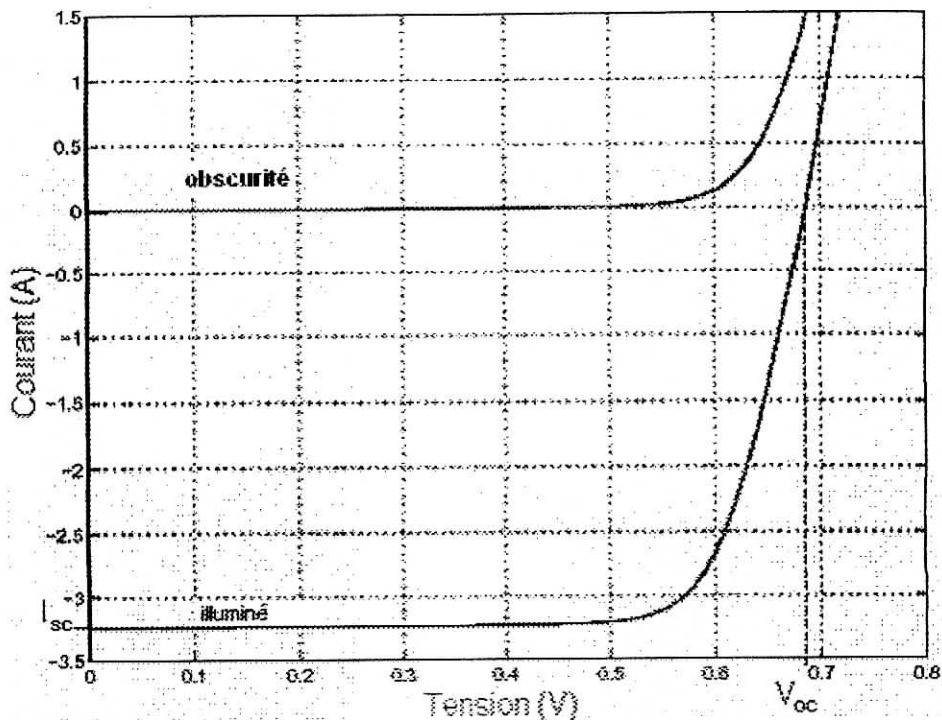


Figure 1.3: Caractéristique  $I-V$  d'une cellule photovoltaïque.

Beaucoup d'efforts sont faits pour augmenter le rendement des piles solaires en utilisant des techniques multicouche et de divers matériaux semi-conducteurs tels que l'arséniure de gallium (GaAs), le phosphure d'indium (InP), le sélénure de cuivre d'indium ( $\text{CuInSe}_2$ ), le tellure de cadmium (CdTe), le sélénure de cuivre ( $\text{Cu}_2\text{Se}$ ), et le phosphure de zinc ( $\text{Zn}_3\text{P}_2$ ) [Fey97]. Ceci a augmenté le rendement des cellules à plus de 21% pour le silicium et de 25% pour les piles solaires de GaAs ces dernières années [BGK+97].

Puisque le prix d'une cellule est élevé selon sa complexité, la recherche a été également faite dans le secteur de la production en série à prix réduit ce qui a mené (par exemple) aux piles solaires polycristallines de la couche mince [FB83]. La configuration de la couche mince réduit considérablement les coûts matériels et tient compte du procédé continu d'écoulement.

L'inconvénient de cette technique est la réduction du rendement des cellules, à approximativement 10 % à 13%.

### 1.1.2 Circuit équivalent et modèle mathématique:

Les mesures réelles sur de vraies cellules dans des conditions de fonctionnement diverses montrent cependant le besoin de modèles plus 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 1.4 [Möl93, HAN99].

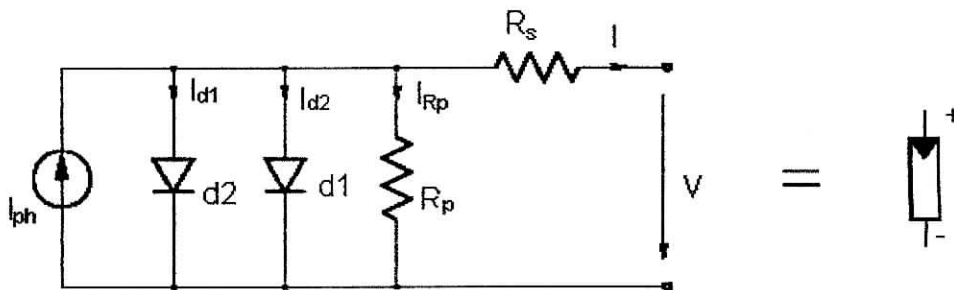


Figure 1.4: Modèle équivalent à deux diodes d'une cellule photovoltaïque et son symbole.

La figure 1.4 est une représentation du modèle mathématique pour la caractéristique courant-tension qui est donnée par [GRIR97]:

$$I = I_{ph} - I_{s1} \left[ e^{\frac{q(V+I.R_s)}{n_1 k T}} - 1 \right] - I_{s2} \left[ e^{\frac{q(V+I.R_s)}{n_2 k T}} - 1 \right] - \frac{V + I.R_s}{R_p}. \quad (1.3)$$

$I$  et  $V$  sont le courant et la tension de sortie de la cellule photovoltaïque,  $I_{ph}$  est le photo-courant 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 photo-courant



$I_{ph,max}$  est atteint à une insolation maximum, souvent on a ( $I_{ph} = S \cdot I_{ph,max}$ ) avec  $S$  : pourcentage d'insolation.

Il est évident de l'équation (1.3), 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 photo-courant  $I_{ph}$  et les courants de saturation inverse des diodes qui sont donnés par HANNES [HAN99]:

$$I_{ph}(T) = I_{ph}|_{(T=298\cdot K)} \left[ 1 + (T - 298 \cdot K) \cdot (5 \cdot 10^{-4}) \right] \quad (1.4)$$

$$I_{s1} = K_1 T^3 e^{-\frac{E_g}{kT}}, \quad (1.5)$$

$$I_{s2} = K_2 T^2 e^{-\frac{E_g}{kT}}, \quad (1.6)$$

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

$$K_1 = 1,2 \text{ A/cm}^2 \cdot \text{K}^3 \quad (1.7)$$

$$K_2 = 2,9 \cdot 10^5 \text{ A/cm}^2 \cdot \text{K}^{5/2}. \quad (1.8)$$

## 1.2 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 (la figure 1.4) 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 (1.9) [HAN99].

$$I = I_{ph} - I_{s1} \left[ e^{\frac{q(V+IzR_s)}{n_1 kT}} - 1 \right] - I_{s2} \left[ e^{\frac{q(V+IzR_s)}{n_2 kT}} - 1 \right] - \frac{V + IzR_s}{zR_p}. \quad (1.9)$$

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.

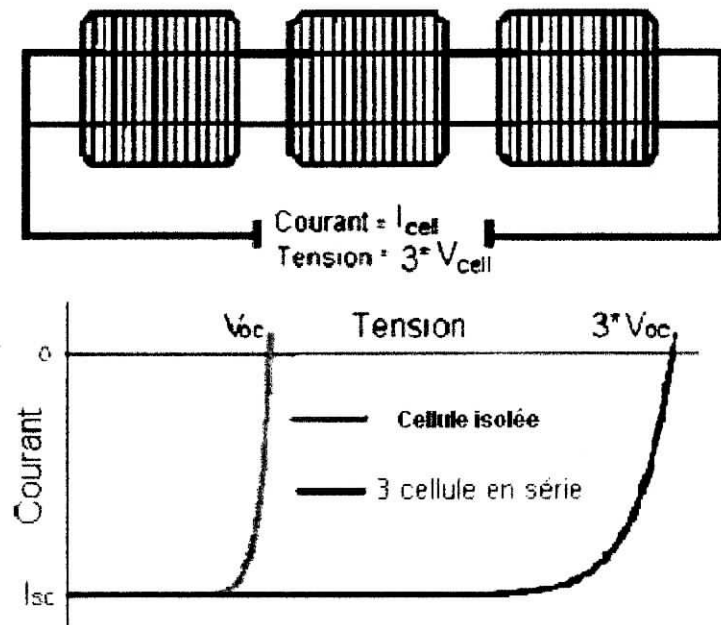


Figure 1.5 les cellules connectées en série avec la caractéristique courant-tension

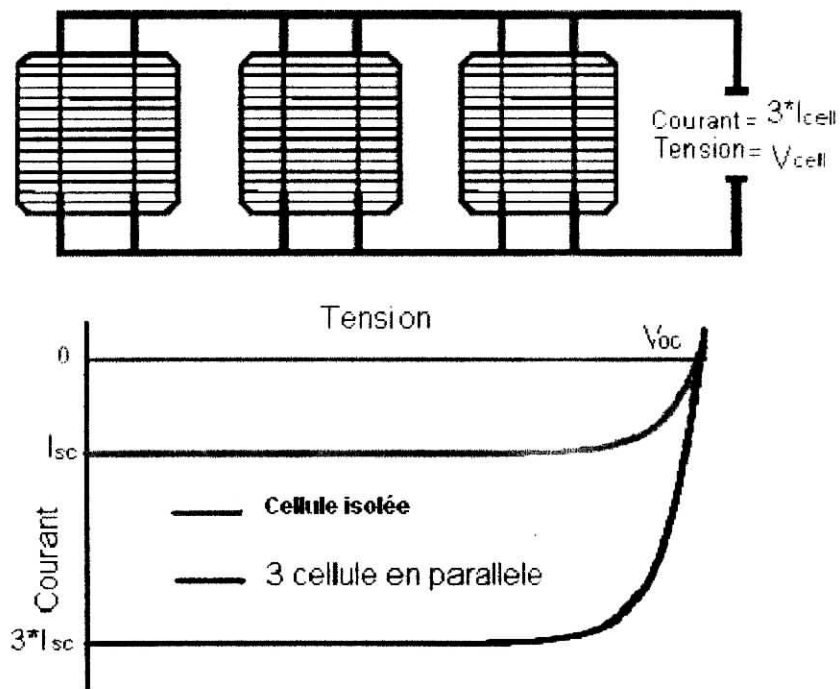


Figure 1.6 les cellules connectées en parallèle avec la caractéristique courant-tension

Comme mentionné plutôt dans la section 1.1.1 la caractéristique  $I-V$  d'une cellule photovoltaïque dépend fortement de l'insolation et de la température (équations (1.3) (1.6)). Ceci devient très évident en évaluant l'équation (1.3) pour des valeurs choisies de la température et de l'insolation et en traçant les résultats comme la caractéristique  $I-V$  (figures 1.7 et 1.8). La figure 1.7 prouve que le courant de sortie  $I$  d'une rangée est considérablement influencé par le changement de l'insolation  $S$  tandis que la tension  $V$  de sortie reste approximativement constante. En revanche, pour une température changeante, on peut voir que la tension change considérablement tandis que le courant demeure constant (figure 1.7).

La caractéristique P-V d'une rangée de cellules photovoltaïque peut être obtenue à partir de la caractéristique I-V et la relation pour la puissance  $P = V \cdot I$  comme montrée dans les figures 1.8 et 1.9.

Ces figures montrent clairement la dépendance du courant de sortie  $I$  et de la tension  $V$  de sortie de la température et de l'insolation et traduisent une dépendance de la puissance de ces deux paramètres.

La figure 1.9 confirme le comportement prévu d'un dispositif qui convertit l'énergie solaire en énergie électrique: la puissance de sortie d'un panneau solaire est considérablement réduite pour une insolation décroissante. Il montre également un effet qui ne pourrait pas être immédiatement évident: la puissance de sortie est réduite par une augmentation de la température de panneau. Ceci peut être expliqué par la dépendance significative de la température à la tension  $V_{OC}$  de circuit ouvert.

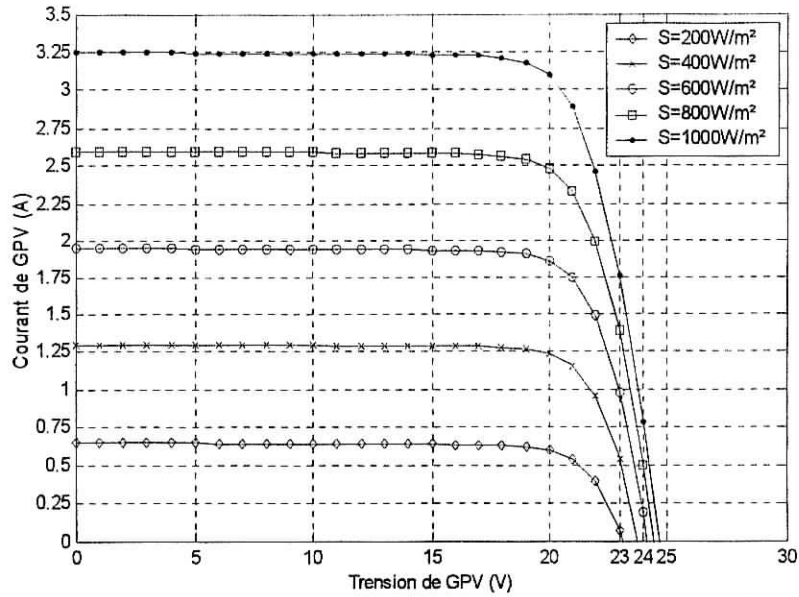


Figure 1.7 Caractéristique  $I-V$  d'une rangée de cellules photovoltaïque pour différentes valeurs de l'insolation  $S$  à une température de 25°C constante.

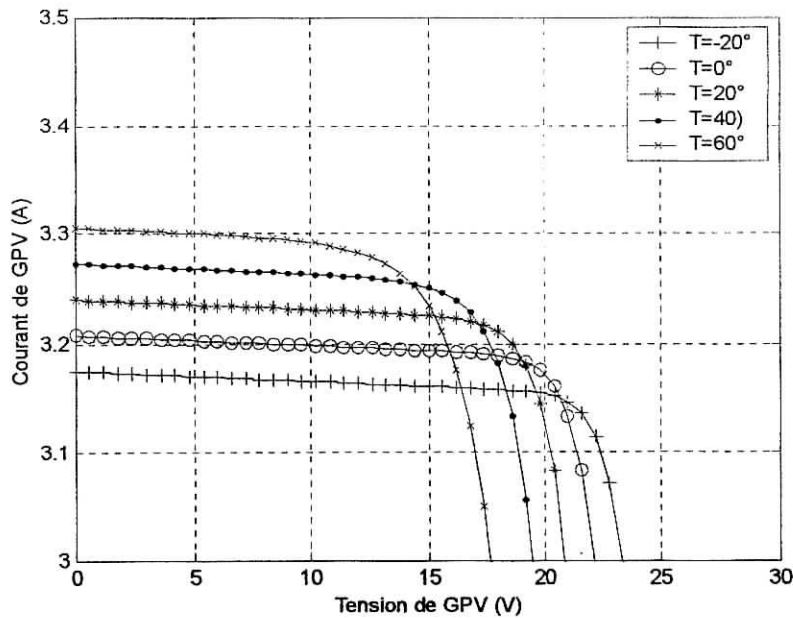


Figure 1.8: Caractéristique  $I-V$  d'une rangée de cellules photovoltaïque pour différentes valeurs de la température  $T$  à une insolation de 1000W/m<sup>2</sup> constante.

Les chutes de tension sont dues à une augmentation du courant de saturation inverse dans la diode (voir les équations (1.5) et (1.6)). Le courant  $I_s$  est un résultat de la variation de la température de la concentration des porteurs intrinsèques, qui rapporte un taux de recombinaison plus élevé à l'intérieur du semi-conducteur [Nev78].

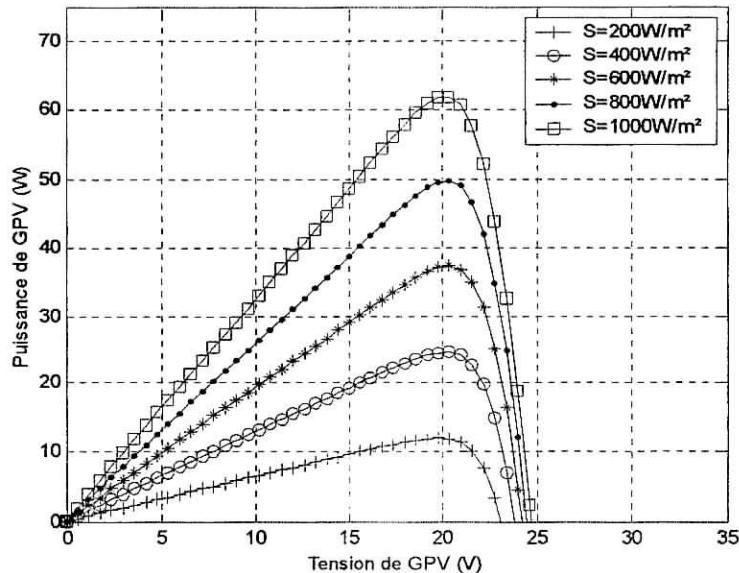


Figure 1.9: Caractéristique  $P-V$  d'une rangée de cellules photovoltaïques pour différentes valeurs de l'insolation  $S$  à une température de  $25^{\circ}\text{C}$  constante.

On peut remarquer aussi que la puissance de sortie d'un panneau solaire ne dépend pas uniquement de la température et de l'insolation, mais aussi de la tension  $V$  de fonctionnement. Le point de la puissance maximum indiqué comme MPP (maximum power point) sur la figure 1.11 est le point désiré pour le fonctionnement d'une rangée photovoltaïque pour obtenir un rendement de puissance maximum. Les valeurs correspondantes pour la tension et le courant s'appellent respectivement  $V_{mp}$  et le  $I_{mp}$ .

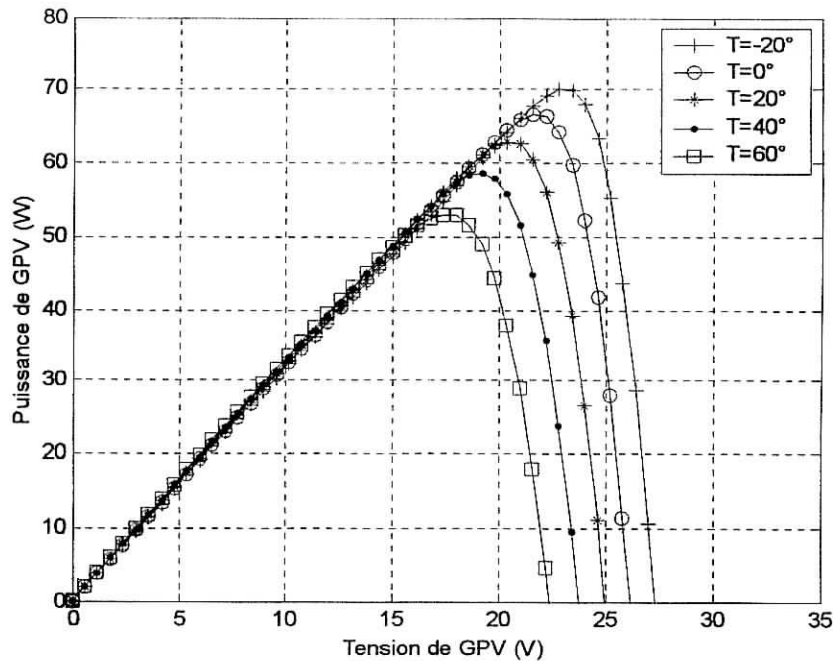


Figure 1.10: La caractéristique  $P$ - $V$  d'une rangée de cellules photovoltaïques pour différentes valeurs de la température  $T$  à un insolation de  $1000 \text{ W/m}^2$  constante.

La courbe  $P$ - $V$  représentée sur la figure 1.10 partage les dépendances de la température et d'insolation représentées sur les figures 1.7-1.10; en conséquence la valeur pour la tension  $V_{mp}$  de fonctionnement optimal changera constamment avec des changements de ces conditions environnementales. Dans ces circonstances, un mécanisme de poursuite du point de puissance maximale (maximum power point tracking (MPPT)) peut aider à augmenter de manière significative le rendement de puissance d'un système d'alimentation solaire en ajustant la charge du système de telle manière que la tension  $V$  de fonctionnement soit toujours approximativement égale à la tension  $V_{mp}$  de fonctionnement optimal.

$$V = V_{mp} + \varepsilon; \quad (1.10)$$

$\varepsilon$  Étant aussi petit que possible.

L'importance de garder la tension de fonctionnement aussi étroitement que possible à  $V_{mp}$  est illustrée sur la figure 1.11. Si la tension de fonctionnement diffère de  $V_{mp}$  d'environ 10% comme indiqué par  $V_1$ , elle aura comme conséquence une réduction de puissance de sortie de presque 25 %.

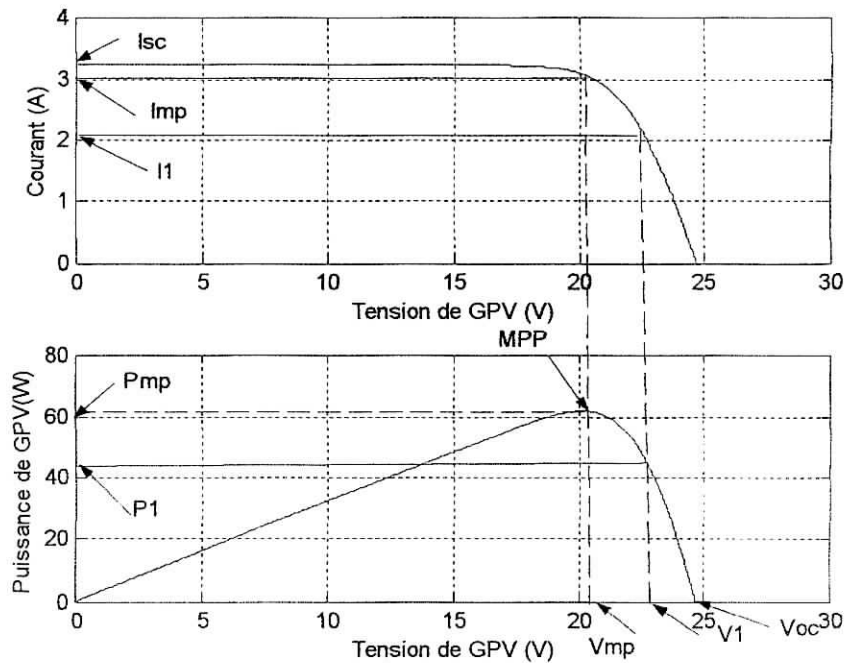


Figure 1.11: Point de puissance maximale (MPP) et tension et courant correspondante  $V_{mp}$  et courant correspondant  $I_{mp}$  pour une rangée de cellules photovoltaïques avec 36 cellules en série.

Un autre facteur qui influence les performances de la puissance de sortie de la rangée solaire est l'angle d'incidence solaire, l'effet (AOI), également connu sous le nom de "cosine effect" [GPR90, KE96, Nev78].

Comme discuté plus tôt, la génération des photo-courants dépend de l'insolation  $S$  sur la rangée. L'insolation à son tour dépend de la surface géométrique du panneau (figure 1.12). Si le soleil est sous un angle  $\theta$  avec la normale du panneau, la puissance développée diminuera avec l'augmentation de  $\theta$  suivant un cosinus:

$$P = P_0 \cos(\theta) \quad (1.11)$$

Où  $P_0$  indique la puissance de sortie avec l'incidence solaire normale.

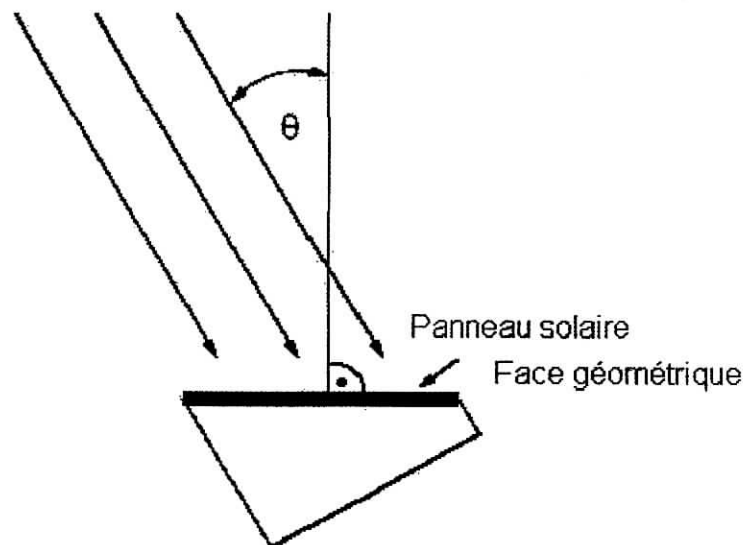


Figure 1.12: Angle d'incidence (AOI) et la face géométrique d'une rangée solaire.

Au début de cette section on a mentionné qu'un panneau solaire se compose d'un certain nombre de cellules photovoltaïques en série. Ceci est nécessaire pour réaliser une tension de sortie raisonnablement élevée à la sortie du panneau. Mais considérant le schéma de circuit équivalent



des cellules photovoltaïques (figure 1.13), l'inconvénient de cette configuration devient clair, dès qu'une cellule photovoltaïque sera ombragée, elle se comportera comme une diode en inverse. Ceci a pour conséquence un courant presque nul ou, si la tension est plus haute que la tension de claquage inverse de la diode, il détruira par la suite même la cellule photovoltaïque. Ceci peut être évité en plaçant des diodes de " déviation " en parallèle aux cellules (figure 1.13). Il est suffisant de grouper un certain nombre de cellules photovoltaïques ensemble pour être dévié seulement par une diode, aussi longtemps que la tension de cette sous chaîne des cellules n'excède pas la tension inverse maximale claque renversée d'une cellule de son type [GPR90].

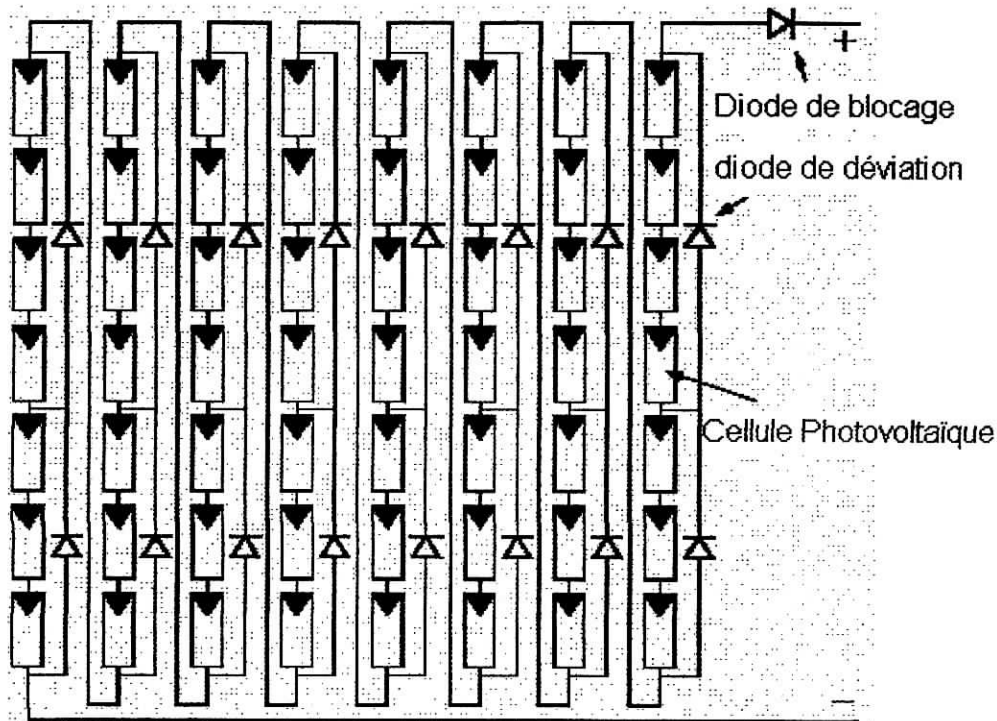


Figure 1.13: Représentation schématique d'un panneau solaire.

Les mesures de sauvegarde additionnelles indiquées sur la figure 1.13 sont le " blocage " des diodes: ces diodes sont reliées en série avec la rangée solaire pour empêcher que le courant inverse traverse la rangée en cas d'une d'illumination basse ou nulle. Cette circulation du courant peut être provoquée par une autre source d'énergie dans le système telle que les batteries de stockage. Sans les diodes de blocage, un courant inverse traversant le panneau à vide pourrait

décharger les batteries et même endommager par effet Joule les cellules photovoltaïques [KOS80].

### 1.3 Batterie

Une certaine quantité d'énergie électronique doit être mise en réserve pour pallier au caractère intermittent de l'énergie solaire reçue et à l'irrégularité de la puissance requise pour une utilisation ultérieure. Parmi les procédés de stockage d'énergie les plus adaptés aux installations photovoltaïques, il reste le stockage électrochimique. Le stockage le plus approprié est effectué par l'intermédiaire d'éléments de batterie ou d'accumulateur au plomb [ENP02].

Puisque les batteries font partie du système électrique global, il est nécessaire de les inclure dans le modèle du système. Par conséquent un modèle électrique équivalent de circuit pour les batteries est nécessaire pour pouvoir analyser l'exécution dynamique et le comportement équilibré du système d'alimentation entier.

Lu, de Liu, et de Wu [LLW95] utilisent un modèle qui a été à l'origine développé par Salameh, Casacca, et Lynch dans [CS92] et [SCL92] comme représenté sur la figure 1.14. C'est une amélioration du modèle généralement utilisé de circuit équivalent de Thevenin. Le modèle de Thevenin décrit le comportement primaire d'une batterie correctement, mais n'explique pas les propriétés lentement changeantes d'une batterie telles que l'augmentation et la diminution de la tension de fonctionnement provoquée par le processus de la charge et de la décharge.

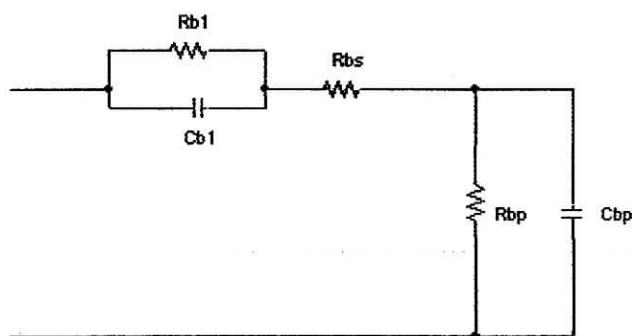


Figure 1.14 modèle équivalent de batterie.

