

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE  
**Ecole Nationale Polytechnique**



Département d'Electronique

**Projet de Fin d'Etudes**  
pour l'obtention du diplôme  
**d'Ingénieur d'Etat en Electronique**

**THEME :**

***Utilisation d'un dsPIC pour le  
Contrôle d'une Pompe Solaire***

Présenté par :  
**Mr.:** BENSLIMANE Karim  
**Mlle.:** BOUANIKA Imane

Proposé par :  
**Mr.:** M. HADDADI (ENP)

Promotion : juillet 2011  
Ecole Nationale Polytechnique  
10, Avenue Hacén Badi, El-Harrach, Alger.

# **Remerciements**

*Nos remerciements les plus particuliers vont à notre promoteur monsieur **M.HADDADI**, qu'il trouve ici l'expression de notre vive gratitude pour ses précieux conseils, son suivi, sa disponibilité et son aide.*

*Monsieur **M.S. AÏT CHEIKH** nous a fait l'honneur de présider le jury de ce mémoire. Qu'il en soit vivement remercié. Ensuite, nous le remercierons, encore une fois, moins solennellement mais plus tendrement en tant que notre ex-enseignant.*

*Nos remerciements vont aussi à Monsieur **O.STIHI**, qui nous a fait l'honneur d'être l'examineur de ce mémoire. Pour avoir consacré du temps à l'évaluation de ce travail, nous lui exprimons notre vive reconnaissance et notre estime.*

*On réserve une pensée toute particulière à nos chers parents qui nous ont toujours soutenus et guidés tout au long de nos études. Qu'ils trouvent, en ce mémoire, le modeste témoignage de notre profonde reconnaissance.*

*Enfin, on aimerait remercier nos amis, qui nous ont aidés et encouragés tout au long de notre travail.*

## **Résumé :**

Le rendement d'un système de pompage alimenté par une source photovoltaïque se trouve dégradé par la variation des conditions météorologiques. Pour surmonter cet handicap, une carte de commande a été réalisée sur la base de deux lois de commande l'une pour le contrôle du générateur photovoltaïque (MPPT) et l'autre pour le contrôle du moteur asynchrone (V/F constant) du groupe motopompe, implémentées sur un microcontrôleur 16-bit dsPIC en utilisant la carte de développement «EASY dsPIC4» de MikroElektronika.

Mots clés : pompage photovoltaïque, MPPT, moteur asynchrone monophasé, commande scalaire avec V/F constant, dsPIC , MLI , mikroC PRO pour dsPIC.

## **Abstract :**

The efficiency of a pumping system powered by a photovoltaic source is degraded by the weather changes. To overcome this handicap, a control board was made on the basis of two control laws. The first one to control a photovoltaic generator (MPPT) and the second to control an induction motor (V / F constant) group pump, implemented on a dsPIC30F 16-bit microcontroller using the development board "EASY dsPIC4" of MikroElektronika.

Keywords : photovoltaic pumping, MPPT, single phase induction motor, scalar control with V / F constant, dsPIC, PWM , mikroC for dsPIC PRO.

### **ملخص:**

مرد ودية نظام الضخ المزود بالطاقة الشمسية تتدهور بسبب التغيير في الطقس. و للتغلب على هذا العائق تم انجاز لوحة تحكم على أساس قانونين. الأول من اجل السيطرة على المولدات الكهربائية الضوئية ( MPPT )، و الأخر للسيطرة على المحرك لا تزامني ( F/V ثابت) ضمن مجموعة مضخة-محرك , المنفذة على محكم دقيق dsPIC.

الكلمات الرئيسية : الضخ الضوئي ، نقطة الاستطاعة القصوى ، المحرك لا تزامني ، السيطرة العددية مع F / V ثابت ، dsPIC ، تعديل عرض النبضة ، mikro dsPIC