Ce nouveau modèle de batterie inclut les composants équivalents pour toutes les caractéristiques de fonctionnement principales d'une batterie plomb-acide: La capacité électrochimique de la batterie est représentée par le condensateur  $C_{bp}$  et sa valeur de données par l'expression générale de l'énergie :

$$E_c = \frac{1}{2}CV_c^2, \quad (1.12)$$

Avec  $C$  étant la capacité et  $V_c$  la tension du condensateur. À la différence d'un condensateur, la tension d'une batterie ne sera pas égale à zéro à son plus bas état de charge. C'est équivalent à un condensateur ayant un niveau minimum de charge égal à l'énergie  $E_{c_{\min}}$ . La capacité entièrement chargée de la batterie est représentée par un niveau maximum de charge  $E_{c_{\max}}$ . Ceci est indiqué par l'équation suivante [LLW95]:

$$E_b = E_{c_{\max}} - E_{c_{\min}} = \frac{1}{2}CV_{\max}^2 - \frac{1}{2}CV_{\min}^2 = \frac{1}{2}C_{bp} (V_{\max}^2 - V_{\min}^2) \quad (1.13)$$

L'énergie  $E_b$  est donnée par le constructeur de la batterie directement en kilowatt par heure (kWh). Les tensions  $V_{\max}$  et  $V_{\min}$  sont la tension maximale et la tension minimale de la batterie en circuit ouvert respectivement. La conversion de l'équation (1.13) mène finalement à une expression pour le condensateur représentant la capacité de la charge de la batterie

$$C_{bp} = \frac{2E_b}{V_{\max}^2 - V_{\min}^2} \quad (1.14)$$

La résistance interne de la batterie est représentée par les deux résistances  $R_{b_s}$  et  $R_{b_1}$  en série. La résistance en bloc d'électrolyte et de plaque est représentée par la résistance  $R_{b_s}$  tandis que la résistance  $R_{b_1}$  représente la diffusion d'électrolyte. Ceci représente la tension du circuit ouvert de la batterie dès qu'une charge sera reliée. De même on peut observer un saut soudain de tension avec l'application d'un courant de remplissage En utilisant la notation indiquée sur la figure 1.14

on peut exprimer la tension de batterie  $V_b$  en fonction de la tension de batterie en circuit ouvert et les autres composants  $R_{b1}$ ,  $R_{bs}$  et  $C_{b1}$  avec le constante de temps  $\tau = R_{b1}C_{b1}$

$$V_b = V_{oc} + R_{b1} \left( 1 - e^{-t/\tau} \right) i_b + R_{bs} i_b \quad (1.15)$$

Une autre caractéristique très importante d'une batterie est la décharge spontanée, représentée par la résistance  $R_{bp}$  parallèle avec condensateur principal  $C_{bp}$ . Elle est provoquée par électrolyse de l'eau aux tensions élevées et par la fuite lente à travers les bornes de batterie aux basses tensions [SCL92].

Le circuit sur la figure 1.14 décrit les caractéristiques d'une batterie plomb-acide d'une manière complète mais pourtant très simplifiée: Salameh, de Casacca, et de Lynch [SCL92] donnent dans leur proposition des modèles mathématiques des expressions supplémentaires employées pour ajuster les composants du modèle avec la température variable pour représenter la dépendance de la température d'une batterie.

Leur proposition des expressions mathématiques supplémentaires de modèle ajustait les composants du modèle avec la température pour représenter la dépendance de la température d'une batterie. Ils n'expliquent pas d'autres dépendances telles que l'état de charge ou le niveau d'électrolyte dans les cellules de batterie qui sont des facteurs additionnels qui influencent sur les caractéristiques de la batterie.

Dans la recherche faite par Lu, Liu, et Wu [LLW95] et les simulations d'accompagnement, les dépendances complexes sont négligées et fixées. Des valeurs sont employées pour représenter les composants du circuit équivalent. C'est suffisant puisque le modèle de batterie fait partie d'un seul modèle dynamique approximatif du système global d'alimentation d'énergie employé pour analyser la stabilité du système. La figure 1.14 peut être mathématiquement exprimé en domaine de fréquence représentant l'impédance équivalente d'entrée d'une batterie plomb-acide

$$\begin{aligned} Z(s) &= R_{bs} + R_{b1} \parallel \left( C_{b1} + R_{bp} \parallel C_{bp} \right) \\ &= R_{bs} + \frac{R_{b1}}{R_{b1} \cdot C_{b1} s + 1} + \frac{R_{bp}}{R_{bp} \cdot C_{bp} \cdot s + 1} \end{aligned} \quad (1.16)$$

Que l'utilisation dans le modèle mathématique du système il transforme (1.16) en une limite simple de la forme suivante :

$$Z(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (1.17)$$

Les coefficients  $a_i$  et  $b_j$  sont employés pour représenter les différents composants:

$$\begin{aligned} a_2 &= R_{bs} R_{b1} R_{bp} C_{b1} C_{bp}, \\ a_1 &= R_{bs} R_{b1} C_{b1} + R_{bs} R_{bp} C_{bp} + R_{b1} R_{bp} C_{bp} + R_{bp} R_{b1} C_{b1}, \\ a_0 &= R_{bs} + R_{b1} + R_{bp}, \\ b_2 &= R_{b1} R_{bp} C_{b1} C_{bp}, \\ b_1 &= R_{b1} C_{b1} + R_{bp} C_{bp}, \\ b_0 &= 1. \end{aligned} \quad (1.18)$$

C'est la forme finale du modèle mathématique de batterie qui sera employé dans les simulations de système en chapitre 4.

# Chapitre 2

## Convertisseur continu-continu

Les hacheurs sont des convertisseurs du type continu-continu. Leur utilisation permet le contrôle de la puissance électrique dans des circuits fonctionnant en courant continu avec une très grande souplesse et un rendement élevé.

D'un point de vue circuit, le hacheur apparaît comme un quadripôle (figure 2.1), jouant le rôle d'organe de liaison entre deux parties d'un réseau. On peut le considérer comme un transformateur de grandeurs électriques continues.

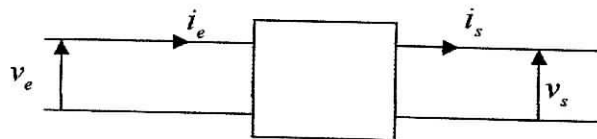


Figure 2.1 : Schéma d'un quadripôle électrique

Le hacheur se compose de condensateurs, d'inductances et de commutateurs. Dans le cas idéal, tous ces dispositifs ne consomment aucune puissance active, c'est la raison pour laquelle on a de bons rendements dans les hacheurs.

Le commutateur est un dispositif semi-conducteur en mode (bloqué-saturé), habituellement un transistor MOSFET.

Si le dispositif semi-conducteur est bloqué, son courant est zéro et par conséquent sa dissipation de puissance est nulle. Si le dispositif est dans l'état saturé, la chute de tension à ses bornes sera presque zéro et par conséquent la puissance perdue sera très petite [Eri97].

Pendant le fonctionnement du hacheur, le transistor sera commuté à une fréquence constante  $f_s$  avec un temps de fermeture  $= dT_s$  et un temps d'ouverture  $= (1-d)T_s$ , où :

- $T_s$  est la période de commutation qui est égale à  $1/f_s$ .
- $d$  le rapport cyclique du commutateur ( $d \in [0,1]$ ) (Figure 2.2).

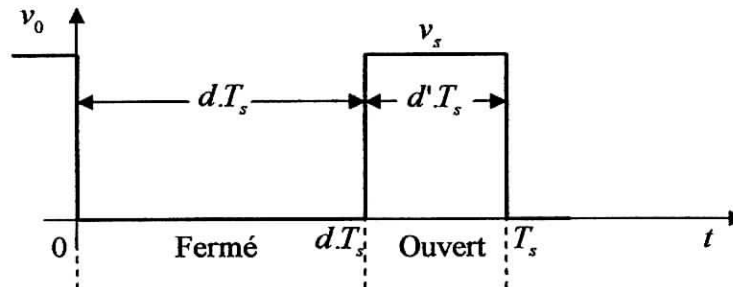


Figure 2.2 : périodes fermeture et ouverture d'un commutateur.

## 2.1 Hacheur dévolteur « The Buck Converter » :

Le convertisseur dévolteur (figure 2.3) peut être souvent trouvé dans la littérature sous le nom de hacheur Buck ou hacheur série. 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 du commutateur  $d$ .

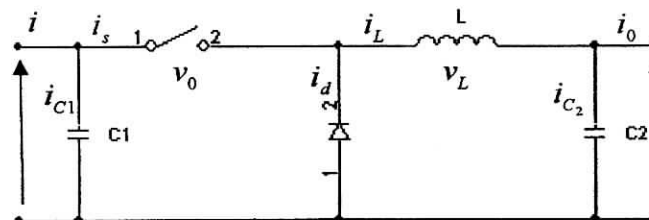


Figure 2.3: Circuit idéal de convertisseur Buck.

Quand le commutateur est fermé (figure 2.4) (c.à.d.  $t \in [0, dT_s]$ ), la diode se bloque et un courant circulera dans la charge à travers l'inductance. Dès que le commutateur sera ouvert ( $t \in [dT_s, T_s]$ ), la source et la charge ne sont plus en contact durant cette phase. La diode sera saturée et l'inductance maintiendra le courant dans la charge. (Figure 2.5).

### 2.1.1 Modèle du circuit équivalent :

Pour étudier le convertisseur dévolteur et extraire son modèle mathématique, on analyse la représentation du circuit équivalent pour les deux états du commutateur (ouvert et fermé). La figure 2.4 montre le schéma du circuit équivalent d'un convertisseur dévolteur avec le commutateur fermé.

La figure 2.5 représente le convertisseur dévolteur avec le commutateur ouvert pendant l'intervalle  $d'T_s$  du temps où  $d'$  indique le complément du rapport cyclique de commutation  $d$  défini comme :

$$d' = 1 - d \quad (2.1)$$

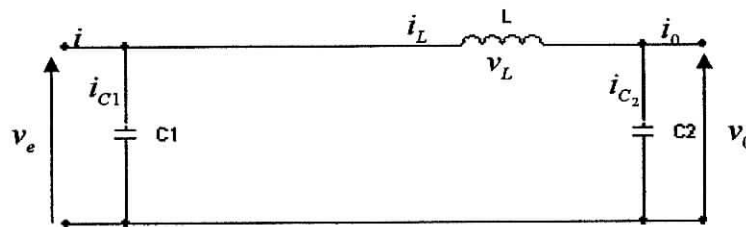


Figure 2.4 : circuit équivalent d'un convertisseur Buck quand  $t \in [0, dT_s]$

La loi de Kirchhoff appliquée à la figure 2.4 (commutateur fermé) donne les équations suivantes :

$$i_{c1}(t) = C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_l(t), \quad (2.2)$$

$$i_{c2}(t) = C_2 \frac{dv_o(t)}{dt} = i_l(t) - i_o(t), \quad (2.3)$$

$$v_l(t) = L \frac{di_l(t)}{dt} = v_i(t) - v_o(t). \quad (2.4)$$

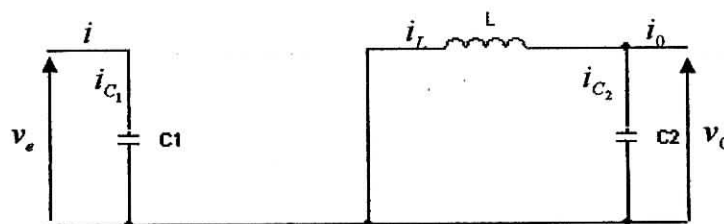


Figure 2.5 : circuit équivalent du hacheur dévolteur quand  $t \in [dT_s, T_s]$



La figure 2.5 donne les équations suivantes :

$$i_{c1}(t) = C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t), \quad (2.5)$$

$$i_{c2}(t) = C_2 \frac{dv_o(t)}{dt} = i_1(t) - i_o(t), \quad (2.6)$$

$$v_l(t) = L \frac{di_l(t)}{dt} = -v_o(t). \quad (2.7)$$

Ce sont les équations de base employées dans le chapitre 4 pour obtenir le modèle mathématique décrivant les diverses propriétés du hacheur dévolteur.

### 2.1.2 Approximation des Petites ondulations

Les variables dans les équations (2.2) à (2.7) ont une composante constante et des harmoniques. La valeur de la composante constante est pratiquement égale à la valeur moyenne de la variable.

Par conséquent l'ondulation peut être négligée et le signal peut être rapproché à sa composante constante.

Cette approximation s'appelle l'approximation des petites ondulations ou l'approximation ondulation linéaire, elle facilite beaucoup l'analyse mathématique des hacheurs.

Les équations (2.2) à (2.7) pour  $dT_s$  deviennent comme suit :

$$i_{c1} = I - I_l \quad (2.8)$$

$$i_{c2} = I_l - I_o \quad (2.9)$$

$$v_l = V_i - V_o \quad (2.10)$$

Et similairement pour  $d'T$

$$i_{c1} = I \quad (2.11)$$

$$i_{c2} = I_l - I_o \quad (2.12)$$

$$v_l = -V_o \quad (2.13)$$

### 2.1.3 Etude du régime continue:

Les valeurs de la composante constante de la tension d'inductance et du courant de condensateur sont définies comme la moyenne de leur signal original

$$V_l = \langle v_l \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_l(t) dt, \quad (2.14)$$

$$I_c = \langle i_c \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_c(t) dt \quad (2.15)$$

Utilisant la relation  $v_l = L \frac{di_l}{dt}$  et  $i_c = C \frac{dv_c}{dt}$  obtient :

$$i_l(T_s) - i_l(0) = \frac{1}{L} \int_0^{T_s} v_l(t) dt, \quad (2.16)$$

$$v_c(T_s) - v_c(0) = \frac{1}{C} \int_0^{T_s} i_c(t) dt \quad (2.1738)$$

Quand le régime permanent est atteint, les valeurs initiales et finales pendant une période de changement doivent être égales:

$$i_l(t + T_s) = i_l(t), \quad (2.18)$$

$$v_c(t + T_s) = v_c(t) \quad (2.19)$$

Il est maintenant possible de récrire les équations (2.16) et (2.17) comme suit:

$$0 = \frac{1}{L} \int_0^{T_s} v_l(t) dt, \quad (2.20)$$

$$0 = \frac{1}{C} \int_0^{T_s} i_c(t) dt. \quad (2.21)$$

En comparant les équations (2.20) et (2.21), pour les valeurs moyennes de  $v_l$  et  $i_c$  dans (2.14) et (2.15) il est évident que les valeurs de la composante constante pour la tension d'inductance et le courant de condensateur doivent être nulle.

$$V_i = \langle v_i \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_i(t) dt \quad (2.22)$$

$$I_c = \langle i_c \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_c(t) dt \quad (2.23)$$

Cette conclusion sera employée dans le chapitre 4 pour dériver le modèle du hacheur.

### 2.1.4 Le rapport de conversion

Les équations (2.9) et (2.13) qui explicitent la tension aux bornes de l'inductance dans les deux périodes, fermeture et ouverture du commutateur, donnent la figure 2.6.

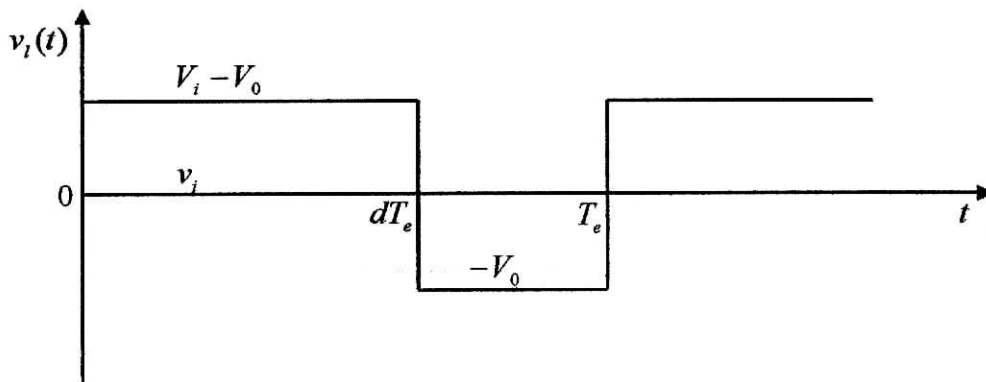


Figure 2.6: Forme d'onde de tension d'inductance  $v_i(t)$  pour un hacheur dévolteur.

L'expression de la tension moyenne d'inductance peut être facilement dérivée de la forme d'onde sur la figure 2.6, la tension moyenne d'inductance est égale à zéro en régime permanent :

$$v_i(t) = d(V_i - V_0) + d'(-V_0) = 0 \quad (2.24)$$

En utilisant les équations (2.8) (2.9) et (2.10) (2.11) et en appliquant le principe de l'équilibre des charges capacitives on obtient les expressions pour les courants moyens de condensateur

$$\langle i_{c1}(t) \rangle = d(I - I_1) + d'I = 0, \quad (2.25)$$

$$\langle i_{c2}(t) \rangle = d(I - I_1) + d'(I_1 - I_0) = 0. \quad (2.26)$$

L'avantage de la combinaison de (2.24) et (2.26) avec (2.1) mène à trois équations simples qui décrivent les caractéristiques du courant continu à l'état d'équilibre d'un hacheur dévolteur.

$$dV_i = V_o \quad (2.27)$$

$$I = dI_i \quad (2.28)$$

$$I_i = I_o \quad (2.29)$$

A partir de l'équation (2.27), le rapport de conversion de hacheur dévolteur est donné sur la forme suivant :

$$M(d) = \frac{V_o}{V_i} = d. \quad (2.30)$$

La figure (2.7) illustre cette relation linéaire.

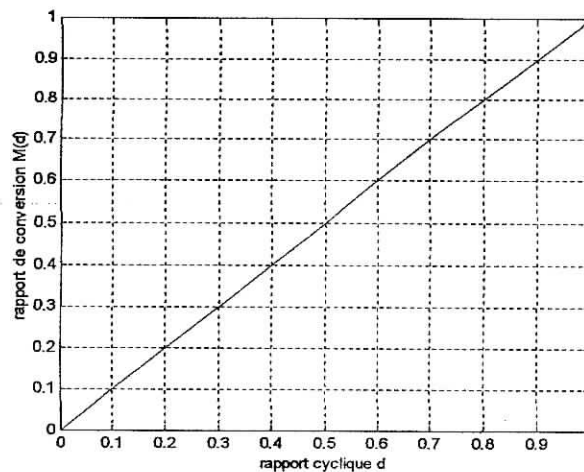


Figure 2.7: rapport de conversion  $M$  en fonction du rapport cyclique  $d$  pour un convertisseur dévolteur.

## 2.2 Le hacheur survolteur ou parallèle

Le convertisseur Boost connu par le nom d'élévateur de tension, le schéma ci-dessous représente le circuit électrique du Boost. En premier temps  $dT_s$ , le Transistor S est fermer, le courant dans l'inductance croît progressivement, au fur et a mesure elle emmagasine de l'énergie, jusqu'à la fin de la premier période, le transistor S s'ouvre et l'inductance  $L$  se suppose à la diminution de courant  $I_L$ , ainsi elle génère une tension qui s'ajoute à la tension de source, qui s'applique sur la charge  $Z$  a travers la diode D [ENP03].

2.2.1 Modèle équivalent de hacheur parallèle :

La figure 2.8 représente le modèle équivalent de l'hacheur survolteur

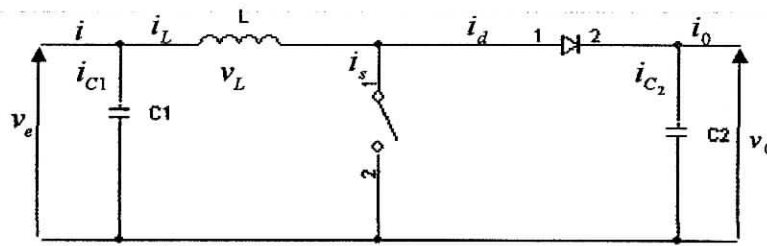


Figure 2.8 hacheur survolteur.

Pendant la période de commutation  $d \cdot T_s$ , le commutateur à l'état fermé connecte l'entrée à la masse à travers l'inductance et un très grand courant commence à circuler, la diode est polarisé en inverse ainsi aucun courant d'inductance ne traverse la charge (figure 2.9).

Pendant la deuxième période  $d' \cdot T_s$ , où le commutateur est ouvert (figure 2.10), la nature de l'inductance s'oppose à la discontinuité de l'écoulement de courant, et le courant élevé par la diode qui maintenant polarisée en direct mène à une haute élévation tension qui est appliquée à la charge.

Pour dériver les fonctions de transfert de l'état d'équilibre du hacheur survolteur et l'expression de son rapport de conversion  $M(d)$ , les deux intervalles différents  $d \cdot T_s$  de temps et  $d' \cdot T_s$  de période de commutation doivent être considérable.

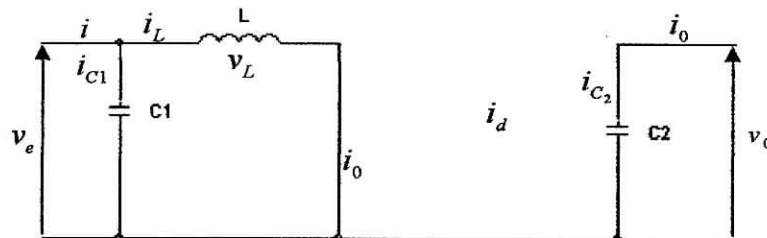


Figure 2.9: Circuit équivalent d'un hacheur survolteur au temps de fermeture  $dT_s$  de commutateur

La figure 2.9 montre le circuit équivalent d'un hacheur survolteur pendant l'intervalle de temps  $dT_s$  quand le commutateur est fermé, la loi de Kirchhoff mène pour l'intervalle  $dT_s$  à l'ensemble suivant d'expressions :

$$\begin{aligned}
 i_{c1}(t) &= C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_1(t), \\
 i_{c2}(t) &= C_2 \frac{dV_o(t)}{dt} = -i_o(t), \\
 v_l(t) &= L \frac{di_l(t)}{dt} = v_i(t).
 \end{aligned}
 \tag{2.31}$$

Le circuit équivalent d'un hacheur survolteur pendant l'intervalle de temps  $d'T_s$  quand le commutateur est ouvert est représenté sur la figure 2.10 un moment d'ouverture du commutateur Les équations correspondantes, sont :

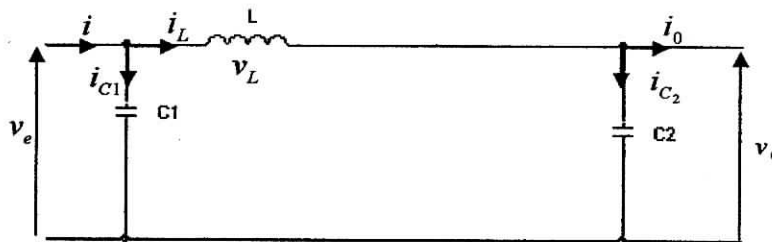


Figure 2.10: Circuit équivalent d'un hacheur survolteur au temps d'ouverture de commutateur  $d'T_s$

$$\begin{aligned}
 i_{c1}(t) &= C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_1(t), \\
 i_{c2}(t) &= C_2 \frac{dV_o(t)}{dt} = i_1(t) - i_o(t), \\
 v_l(t) &= L \frac{di_l(t)}{dt} = v_i(t) - v_o(t).
 \end{aligned}
 \tag{2.32}$$

### 2.2.2 Le rapport de conversion :

L'approximation d'ondulation permet de négliger l'ondulation de commutation dans les signaux du convertisseur et de remplacer la valeur de ces signaux par leurs valeurs moyennes. Ceci simplifie les équations (2.31) à :

$$\begin{aligned}
 i_{c1} &= I - I_1 \\
 i_{c2} &= -I_o, \\
 v_l &= V_i.
 \end{aligned}
 \tag{2.33}$$

Et (2.32) :

$$\begin{aligned} i_{c1} &= I - I_1 \\ i_{c2} &= I_1 - I_0, \\ v_l &= V_i - V_0. \end{aligned} \quad (2.34)$$

Pour trouver les valeurs moyennes de  $i_{c1}$ ,  $i_{c2}$  et  $V_l$  pendant toute la durée  $T_s$  les équations (2.33) et (2.34) sont substituées en (2.35):

$$x(t) = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau = \frac{1}{T_s} \left[ \int_t^{t+\alpha T_s} x|_{[0, \alpha T_s]}(\tau) d\tau + \int_{t+\alpha T_s}^{t+T_s} x|_{[\alpha T_s, T_s]}(\tau) d\tau \right]. \quad (2.35)$$

En régime permanent :

$$\begin{aligned} \langle i_{c1}(t) \rangle &= d(I - I_1) + d'(I - I_1) = 0, \\ \langle i_{c2}(t) \rangle &= d(-I_0) + d'(I_1 - I_0) = 0, \\ \langle v_l(t) \rangle &= dV_i + d'(V_i - V_0) = 0. \end{aligned} \quad (2.36)$$

Avec  $d = 1 - d'$  on peut simplifier les équations à :

$$I = I_1 \quad (2.37)$$

$$I_0 = d' I_1, \quad (2.38)$$

$$V_i = d' V_0. \quad (2.39)$$

Le rapport de conversion  $M(d)$  est donc écrit sous la forme suivante :

$$M(d) = \frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{d'} = \frac{1}{1-d}. \quad (2.40)$$

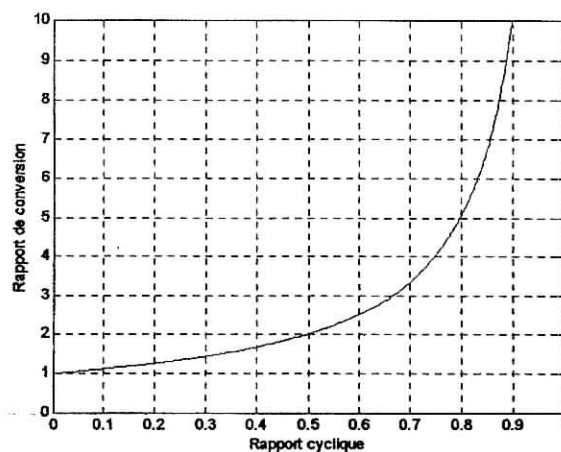


Figure 2.11 le rapport de conversion  $M$  en fonction de  $d$

### 2.3 Convertisseur dévolteur-survolteur « Buck-Boost convertter »

Le convertisseur dévolteur-survolteur combine les propriétés des configurations de dévolteur et de survolteur. Il peut être employé pour transformer idéalement n'importe quelle tension continue d'entrée de en n'importe quelle tension continue désirée de sortie.

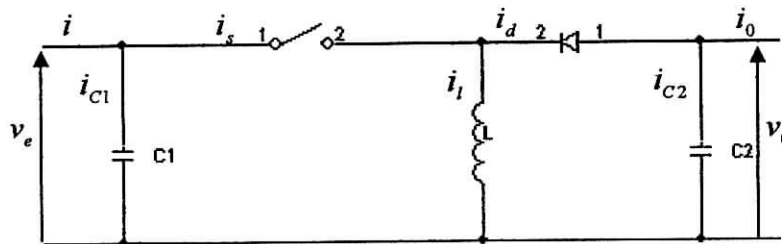


Figure 2.12 circuit équivalent de convertisseur

#### 2.3.1 Modèle équivalent de convertisseur :

La figure 2.12 montre le schéma de circuit équivalent idéal de convertisseur dévolteur-survolteur. Quand le commutateur est fermé pendant l'intervalle  $dT_s$  de la période  $T_s$  de commutation. Le courant commence à circuler de la source d'entrée jusqu'à la masse à travers l'inductance (figure 2.13). Après que le commutateur s'ouvre au début de l'intervalle  $dT$ , Le courant est maintenu grâce à la nature de l'inductance, mais cette fois il circule à travers la diode et la charge. Puisque le courant est forcé à traverser la charge, la tension de sortie  $V_0$  de convertisseur dévolteur-survolteur est négative. La variation du rapport cyclique  $d$  changera le rapport de conversion entre l'entrée et la sortie de tension  $V_0/V_i$ .

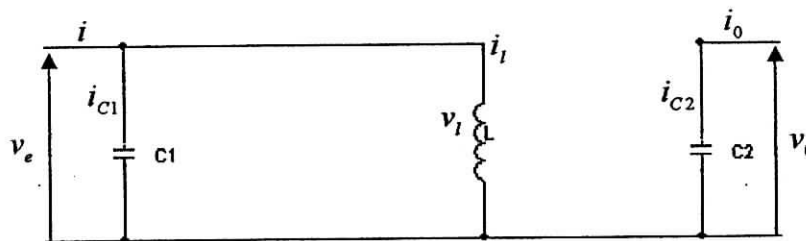


Figure 2.13 Le circuit équivalent de convertisseur dévolteur-survolteur au temps fermé  $dT$  de commutateur



Application de loi de Kirchoff sur la première période on obtient les équations suivantes :

$$\begin{aligned} i_{C1}(t) &= C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_1(t), \\ i_{C2}(t) &= C_2 \frac{dV_0(t)}{dt} = -i_0(t), \\ v_1(t) &= L \frac{di_1(t)}{dt} = v_i(t). \end{aligned} \quad (2.41)$$

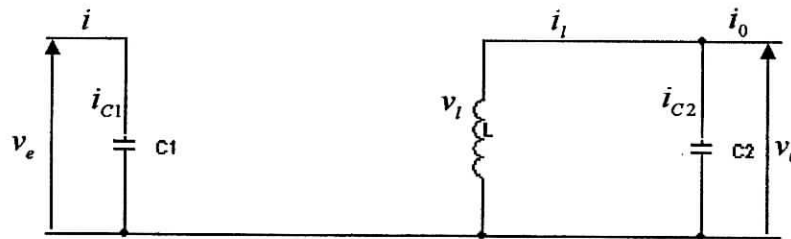


Figure 2.14 circuit équivalent du convertisseur dévolteur-survolteur au temps ouvert  $dT$  du commutateur

Dans la deuxième période  $dT$  à partir de la figure 2.14 on exprime les équations :

$$\begin{aligned} i_{C1}(t) &= C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t), \\ i_{C2}(t) &= C_2 \frac{dV_0(t)}{dt} = i_1(t) - i_0(t), \\ v_1(t) &= L \frac{di_1(t)}{dt} = v_0(t). \end{aligned} \quad (2.42)$$

### 2.3.2 Le rapport de conversion :

L'approximation de l'existence de petites d'ondulations permet de remplacer les variables dépendantes du temps dans (2.41) et (2.42) par leurs valeurs moyennes. Ceci donne pour  $dT$

$$\begin{aligned} i_{C1} &= I - I_1 \\ i_{C2} &= -I_0 \\ v_1 &= V_i \end{aligned} \quad (2.43)$$

Et pour  $d'T$  :

$$\begin{aligned} i_{c1} &= I, \\ i_{c2} &= -I_1 - I_0 \\ v_l &= V_0 \end{aligned} \quad (2.44)$$

En régime permanent :

$$\begin{aligned} \langle i_{c1}(t) \rangle &= d(I - I_1) + d'I = 0, \\ \langle i_{c2}(t) \rangle &= d(-I_0) + d'(-I_1 - I_0) = 0. \\ \langle v_l(t) \rangle &= dV_l + d'V_0 = 0. \end{aligned} \quad (2.45)$$

Donc on peut exprimer le rapport de conversion à partir de l'équation (2.45) :

$$M(d) = \frac{V_0}{V_l} = -\frac{d}{d'} = -\frac{d}{1-d}. \quad (2.46)$$

La figure 2.15 illustre le rapport conversion du convertisseur dévolteur-survolteur.

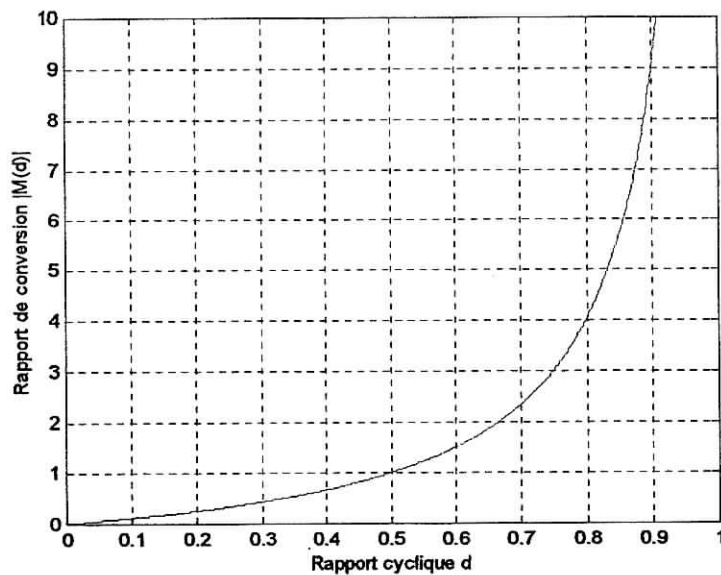


Figure 2.15 le rapport de conversion M en fonction de d.

Ce tableau représente les avantages et les inconvénients de chaque hacheur (dévolteur, survolteur et dévolteur-survolteur)

Type de convertisseur DC-DC	Les avantages	Les inconvénients
Dévolteur	1- Architecture Simple. 2- Rendement très élevé.	intervalle limité des points opérations
Survolteur	1- Architecture Simple. 2- Rendement très élevé.	intervalle limité des points opérations
Dévolteur-Survolteur	la gamme complète de l'exécution est possible	1- architecture Complexe.

Tableau 2.1 les avantages et les inconvénients des différents types d'hacheur

# Chapitre 3

## Méthodes de poursuite du point de puissance maximale

On n'a montré dans le chapitre 1 que l'énergie extraite d'un panneau solaire est fortement limitée par les contraintes physiques des cellules photovoltaïques. La densité de puissance de l'insolation pour un jour ensoleillé est autour  $1000 \text{ W/m}^2$ . En tenant compte des rendements des piles solaires qui sont entre 15% et 17% on aura un maximum possible de rendement de puissance entre  $150 \text{ W/m}^2$  et  $170 \text{ W/m}^2$ .

Il y a deux manières pour augmenter la puissance venant d'un panneau photovoltaïque: Soit on ajoute plus de panneaux à la rangée, ce qui signifie une augmentation de secteur, donc une grande augmentation en coût pour le matériel.

On peut également essayer de rendre le rendement de la rangée de travail à son niveau le plus élevé possible. La figure 1.11 montre le point de puissance maximale (MPP) d'une rangée solaire. Si la rangée est opérationnelle en ce point de fonctionnement avec ses valeurs correspondantes  $P_{mp}$  et  $V_{mp}$ , le rendement sera le maximum possible.

**Le but de ce projet est de réaliser un mécanisme pour extraire le maximum de puissance possible pour un ensemble donné de panneaux solaires.**

Il y a beaucoup d'approches à ce problème. Une variété énorme de concepts mène à une variété encore plus grande de circuits et de mécanismes pour le fonctionnement des panneaux photovoltaïques au près de leurs points où le rendement de puissance soit le maximum.

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

Dans ce chapitre, on fait l'analyse de différentes approches pour faire fonctionner un panneau solaire au voisinage de son point de puissance maximale.

### 3.1 Adaptation manuelle de la charge au générateur photovoltaïque:

Cette méthode peut être employée pour faire fonctionner les cellules photovoltaïques près de leur point de puissance maximale. Dans cette méthode, le MPP du panneau solaire est déterminé soit théoriquement, soit par une série de mesures dans les conditions normales de fonctionnement. Une fois qu'on détermine l'optimum de la puissance, on fait 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 configuration est qu'elle est simple. Puisque 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 de ce système est qu'il ne prend en compte aucun changement de l'insolation ou de la température qui provoquent un changement de  $V_{mp}$  et  $I_{mp}$ . En outre, les différents angles d'incidence (AOI) sur les différents 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.

Dans le raccordement parallèle des différents panneaux ayant des différences significatives en conditions de fonctionnement optimal, quelques panneaux sont forcés à fonctionner loin de leur MPP.

Il est évident que  $I_{sc}$  et  $V_{oc}$  dépendent de la sensibilité des changements des conditions de fonctionnement. Les changements de la tension  $V_{oc}$  sont principalement dus à la variation de la température (Figure 1.8), tandis que les changements du courant  $I_{sc}$  indiquent une variation dans l'insolation. (Figure 1.7).

On note également que les valeurs  $P_{mp}$  et  $V_{mp}$  sont dans la proportion constante avec  $I_{sc}$  et le  $V_{oc}$  (Figure 1.11).

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

### 3.2 Adaptation manuelle du générateur photovoltaïque à la charge

Dans ce cas, le nombre de cellules de batterie en série peut être changé selon la tension désirée de fonctionnement de la rangée photovoltaïque.

Une amélioration de la méthode discutée dans la section 3.1 est décrite par Yongji et Deheng [YD92]. Un certain nombre contrôlable de cellules différentes est reliées en série.

Salameh [SMD88] applique une méthode semblable avec l'utilisation d'un contrôleur de reconfiguration de rangée. En réarrangeant les raccordements série et parallèle entre les différents panneaux, l'adaptation entre la charge et la rangée de cellules photovoltaïque est améliorée. 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.

Ces deux approches exigent 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. Ces méthodes pourraient être suffisantes dans un système photovoltaïque stationnaire ne fonctionnant que dans deux modes de fonctionnement ou plus pour différentes périodes du jour ou différentes saisons.

### 3.3 Méthodes avec contre réaction de tension

Si aucune batterie n'est présente dans le système pour mettre la tension à un niveau presque constant, un système de commande simple peut être appliqué [SP93, HS98]. Comme discuté en chapitre 1, le hacheur peut être employé pour convertir le niveau de tension d'une rangée photovoltaïque de cellules en un autre niveau de tension à la charge. La contre réaction de la tension du panneau et sa comparaison avec une tension constante de référence peuvent être employées pour ajuster sans interruption le rapport cyclique du convertisseur pour actionner le panneau solaire à un point prédéfini de fonctionnement près du MPP.

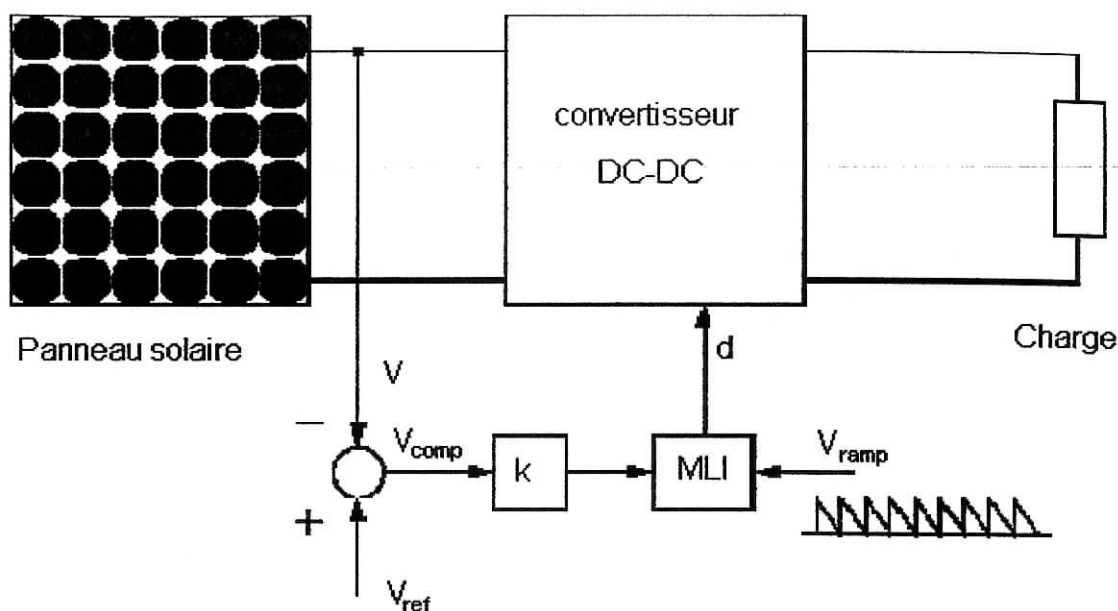


Figure 3.1: Méthode avec Contre-réaction de tension avec modulation.

Cette méthode permet d'utiliser un panneau solaire avec des conditions de charge inconnues ou variables et d'avoir toujours un point souhaitable de fonctionnement pour le panneau.

Les inconvénients de cette configuration sont identiques à la méthode d'adaptation manuelle de charge au GPV discutés dans la section 3.1, le système n'est pas capable de s'adapter dans le cas de changement des conditions environnementales telles que l'insolation et la température.

Comme déjà mentionné ci-dessus, la tension du panneau au MPP,  $V_{mp}$ , peut être considérée comme une fraction constante de la tension à vide du panneau  $V_{oc}$ , cette relation peut être employée pour obtenir des informations sur la position actuelle du MPP du panneau et est utilisée dans l'approche discutée ci-dessous.

### 3.3.1 Méthode MPPT avec mesure de $V_{oc}$ du panneau

Une version améliorée de la méthode de la contre-réaction de tension est représentée, par Enslin et al [EWSS97]. La tension à vide du panneau  $V_{oc}$  est mesurée en interrompant le fonctionnement normal du système avec une certaine fréquence, stockant la valeur mesurée, et puis ajustant la tension de référence  $V_{ref}$  sur une certaine fraction de la tension du circuit ouvert qui a été expérimentalement déterminée pour être 76% de  $V_{oc}$ . Cette tension de

résultant  $V_{comp}$  est employé comme entrée dans la commande MLI du convertisseur DC-DC (voir également la figure 3.1).

Cette augmentation permet la commande de la tension de fonctionnement du panneau photovoltaïque avec la considération de facteurs importants comme l'insolation et la température. En plus, le vieillissement et l'accumulation de la poussière sur la surface de cellules sont aussi pris en compte.

Puisque l'ajustement de la tension de référence à 76% 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  $V_{mp}/V_{oc}$ .

L'interruption du fonctionnement du système avec une certaine fréquence engendre des pertes qui sont estimées par Sullivan et Powers [SP93] à 0,05% de la puissance maximale disponible. On estime que des pertes provoquées par l'inexactitude de localisation du MPP réel sont autour 0,5% (bien que ces figures puissent être optimistes). L'interruption fréquente du système en outre mènera à une augmentation de bruit électrique.

Les composants du système dans le convertisseur et le circuit de commande doivent être conçus pour pouvoir faire face aux interruptions de courant résultantes.

### 3.3.2 Méthode MPPT avec cellule pilote

Pour éviter les inconvénients liés à l'interruption fréquente de l'exploitation du système, Schaefer et Hise [SH84] ainsi que Salameh, Dagher, et Lynch [SDL91] proposent l'utilisation d'une cellule pilote. C'est une cellule photovoltaïque simple qui est électriquement indépendante du reste de la rangée. Sa tension  $V_{oc}$  est constamment mesurée, elle fournit donc l'information implicite du reste des conditions de fonctionnement courantes du panneau. Comme avec la méthode discutée dans la section 3.3.1,  $V_{oc}$  de la cellule pilote est multiplié par un certain facteur constant pour être comparée à la tension de référence de la boucle de contre réaction.



Cette méthode évite les problèmes provoqués par l'opération d'interruption de la rangée photovoltaïque, mais permet toujours l'ajustement de la tension de référence de l'asservissement lors des changements de facteurs importants tels que l'insolation et la température.

Puisque les différents panneaux solaires sont montés à différents angles, il serait nécessaire de placer une cellule pilote individuelle pour chacun d'eux.

Puisque cette méthode emploie toujours un facteur fixe pour estimer la tension optimale  $V_{mp}$  d'une valeur mesurée de  $V_{oc}$ , le MPP n'est toujours pas vraiment poursuivi.

Cette technique est fondée sur la connaissance précédente des caractéristiques de la rangée photovoltaïque pour estimer où se trouve le point de puissance maximale. Les pertes provoquées par le fonctionnement au MPP exact sont du même ordre de grandeur que celles estimées par Sullivan et Powers [SP93] pour la méthode décrite dans la section 3.3.1.

### 3.4 Méthodes avec contre réaction de puissance

Le but global est d'augmenter la puissance de sortie dans la rangée solaire. Dans certains travaux on propose de maximiser la puissance fournie à la charge [SMD88, HS98, SP93, HLS98]. Sullivan et Powers [SP93] précisent que la maximisation de la puissance pour un moteur comme, une charge, peut mener à une maximisation de la puissance absorbée dans ses enroulements et pas à une maximisation de sa puissance mécanique de sortie.

Pour avoir une conception qui est indépendante du type de charge, il est donc préférable de poursuivre une maximisation de l'énergie solaire à la sortie du panneau.

Si le MPP tracking doit être réalisé, il est nécessaire d'obtenir des informations sur la puissance réelle extraite à partir de la rangée photovoltaïque. Ceci peut être fait en mesurant la tension  $V$  de sortie du panneau et le courant  $I$  de sortie du panneau et puis en multipliant ces deux paramètres, on obtient la valeur réelle de la puissance de sortie du panneau  $P = VI$ . Ces valeurs sont utilisées par diverses méthodes qui poursuivent le MPP réel de la rangée.

#### 3.4.1 Méthode Perturbation et observation (P&O):

La méthode de P&O est une approche largement répandue à MPPT. Elle utilise un microprocesseur avec les valeurs de la tension  $V$  et du courant  $I$  du panneau comme ses valeurs d'entrée et la tension désirée de fonctionnement  $V_{ref}$  en tant que sa valeur de sortie. La

notation utilisée pour la tension désirée  $V_{ref}$  de fonctionnement fait que ce système peut alors être inséré dans le contrôleur déjà discuté dans la section 3.3 pour remplacer le  $V_{ref}$  représenté sur la figure 3.2.

Une autre configuration possible est de laisser le microprocesseur générer directement le rapport cyclique  $d$  par MLI pour commander le convertisseur DC-DC. Ceci rend la boucle de contre réaction supplémentaire de commande de tension facultative.

Ce processus fonctionne par une perturbation du système en augmentant ou en diminuant la tension de fonctionnement du panneau et observer son effet sur la puissance de sortie de la rangée. La figure 3.3 montre l'organigramme de l'algorithme de P&O tel qu'il doit être implémenté dans le microprocesseur de contrôle.

Comme il est montré sur la figure 3.3,  $V$  et  $I$  sont mesurés pour calculer la puissance de sortie courante  $P(k)$  de la rangée. Cette valeur  $P(k)$  est comparée à la valeur obtenue à partir de la dernière mesure  $P(k-1)$ . Si la puissance de sortie a augmenté depuis la dernière mesure, la perturbation de la tension de sortie continuera dans la même direction que dans le dernier cycle. Si la puissance a diminué depuis la dernière mesure, la perturbation de la tension de sortie sera renversée en direction opposée du dernier cycle.

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 stable 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  $C_p$  dépend du système, elle doit être déterminée expérimentalement.

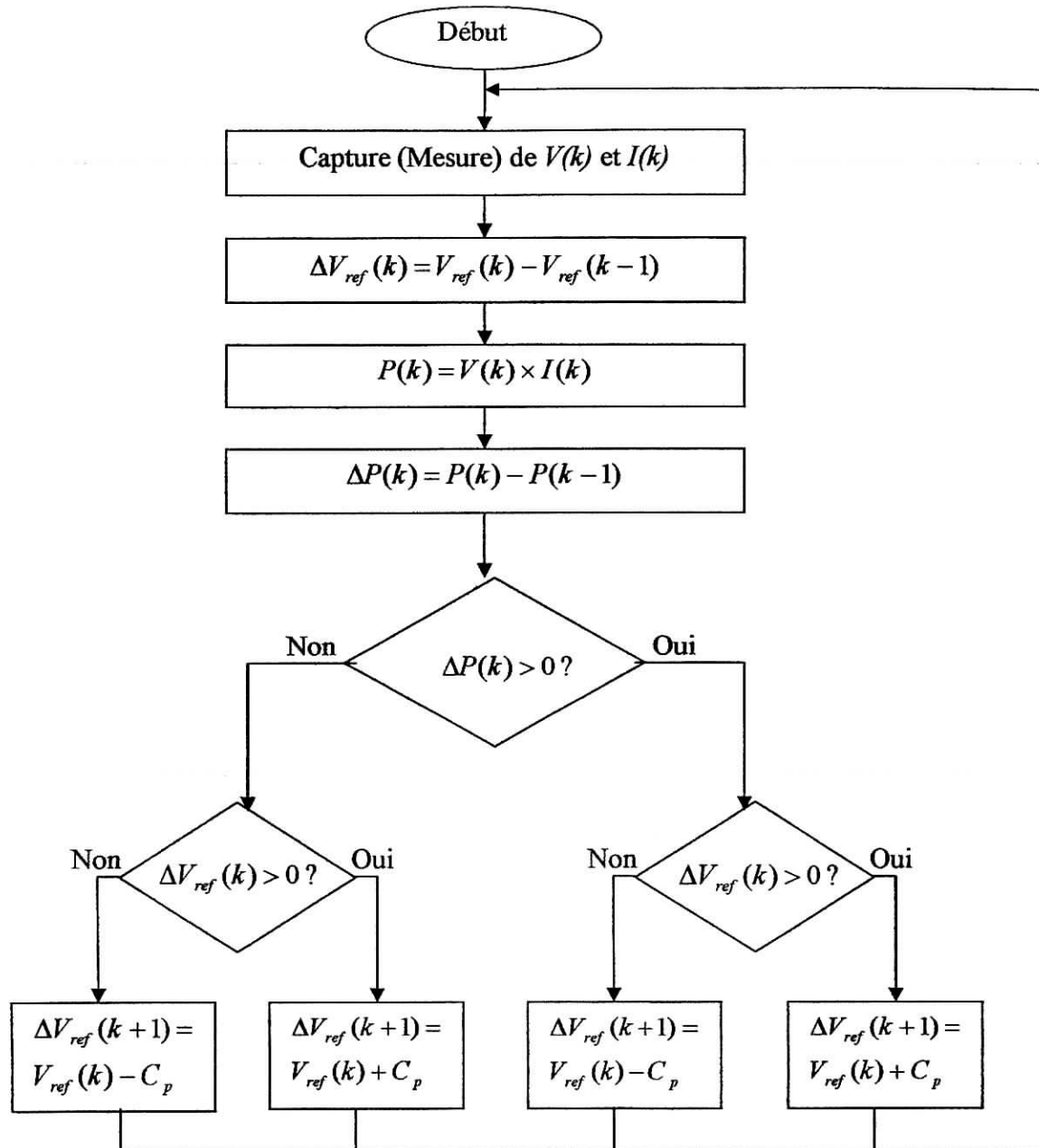


Figure 3.3: Organigramme de l'algorithme MPPT P&O ( $C_p$  est la largeur du pas de perturbation).

Un autre inconvénient de la méthode de P&O est décrit par Hussein et al [HMHO95]. Dans le cas d'une augmentation soudaine de l'insolation  $S$  l'algorithme de P&O réagit comme si l'augmentation s'est produite en raison de la perturbation précédente de la tension de fonctionnement de rangée. La prochaine perturbation, donc, sera dans la même direction que la précédente. Supposant que le système avait oscillé autour du MPP, on peut remarquer sur la figure 3.4 qu'une perturbation continue dans une direction mènera à un point de

fonctionnement loin par rapport au MPP réel. Ce processus continue jusqu'à ce que l'augmentation de l'insolation ralentisse ou finisse.

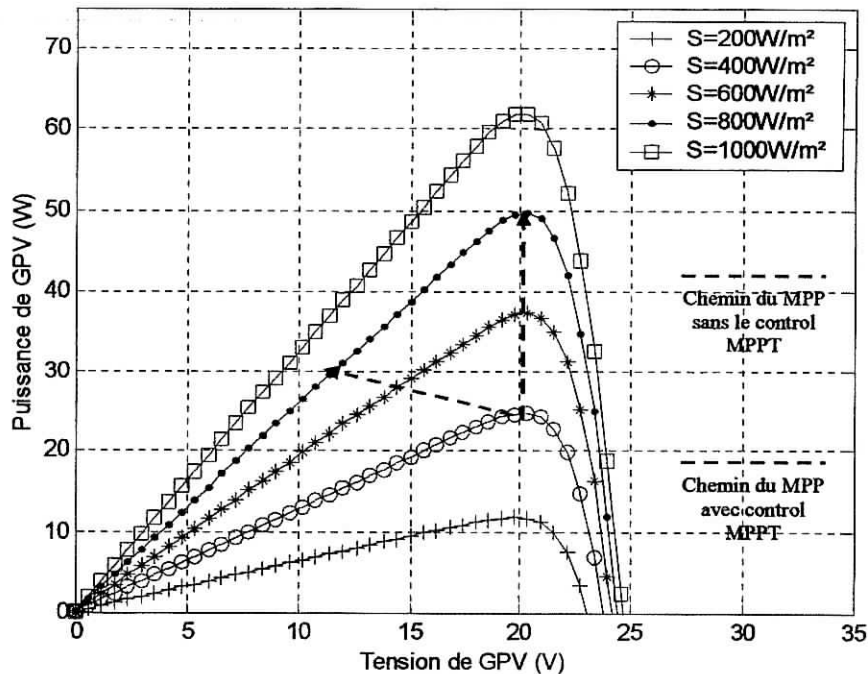


Figure 3.4: Déviation du MPP avec l'algorithme de P&O sous le changement rapide des niveaux d'insolation S.

Quand l'environnement où les conditions atmosphériques et le niveau d'insolation changent rapidement, ils peuvent provoquer une déviation du MPP qui peut causer une perte de puissance significative. Un véhicule mobile représente un tel environnement. Les changements rapides des niveaux S d'insolation sur une rangée photovoltaïque montée sur un véhicule sont non seulement provoqués par des nuages et des ombres de dépassement des bâtiments ou de la végétation, mais également par le changement d'angle d'insolation sur la rangée comme la voiture qui se déplace autour des courbes et des coins.

Les résultats expérimentaux obtenus par Hussein et al [HMHO95] montrent un rendement de 81,5% en utilisant l'algorithme de P&O. Cependant, il y a toujours une vaste amélioration comparée au rendement de 31,3% montrée par d'un système fonctionnant sans aucun mécanisme MPPT.

### L'algorithme amélioré de P&O

HANNES [HAN99] propose une solution au problème de la déviation du MPP pendant l'augmentation rapide des niveaux d'insolation. Il présente une nouvelle condition dans la branche 'OUI' de la condition  $\Delta P(k) > 0$  dans l'organigramme de l'algorithme de P&O (la figure 3.3).

Si la puissance de sortie a augmenté deux fois pendant les deux derniers cycles ou si la direction de la perturbation a été la même pour les deux dernières étapes, la direction de la perturbation de la tension de sortie est renversée. Le tableau 3.2 montre la table de vérité pour cet algorithme amélioré avec les 16 états possibles du MPPT et le choix résultant du prochain  $\Delta V_{ref}(k+1)$ .

Le tableau 3.2 montre deux cas des conditions peu claires. Celles-ci se produisent quand la puissance de sortie augmente deux fois durant deux étapes consécutives dans la même direction de la perturbation. Dans ce cas-ci il se pourrait que le système dévie le MPP comme indiqué sur la figure 3.4.

Par conséquent la nouvelle condition de contrôle comme proposé par HANNES [HAN99] a été inclus dans l'algorithme de P&O. Si l'augmentation de puissance de sortie est provoquée par la perturbation de la tension de sortie et pas par une augmentation de l'insolation, la valeur pour  $P(k)$  diminuera avec cet état de contrôle proposé dans la direction opposée.

Si l'augmentation de puissance de sortie est provoquée par une augmentation de l'insolation, la puissance augmentera toujours même avec cette inversion de la perturbation. Par conséquent le système oscillera autour de son point précédent de fonctionnement jusqu'à ce que l'augmentation de l'insolation finisse.

$\Delta V_{ref}(k-1)$	$\Delta P(k-1)$	$\Delta V_{ref}(k)$	$\Delta P(k)$	Statut	$\Delta V_{ref}(k+1)$
-	-	-	-	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 2.3.1. Table de vérité de l'algorithme 'perturbation et observation' améliorée

Le comportement exact du système avec cet algorithme amélioré de P&O sera discuté avec les simulations effectuées sur Simulink® en chapitre 4.

#### Autre méthode P&O améliorée :

L'organigramme amélioré de l'algorithme de cheminement de puissance maximale est montré en Figure 3.5. Il se compose de deux boucles: (1) boucle d'insolation et (2) boucle de la température.

**Boucle d'insolation :** Quand l'insolation change de 1000 en 400 W/m<sup>2</sup> le point de fonctionnement change du point 'a' en le point 'b' comme montré dans la figure 3.6. Le point 'a' est le MPP de la rangée solaire avec l'insolation de 1000W/m<sup>2</sup> le point 'c' est le MPP avec l'insolation de 400 W/m<sup>2</sup> et le point 'b' est au voisinage du point 'c' Pour éviter l'effondrement du système dû à la caractéristique négative d'impédance, la tension de référence diminuera sans interruption jusqu'à ce que le point de fonctionnement soit près d'un nouveau MPP (point 'c'). Au contraire, si l'insolation change de 400 en 1000W/m<sup>2</sup> alors la tension de référence augmentera sans interruption jusqu'à ce que le point de fonctionnement soit près d'un nouveau MPP (point 'a'). La perte de puissance de la rangée solaire peut être réduite en employant la méthode de cheminement proposée.

**Boucle de la température :** La boucle de la température commence à fonctionner quand l'insolation est approximativement maintenue constante. En raison du vent ou d'autres conditions atmosphériques, la température solaire de la rangée pourrait changer plus sensiblement que l'insolation. Selon les courbes caractéristiques, le MPP de la rangée solaire dérivera quand les changements de température solaires de rangée ont lieu. Afin d'actionner le système solaire de rangée en mode de poursuite de puissance maximale, la variation de la température solaire de rangée doit être considérée dans l'algorithme de MPPT.

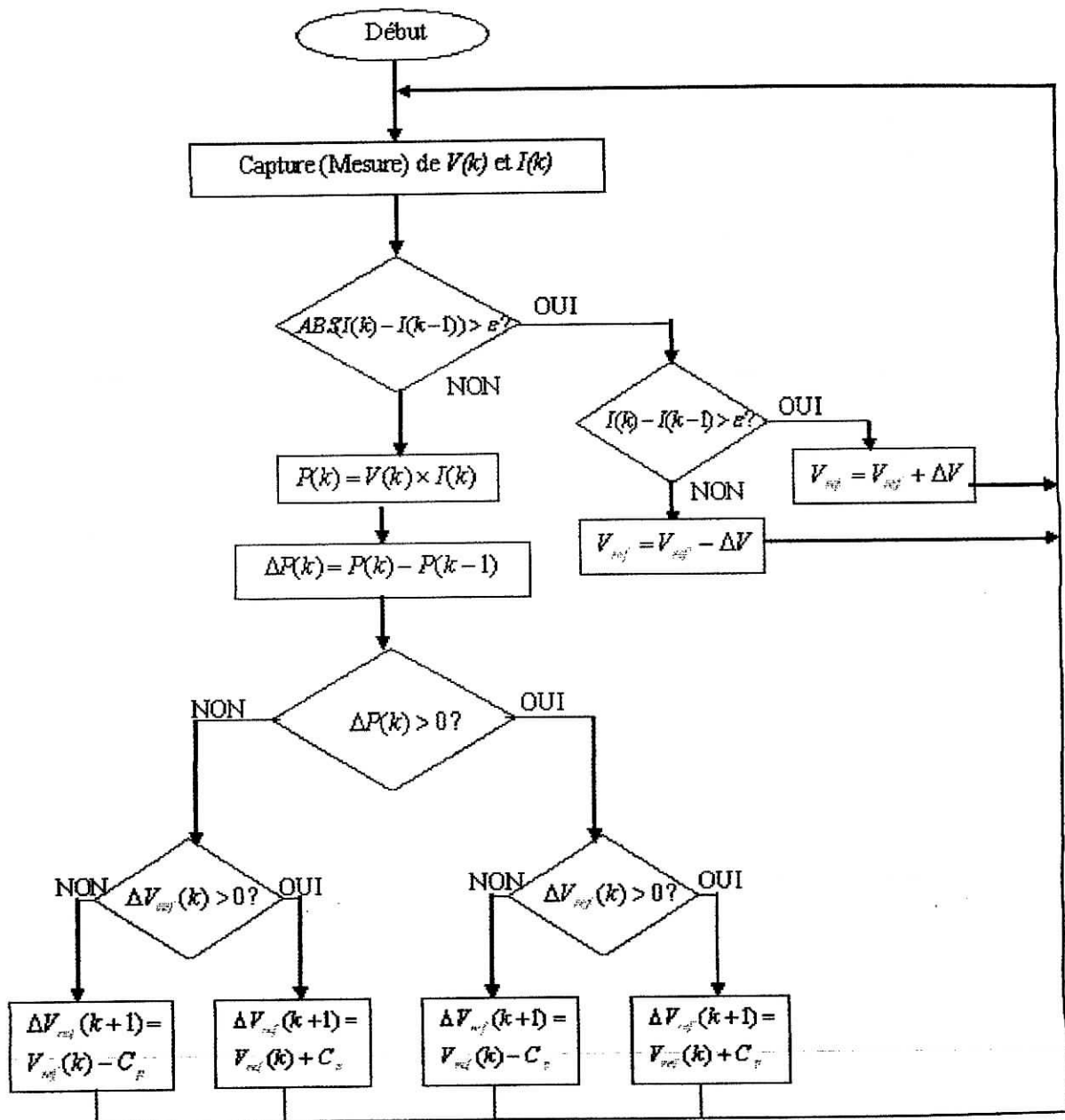


Figure 3.5 : Organigramme de la méthode P&O 2

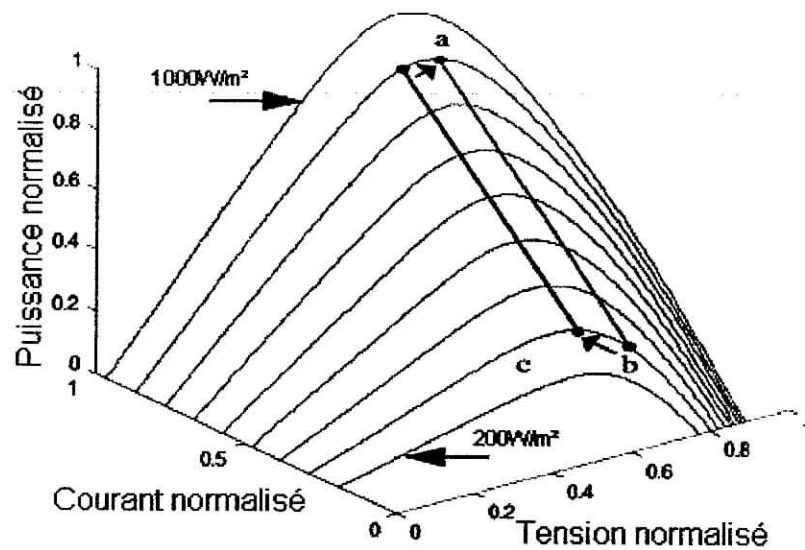


Figure 3.6 : Processus de cheminement du MPP.