## Liste des figures

Figure 1.1	Configuration générale d'un système de pompage photovoltaïque au fil du soleil.	03
Figure 1.2	Description d'une photopile.	04
Figure 1.3	Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque.	05
Figure 1.4	Influence des résistances shunt et série sur la caractéristique courant-tension d'une cellule photovoltaïque.	07
Figure 1.5	Influence de l'ensoleillement sur la courbe I-V	08
Figure 1.6	Influence de la température sur la courbe I-V	09
Figure 1.7	Cellules identiques en série.	10
Figure 1.8	Cellules identiques en parallèles.	10
Figure 1.9(a)	Architecture Classique d'un panneau solaire photovoltaïque avec diodes de protections.	11
Figure 1.9(b)	Défaillance d'une des cellules du module PV et activation de la diode by-pass et mise en évidence du courant de circulation $I_{pv}$ .	11
Figure 1.10	Courbe électrique I-V d'un module typique.	13
Figure 1.11	Composantes d'un champ de modules photovoltaïques.	14
Figure 1.12	Point de fonctionnement d'un champ PV couplé à a) une batterie, b) une charge résistive.	16
Figure 1.13	Adaptation de la charge en modifiant le point de fonctionnement du champ PV.	17
Figure 1.14	Chaîne de conversion photovoltaïque.	18
Figure 1.15	Caractéristiques du débit pour le pompage au fil du soleil et avec batterie.	21
Figure 1.16	Caractéristiques d'une pompe volumétrique.	23
Figure 1.17	Cheminement de l'écoulement dans une pompe centrifuge à étages multiples.	23
Figure 1.18	Pompe submersible centrifuge à étages multiples.	24
Figure 1.19	Caractéristiques d'une pompe centrifuge.	25
Figure 1.20	Pompe centrifuge flottante.	25
Figure 1.21	Choix d'une pompe selon la HMT et le débit demandés (tirée de Solar Pumping de IT Power).	26
Figure 1.22	Exemples de courbes débit – HMT pour quelques pompes.	27
Figure 1.23	Courbe du couple en fonction de la vitesse du moteur asynchrone bipolaire.	29
Figure 1.24	Courbe d'ondes de sortie d'un onduleur de pompage.	31
Figure 1.25	Rendement instantané d'une pompe centrifuge immergée en fonction de la HMT	32
Figure 2.1	Etage d'adaptation jouant le rôle d'interface de puissance entre le GPV et une charge pour le transfert de $P_{max}$ du GPV.	34
Figure 2.2	Schéma principal d'un hacheur survolteur.	35
Figure 2.3	Les formes d'ondes des grandeurs du hacheur.	36
Figure 2.4	Schéma équivalent du hacheur pendant la fermeture de l'interrupteur Q.	37
Figure 2.5	Schéma équivalent du hacheur pendant l'ouverture de l'interrupteur.	37
Figure 2.6	Exemple de convertisseur statique DC-DC pouvant être utilisé comme adaptateur.	39
Figure 2.7	Relation entre $P_{PV}$ et le rapport cyclique D du convertisseur statique.	43
Figure 2.8	Algorithme type de la commande Hill Climbing.	43
Figure 2.9	Positionnement du point de fonctionnement suivant le signe de $dP_{PV}/dV_{PV}$ sur la caractéristique de puissance (a) et de la valeur de $\Delta I_{PV}/\Delta V_{PV}$ sur la caractéristique de courant (b).	44
Figure 2.10	Algorithme d'une commande MPPT basée sur la méthode Incrément de Conductance.	46
Figure 2.11	Caractéristique $P_{PV}$ ( $V_{PV}$ ) d'un panneau solaire.	47
Figure 2.12	Algorithme type de la méthode P&O.	48