### 3.4.2 La méthode par accroissement de conductance (IncCond)

Pour éviter les inconvénients de la méthode MPPT P&O, Hussein et al [HMHO95] ont développé l'algorithme par accroissement de la conductance MPPT (IncCond). Elle se base sur le fait que la dérivée de la puissance  $P$  de sortie par rapport à la tension  $V$  de panneau soit égale à zéro au point de puissance maximale (MPP). Les caractéristiques du panneau photovoltaïque sur la figure 3.4 prouvent plus loin que la dérivée est supérieure à zéro à gauche du MPP et inférieure à zéro à droite du MPP. Ceci mène à l'ensemble d'équations suivant:

$$\frac{dP}{dt} = 0 \quad \text{for } V = V_{mp}; \quad (3.1)$$

$$\frac{dP}{dt} > 0 \quad \text{for } V < V_{mp}; \quad (3.2)$$

$$\frac{dP}{dt} < 0 \quad \text{for } V > V_{mp} \quad (3.3)$$



Sachant que  $P = I \cdot V$ , la dérivé du produit par rapport à  $V$  donne :

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(VI)}{dV} = I \frac{dV}{dV} + V \frac{dI}{dV} = I + V \frac{dI}{dV}. \quad (3.4)$$

La combinaison des équations (3.1) et (3.4) mène à l'état du MPP ( $V = V_{mp}$ ) en fonction de la tension  $V$  et le courant  $I$  du panneau:

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V}. \quad (3.5)$$

Ceci prouve qu'avec les équations (3.1) à (3.4) on a assez d'information pour déterminer l'endroit relatif du MPP en mesurant seulement les accroissements de conductances  $dI/dV$  et les conductances  $I/V$  de rangée. Hussein et al [HMHO95] ont employé ces relations pour développer l'algorithme d'IncCond comme représenté sur la figure 3.5.

L'algorithme est mis en application avec un microprocesseur commandant l'entrée d du convertisseur DC-DC directement ou en plaçant la tension de référence  $V_{ref}$  pour un circuit de contrôleur de contre-réaction de tension comme représenté sur la figure 3.2.

Comme vu sur la figure 3.5, la méthode d'IncCond MPPT utilise juste deux sondes pour la mesure de la tension  $V$  de fonctionnement et du courant  $I$  du panneau. Les changements par accroissement nécessaires  $dV$  et  $dI$  sont obtenue en comparant les valeurs mesurées les plus récentes pour  $V$  et  $I$  à ceux mesurées durant le cycle précédent:

$$dV(k) \approx V(k) - V(k-1), \quad (3.6)$$

$$dI(k) \approx I(k) - I(k-1). \quad (3.7)$$

La fonction centrale pour trouver le MPP utilise les conditions

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V}, \quad (3.8)$$

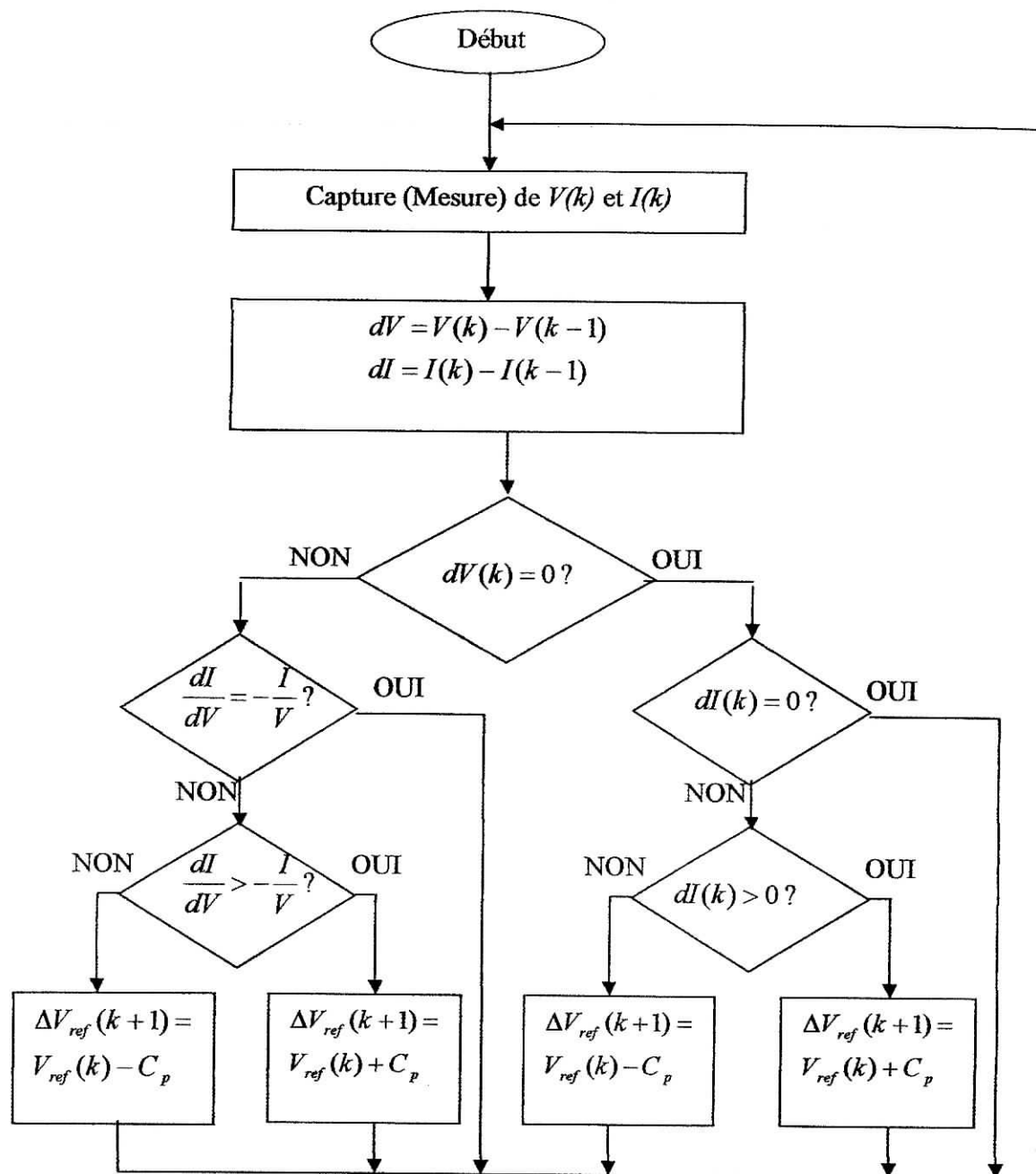
Et

$$\frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V}. \quad (3.9)$$

Si (3.8) est vrai, le système fonctionne au MPP et aucun changement de la tension de fonctionnement n'est nécessaire

Si (3.8) est faux, l'équation (3.9) avec (3.2) et (3.3) sont employés pour déterminer si le système fonctionne à une tension plus grande ou inférieure à  $V_{mp}$ . La tension de fonctionnement est ajustée en conséquence.

Si le système fonctionnait au MPP pendant le cycle précédent, le changement par accroissement de la tension de fonctionnement sera zéro ( $dV(k) = 0$ ). Ceci mènerait à une division par l'erreur zéro. Pour éviter un arrêt du système, cette condition est vérifiée d'abord et mène, si vrai, à un autre branche dans l'algorithme avec d'autres essais sur les changements possibles des conditions de fonctionnement du panneau. Puisque la tension n'a pas changé, les seules informations utiles sur les changements possibles peuvent être obtenues de la mesure du courant et de son changement par accroissement  $dI$ . Si  $dI$  est égal à zéro, les conditions de fonctionnement n'ont pas changé et donc l'ajustement de la tension du système est évité. Si  $dI \neq 0$ , les équations (3.2) et (3.3) sont employés pour déterminer si le système fonctionne au-dessus ou au-dessous de  $V_{mp}$  et un ajustement correspondant à la tension de fonctionnement sera réalisé en conséquence.



La figure 3.5: Organigramme de l'algorithme MPPT d'IncCond. ( $C_a$  est largeur du pas de l'ajustement)

Un des avantages de cet algorithme MPPT est qu'il n'oscille pas autour du MPP. Le contrôle des conditions (3.8) et du  $dI = 0$  lui permet d'éviter l'étape de perturbation et donc de maintenir une tension constante  $V$  de fonctionnement une fois que le MPP est trouvé.

En outre, la conditions (3.9) et  $dI > 0$  rend possible la détermination de l'endroit relatif du MPP. Ceci mène à l'avantage qui un premier ajustement dans la direction fautive, comme avec méthode P&O, ne se produit pas.

Une réaction rapide et correcte du système aux conditions de fonctionnement changeantes devrait être le résultat, donnant une efficacité élevée au système.

Selon Hussein, le problème mentionné de la déviation du MPP sous l'augmentation rapide des niveaux d'insolation dans un système commandé P&O est surmonté avec la méthode d'IncCond.

Les résultats expérimentaux de Hussein et al [HMHO95] montrent pour la méthode d'IncCond un rendement, par rapport à la puissance maximale théorique, de 89,9 %. La même configuration expérimentale avec l'algorithme P&O donne seulement un rendement de 81,5%.

Hussein et al [HMHO95] ont également découvert avec leurs expériences que la condition du de puissance maximale  $dP/dV = 0$  (qui est équivalent à  $dI/dV = -I/V$ ) ne se produit rarement.

Ceci a comme conséquence des oscillations autour du MPP même dans des conditions environnementales stables. Cette instabilité est principalement provoquée par les approximations faites sur  $dV$  et  $dI$  avec les équations (3.6) et (3.7). Il est également très difficile d'ajuster  $V$  exactement sur le  $V_{mp}$  en utilisant une largeur de pas constante d'ajustement  $C_a$  constante.

Une solution à ce problème serait d'ajouter une petite erreur marginale  $\varepsilon$  à l'état de puissance maximale (3.5) tels qu'on assume que le MPP est trouvé si

$$\left| \frac{dI}{dV} + \frac{I}{V} \right| \leq c. \quad (3.10)$$

La valeur  $\varepsilon$  doit être déterminée avec la considération de la différence entre le problème du fonctionnement exact au MPP et à la possibilité d'oscillation autour d'elle. Elle dépendra également de la largeur du pas de perturbation  $C_a$  choisie.

### 3.4.3 Méthodes analogiques de MPPT

Les deux méthodes discutées précédemment utilisent des microprocesseurs pour dépister le MPP. Les valeurs pour la tension  $V$  de la rangée solaire et le courant de sortie  $I$  sont digitalisées et puis analysées par un algorithme pour décider d'une étape appropriée de commande.

Les systèmes analogiques emploient la tension et le courant des cellules photovoltaïques directement pour commander le point de fonctionnement du panneau.

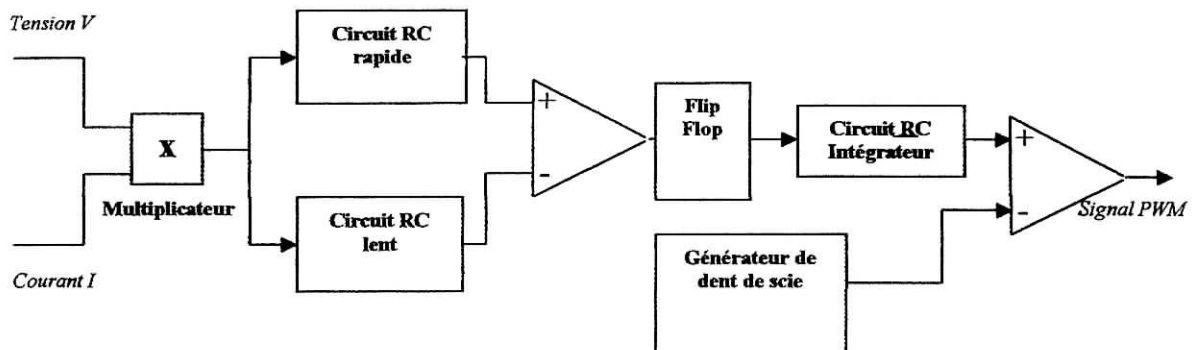


Figure 3.6: Mécanisme analogique de MPPT

Le courant est capturé par une petite résistance dans le chemin du courant. La  $V_{sense}$  résultante de la chute de tension est proportionnelle à la valeur du courant.

Salameh et Tailleux [ST90] proposent le système représenté sur la figure 3.6. La  $V_{sense}$  de tension qui est proportionnel au courant  $I$  du panneau est multiplié avec la tension  $V$  du panneau.

Le multiplicateur produit un signal proportionnel à la puissance actuelle  $P$  de sortie du panneau. Les deux différents circuits RC retardent le signal  $P$  à son entrée à des durées différentes pour former  $P1$  et  $P2$ . Ces deux signaux produisent un signal de sortie au comparateur représentant le signe du dérivé  $dP/dt$ . La croissance de la puissance à la sortie du panneau correspond à une pente supérieure à zéro, et la décroissance de la puissance correspond à une pente inférieure à zéro. La sortie du comparateur est alors utilisée pour déclencher une bascule qui bascule de valeur de sortie entre les deux états 1 et -1. La sortie de la bascule est intégrée et employée comme  $V_{comp}$  lentement croissant ou décroissant pour

former le signal de commande de MLI du convertisseur DC-DC comme représenté sur la figure 3.6.

Cette approche analogique au MPPT est semblable à la méthode simple de P&O discutée dans la section 3.4.1. La tension de sortie du panneau est perturbée en changeant le rapport de conversion  $d$  du convertisseur DC-DC. Pour décider de la direction de la perturbation une boucle de contre réaction est créée. La valeur de  $dP/dt$  est employée pour déterminer si la puissance de sortie du panneau a augmenté ou a diminué. Si la puissance de sortie augmente, la perturbation continue dans une direction jusqu'à ce qu'une diminution soit détectée.

La perturbation est alors renversée et continue dans la direction opposée jusqu'à ce que le signe de  $dP/dt$  change encore du positif au négatif.

Sur la courbe  $P-V$  représentée sur la figure 1.11 ceci est équivalent au point de fonctionnement du panneau s'élevant vers le haut vers le MPP. Comme elle dépasse la tension de fonctionnement idéale  $V_{mp}$ , on passe le MPP et la puissance diminue. Cela rend la dérivée  $dP/dt$  négative, donc il y a déclenchement de la bascule. La direction de la perturbation est maintenant renversée et le point de fonctionnement revient encore vers le MPP. Le résultat est qu'il y a une oscillation constante autour du MPP.

Cette similitude à la méthode de P&O vient avec presque les mêmes inconvénients: dans le cas de la croissance rapide des niveaux d'insolation, le mécanisme de cheminement ne peut pas détecter si l'augmentation de puissance est provoquée par la perturbation du point de fonctionnement ou par l'augmentation de l'irradiation de cellules photovoltaïques. Ceci peut causer une déviation du MPP comme représenté sur la figure 3.4 qui causera une perte de la puissance. En outre, la perturbation continue du point de fonctionnement cause une oscillation autour du MPP même dans des conditions de fonctionnement constantes. Ces oscillations réduisent les performances de ce mécanisme de MPPT.

Un des inconvénients principaux de cette technique analogique de MPPT est mentionné par Sullivan et Powers [SP93]: les changements rapides de l'insolation ou d'un signal courant bruité peuvent faire changer la bascule à un état incorrect. Le système ne peut plus récupérer cette erreur. L'état faux de bascule forcera le point de fonctionnement à être loin du MPP, ayant pour résultat un signal d'entrée négatif constant à la bascule. Puisque la bascule change son état seulement si un front est attaqué sur son entrée, le point de fonctionnement continuera à dévier dans la direction fautive jusqu'à ce que le système s'arrête.

Pour empêcher le système d'être arbitrairement arrêté avec cette erreur d'occurrence, une condition de panne doit être définie. Sullivan et Powers suggèrent de surveiller le courant de sortie du panneau et forcer la bascule pour changer son état dès que le courant dépassera une limite prédéterminée. L'inconvénient de cette solution est la limitation de la plage de fonctionnement du panneau aux valeurs de courants au-dessus de cette limite.

En outre, pour que l'état défectueux soit détecté, le point de fonctionnement doit dériver tout à fait loin du MPP. Ceci créera une significative perte de puissance si l'erreur se produit fréquemment.

#### 3.4.4. Méthode à oscillation forcée

Dans toutes les méthodes de MPPT discutées jusqu'ici, la dérivée de la puissance de sortie du panneau solaire a été employée de diverses manières pour déterminer la position relative du MPP. Un ajustement approprié de la tension de fonctionnement par la suite mène à un point de fonctionnement oscillant étroitement autour du MPP. Ces oscillations ont été automatiquement produites par la commande de contre-réaction utilisée.

Une nouvelle méthode avec une oscillation forcée du point de fonctionnement est présentée par Cocconi et Rippel dans GM Sunracer [CR90]. Une petite ondulation de tension de 100 hertz est ajoutée à la tension de fonctionnement du panneau. Ceci a comme conséquence une ondulation de puissance de sortie dont la phase et l'amplitude dépendent de l'endroit du point de fonctionnement relativement au MPP.

La figure 3.7 montre comment une modulation de la tension de rangée cause une ondulation dans la puissance de sortie. Si cette modulation se produit dans le secteur au-dessous du MPP (région A), la tension et la puissance auront la même phase.

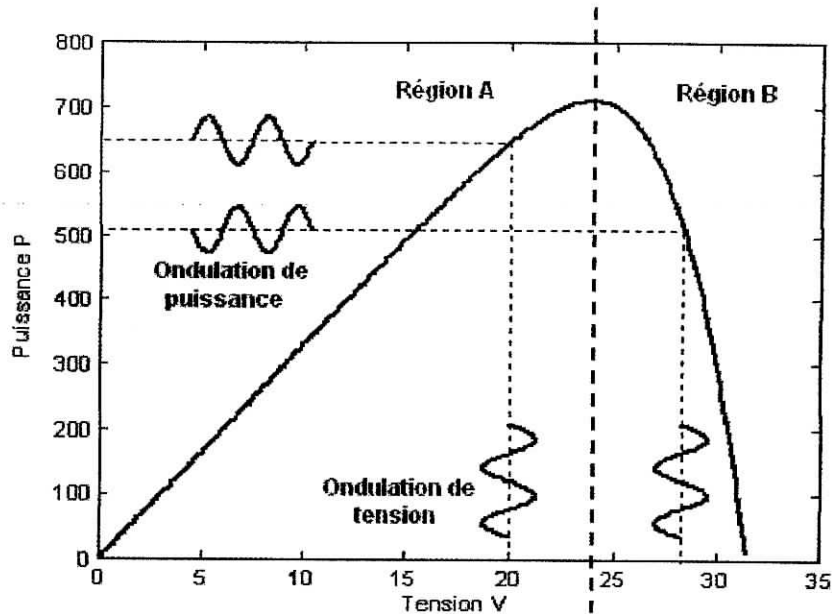


Figure 3.7: La courbe  $P-V$  pour un panneau solaire avec l'ondulation de puissance provoquée par la modulation de la tension.

Si la modulation se produit en un point de fonctionnement dans le secteur au-dessus du MPP (région B), la phase de l'ondulation de puissance de sortie sera déphasé de 180 degrés par rapport à la tension. Dans le cas spécial où le point de fonctionnement est exactement au MPP, l'ondulation de puissance aura deux fois la fréquence de l'ondulation de tension et elle aura une très basse l'amplitude.

Cocconi et Rippel introduisent alors la composante du signal de puissance de sortie à "un détecteur synchrone" qui est synchronisé sur l'ondulation de tension alimentation. Ce détecteur analyse la phase et la grandeur du signal et produit un signal d'erreur proportionnel à la distance du point de fonctionnement au MPP. Le signal d'erreur est intégré et envoyé dans la commande du MLI du convertisseur DC-DC.

L'avantage de cette méthode est que l'analyse de phase et d'amplitude fournit des informations au sujet de l'endroit du MPP. En outre, le signal de sortie intégré du détecteur synchrone converge lentement vers zéro pendant que le point de fonctionnement approche le MPP. Ceci tient compte de la tension  $V$  de fonctionnement pour être lentement ajusté vers  $V_{mp}$ . Il n'y aura aucune oscillation continue autour du MPP provoqué par une largeur fixe de pas du MPPT. La seule oscillation se produisant avec cette méthode est la modulation 100Hz de la tension de fonctionnement.



L'inconvénient de cette méthode est la difficulté en à évaluer des amplitudes très basses du signal. La composante du signal de puissance de sortie est beaucoup plus petite que la composante continue et contiendra un niveau élevé de bruit de commutation dû au convertisseur de DC-DC. Ce bruit peut être filtré à l'aide des filtres passe-bande de grand ordre, mais ceci aboutira à d'autres pertes dans l'amplitude du signal. Quand le point de fonctionnement approche finalement le MPP, l'amplitude du signal diminuera après et rendra difficile la tâche au détecteur synchrone pour maintenir le signal de sortie stable.

Une augmentation de l'amplitude du signal de modulation pour améliorer le rapport signal sur bruit mènera également à des oscillations plus élevées au MPP et augmentera donc des pertes de puissance même dans les états environnementaux stables [HAN99].

### 3.5 Méthode avec contre réaction du courant

Dans toutes les méthodes MPPT présentées jusqu'ici, une mesure de I et V a été employée pour obtenir des informations sur la puissance actuelle de sortie du panneau. Basé sur cette information le mécanisme MPPT a ajusté la tension V de sortie de panneau pour déplacer le point de fonctionnement des piles solaires plus près de leur MPP.

Sullivan et Powers [SP93] ainsi que HANNES [HAN99] présentent une nouvelle méthode MPPT en utilisant seulement une mesure de courant pour obtenir l'information sur le point opérationnel actuel du système.

Leur méthode est fondée sur l'hypothèse que l'ensemble de la batterie du système fonctionne toujours à un niveau de tension presque constant. Par conséquent une maximisation de la puissance introduite dans la batterie serait égale à maximiser le courant de charge de batterie  $I_b$ .

Ceci signifie qu'au lieu de trouver et de réduire  $dP/dt$  au minimum, cette technique cherche à commander et réduire au minimum le dérivé  $dI_b/dV$ . L'information obtenue de la mesure du courant est interprétée de la même manière car le signal de puissance a été employé dans les méthodes de poursuite précédentes. Ceci signifie que les méthodes analogiques MPPT comme proposées par Sullivan et Powers ou méthodes à base de microprocesseur comme proposées par HANNES [HAN99] avec les algorithmes standard de MPPT sont applicables. L'avantage de cette méthode est qu'elle n'est pas complexe, contrairement aux méthodes mentionnées ci-dessus, elle ne demande d'étages de circuiterie nécessaires pour capturer et multiplier deux paramètres d'emploi différents. le courant d'entrée de la batterie maximisé  $I_b$  est égal au courant d'entrée du convertisseur DC-DC, cette approche a les mêmes

restrictions que les techniques qui maximisent la puissance à la sortie du hacheur : elle dépend de la batterie comme charge. Le risque de maximiser la dissipation de puissance dans les enroulements d'un moteur à courant continu a été déjà mentionné au début de la section 3.4. Mais il y a d'autres problèmes se produisant sans le buffer de batterie mettant la tension à un niveau presque constant: maximiser la puissance est seulement équivalent à maximiser le courant si une élévation du courant est toujours associée avec une élévation de puissance. En termes mathématiques ceci signifie que le dérivé  $\frac{dP_b}{dI_b}$  doit être strictement supérieure à zéro.

Ceci peut être exprimé comme:

$$0 < \frac{V_b}{I_b} + \frac{dV_b}{dI_b} < \infty$$

### Conclusion :

On a présenté dans ce chapitre l'état de l'art concernant la poursuite du point de puissance maximale d'un panneau solaire, on a vu que chaque méthode présentait des avantages et des inconvénients, la suite de notre travail sera limité à l'étude, la simulation et la conception de la méthode Perturber et Observer et ses versions améliorées.

# Chapitre 4

## Simulation et évaluation des résultats

Les simulations sont un outil très puissant pour évaluer l'exécution théorique de différents systèmes. Le dispositif à l'essai peut être actionné dans des conditions facilement contrôlables et son exécution peut être surveillée avec précision. Le processus de la simulation lie les deux parties majeures d'une conception d'un système: le contour théorique et la réalisation d'un prototype. En conclusion, puisque on peut faire facilement des changements dans une conception simulée, il est possible de l'expérimenter avec un ensemble large de variations afin de trouver la solution optimale.

Puisque les méthodes numériques des MPPT fournissent une meilleure commande que des techniques analogiques et sont essentiellement indépendantes des influences environnementales sur l'exécution, mais l'aspect provocant de la conception d'un contrôleur numérique pour des applications de MPPT est l'inclusion d'un dispositif de temps discret dans un environnement de temps continu. Ceci le rend impossible d'obtenir une fonction de transfert pour l'analyse conventionnelle de la stabilité et de l'exécution dynamique du système.

Le logiciel Matlab de Math Works'® inclut l'outil Simulink® de simulation. Il fournit la possibilité de simuler les systèmes mixtes (continus et discrets). Ceci convient à le mettre en application pour examiner et évaluer le système numérique MPPT P&O présenté au chapitre 3.

On établie avec Simulink® les sous-ensembles physiques tels que le panneau solaire, la charge, le hacheur et le contrôleur MPPT en tant qu'unités indépendantes et pour vérifier leur fonctionnalité appropriée. Enfin ces sous-ensembles peuvent être combinés pour former un système d'alimentation photovoltaïque complet avec contrôle MPPT comme représenté sur la figure 4.1.

Dans ce qui suit nous allons clarifier comment ont été modélées et sur quelles équations mathématiques sont basées les divers blocs.

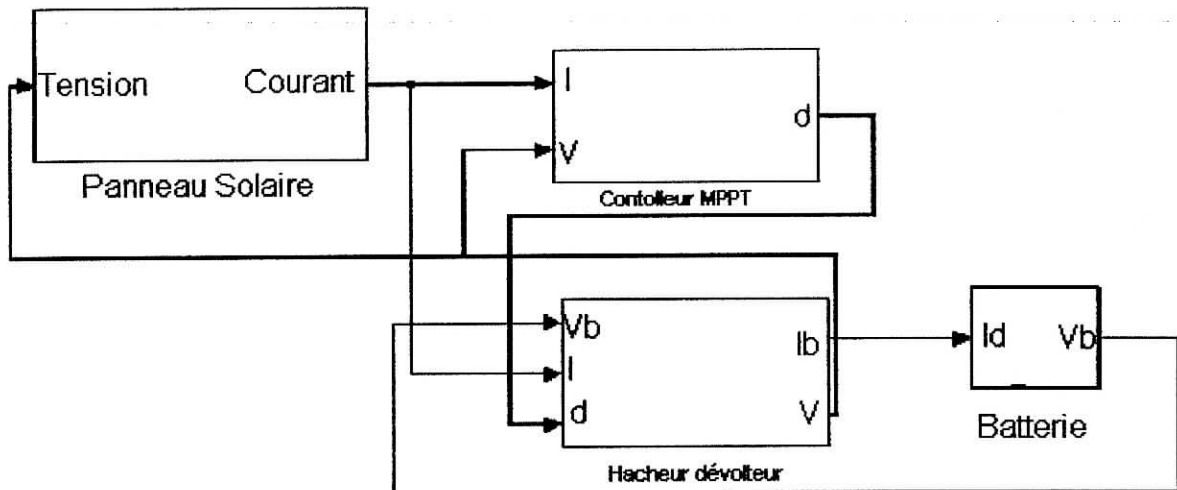


Figure 4.1 schéma fonctionnel du système global d'alimentation solaire.

#### 4.1 Simulation des composants du système :

Le panneau solaire commandé par MPPT est simulé comme étant une combinaison de sous blocs représentés par le schéma 4.1. Les différents sous blocs représentent les parties physiques réelles du système d'alimentation. Leurs modèles sont basés sur les équations caractéristiques dérivées dans les chapitres précédents.

##### 4.1.1 Panneau solaire :

Le modèle mathématique d'une cellule photovoltaïque a été donné dans la section 2.1.3 comme:

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

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

$$I_{s1} = K_1 T^3 e^{-\frac{E_g}{kT}},$$

$$I_{s2} = K_2 T^{\frac{5}{2}} e^{-\frac{E_g}{kT}},$$

Les blocs séparés sont créés pour les deux courants de diode Id1 et Id2, et le photo courant produit  $I_{ph}$ . L'intercommunication de ces différents sous-ensembles rapporte le modèle final de simulation du panneau solaire. Le schéma fonctionnel résultant est montré sur la figure 4.3. Les valeurs pour la température T des cellules, l'insolation S, et le nombre des cellules photovoltaïques en série z sont accessibles en tant que variables externes et peuvent être changées à n'importe quel moment pendant le procédé de simulation. Ceci permet d'observer et d'évaluer la réaction du système aux changements soudains des conditions de fonctionnement.

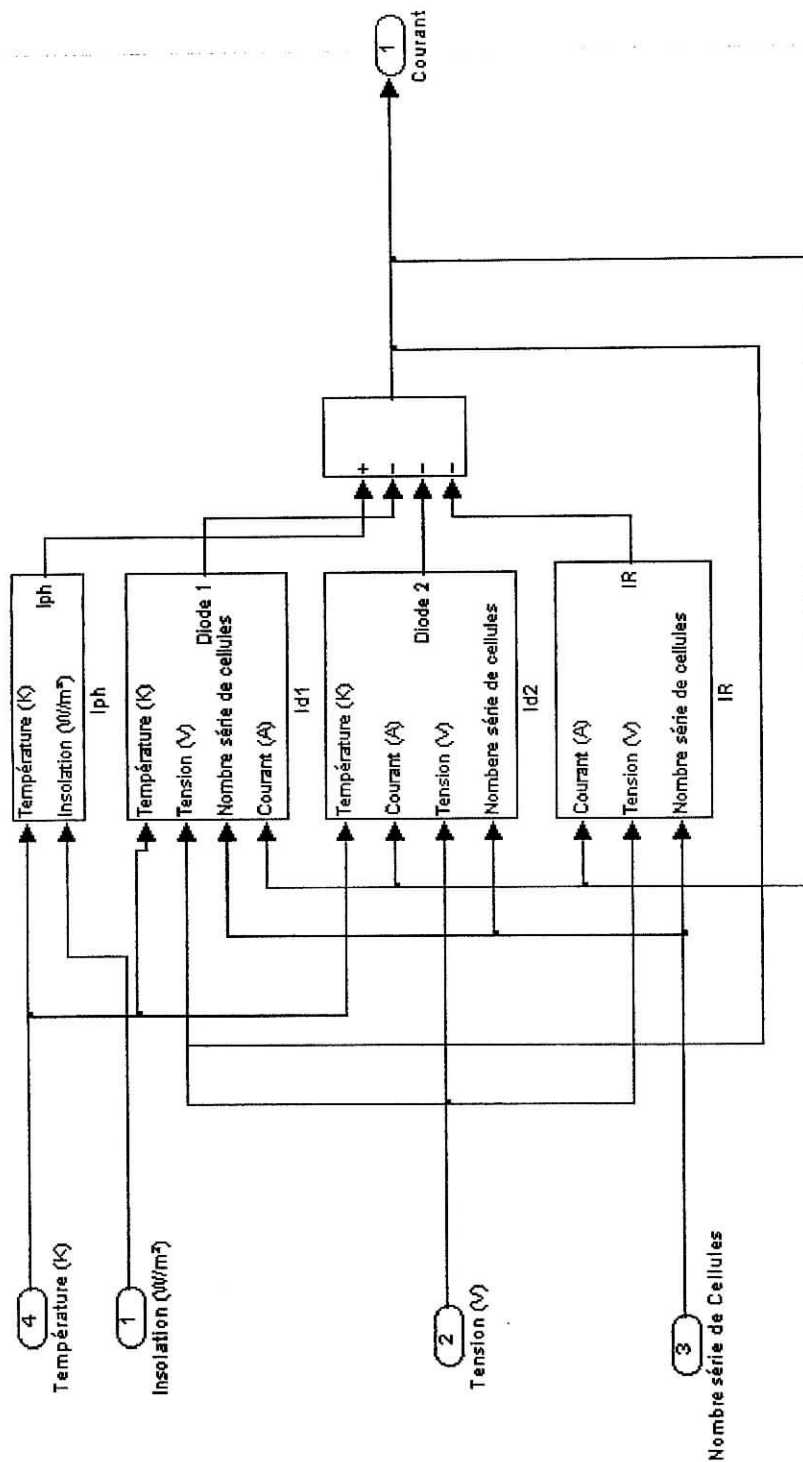


Figure 4.2 schéma fonctionnel de panneau solaire sous simulink®

#### 4.1.2 Modélisation de la batterie:

Dans la section 2.2 on a présenté un modèle de circuit équivalent pour une batterie d'acide de plomb (figure 1.14). Une description mathématique a été donnée sous la forme d'une fonction de transfert dans (1.17) :

$$Z(s) = \frac{s^2 a_2 + s a_1 + a_0}{s^2 b_2 + s b_1 + b_0}, \quad (4.1)$$

Les coefficients  $a_i$  et  $b_j$  ont comme expressions l'équation (1.18). Pour les simulations, cette équation a été représentée par un bloc simple de fonction de transfert, qui accepte les coefficients des polynômes donnés directement. La capacité équivalente  $C_{bp}$  de la batterie a été déterminée en utilisant l'équation (1.14) et les données spécifiées par le fabricant de la batterie.

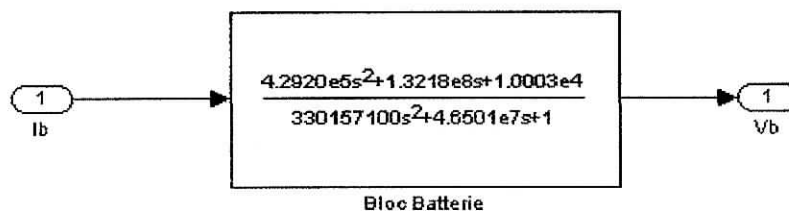


Figure 4.3 schéma bloc de la batterie sous simulink®

#### 4.1.3 Modélisation de l'hacheur dévolteur (Buck) :

Les divers modèles mathématiques des trois types de convertisseur (le dévolteur, survolteur et dévolteur-survolteur) ont été donnés au chapitre 2. Pour les simulations un modèle qui décrit le comportement en régime permanent du convertisseur est nécessaire aussi bien que son régime dynamique.

Pour cette modélisation on choisit le hacheur dévolteur (Buck) pour la simulation et l'évaluation des résultats.

Les équations de base pour le hacheur dévolteur ont été données dans la section 2.1.3 comme expressions (2.2) (2.322) pour la période de temps  $dT_s$  et (2.423) (2.625) pour  $d'T_s$ . Elles peuvent être employées pour obtenir une description du système ramenée à une moyenne en utilisant l'équation (2.35):

$$\begin{aligned}\frac{dv}{dt} &= \frac{1}{C_1}[i - di_1], \\ \frac{dv_b}{dt} &= \frac{1}{C_2}[i_1 - i_b], \\ \frac{di_1}{dt} &= \frac{1}{L}[dv - v_b].\end{aligned}\tag{4.1}$$

Quand la dérivée  $\frac{d}{dt}$  (d'une variable) est égal à zéro (cas d'équilibre), ces équations sont équivalentes au modèle équilibré en continu dérivé dans la section 2.3.1 donnant les expressions (2.27) (2.29).

Si  $\frac{d}{dt} \neq 0$ , les équations (4.1) représentent la dynamique désirée du système. Elles doivent être introduites dans une forme qui est convenue pour relier l'ensemble avec le reste du système d'alimentation simulé:

$$i_b = i_1 - C_2 \frac{dv_b}{dt},\tag{4.2}$$

$$i_1 = \frac{1}{b}(i - C_1 \frac{dv}{dt}),\tag{4.3}$$

$$v = \frac{1}{d}(v_b + L \frac{di_1}{dt}).\tag{4.4}$$



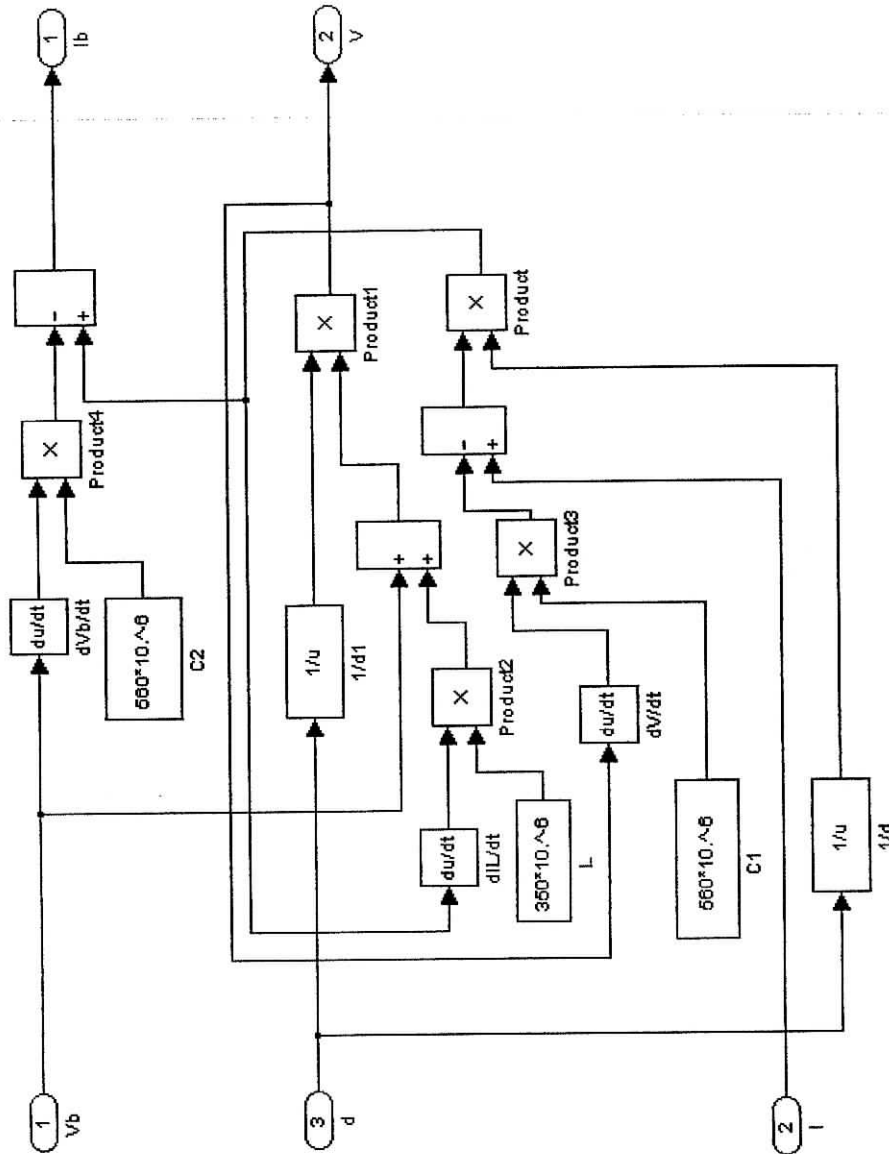


Figure 4.4: Schéma fonctionnel pour la simulation d'un convertisseur dévolteur (Buck) sous simulink®.

**4.2 Simulation du contrôleur MPPT :**

Les systèmes simulés de MPPT commandent directement l'entrée de MLI du hacheur en ajustant son rapport cyclique  $d$  avec un pas  $\Delta d = 0.001$ . Ce nombre est expérimentalement choisi pour convenir à la poursuite du MPP en terme vitesse, précision, et fiabilité.

Ces systèmes comprennent un bloc de table de vérité et plusieurs opérateurs logiques sont utilisés pour tenir compte des états conditionnels du système.

La figure 4.7 montre le schéma contrôleur avec la tension de panneau  $v$  et son courant  $i$  en tant que valeurs d'entrée et le rapport cyclique  $d$  comme sa valeur de sortie.

4.2.1 La méthode P&O simple:

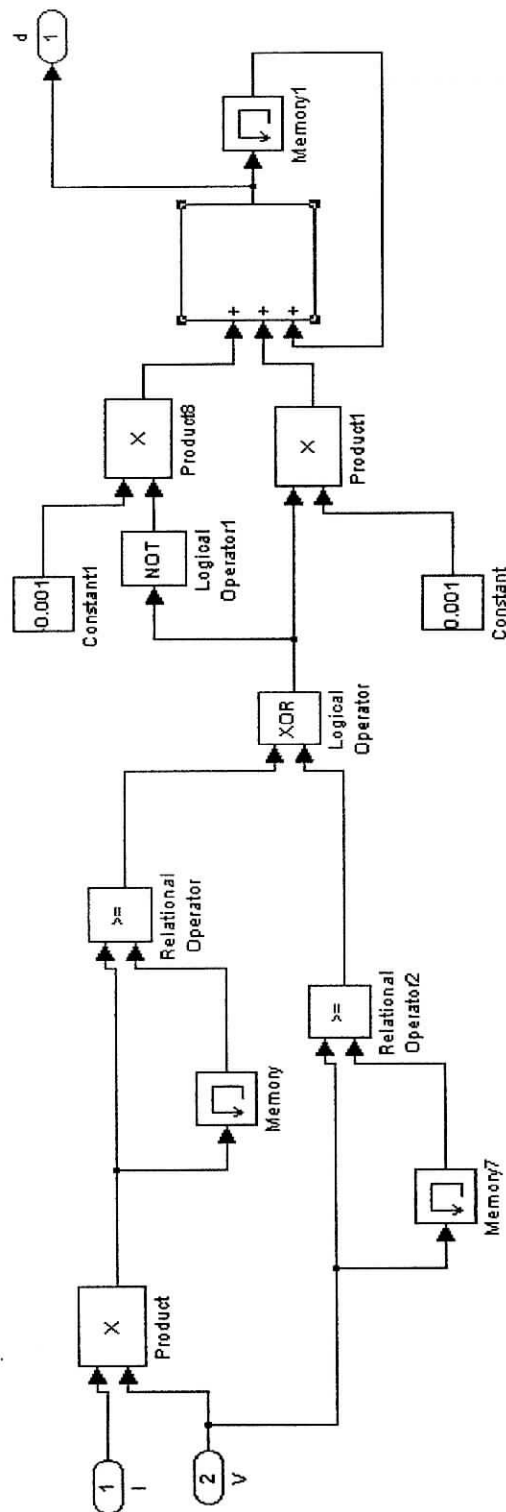


Figure 4.5 Schéma bloc du contrôleur MPPT par la méthode P&O simple sous simulink®.

4.2.2 La méthode P&O améliorée :

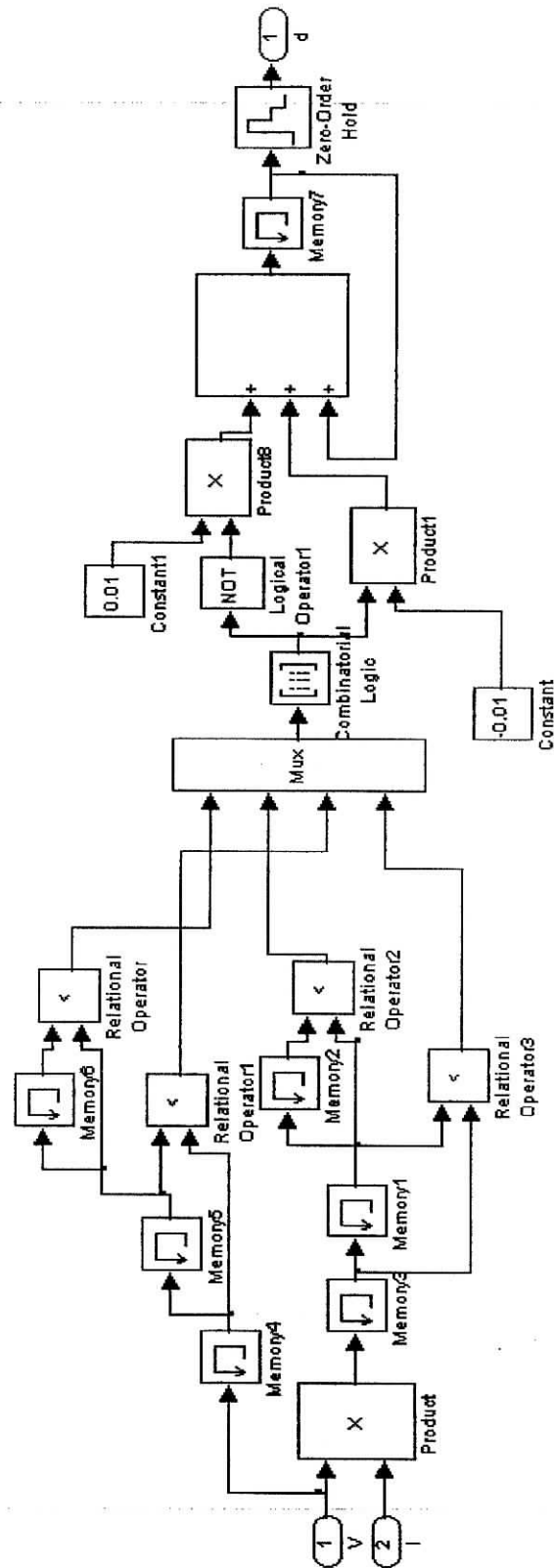


Figure 4.6 Schéma bloc du contrôleur MPPT par la méthode P&O améliorée sous simulink®.

### 4.3 Simulation du système global:

La seule manière d'évaluer le fonctionnement d'un contrôleur digital dans un système analogique avant d'établir le prototype réel est la simulation.

Simulink® fournit non seulement des méthodes pour aborder la complexité du système discret-continu, mais simule également les changements des conditions de fonctionnement dans l'environnement. Les ombres des structures, de la végétation, et des nuages auront comme conséquence des changements soudains de l'insolation, qui mènent à leur tour à un changement correspondant de la température des cellules. Les simulations fournissent le moyen valable d'évaluer les diverses techniques MPPT présentées précédemment et d'analyser leur comportement sous les mêmes conditions de fonctionnement.

Les méthodes concernées par la simulation sont :

- La méthode perturber et observer (P&O) simple.
- La méthode perturber et observer (P&o) améliorée.

Les opérations à effectuer dans le changement de l'environnement lors de la simulation sont :

- Changement linéaire de la température.
- Changement linéaire et lent de l'insolation.
- Changement linéaire et rapide de l'insolation (Pour comparer les deux méthodes).

Le reste du système d'alimentation solaire à simuler comprend un panneau solaire de 36 cellules en série, un hacheur dévolteur et une batterie.

Les simulations du même système avec les mêmes changements de l'environnement avec les autres types d'hacheurs (survolteur et dévolteur-survolteur) sont représentées dans l'annexe A.

#### 4.3.1 Simulation du contrôleur MPPT P&O simple dans un environnement stable :

Un environnement stable c'est un environnement qui est à insolation et à température constantes. Il s'agit de vérifier le comportement du contrôleur dans cet environnement.

Dans cette partie, on fixe la température et l'insolation dans leurs valeurs standard c'est-à-dire respectivement à 25°C et 1000 W/m<sup>2</sup>, et on observera après, la réaction de la puissance de la charge et le rapport cyclique  $d$  engendré par le contrôleur MPPT

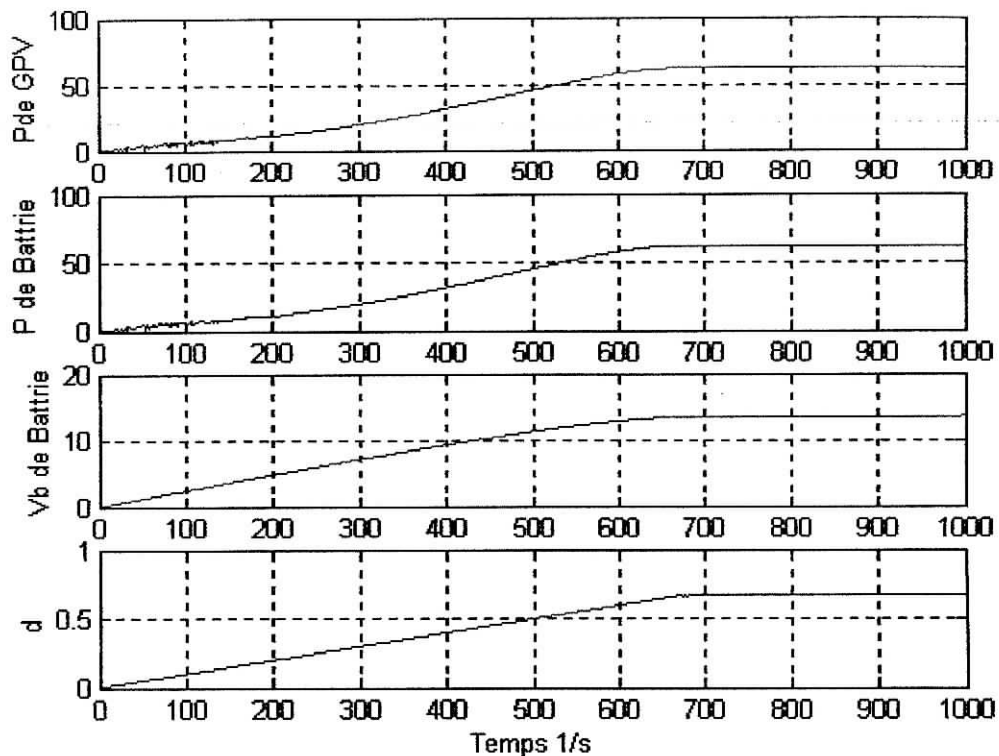


Figure 4.7: La puissances du panneau et batterie dans le cas des conditions normales de fonctionnement ( $1000\text{W/m}^2$  et  $25^\circ\text{C}$ ).

On remarque d'abord que la courbe de la puissance en provenance du générateur photovoltaïque coïncide exactement avec celle qui est transmise à la batterie, cela est expliqué par le fait qu'on a implémenté un modèle idéal pour le hacheur.

Les graphes ont deux états :

- Etat transitoire.
- Etat permanent.

L'état transitoire indique la rapidité du contrôleur, sa longueur est fonction de la largeur du pas de perturbation de la tension  $V_{ref}$ .

A l'état permanent, la valeur de la puissance se stabilise à environ de  $60\text{W}$ , cette valeur représente exactement le MPP du panneau solaire de 36 cellules montées en série pour les conditions normales d'insolation et de température (voir Chapitre 1 figure 1.11) cela veut dire que le mécanisme a vraiment suivi le point de puissance maximale.

En agrandissant la figure de la puissance de la batterie à son état permanent on a obtenu la figure 4.8.

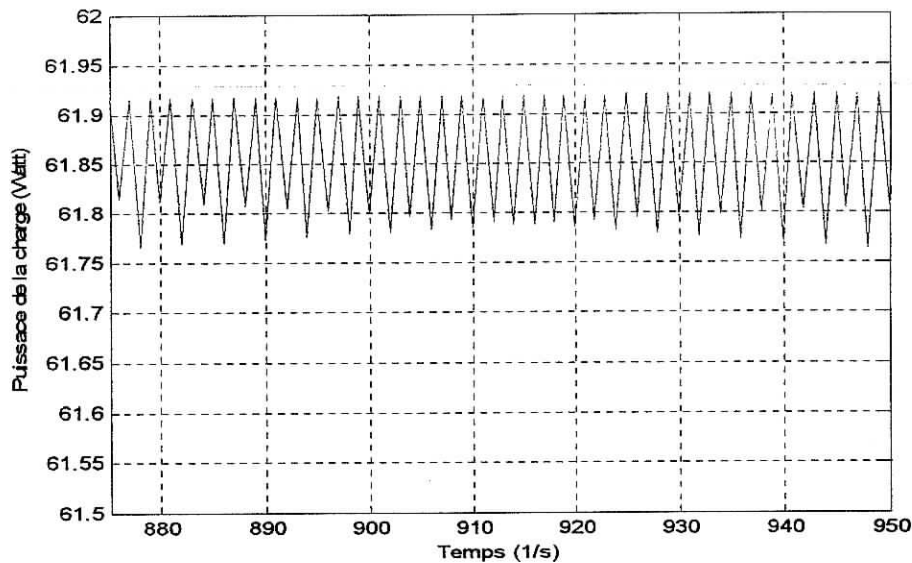


Figure 4.8 : Oscillation de la courbe de puissance de charge dans l'état permanent.

Cette figure indique un phénomène oscillatoire de la puissance autour de son MPP comme discuté dans la section 3.4.1.

#### 4.3.2 Simulation du contrôleur MPPT P&O simple dans un environnement instable :

On change maintenant les caractéristiques de l'environnement, et on visualise la réaction du système MPPT.

##### 4.3.2.1 Cas de changement de Température :

Dans ce cas on varie la température dans 3 périodes, la première période ([0 800]) la température est égale à 0°C, la deuxième période ([800 1200]) la température varie linéairement de 0°C à 20°C, et la troisième période ([1200 1400]) la température est fixée aux environs de 20°C. On obtient la figure 4.10 :

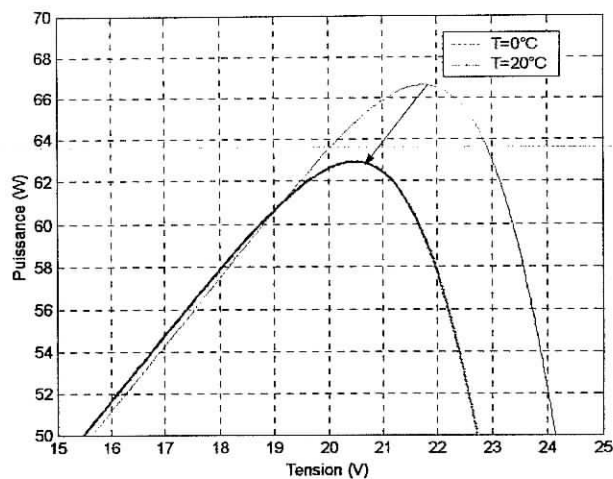


Figure 4.9 déplacement de MPP lors de changement de température de 0°C à 20°C.

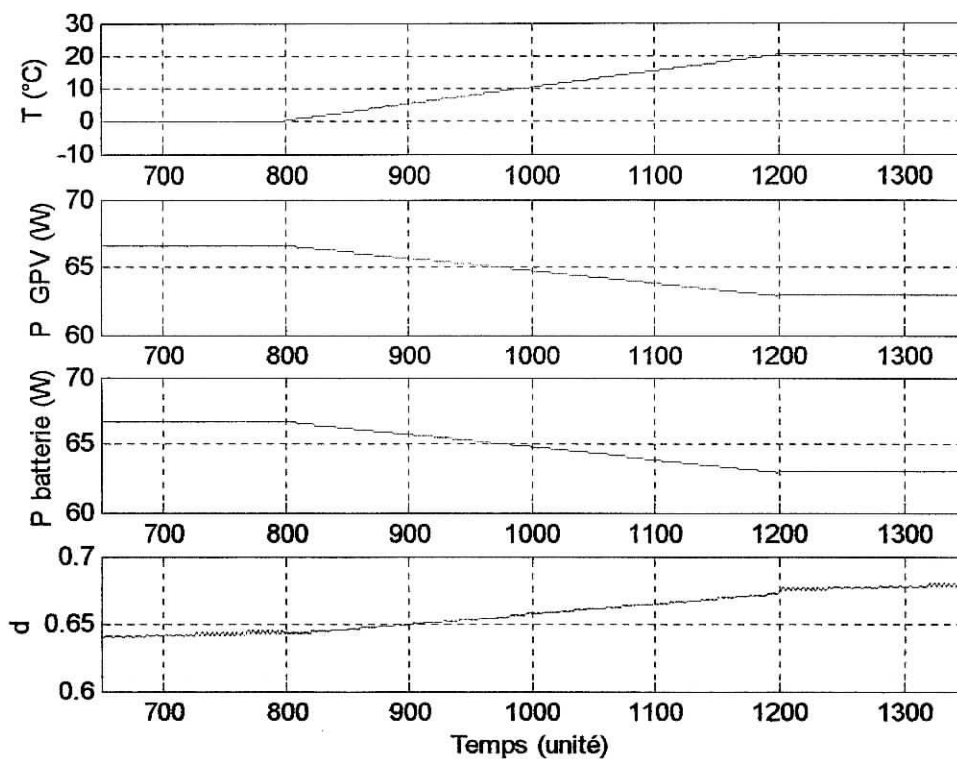


Figure 4.10 : Les puissances du panneau et de la batterie et le rapport cyclique  $d$  dans le cas d'un changement de température pour une insolation  $1000W/m^2$  constante.

On remarque que le mécanisme suit correctement le point de puissance max, sans effectuer un retard ou une chute de puissance considérable.

#### 4.3.2.2 Cas de changement normal d'insolation :

Dans ce cas on varie l'insolation dans 3 périodes, la première période ([0 1500]), l'insolation est égale à  $400 \text{ W/m}^2$ , la deuxième période ([1500 2500]) l'insolation varie linéairement de  $400 \text{ W/m}^2$  à  $1000 \text{ W/m}^2$ , et la troisième période ([2500 3000]) l'insolation est fixée aux environs de  $1000 \text{ W/m}^2$ . On obtient la figure 4.12 :

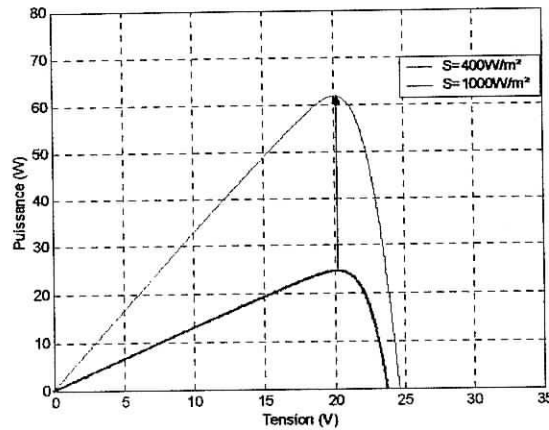


Figure 4.11 déplacement de MPP lors de changement de l'insolation de  $200 \text{ W/m}^2$  à  $1000 \text{ W/m}^2$ .

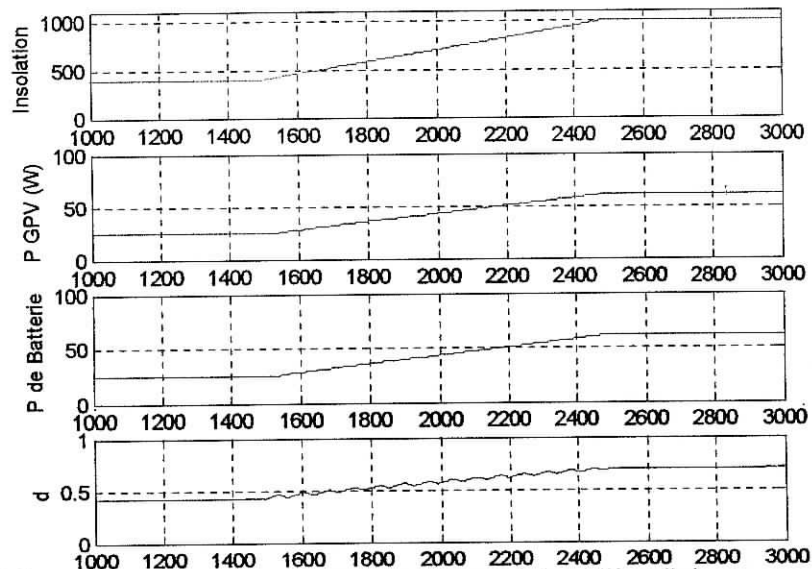


Figure 4.12 La puissances du panneau et de batterie et le rapport cyclique  $d$  dans le cas d'un changement d'insolation pour une température de  $25^\circ\text{C}$  constante



**4.3.2 La méthode P&O améliorée :**

Les tests effectués sur la méthode P&O simple sont reconduits pour la méthode P&O améliorée.

**4.3.2.1 Cas d'un environnement stables :**

Les conditions stables de l'environnement appliquées pour la méthode P&O sont valables pour la méthode P&O améliorée, on aura la figure 4.13

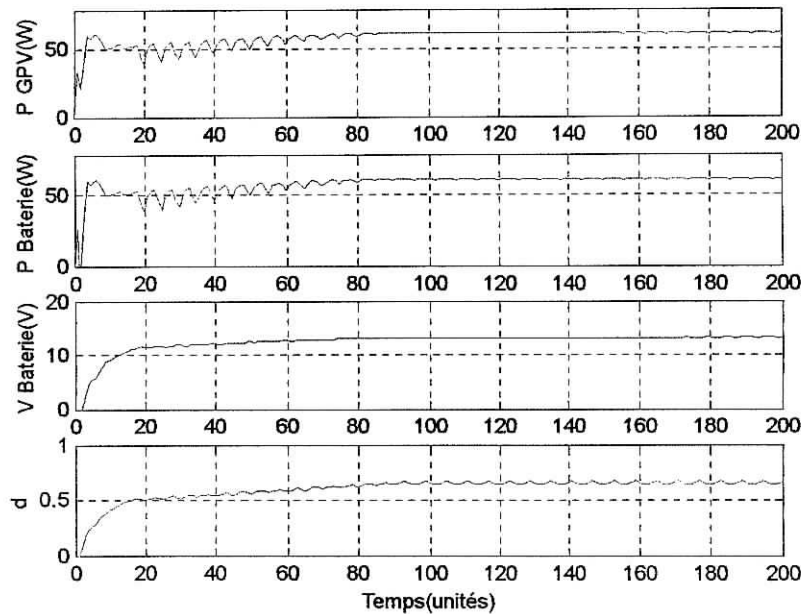


Figure 4.13 Les puissances du panneau et de la batterie, la tension de la batterie et le rapport cyclique d dans un environnement stable ( $T=25^{\circ}\text{C}$   $S=1000\text{W/m}^2$ ).