Figure 2.13	Algorithme type de la méthode P&O modifiée.	49
Figure 3.1	Représentation schématique d'un moteur monophasé.	52
Figure 3.2	Démonstration de la théorie du double champ tournant.	53
Figure 3.3	Couple résultant.	54
Figure 3.4	Moteur à phase auxiliaire résistive.	55
Figure 3.5	Moteur à phase auxiliaire capacitive.	56
Figure 3.6	Circuit équivalent du champ direct.	57
Figure 3.7	Circuit équivalent du champ indirect.	57
Figure 3.8	Association des deux champs tournants direct et indirect.	58
Figure 3.9	Circuit équivalent final.	58
Figure 3.10	Caractéristique f-couple avec le control V/f constant.	60
Figure 3.11	Schéma de principe d'un onduleur de tension en demi-pont.	61
Figure 3.12	Différentes formes des signaux avec une charge R, L d'un onduleur en demi-pont.	62
Figure 3.13	Schéma de principe d'un onduleur monophasé en pont.	63
Figure 3.14	Différentes formes des signaux avec une charge R, L d'un onduleur en pont.	64
Figure 3.15	Principe de la MLI Sinus- Triangle pour onduleur monophasé.	65
Figure 3.16	Forme des signaux de commande, la tension de sortie et son spectre PWM à deux niveaux pour un onduleur monophasé en pont	66
Figure 3.17	Principe de la génération de la PWM	67
Figure 3.18	Algorithme adopté pour la commande VF constant.	68
Figure 4.2	Schéma des broches du dsPIC30F4011	72
Figure 4.3	Le mode centré (continu up / down).	74
Figure 4.4	Génération de la PWM avec le mode centré.	76
Figure 5.4	Algorithme global de commande.	79
Figure 5.1	Schéma synoptique du système.	82
Figure 5.2	Le brochage du dsPIC30F4011.	83
Figure 5.3	Diagramme puissance-fréquence des composants.	84
Figure 5.4	Schéma électronique de l'onduleur en pont.	85
Figure 5.5	Schéma électronique du convertisseur boost.	87
Figure 5.6	Brochage du driver IR2111.	88
Figure 5.7	Brochage du driver IR2121.	90
Figure 5.8	L'alimentation stabilisée.	91
Figure 5.9	Brochage de l'INA118P.	92
Figure 5.10	Résultat du routage du circuit de la carte.	93
Figure 5.11	Première partie du prototype.	93
Figure 5.12	L'onduleur en pont.	94
Figure 5.13	Prototype final.	94
Figure 5.14	Les deux signaux de sortie PWM complémentaires.	95

# SOMMAIRE

<b>Introduction .....</b>	<b>1</b>
---------------------------	----------

## ***Chapitre I : Pompage photovoltaïque***

<b>I. Introduction .....</b>	<b>3</b>
<b>II. Le système photovoltaïque.....</b>	<b>4</b>
II.1 L'effet photovoltaïque .....	4
II.2 La cellule photovoltaïque .....	4
II.3 Le module photovoltaïque .....	9
<b>III. Les systèmes photovoltaïques sans batterie .....</b>	<b>15</b>
III.1 Principe de fonctionnement.....	15
III.2 Adaptation de charge.....	16
III.3 Notion de rendements.....	17
<b>IV. Composants d'une pompe photovoltaïque .....</b>	<b>20</b>
IV.1 Généralités .....	20
IV.2 Les types de pompes .....	22
IV.3 Les types de moteurs .....	27
IV.4 Couplage générateur PV – groupe de pompage .....	30
IV.5 Rendement du groupe motopompe – générateur PV .....	32
<b>V. Conclusion .....</b>	<b>33</b>

## ***Chapitre II : Adaptation de charge du GPV***

<b>I. Introduction .....</b>	<b>34</b>
<b>II. Convertisseur DC/DC .....</b>	<b>35</b>
II.1 Convertisseur boost : .....	35
II.2 Conception d'un hacheur Boost : .....	38
II.3 Principe d'adaptation de charge : .....	39
<b>III. Synthèse des différentes MPPT rencontrées dans la littérature.....</b>	<b>40</b>
III.1 Le contrôle indirect .....	40
III.2 Le contrôle direct .....	42
<b>IV. La méthode MPPT adoptée .....</b>	<b>48</b>
<b>V. Conclusion .....</b>	<b>50</b>

## ***Chapitre III : Commande du moteur asynchrone monophasé***

<b>I. Introduction.....</b>	<b>51</b>
<b>II. Le moteur asynchrone monophasée .....</b>	<b>52</b>
II.1 Principe de fonctionnement .....	53
II.2 Démarrage par phase auxiliaire .....	54
II.3 Choix des moteurs monophasés .....	56

II.4	Circuit équivalent en marche normale .....	57
II.5	Commande scalaire V/F constant .....	59
<b>III.</b>	<b>Convertisseur DC/AC (onduleur) .....</b>	<b>60</b>
III.1	Onduleur monophasé en demi-pont .....	61
III.2	Onduleur monophasé en pont .....	63
<b>IV.</b>	<b>Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion MLI .....</b>	<b>64</b>
IV.1	Technique MLI analogique engendrée .....	65
IV.2	Technique numérique .....	66
<b>V.</b>	<b>La commande adoptée.....</b>	<b>67</b>
<b>VI.</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>69</b>