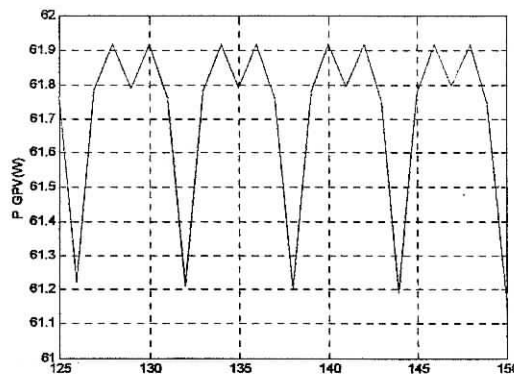


Figure : 4.14 Oscillations de la courbe de puissance de charge dans l'état permanent

La version améliorée de la méthode P&O ne corrige pas le phénomène oscillatoire de puissance qui est un inconvénient capital pour la méthode.

#### 4.3.2.2 Changement lent d'insolation :

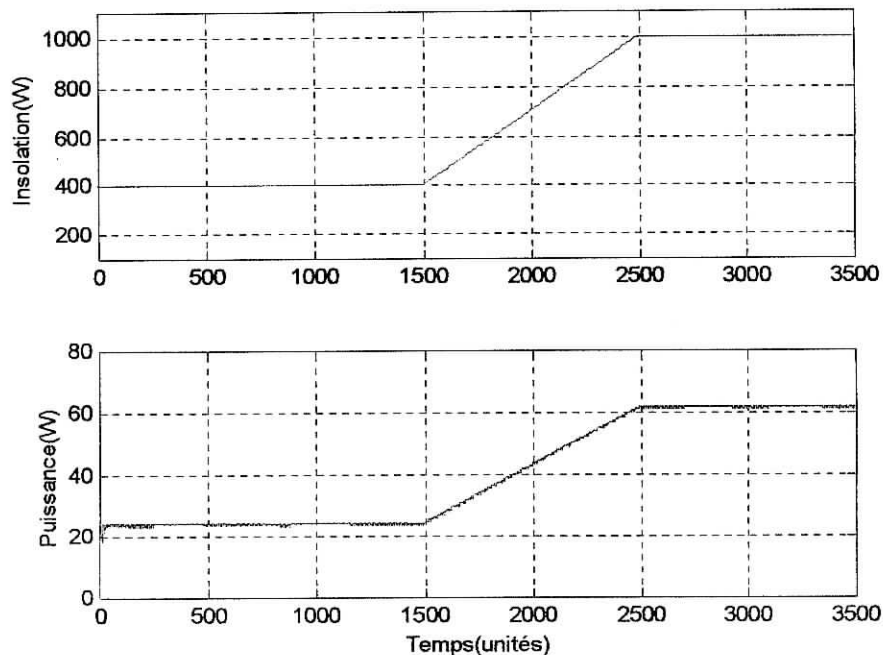


Figure 4.15 Courbe de puissance du GPV dans le cas de changement lent de l'insolation

La figure ci-dessus représente la puissance du générateur photovoltaïque contrôlé par le contrôleur MPPT (méthode P&O améliorée), cette puissance suit la variation de l'insolation (point par point), le système suit donc le changement de l'insolation dans un environnement instable.

### 4.3.2.3 Changement rapide de l'insolation :

Dans ce cas on change l'insolation rapidement comme montré sur la figure 4.16 :

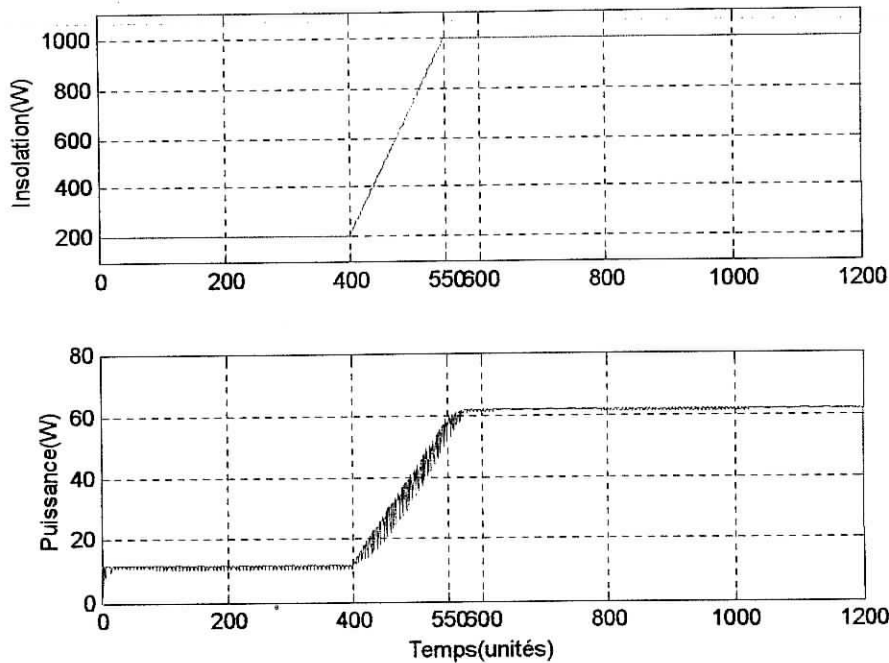


Figure 4.16 Courbe de puissance du GPV dans le cas de changement rapide de l'insolation

La figure 4.16 montre que le système répond immédiatement au le changement rapide de l'insolation, avec le contrôleur MPPT (P&O améliorée), le système d'alimentation solaire travail autour du MPP quelque soit le changement d'insolation dont il transfère la puissance maximale.

### 4.4 Comparaison entre les deux méthodes :

On n'a vu que les deux méthodes P&O simple et améliorée ont donné un résultat satisfaisant et conforme avec la théorie.

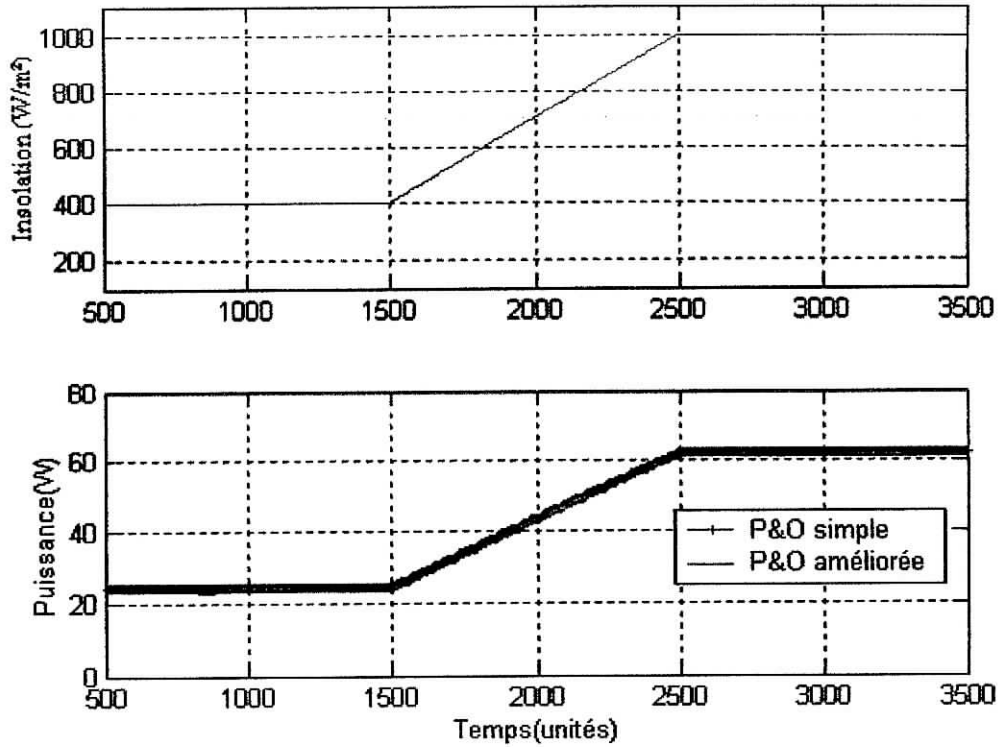


Figure 4.17 Courbes de puissance du GPV dans le cas de changement lent de l'insolation (P&O simple et P&O améliorée)

L'avantage de la méthode P&O améliorée par rapport à la méthode P&O simple selon le chapitre 3 est que la première poursuit correctement le MPP dans le cas d'un changement rapide d'insolation contrairement à la deuxième qui présente des anomalies dans ce cas.

Dans ce qui suit, on va effectuer un changement rapide d'insolation et voir après la réaction du système d'alimentation solaire simulé pour les deux méthodes ; l'insolation sera variée linéairement dans un intervalle très réduit ([400 600] unités de temps) de 200W/m<sup>2</sup> à 1000W/m<sup>2</sup>.

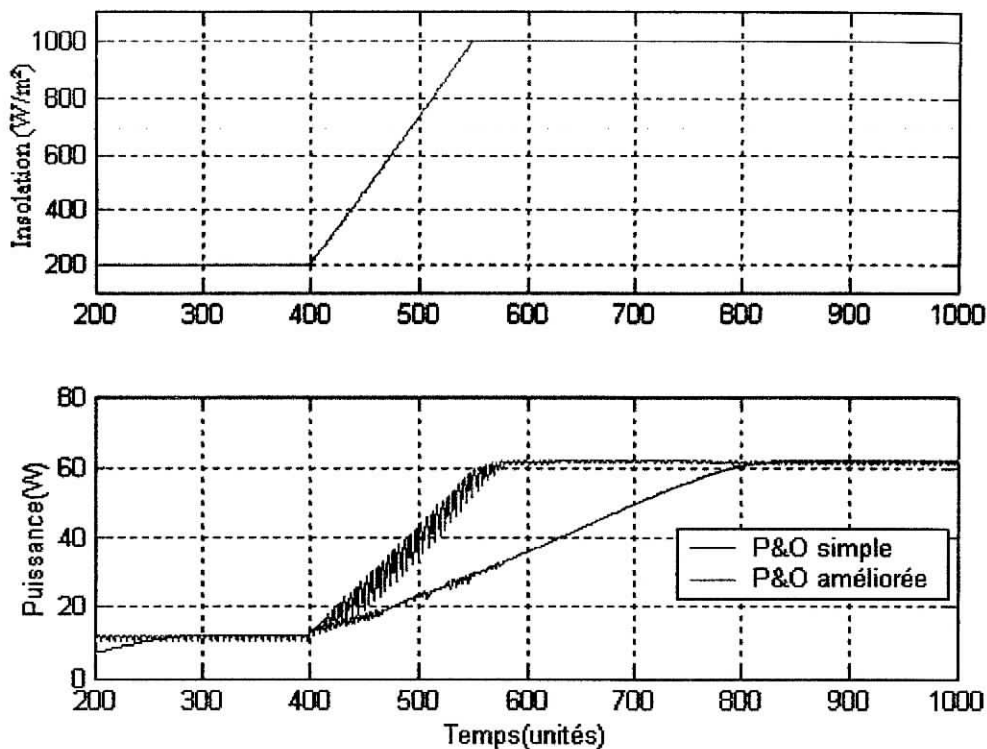


Figure 4.18 Courbes de puissance du GPV dans le cas d'un changement rapide de l'insolation (P&O simple et P&O améliorée)

La figure 4.18 montre le résultat de la simulation du système pour chaque méthode dans le cas d'un changement rapide d'insolation. Cette figure montre clairement que la méthode améliorée (graphe rouge) a immédiatement poursuivi le MPP sans faire de retard considérable alors que la méthode simple (graphe bleu) n'a pas pu suivre exactement la pente de variation de l'insolation, elle n'a rattrapé le MPP qu'après l'écoulement de 5/2 du temps de variation de l'insolation ce qui est défavorable en terme de dissipation de puissance.

#### 4.5 Conclusion :

On n'a pris dans ce chapitre les modèles mathématiques de chaque élément du système global pour pouvoir l'implémenter en forme de bloc dans de simulink®.

La simulation a compris la méthode P&O et sa version améliorée, elle a donné des résultats prévisibles et qui coïncident avec ce qui a été traité dans le Chapitre 3, ce qui prouve le bon fonctionnement des algorithmes correspondants aux méthodes simulées.

Cela donne le « feu vert » pour entamer la phase réalisation qui sera traitée dans le chapitre suivant.

# Chapitre 5

## Réalisation du contrôleur MPPT P&O

Une fois la simulation effectuée, l'étape suivante est de réaliser le contrôleur MPPT et le système photovoltaïque, Il s'agit dans ce chapitre d'implémenter l'algorithme MPPT P&O et sa version améliorée avec le PIC 16F876 de Microchip corporation et de réaliser ensuite le contrôleur MPPT.

### 5.1 Schéma bloc du contrôleur MPPT :

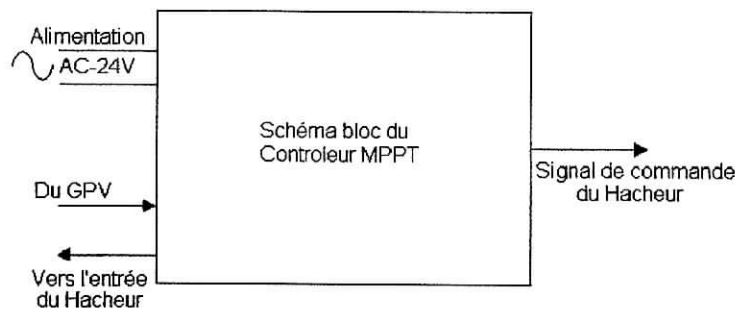


Figure 5.1: Synoptique du bloc contrôleur MPPT.

Le bloc Contrôleur MPPT présente comme entrée/sortie :

1. Alimentation AC-24V qui provient directement du transformateur 220V/2x12V.
2. Une entrée en provenance du générateur photovoltaïque.
3. Une sortie qui va directement à l'entrée de l'hacheur.
4. Le signal de commande du Hacheur généré par le contrôleur.

On peut subdiviser le schéma bloc du contrôleur MPPT en trois sous blocs :

1. Bloc alimentation.
2. Bloc capture.
3. Bloc contrôle.

Ces sous-blocs sont montrés dans la figure 5.2.

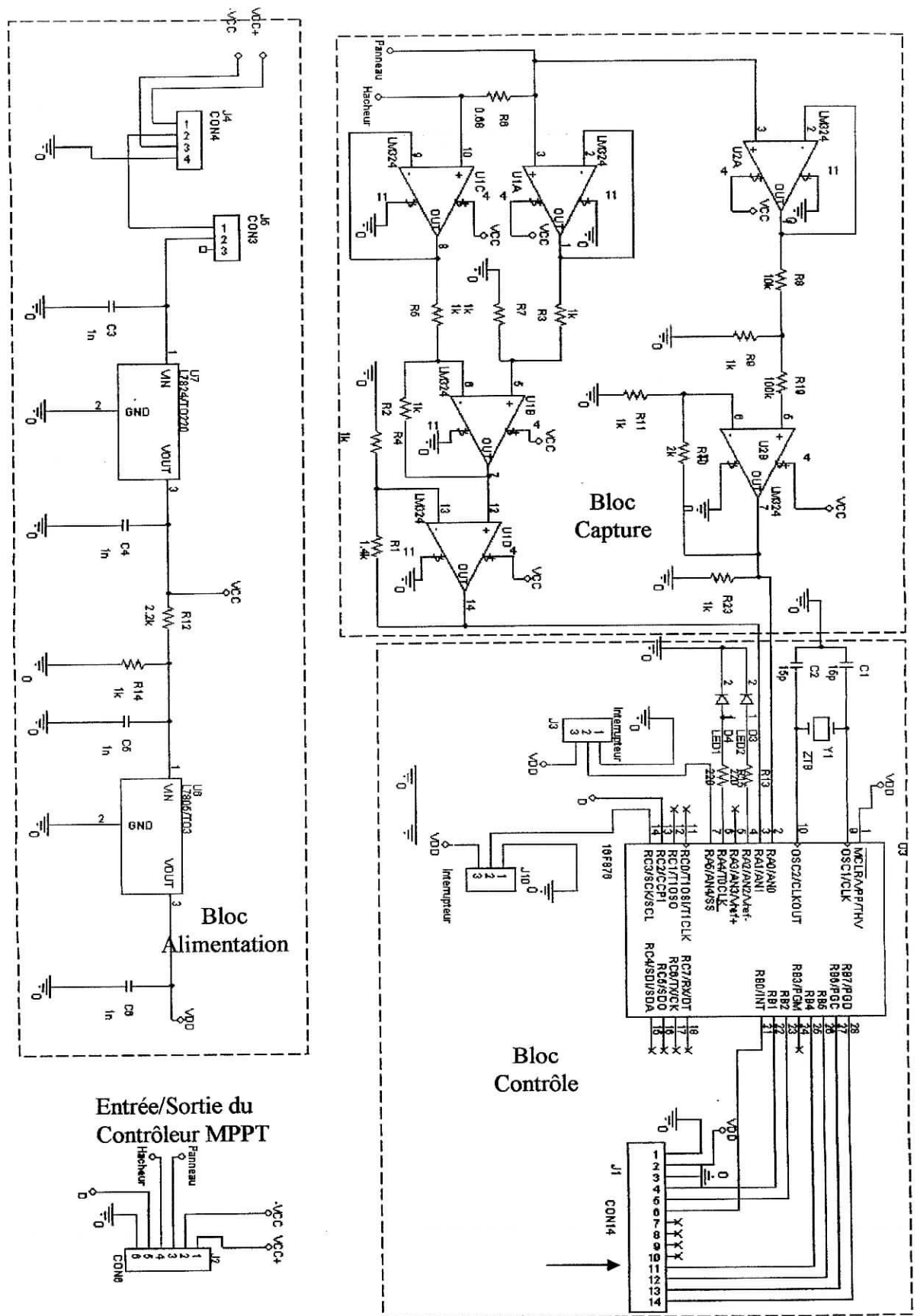


Figure 5.2: Schéma électronique du contrôleur MPPT



### 5.1.1 Bloc alimentation :

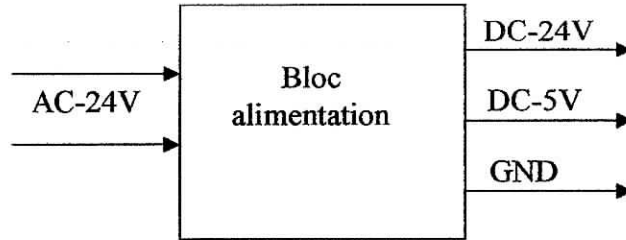


Figure 5.3: Synoptique du bloc d'alimentation

Ce bloc sert à extraire les deux niveaux de tensions 24V et 5V à partir de la tension sinusoïdale en provenance du transformateur.

- Le niveau 5V servira comme le signal  $V_{dd}$  du PIC et  $V_{cc}$  du LCD.
- Le niveau 24V sera le  $V_{cc}$  des amplificateurs opérationnels.

Pourquoi 24V ?

Les amplificateurs opérationnels montés en suiveurs auront à manipuler avec des signaux générés par le GPV qui arrivent à 22V (Voir annexe B).

Le sous bloc alimentation est constitué d'un pont redresseur pour rendre continu le signal transformateur, d'un interrupteur pour contrôler cette alimentation, deux régulateurs pour générer les deux niveaux 5V et 24V et une série de condensateurs pour assurer encore une stabilité meilleure.

Le schéma du bloc Alimentation est raccordé comme suit :

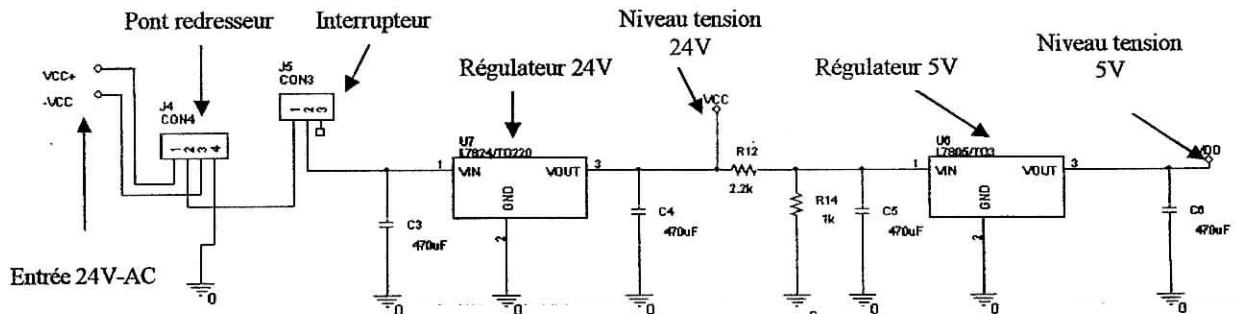


Figure 5.4: Schéma OrCAD du Bloc Alimentation

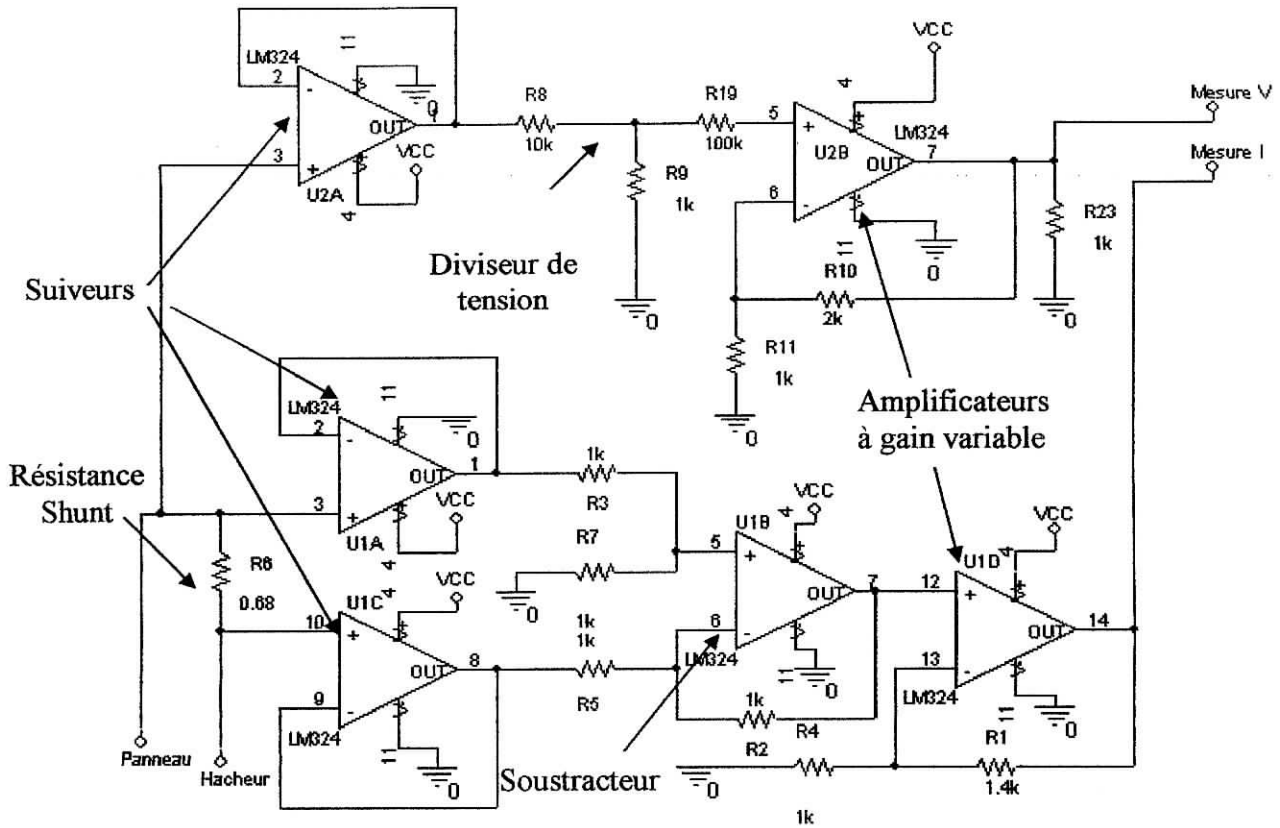


Figure 5.6: Schéma OrCAD du sous-bloc Capture

### 5.1.3 Bloc Contrôle :

C'est l'étage le plus important dans le système, il comprend le microcontrôleur qui fait la poursuite du point de puissance maximale et un outil d'affichage (le LCD) qui sert à visualiser à une limite prêt la puissance transmise à la charge (batterie) et le mode de fonctionnement du contrôleur (simple ou amélioré).

Le bloc Contrôle récupère à son entrée la mesure V et la mesure I et il génère le signal MLI qui attaquera l'élément de commutation du hacheur.

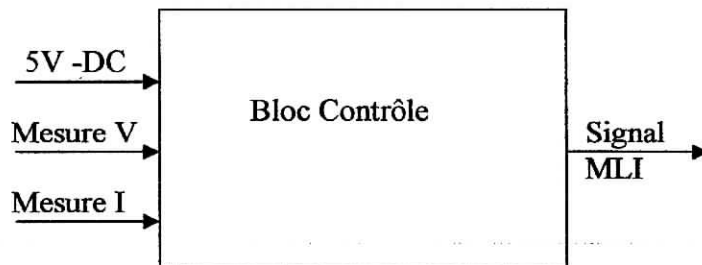


Figure 5.11 : Schéma bloc de l'étage contrôle.

Le microcontrôleur utilisé dans notre bloc est le PIC 16F876, son choix est convenable dans notre cas car il comprend d'une part des convertisseurs A/D et un module de génération du signal MLI, ce qui simplifie la circuiterie du système à réaliser, et d'autre part, son prix qui continue à baisser sur le marché vis-à-vis de ses performances le rend encore plus intéressant et la réalisation du système plus économique.

Les détails sur le PIC sont en Annexe B.

Pour programmer le PIC 16F876, on utilise l'assembleur du constructeur ou bien les langages évolués destinés pour les PICs. Les avantages et les inconvénients de ces outils sont détaillés en Annexe B.

Dans le cas de notre travail, on a choisi le *langage C* pour la programmation des PICs, et c'est pour les raisons suivantes :

1. La disponibilité du compilateur C.
2. La complexité du programme (multiplication, représentation en virgule flottante).
3. La limitation de la durée pour l'élaboration du projet.
4. Sa facilité par rapport à l'Assembleur et ses fonctions spéciales concernant le convertisseur A/D et la MLI.

Les programmes correspondants à l'algorithme MPPT P&O simple et sa version améliorée sont donnés en Annexe B.

## 5.2 Tests et résultats des mesures :

Après avoir réalisé le système global d'alimentation photovoltaïque, on a placé deux wattmètres en amont et en aval du hacheur pour mesurer respectivement la puissance du générateur photovoltaïque et la puissance transmise à la charge (Figure 5.12). On a placé une sonde de l'oscilloscope à la sortie du contrôleur MPPT pour visualiser le signal MLI généré et mesurer le rapport cyclique correspondant. Une résistance variable est aussi utilisée pour mesurer la puissance disponible du panneau (Figure 5.13).

Cette série de mesures nous permet d'avoir des informations sur l'efficacité du contrôleur MPPT (Puissance extraite du panneau / Puissance disponible du panneau), le rendement du hacheur (Puissance de charge/Puissance du panneau) et globalement la performance de la méthode MPPT utilisée.

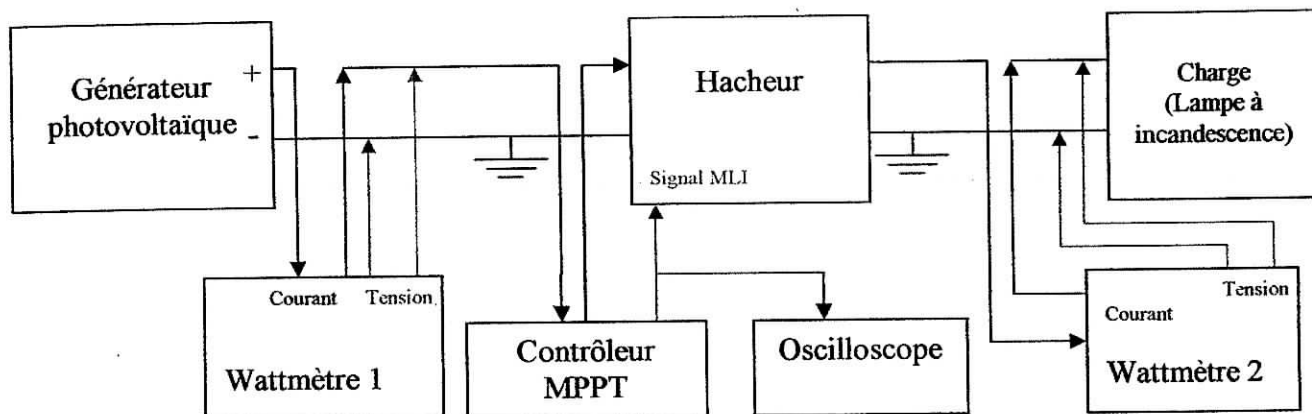


Figure 5.12 : Dispositif du système photovoltaïque expérimental pour le prélèvement des mesures.

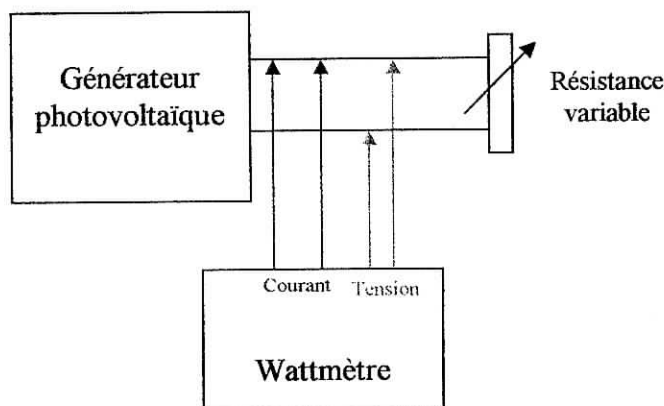


Figure 5.13 : Dispositif utilisant une résistance variable pour trouver la puissance disponible de G.P.V.

La mesure des paramètres se fait pour deux types de panneaux :

- Le premier panneau UDTS ayant des caractéristiques inconnues.
- Le deuxième panneau c'est le SM55 de SIEMENS, ses caractéristiques sont présentées en Annexe B.

Pour chaque mesure, on change l'emplacement du panneau de sorte à ce qu'il ait de nouvelles conditions environnementales et on note la valeur de la puissance extraite du GPV, la puissance de charge et le rapport cyclique du signal MLI comme représenté sur le Tableau 5.1

L'heure	Puissance GPV (W)	Puissance de charge (W)	Tension GPV (V)	Tension de charge (V)	Puissance disponible (W)	Efficacité du contrôleur MPPT (%)	Rendement du hacheur (%)	Rapport cyclique (%)
9 :20	18	12,5	16,1	79,8	18.2	98,2	69,44	44
9 :45	27	15	11,2	81	28	96,4	55,55	//
10 :45	24	15	15,3	96	24	100	62,5	18,2
11 :18	24	15	15	96,5	25	96,0	62,5	7,4
12 :50	9	5	14	52	9,5	94,7	55,55	50
13 :00	19	10	17,8	70	19	100	52,63	52
13 :05	19	12,5	13	80	20	95	65,78	25

Tableau 5.1. Résultats expérimentaux pour le panneau UDTs.