## ***Chapitre VI : Présentation et programmation du dsPIC30F4011***

<b>I.</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>70</b>
<b>II.</b>	<b>Caractéristiques du dsPIC30F4011 .....</b>	<b>70</b>
II.1	Caractéristiques du processeur .....	70
II.2	Caractéristique électriques.....	71
II.3	Caractéristiques des périphériques.....	71
<b>III.</b>	<b>Modules du dsPIC utilisés: .....</b>	<b>72</b>
III.1	Convertisseur analogique/numérique .....	73
III.2	Motor control PWM .....	73
III.3	Les timers .....	76
III.4	Output/Compare/PWM .....	77
<b>IV.</b>	<b>Programmation du dsPIC avec « MikroC PRO pour dsPIC » .....</b>	<b>78</b>
<b>V.</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>80</b>

## ***Chapitre V : Conception de la carte de commande***

<b>I.</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>81</b>
<b>II.</b>	<b>Principes de fonctionnement et dimensionnement de la carte .....</b>	<b>81</b>
II.1	Panneau photovoltaïque .....	82
II.2	Microcontrôleur (dsPIC).....	83
II.3	Etage de puissance .....	84
II.4	Interface de commande .....	88
II.5	Alimentation stabilisée .....	91
II.6	Chaines de courant et de tension : .....	91
<b>III.</b>	<b>Le routage de la carte .....</b>	<b>92</b>
III.1	Emplacement des composants .....	92
III.2	Le prototype final .....	93
<b>IV.</b>	<b>Tests et résultats des mesures .....</b>	<b>94</b>
IV.1	Teste sur la commande du moteur .....	95
IV.2	Teste de la MPPT .....	96
<b>V.</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>96</b>

<b><i>Conclusion générale.....</i></b>	<b><i>97</i></b>
--	------------------

# *Introduction*

Depuis la fin des années 1990, le marché du solaire photovoltaïque connaît une croissance très rapide (plus de 30% par an). Le secteur le plus porteur est aujourd'hui celui de la connexion au réseau grâce à de fortes incitations locales.

En termes de rentabilité pure, l'énergie solaire photovoltaïque est aussi une excellente solution technique, hors des zones électrifiées, dans un grand nombre d'applications domestiques et professionnelles où elle rend un service d'autonomie irremplaçable. En effet, ces systèmes photovoltaïques autonomes, destinés aux régions isolées, sont d'ores et déjà rentables, malgré le coût de revient encore élevé des panneaux photovoltaïques. L'une de ces applications la plus répandue est « le système de pompage photovoltaïque ».

Les avantages, d'utiliser des pompes à eau actionnées par les systèmes photovoltaïques, incluent le minimum d'entretien, facilité d'installation, fiabilité et le rapport existant entre la disponibilité de l'énergie solaire et la demande en eau. Cependant, l'inconvénient majeur de cette énergie est le rendement énergétique intermittent selon la fluctuation des conditions atmosphériques.

Par conséquent, n'importe quelle conception de système d'application d'énergie solaire devrait prendre en compte ces inconvénients. Ce mémoire est une contribution à l'optimisation de l'ensemble composé de: l'onduleur, le moteur et la pompe qui sont reliés à un générateur solaire.

Dans ce travail, on étudie le pompage photovoltaïque au fil du soleil d'un groupe moto-pompe immergé (où le moteur est du type asynchrone monophasé). Le panneau solaire assure l'alimentation en électricité. Cette alimentation étant en courant continu, il faudra donc insérer

un onduleur pour la conversion du courant continu en courant alternatif, et un hacheur pour la commande du panneau photovoltaïque. L'entraînement de ce moteur asynchrones nécessitera une commande spécifique, qui tient compte du rapport tension / fréquence ( $U/f = cte$ ). Les techniques de génération des signaux de commande PWM (Pulse Width Modulation), appliquées dans ces systèmes, demandent un espace mémoire énorme d'où la nécessité d'utilisation d'un dsPIC.

- ✚ Le premier chapitre décrit le système à étudier et ses limites. Il inclut le générateur photovoltaïque, le groupe motopompe et leur association.
- ✚ Le deuxième chapitre présente une brève synthèse des différentes méthodes utilisées pour l'adaptation de charge au panneau photovoltaïque et détaillera dans la mesure du possible la technique choisie et l'algorithme associé.
- ✚ Dans le troisième chapitre, on s'intéresse à l'association onduleur-moteur, qui entraîne la pompe à eau, et l'algorithme de commande appliqué.
- ✚ Le quatrième chapitre, décrit le dsPIC de Microchip qu'on utilisera pour la commande du système, ainsi que l'algorithme général de commande. Dans le fonctionnement interne et la programmation du dsPIC ne sera cité que le nécessaire. En effet, un travail considérable devra être fourni au préalable par tout utilisateur de dsPICs.
- ✚ Le chapitre final décrit, quant à lui, la partie conception et réalisation de la carte de commande et les tests effectués sur le prototype afin de valider son fonctionnement.