L'heure	Puissance GPV (W)	Puissance de charge (W)	Tension GPV (V)	Tension de charge (V)	Puissance disponible (W)	Efficacité du contrôleur MPPT (%)	Rendement du hacheur (%)	Rapport cyclique (%)
10 :50	26	20	15	102	27	96,2	57,7	22,2
11 :30	28	25	17,8	78	29	96,5	89,2	14,8
12 :10	28	20	14,2	105	29	96,5	71,4	16,7
12 :40	29	20	14,3	90,5	30	96,7	68,7	11,1
13 :50	30	20	14,3	105	30	100	66,7	5,1
13 :56	23	15	13	102,5	23,5	97,9	56,5	37,5
14 :00	30	20	12,7	103	30	100	66,6	6.2

Tableau 5.2. Résultats expérimentaux pour le panneau SIEMENS-SM55.

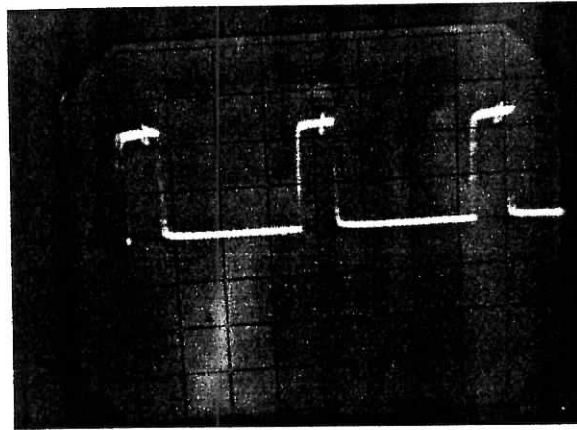


Figure 5.14 : Signal MLI généré par le contrôleur utilisant le SM55 à 10:50mm.

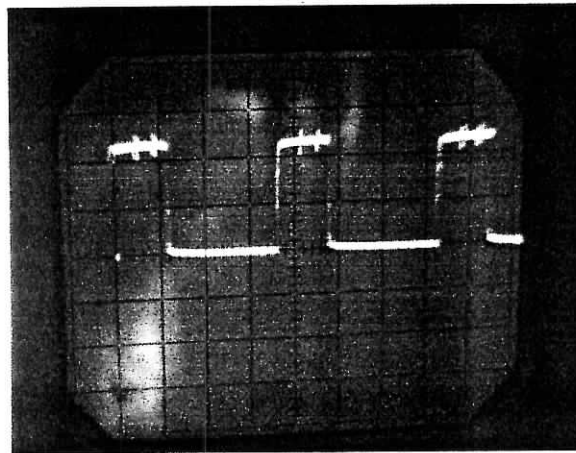


Figure 5.15: Signal MLI généré par le contrôleur utilisant le SM55 à 13h:56mm.

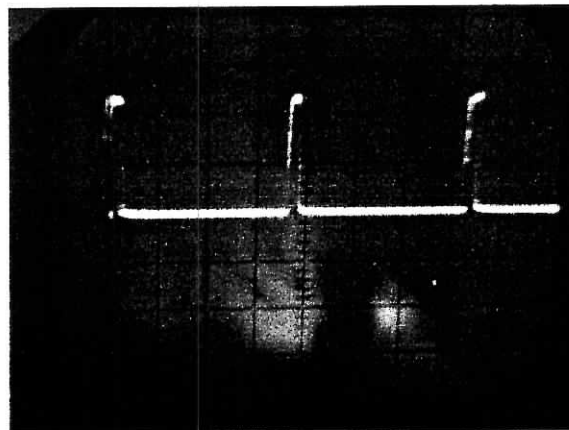


Figure 5.16: Signal MLI généré par le contrôleur utilisant le SM55 à 14h:00mm.

On remarque d'abord que la lampe à incandescence commence à s'éclairer et le rapport cyclique à osciller sur l'écran de l'oscilloscope jusqu'à ce qu'ils se stabilisent en donnant une valeur de puissance extraite très voisine de la puissance disponible du panneau.

On remarque aussi que le rendement du hacheur utilisé est très faible, cela revient à la valeur forte du courant qui circule dans le hacheur, et qui ne convient pas aux exigences du MOSFET utilisé. (Voir l'annexe B et [SOB03]).

La chute soudaine de la puissance extraite par le générateur photovoltaïque au cours du temps est expliqué par le fait de déplacer et réorienter le panneau solaire ou parfois un changement soudain d'insolation.

En changeant le pas de perturbation dans le programme, on a pu vérifier rapport vitesse/ taux d'ondulations de la puissance déjà discuté dans le Chapitre 3 section 3.4.1. Le meilleur choix du pas de perturbation trouvé expérimentalement dans notre cas pour ce compromis est  $C_p = 2$  (Voir l'annexe B).

## CONCLUSION GENERALE

Le travail que nous avons effectué avait comme objectif d'améliorer le rendement d'un système d'alimentation photovoltaïque en fixant son point de fonctionnement à sa de puissance optimale.

Un processus de poursuite du point de puissance maximale s'avérait indispensable vu que ce point bougeait de sa position selon la température et le niveau d'ensoleillement. Ce processus est le contrôleur MPPT qui recueille des informations du panneau et génère un signal MLI pour commander un hacheur intercalé entre le générateur photovoltaïque et la batterie.

Nous avons procédé à une étude globale et une extraction du modèle mathématique des différents organes constituant le système photovoltaïque à savoir : les cellules photovoltaïques et leurs comportement lors des changements environnementaux, les batteries, les hacheurs et leurs types ainsi que les différents types de stratégies MPPT proposées pour la poursuite du point de puissance maximale.

Il y a deux groupes principaux de méthodes MPPT, ceux qui utilisent les circuits analogiques et le contrôle classique par contre réaction, et d'autres qui utilisent un microprocesseur pour ajuster point de fonctionnement au MPP. Les systèmes analogiques ont l'avantage d'avoir des composants à prix réduit, mais sont plus problématiques pour le contrôle. Il est difficile de développer un système stable qui peut mettre le point de fonctionnement au MPP avec exactitude dans des conditions de fonctionnement extrêmes telles que les variations larges de la température qui se produisent dans un système photovoltaïque. Les systèmes à commande numérique ont l'avantage qu'un algorithme de poursuite du point de puissance maximale n'est pas influencé par des changements de la température et donc sera toujours très fiable et encore plus précis.

En se basant sur les modèles mathématiques des composants du système photovoltaïque déjà extraits, on a effectué avec Matlab SIMULINK une simulation du système photovoltaïque avec contrôle MPPT par la méthode P&O simple, puis avec sa version améliorée.



Les résultats obtenus de cette simulation étaient satisfaisants à savoir que la première méthode simulée n'atteindrait jamais le MPP mais elle oscillait autour, et qu'elle présentait une anomalie de poursuite dans le cas d'un changement rapide d'insolation. En outre, malgré l'amélioration de cette méthode afin de corriger cette anomalie de poursuite, le problème d'oscillations autour du MPP demeure un inconvénient remarquable pour cette méthode.

La réalisation et le test final du système photovoltaïque prouvent le bon fonctionnement des contrôleurs MPPT P&O réalisés en terme de poursuite du MPP, mais en effectuant un retard remarquable pour l'atteindre.

Il existe donc des possibilités pour l'exploitation et l'application de ce modèle dans de nombreux systèmes photovoltaïques pour permettre un bon fonctionnement en leur point de puissance maximale.

# Annexe A

## Définition des valeurs des composants utilisés dans la simulation :

Les valeurs des composants du hacheur :

1.  $L = 3.5 \text{ mH}$ .
2.  $C1 = 5.6 \text{ mF}$ .
3.  $C2 = C2$ .

Le panneau solaire/

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

Les valeurs suivantes ont été employées dans l'équation ci-dessus et dans les expressions (1.4), (1.5) et (1.6) :

- ✦  $I_{ph}|_{T=298K} = 3.5A$  [HAN99]
- ✦  $R_p = 30\Omega$  [HAN99]
- ✦  $R_s = 15 \cdot 10^{-3} \Omega$  [HAN99]
- ✦  $E_g = 1.1eV$  (pour crystalline silicon) [Stö94]
- ✦  $n_1 = 1, \quad n_2 = 2$  [GRIR97]
- ✦  $k = 1.380 \cdot 10^{-23} J/k$  (constant de Boltzman) [Stö94]
- ✦  $q = 1.602 \cdot 10^{-19} C$  [Stö94]

Les schémas fonctionnels pour les simulations des convertisseurs :

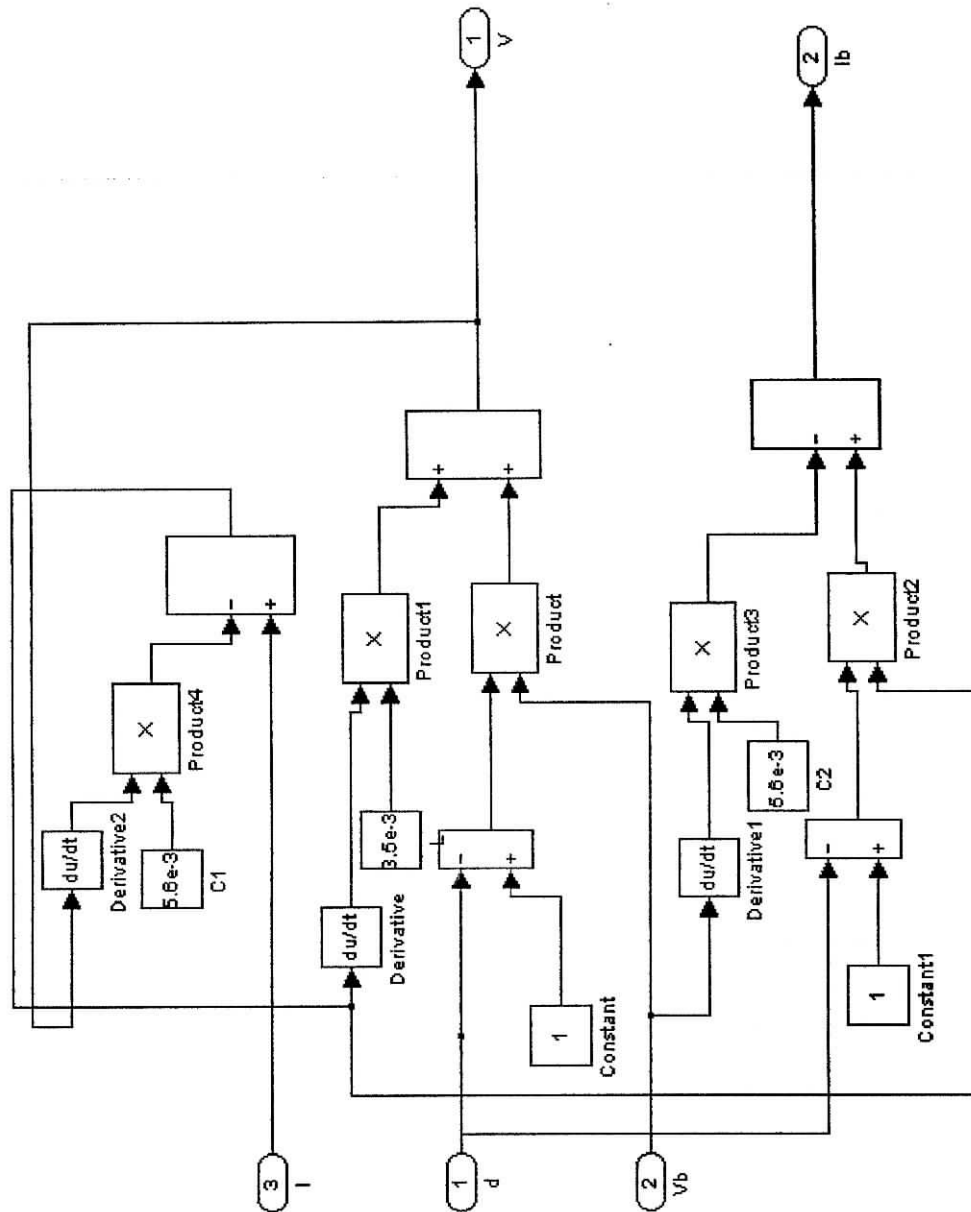


Figure A.1 schéma fonctionnel de hacheur Survolteur.

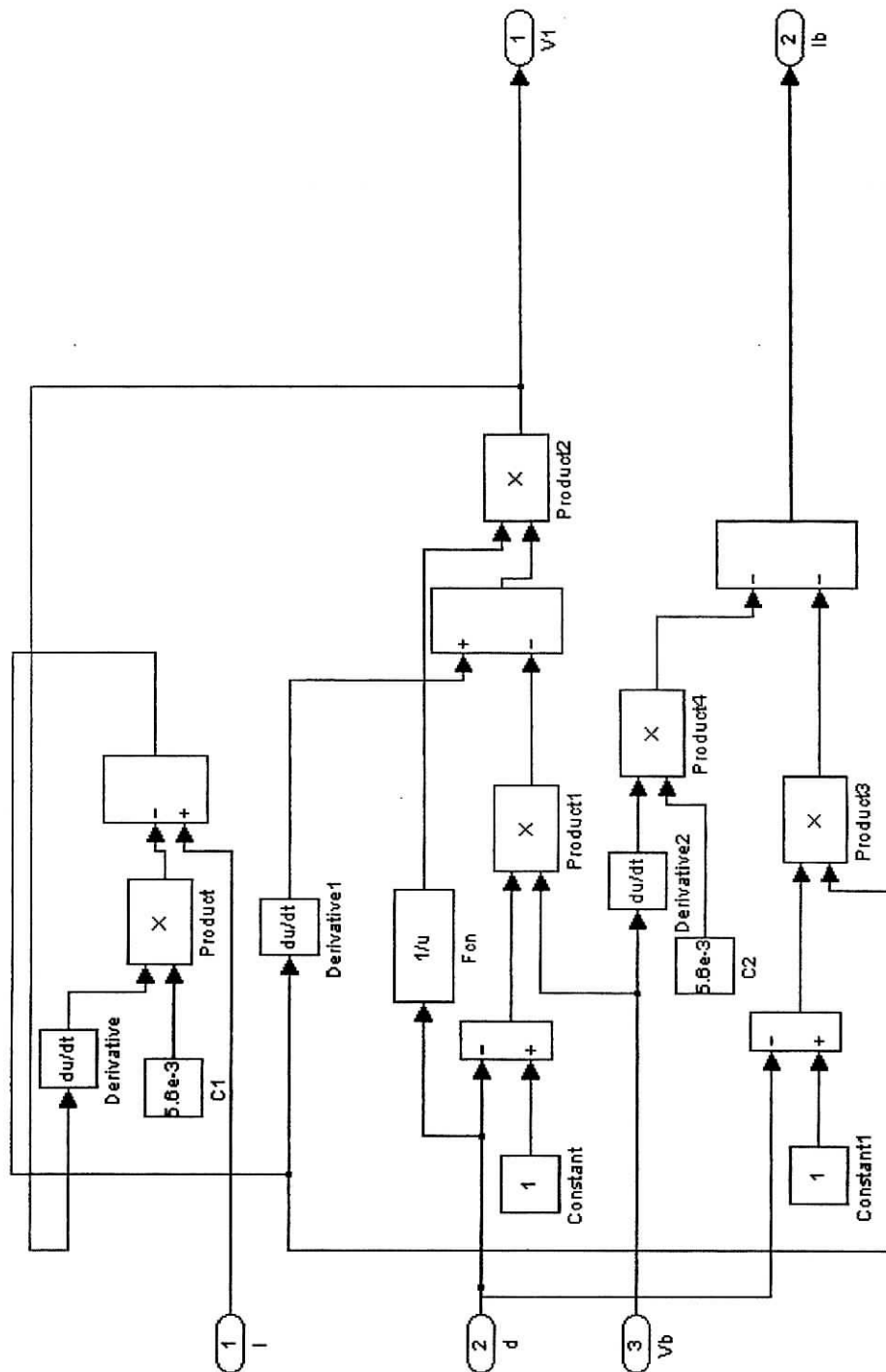


Figure A.2 schéma fonctionnel de hacheur Dévolteur-Survolteur.

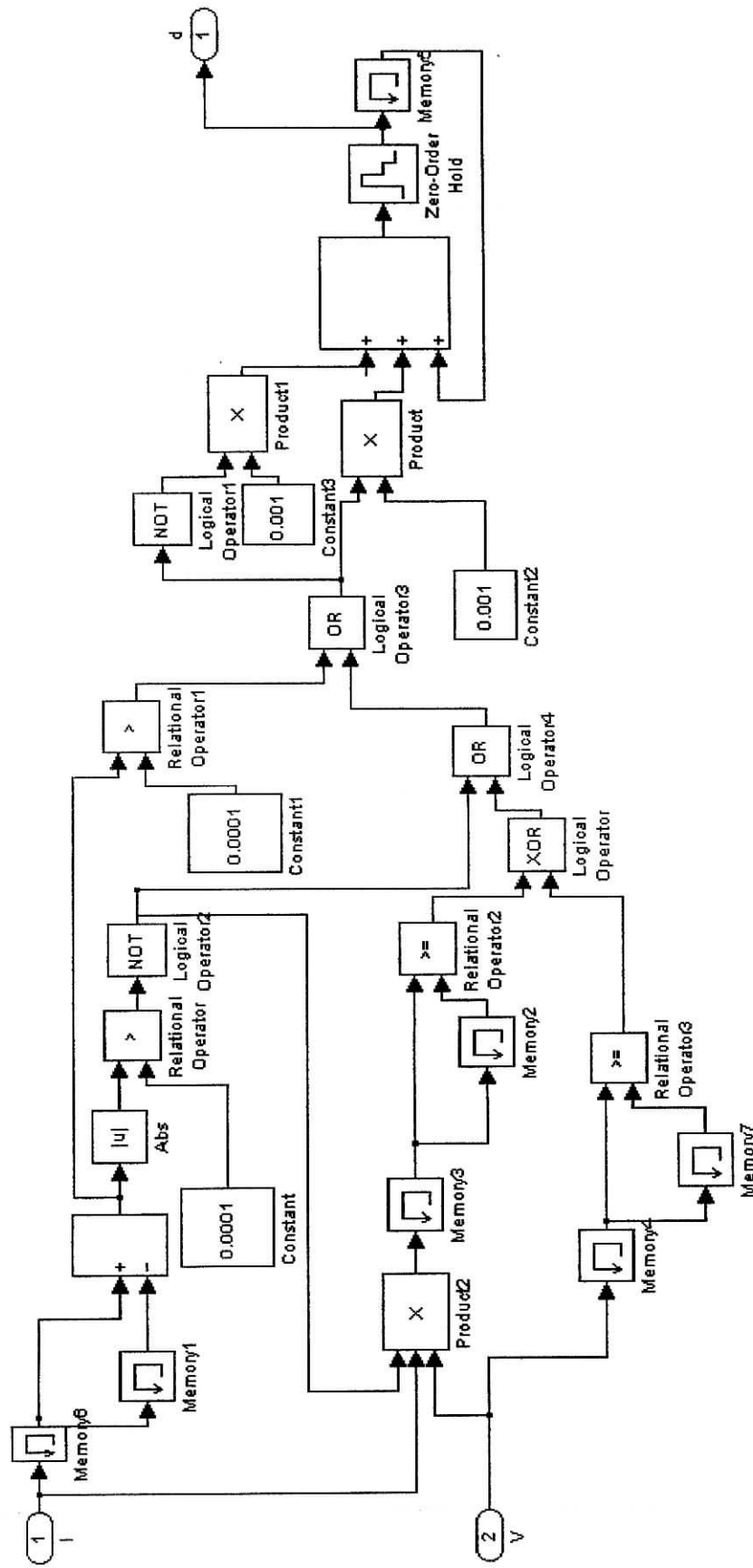


Figure A.3 schéma fonctionnel de algorithme P&O amélioré (méthode1 [ne fonctionne pas])

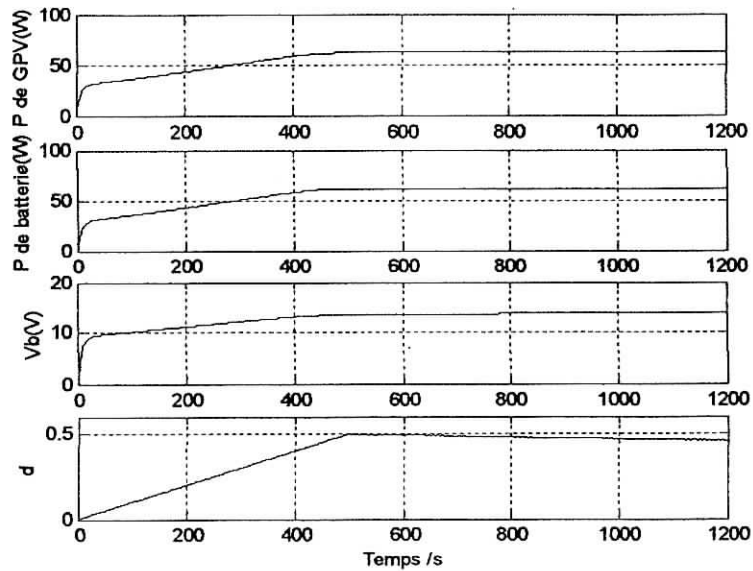


Figure A.4: La puissance du panneau et batterie dans le cas des conditions normales ( $1000\text{W/m}^2$  et  $25^\circ\text{C}$ ) pour un panneau solaire de 36 cellules série et un hacheur survolteur en a applique la méthode P&O ordinaire.

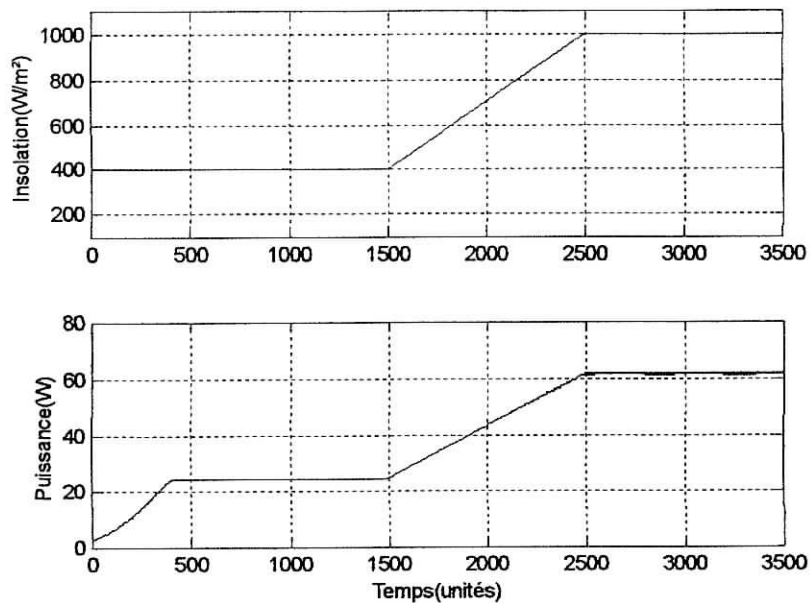


Figure A.5: La puissance du panneau dans le cas de changement lent de l'isolation pour un panneau solaire de 36 cellules série et un hacheur survolteur en a applique la méthode P&O amélioré.

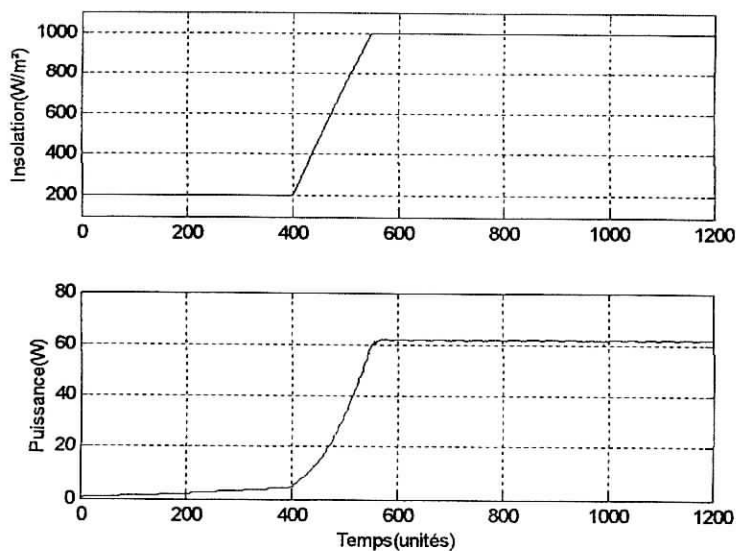


Figure A.6: La puissance du panneau dans le cas de changement rapide de l'isolation pour un panneau solaire de 36 cellules série et un hacheur survolteur en a applique la méthode P&O amélioré.

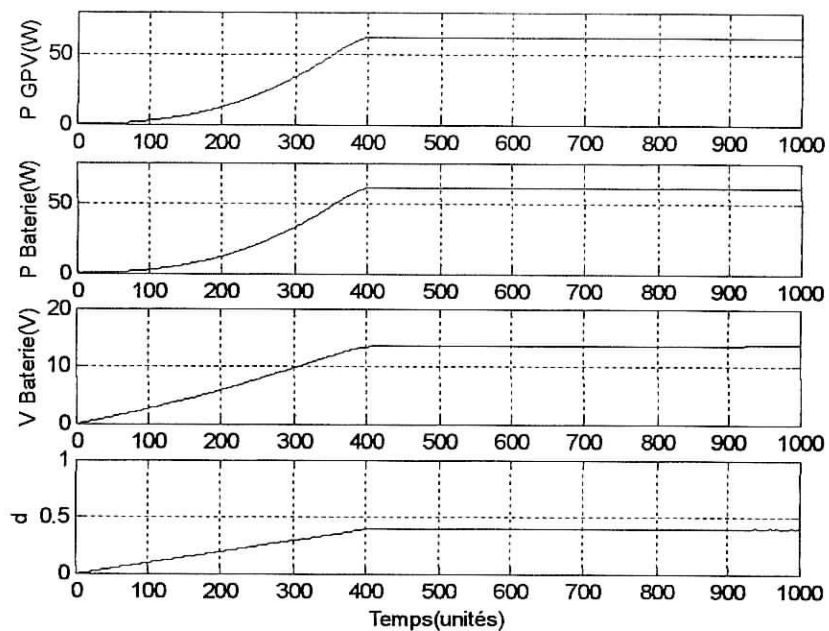


Figure A.7: La puissance du panneau et batterie dans le cas des conditions normales ( $1000\text{W/m}^2$  et  $25^\circ\text{C}$ ) pour un panneau solaire de 36 cellules série et un hacheur dévolteur-survolteur en a applique la méthode P&O ordinaire.

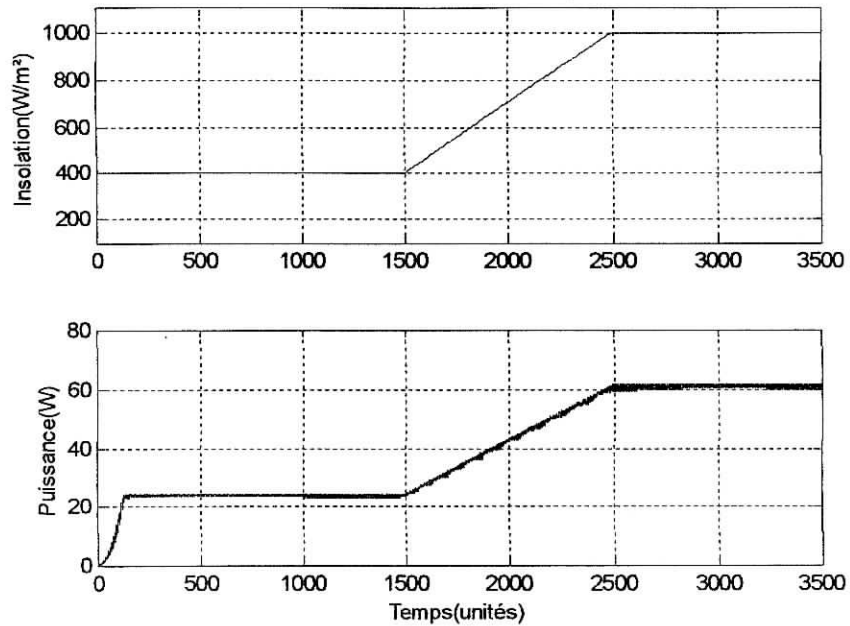


Figure A.8: La puissance du panneau dans le cas de changement lent de l'isolation pour un panneau solaire de 36 cellules série et un hacheur dévolteur-survolteur en a applique la méthode P&O amélioré.

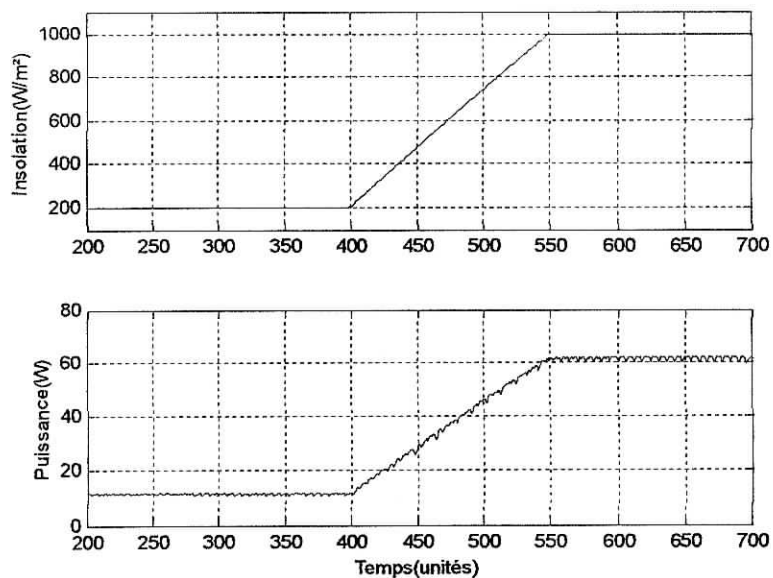


Figure A.9: La puissance du panneau dans le cas de changement rapide de l'isolation pour un panneau solaire de 36 cellules série et un hacheur dévolteur-survolteur en ou applique la méthode P&O amélioré.



# Annexe B

Cet annexe est consacré pour les détails techniques des différents composants constituant le système global d'alimentation solaire.

## B.1 Partie Hacheur :

Cette partie est prélevé, de la thèse de M.SOBAIHI [SOB03].