# Chapitre I : Pompage photovoltaïque

## I. Introduction

Le pompage photovoltaïque est considéré comme l'un des domaines les plus prometteurs, car il y a souvent un rapport normal entre la disponibilité de l'énergie solaire et la demande en eau. Les systèmes photovoltaïques de pompage d'eau sont particulièrement appropriés à l'approvisionnement en eau dans des régions isolées où aucun approvisionnement en électricité n'est disponible. L'eau peut être pompée pendant le jour et stockée dans des réservoirs, pour assurer l'approvisionnement en eau la nuit.

Un système de pompage photovoltaïque est généralement constitué d'un générateur photovoltaïque, un convertisseur, un sous-système de pompage (moteur et pompe), la tuyauterie et accessoires et enfin un réservoir d'eau (figures 1.1).

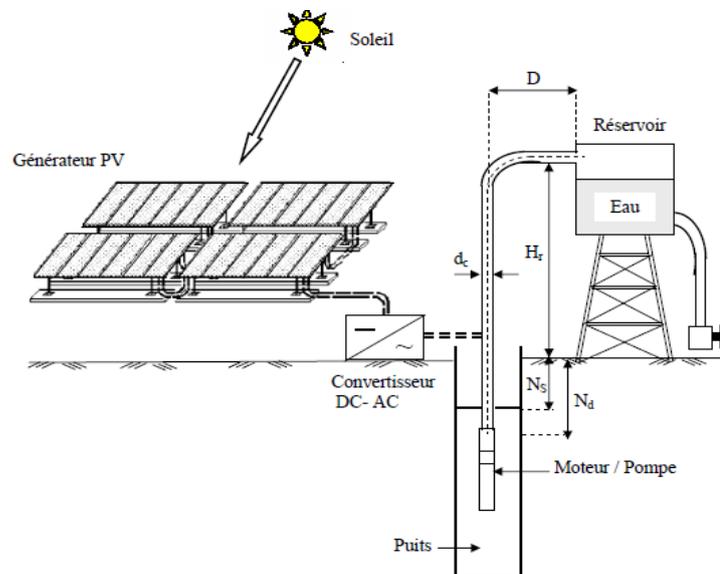


Figure 1.1 : Configuration générale d'un système de pompage photovoltaïque au fil du soleil.

## II. Le système photovoltaïque

### II.1 L'effet photovoltaïque

L'effet photovoltaïque, c'est-à-dire la production d'électricité directement de la lumière, fut observé la première fois, en 1839, par le physicien français Edmond Becquerel. Toutefois, ce n'est qu'au cours des années 1950 que les chercheurs de la compagnie Bell Telephone, aux États-Unis, parvinrent à fabriquer la première photopile, l'élément primaire d'un système photovoltaïque [1].

### II.2 La cellule photovoltaïque

Une cellule photovoltaïque (ou photopile) est un dispositif qui permet de transformer l'énergie solaire en énergie électrique. Cette transformation est basée sur l'absorption des photons, la conversion de l'énergie du photon en énergie électrique et la collecte des particules générées.

Le matériau constituant la cellule doit donc posséder deux niveaux d'énergie et être assez conducteur pour permettre l'écoulement du courant : d'où l'intérêt d'utiliser une jonction p-n.