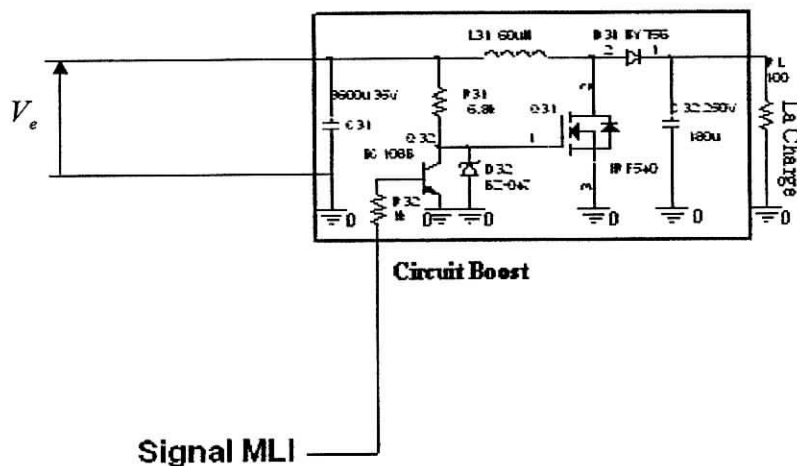


Figure B.1 schéma électrique de hacheur Boost.

### Dimensionnement des composantes:

La partie principale à dimensionner dans ce circuit c'est la partie de circuit Boost par ce 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 correspond à la génération de sa puissance maximale.

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

$$V_o = \eta \frac{1}{1-D} V_i$$

B.1.

Avec un rendement  $\eta$  voisin de un et une tension d'entrée maximale pour un panneau égale à 28V, la tension de sortie  $V_o$  peut atteindre quelque 280V pour un rapport cyclique utilisé de 90%, alors que cette tension est appliquée entre le drain et la source de transistor MOSFET pour cette raison il faut trouver un transistor qui peut supporter cette tension, parmi les transistors disponibles on a choisi le transistor IRFP 540 caractérisé par les principales caractéristiques suivantes :

- $V_{dss} = 500V$  (Tension maximale entre le drain et la source) ;
- $R_{ds(on)} = 0.4\Omega$  (Résistance ohmique entre le drain et la source dans l'état conducteur) ;
- $I_d = 14A$  (Courant maximum admissible de drain).

#### **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 donnée dans le système d'équations 1.2.28 de chapitre I cette valeur est en fonction de la plage de variation de courant de cette inductance voulue. Une inductance faible risque une augmentation excessive de courant de l'inductance donc de courant de MOSFET avant la fermeture de ce transistor, alors que une inductance importante tend à augmenter la réponse de Boost vis-à-vis une variation de rapport cyclique ce qui perturbe le circuit MPPT ainsi qu'il augmente les ondulations des tensions donc de puissance et conduit aussi à une faible tension de sortie.

L'inductance  $L$  de circuit Boost à utiliser pour un rapport cyclique de 90% et une fréquence minimale de 30Khz avec un courant maximal de 7A (50% de courant admissible par le MOSFET) est égale à :

$$L = \frac{V_i}{2\Delta L} D T_s = \frac{28(V)}{2*7(A)} * 0.9 * \frac{1}{30*10^3} (s) = 60\mu H \quad \text{B.2}$$

Cette inductance doit être réalisée comme les inductances haute fréquence à l'aide d'un noyau en ferrite et de préférence de type torique pour diminuer les rayonnements magnétiques et une résistance ohmique la plus faible que possible afin que le rendement soit meilleur.

Pour les capacités d'entrée et de sortie leurs influences se manifestent dans 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:

$$C31 = \frac{|I_i - I_L|}{2\Delta V_i} dT_s \quad \text{B.3}$$

$$C32 = \frac{|-I_o|}{2\Delta V_o} dT_s \quad \text{B.4}$$

Avec :

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

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

$V_o = 280\text{V}$  (Tension maximale pour un rapport cyclique de  $90\%$ ) ;

$I_o = 0.35\text{A}$  (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 et de :

$$C31 = \frac{|3(A) - 3.5(A)|}{2 * 10^{-4} * 28(V)} * 0.9 * \frac{1}{30 * 10^3} (s) \approx 3600 \mu\text{F} \text{ (valeur standard)} \quad \text{B.5}$$

$$C32 = \frac{|-0.35(A)|}{2 * 10^{-4} * 280(V)} * 0.9 * \frac{1}{30 * 10^3} (s) \approx 180 \mu\text{F} \text{ (valeur standard)} \quad \text{B.6}$$

### Dimensionnement des composants associer au MOSFET

Un autre paramètre important pour le fonctionnement optimal de MOSFET c'est la charge totale maximale de la grille  $Q_g$ , le courant de grille doit être de façon à ne pas dépasser cette charge afin de réduire les pertes de commutation, à partir de cette charge on peut calculer le courant maximal de la grille à ne pas dépasser :

$$I_g = F_{\max} Q_g \quad \text{B.7}$$

Pour une fréquence maximale de  $60\text{Khz}$  et une charge  $Q_g$  de  $60\text{nC}$  (Donnée par le Datasheet de MOSFET IRFP450 pour une tension  $V_{gs} = 4.7\text{V}$ ) le courant maximal est :

$$I_{g_{\max}} = 60(\text{kHz}) * 60(\text{nC}) = 3.6 \text{ mA} \quad \text{B.8}$$

Cela nous permis de calculer la résistance d'attaque de la grille pour une tension de charge maximale  $V_{gs} = 28\text{V}$  qui corresponde à la tension maximale du panneau :

$$R_{31} = R_g = \frac{V_{gs}}{I_g} = \frac{28(V)}{3.6(mA)} \approx 6.8K\Omega \text{ (valeur standard)} \quad B.9$$

Une faible résistance cause une surcharge de la grille donc un échauffement supplémentaire mais elle diminue le temps de réponse, alors que une résistance importante risque d'augmenter les oscillations et rendre la vitesse de commutation plus lente.

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 cette puissance est donnée par :

$$Pd = Id^2 R_{ds(on)} \quad B.10$$

Pour  $Id = 3.5A$  (courant moyenne) et  $R_{ds} = 0.4\Omega$  la puissance dissiper dans le transistor est :

$$Pd = 3.5(A)^2 * 0.4(\Omega) = 4.9W \quad B.1.$$

Le transistor MOSFET utilisé est caractérisé par une résistance thermique jonction-ambiante  $R_{\theta JA} = 40 \text{ } ^\circ\text{C/W}$  et une température  $T_{jmax} = 150^\circ\text{C}$ , la résistance thermique totale  $R_{th_{tot}}$  est de l'ordre :

$$R_{\theta_{tot}} = \frac{T_j - T_a}{Pd} = \frac{150 - 25}{4.9} = 25.51^\circ\text{C/W} \quad B.12$$

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 du transistor de résistance thermique  $R_{\theta ra}$  égale à :

$$R_{\theta ra} = R_{\theta_{tot}} - (R_{\theta c} + R_{\theta c-s}) = 25.51 - (0.65 + 0.24) = 24.61^\circ\text{C/W} \quad B.13$$

Pour la diode D31 de l'hacheur elle doit supporter une tension inverse maximale de 280V et un courant de sortie maximale égale à 0.35A, pour cela on a choisi la diode BYT56 caractérisé par les paramètres suivants :

- Tension inverse max  $Vd_{inv} = 1000V$ ,
- Courant direct max  $Id = 3A$ .

## B.2 Panneau solaire:

Dans le tableau sous dessous on représente les caractéristiques du panneau solaire SM55 fournit par le constructeur SIEMENS. Ce panneau est utilisé dans le système où on a fait la série de mesure.

Configuration / Changeable	12V
Nombre de cellules séries	36
Puissance maximum	55
Puissance minimum	50
Tension en circuit ouvert	21.7
Courant en court circuit	3.45
Tension de charge	17.4
Courant de charge	3.15

Tableau Caractéristique d'un panneau solaire SM55 (Document SIEMENS)

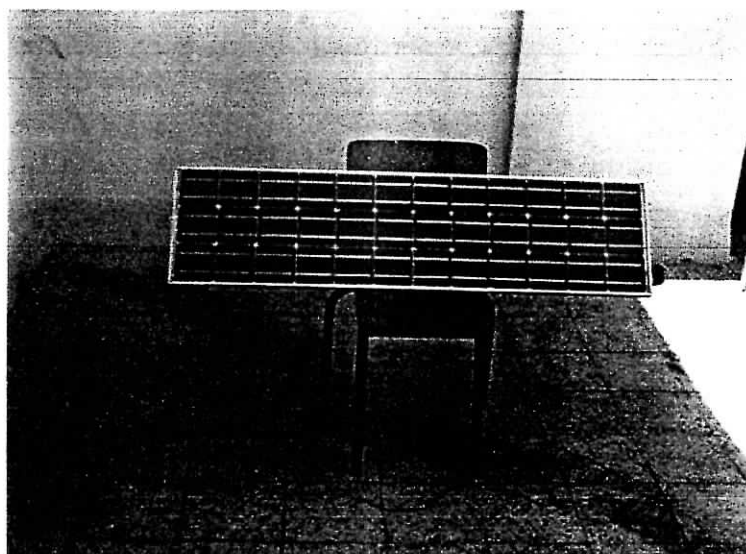


Figure B.2 photo du panneau solaire SM55 (SIEMENS)

### B.3 Le PIC 16F876 :

Le 16F876 font partie de la sous-famille des 16F87x. Cette branche faite partie intégrante de la grande famille des PICs Mid-Range, au même titre que le 16F84. On peut considérer que le 16F84 constitue le circuit d'entrée de gamme de cette famille. De nouveaux circuits ne devraient probablement pas tarder à améliorer encore les performances.

La famille 16F87x comprend toute une série de composants, voici les différents types existant au moment de l'écriture de cet ouvrage. Notez que les composants sont en constante évolution. Il vous appartiendra donc de vous tenir au courant de ces évolutions.

### B.3.2 Structure du 16F876

Allons ensemble regarder la structure interne du 16F876, schématisée figure B.2 page 5 du datasheet.

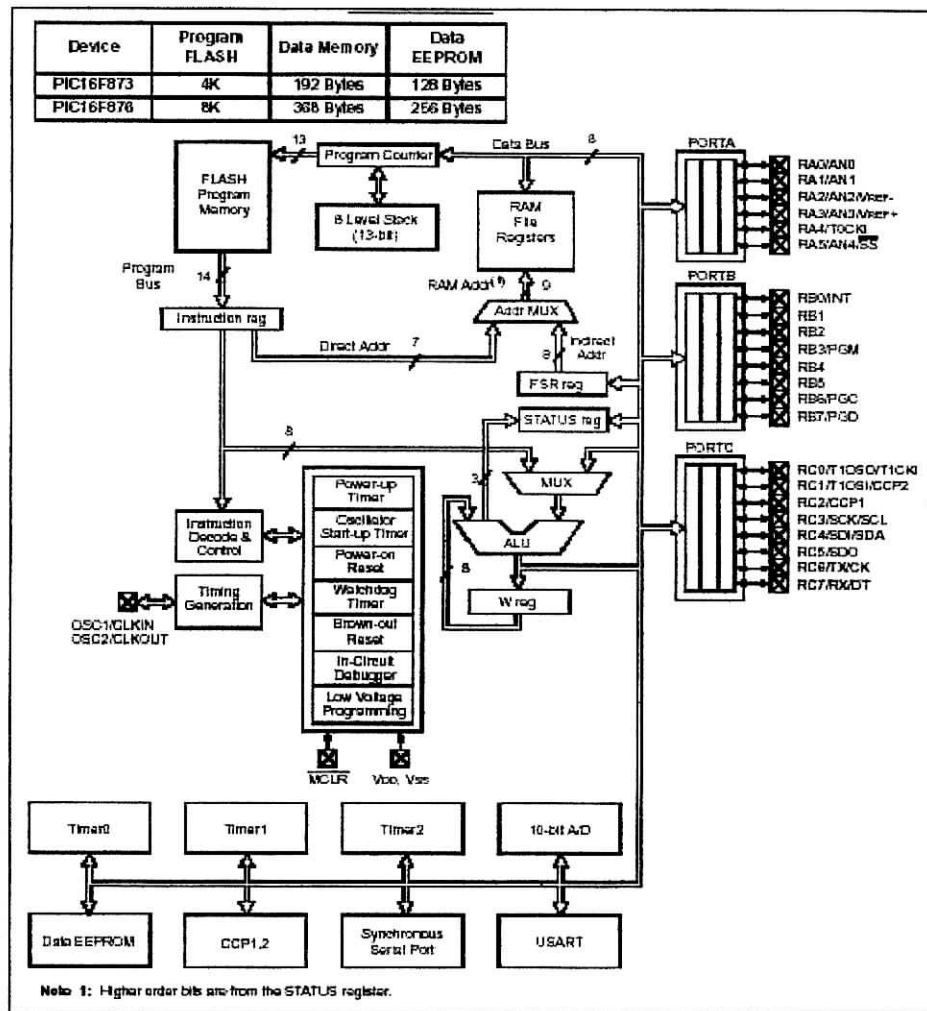


Figure B.3 structure interne du PIC 16F876

Manuel (DS33023)	PIC 16F876
Fréquence de fonctionnement	DC-20MHZ
RESET	POR, BOR (PWRT, OST)
FLASH Mémoire	8K
Mémoire des données (octet)	368K
EEPROM	256
Interruptions	13
E/S Ports	Ports A, B, C
Compteur	3
Capture/compare/MLI	2
Communication série	MSSP, USART
Communication parallèle	-
Convertisseur Analogique/Digital	5 voies
Jeux d'instructions	35 instructions

Tableau B.2 Caractéristiques techniques du PIC 16F876

Ses principales caractéristiques sont :

- 13 lignes d'entrées/sorties, réparties en un port de 5 lignes (Port A) et 2 port de 8 lignes (Port B, port C)
- alimentation sous 5 Volts
- architecture interne révolutionnaire lui conférant une extraordinaire rapidité
- une mémoire de programme pouvant contenir 8192 instructions de 14 bits chacune (allant de l'adresse 005 à l'adresse 3FF)
- une mémoire RAM utilisateur de 68 emplacements à 8 bits (de l'adresse 0C à l'adresse 4F)
- une mémoire RAM de 4x12 emplacements réservée aux registres spéciaux
- une mémoire EEPROM de 256 emplacements
- une horloge interne, avec pré diviseur et chien de garde possibilité d'être programmé *in circuit*, c'est à dire sans qu'il soit nécessaire de le retirer du support de l'application
- vecteur de Reset situé à l'adresse 000
- un vecteur d'interruption, situé à l'adresse 004
- bus d'adresses de 13 lignes

- présence d'un code de protection permettant d'en empêcher la duplication
- facilité de programmation
- simplicité
- faible prix.

#### Brochage du PIC 16F876 :

##### PDIP, SOIC

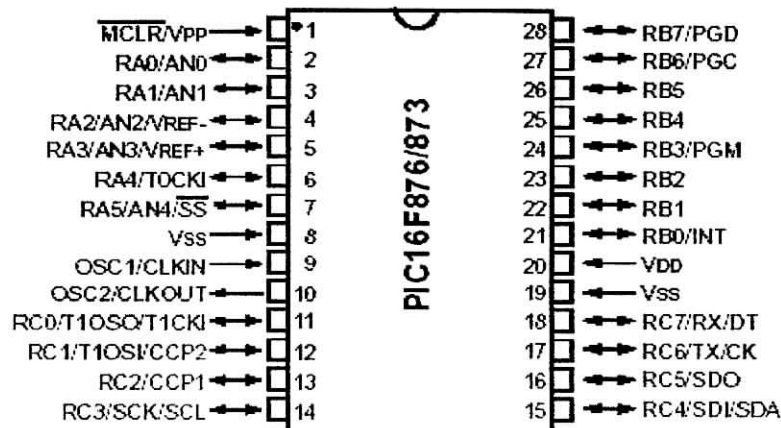


Figure B.4 brochage du PIC16F876

#### Programmation du PIC 16F876 :

##### Avantages et inconvénients de la programmation en langage ASSEMBLEUR

###### ✦ Avantages :

La programmation en langage ASSEMBLEUR se fait à l'aide d'un outil de programmation entièrement gratuit et que l'on peut diffuser librement.

Cet outil (qui est un magnifique environnement de programmation complet) s'appelle **MPLAB**.

Il est disponible en téléchargement gratuit sur le site de Microchip.

###### ✦ Inconvénients :

Pour programmer en langage ASSEMBLEUR, il faut non seulement connaître le fonctionnement de chaque instruction, mais aussi l'architecture interne du microcontrôleur, la structure de sa mémoire, les adresses des registres spéciaux, le fonctionnement de chacune de ses ressources internes, etc..

La programmation en langage ASSEMBLEUR s'appuie sur des organigrammes plus travaillés, et requiert plus de rigueur et de minutie.

Le programmeur doit plus faire attention aux *impératifs machine* qu'à la finalité de son programme.



Distrait par les impératifs machine, le programmeur commet souvent des erreurs.

Ces erreurs sont souvent difficiles à déceler et à corriger.

### **Avantages et inconvénients de la programmation en Langage C**

#### **↓ Avantages :**

La programmation en C se fait à l'aide d'un langage facile et direct qui (bien qu'étant de l'anglais) comprend des mots puissants, si bien qu'un programme écrit en C comporte peu de mots.

Les erreurs de programmation sont plus rares, et se décèlent facilement.

L'écriture des programmes prend peu de temps.

#### **↓ Inconvénients :**

La programmation en C nécessite un **COMPILATEUR** expressément conçu pour la programmation des PIC.

Il s'agit d'un produit commercial, fruit d'un travail d'équipe, et donc **payant**.

Les programmes en langage C, bien que très courts pour le programmeur qui les écrit, demandent plus de place EEPROM car, vus côté PIC, ils demandent plus d'instructions élémentaires. A tel point que parfois un microcontrôleur pouvant contenir à l'aise un programme écrit en langage assembleur, s'avère posséder une mémoire insuffisante s'il était programmé en langage C, pour faire la même chose.

Dans le cas de notre travail, on a choisit le *langage C* pour la programmation des PICs, et c'était pour les raisons suivantes :

1. La disponibilité du compilateur C.
2. La complexité du programme (multiplication...).
3. La limitation de la durée pour l'élaboration du projet.
4. Sa facilité par rapport à l'Assembleur et ses fonctions spéciales concernant le convertisseur A/D et la MLI.

**Programme de la MPPT P&O:**

```

#include "F:\Essai\pfe2.h"

void main() {

    int16 Courant1, Tension1; // 1- Déclaration des variables
    byte D=100;
    int32 Courant, Tension, Puissance, Puissance1;
    int x1,x2;

    // INITIALISATION
    setup_adc_ports(RA0_RA1_RA3_ANALOG);
    setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_2);
    setup_counters(RTCC_INTERNAL,RTCC_DIV_2);

    // Configuration de la période T du signal MLI à 30kHz
    setup_ccp1(CCP_PWM);
    setup_timer_2(T2_DIV_BY_1,164,1);

    output_high(PIN_A2); // 3- Allumage de la LED rouge

    while(TRUE) {

        output_low(PIN_A5);
        // Attendre que soit à l'état Haut
        while (input(PIN_C3)) {

            // Début de l'algorithme P&O ordinaire

            output_high(PIN_A5); // Allumage de la LED verte
            // Capture du Courant
            set_adc_channel(1);
            Courant = read_adc();
            // Capture de Tension
            set_adc_channel(0);
            Tension = read_adc();
            Puissance=Courant*Tension; // Calcul de puissance
            x1=(Puissance>=Puissance1);
            x2=(Tension>=Tension1);
            if(((x1)&&!x2)||(!x1)&&x2))
            {
                D=D+5;
                if(D==0) D=3;
            }
            else
            {
                D=D-5;
                if (D<=3) D=100;
            }
            set_pwm1_duty (D); // Génération du signal MLI
            delay_ms(10);
            Puissance1=Puissance;
            Tension1=Tension;
        }
        //Retour
    }
}

```

### B.4 Circuit du contrôleur MPPT :

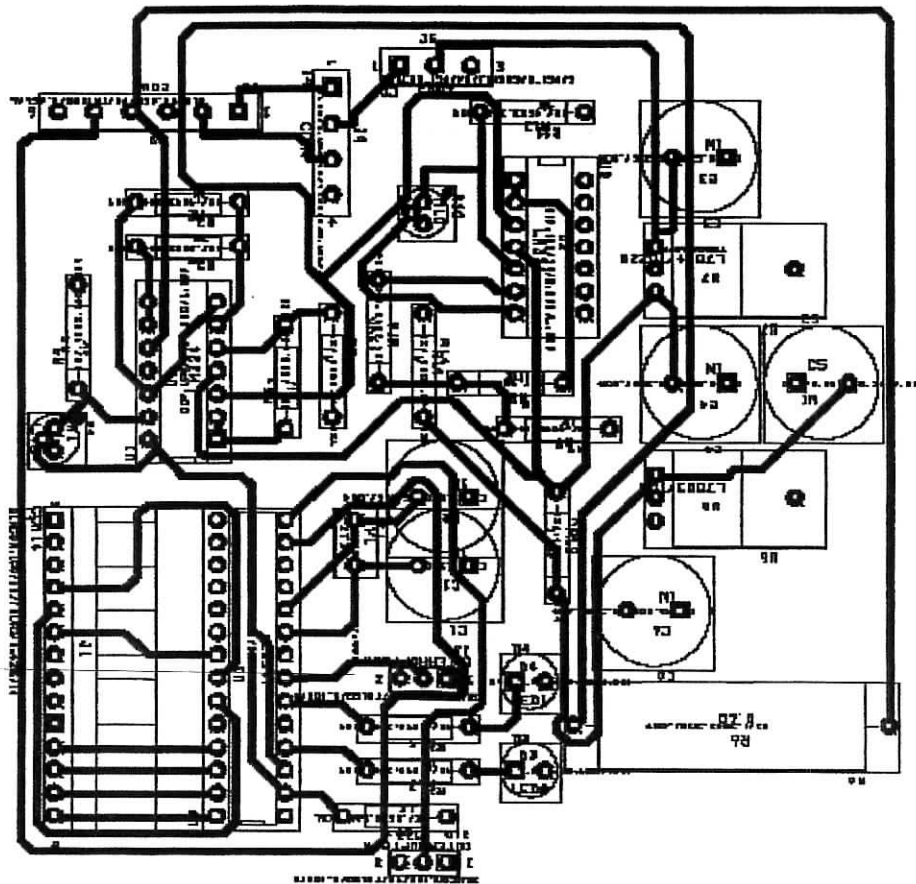


Figure B.5 : Placement des composants et circuits imprimé du contrôleur MPPT.

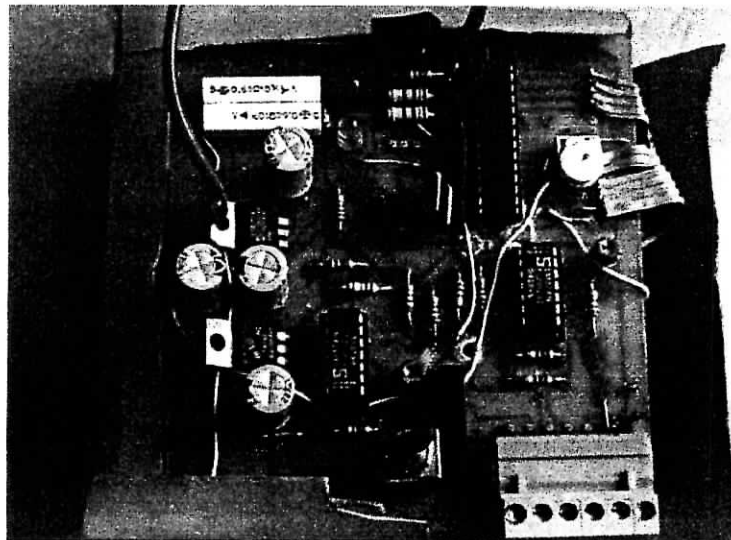


Figure B.6 Photo réelle du contrôleur MPPT réalisé

---

**Bibliographie**

- [Mö193] H.J. Möller. Semiconductors for Solar Cells. Artech House, Inc, Norwood, MA, 1993.
- [FB83] Alan L. Fahrenbruch and Richard H. Bube. Fundamentals of Solar Cells: Photovoltaic Solar Energy Conversion. Academic Press, Inc, New York, NY, 1983.
- [BGK<sup>+</sup>97] A.W. Bett, S.W. Glunz, J. Knobloch, R.Schindler, and W. Wetling. Simplification of process technology for high-efficiency solar cells. In Robert D. McConnell, editor, Future Generation Photovoltaic Technologies: First NREL conference, number 404 in AIP Conference Proceedings, pages 355-365, Denver, CO, March 1997. AIP, American Institute of Physics, Woodbury, New York.
- [Fey97] Turgut Feyiz. Maximum power condition for photovoltaic cells. Master's thesis, Kansas State University, Manhattan, Kansas, 1997.
- [HAN99] HANNES KNOPF analysis, simulation, and evaluation of maximum power point tracking (mppt) methods for a solar powered vehicle, Master of Science in Electrical and Computer Engineering, Portland State University 1999.
- [GRIR97] R. Gottschalg, M. Rommel, D. G. In\_eld, and H. Rysse. Comparison of different methods for the parameter determination of the solar cell's double exponential equation. In 14th European Photo-voltaic Science and Engineering Conference (PVSEC), Barcelona, Spain, 1997.
- [Nev78] Richard C. Neville. Solar Energy Conversion: The Solar Cell, volume 1 of Studies in Electrical and Electronic Engineering. Elsevier Scientific Publishing Company, New York, N.Y., 1978.

- [EWSS97] Johan H. R. Enslin, Mario S. Wolf, Daniel B. Snyman, and Werner Swiegers. Integrated photovoltaic maximum power point tracking converter. *IEEE transactions on industrial electronics: a publication of the IEEE Industrial Electronics Society*, 44(6):769-773, December 1997.
- [SH84] John F. Schaefer and L. Hise. An inexpensive photovoltaic array maximum-power-point tracking dc-to-dc converter. Number NMSEI/TN-84-1. New Mexico Solar Energy Institute, Las Cruces, New Mexico 88003, May 1984.
- [SDL91] Ziyad M. Salameh, Fouad Dagher, and William A. Lynch. Step-down maximum power point tracker for photovoltaic systems. *Solar Energy*, 46(5):279-282, 1991.
- [HLS98] Chihchiang Hua, Jongrong Lin, and Chihming Shen. Implementation of a DSP-controlled photovoltaic system with peak power tracking. *IEEE transactions on industrial electronics: a publication of the IEEE Industrial Electronics Society*, 45(1):99-107, February 1998.
- [HMHO95] K.H. Hussein, I. Muta, T. Hoshino, and M. Osakada. Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions. In *IEE Proceedings. Generation, Transmission and Distribution*, volume 142(1), pages 59-64. IEE, Stevenage, Herts., U.K., January 1995.
- [ST90] Ziyad M. Salameh and Daniel Taylor. Step-up maximum power point tracker for photovoltaic arrays. *Solar Energy*, 44(1):57-61, 1990.
- [CR90] Alan Cocconi and Wally E. Rippel. Lectures from GM sunracer case history, lecture 3-1: The Sunracer Power System. Number M-101. Society of Automotive Engineers, Inc., 400 Commonwealth Drive, Warrendale, PA 15096-0001, 1990.
- [Stö94] Prof. Dr. Horst Stöcker, editor. *Taschenbuch der Physik*. Verlag Harry Deutsch, Frankfurt am Main, Germany, second edition, 1994.

- [HS98] Chihchiang Hua and Chihming Shen. Comparative study of peak power tracking techniques for solar storage system. In IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, volume 2 of APEC Proceedings of the 1998 13th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'98, pages 679-685, Anaheim, CA, USA, February 1998. IEEE, IEEE, Piscataway, NJ, USA.
- [GPR90] Lee Goldhammer, Joe Powe, and Gene Ralph. Lectures from GM sunracer case history, lecture 3-3: GM Sunracer Solar Panel. Number M-101. Society of Automotive Engineers, Inc., 400 Commonwealth Drive, Warrendale, PA 15096-0001, 1990.
- [KE96] David L. King and Peter E. Eckert. Characterizing (rating) the performance of large photovoltaic arrays for all operating conditions. In Proceedings of the 25th IEEE Photovoltaic Specialists Conference, Conference Record of the IEEE Photovoltaic Specialists Conference, pages 1385-1388, Washington, DC, USA, May 13{17 1996. IEEE, IEEE, Piscataway, NJ, USA.
- [KOS80] Aaron Kirpich, G. O'Brien, and N. Shepard. Solar Energy Technology Handbook, Part B, Applications, System Design, and Economics, volume 6 of Energy, Power, and Environment, A Series of reference Books and Textbooks, chapter 37, electric power generation: photovoltaics, pages 313-351. Marcell Dekker, Inc., New York, NY, 1980.
- [LLW95] C.-F. Lu, C.-C. Liu, and C.-J. Wu. Dynamic modelling of battery energy storage system and application to power system stability. In IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution, Volume 142(4), pages 429-435. IEE, Stevenage, Herts., U.K., July 1995.
- [CS92] Margaret A. Casacca and Ziyad M. Salameh. Determination of lead-acid battery capacity via mathematical modeling techniques. IEEE Transactions on Energy Conversion, 7(3):442-446, September 1992.

- [SCL92] Ziyad M. Salameh, Margaret A. Casacca, and William A. Lynch. A mathematical model for lead-acid batteries. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 7(1):93-98, March 1992.
- [Eri97] Robert W. Erickson. *Fundamentals of Power Electronics*. Chapman & Hall, 115 Fifth Avenue, New York, NY, 1997.
- [YD92] H. Yongji and L. Deheng. A new method for optimal output of a solar cell array. In *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, volume 1, pages 456-459. IEEE, 1992.
- [SMD88] Ziyad M. Salameh, A. K. Mulpur, and F. Dagher. Two stage electrical array reconfiguration controller for PV powered water pump. In *Proceedings of the 1988 Annual Meeting, American Solar Energy Society*, pages 399-404, June 1988.
- [SP93] Charles R. Sullivan and Matthew J. Powers. High-efficiency maximum power point tracker for photovoltaic arrays in a solar-powered race vehicle. In *Proceedings of the 1993 IEEE 24th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, pages 574-580, Seattle, WA, USA, June 1993. IEEE, IEEE Piscataway, NJ, USA.
- [HS98] Chihchiang Hua and Chihming Shen. Comparative study of peak power tracking techniques for solar storage system. In *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, volume 2 of *APEC Proceedings of the 1998 13th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'98*, pages 679-685, Anaheim, CA, USA, February 1998. IEEE, IEEE, Piscataway, NJ, USA.

- [GRIR97] R. Gottschalg, M. Rommel, D. G. In\_eld, and H. Ryssel. Comparison of different methods for the parameter determination of the solar cell's double exponential equation. In 14 the European Photo-voltaic Science and Engineering Conference (PVSEC), Barcelona, Spain, 1997.
- [LIN02] L. Hassaine Modélisation et Simulation d'un système de Conditionnement de Puissance pour la Poursuite de Puissance Maximale dans les Systèmes Photovoltaïques, ENP, Algérie soutenue, le 24 juin 2003.
- [SOB03] SOBAIHI. K. Etude et Réalisation d'un Hacheur MPPT à contre réaction de tension, ENP Algérie, soutenance prévue pour Septembre 2003.