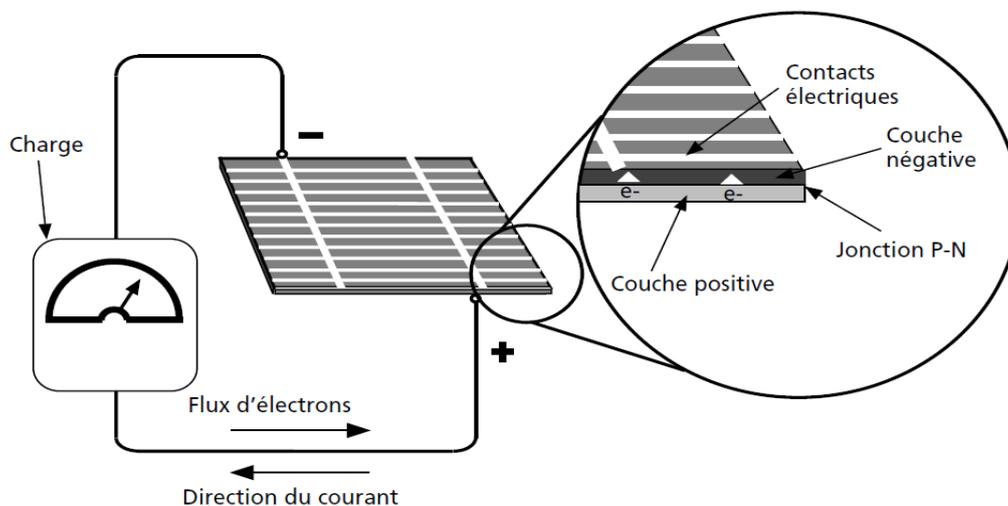


Figure 1.2 : Description d'une photopile [1].

Les photons incidents créent des porteurs dans la zone de charge d'espace de la jonction. Les photoporteurs auront un comportement différent suivant la région où ils se trouvent :

- Dans la zone n ou p, les porteurs minoritaires qui atteignent la zone de charge d'espace sont « envoyés » par le champ électrique dans la zone p (pour les trous) ou dans la zone n (pour les électrons) où ils seront majoritaires. On aura un photocourant de diffusion.
- Dans la zone de charge d'espace, les paires électron/trou créés par les photons incidents sont dissociées par le champ électrique : les électrons vont aller vers la région n, les trous vers la région p. on aura un photocourant de génération.

Ces deux contributions s'ajoutent pour donner un photocourant résultant  $I_{ph}$ . C'est un courant de porteurs minoritaires. Il est proportionnel à l'intensité lumineuse [2].

### II.2.1 Caractéristiques de la cellule photovoltaïque

Les caractéristiques du courant  $I = f(V)$  d'une cellule photovoltaïque peuvent être schématisées comme suit :

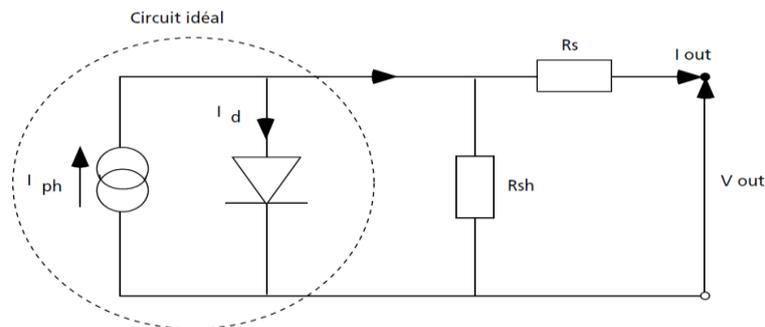


Figure 1.3 : Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque [1].

Pour la cellule idéale : 
$$I(V) = I_{ph}(\phi) - I_D(V) \quad (1.1)$$

Où :

- $I$  : le courant disponible
- $V$  : la tension aux bornes de la jonction
- $I_{ph}(\phi)$  : le photocourant indépendant de  $V$ , il est proportionnel au flux incident (taux de génération-recombinaison) et aux longueurs de diffusion des porteurs [5] :

$$I_{ph} = qg(L_n + L_p) \quad (1.2)$$

$$I_D(V) = I_S(e^{\frac{qV}{jkt}} - 1) \quad (1.3)$$

Où :

- $kT/q$  : 26 mV à 300 °K (27°C) pour le silicium
- $j$  : le coefficient d'idéalité de la diode
- $I_S$  : le courant de saturation de la diode

Cette représentation schématique de la photopile est idéalisée. Dans le cas réel, la performance d'une cellule solaire est limitée par l'influence de deux phénomènes physiques assimilables à deux résistances ( $R_s$  et  $R_p$ ) [3].

**$R_s$**  : Résistance série, due essentiellement aux pertes par effets Joule à travers les grilles de collectes et la résistance propre des semi conducteurs, ainsi qu'aux mauvais contacts (Semi conducteur, électrodes). Elle s'exprime par [4]:

$$R_s = \rho \cdot \frac{L}{S_g} + R_m \quad (1.4)$$

Où :

- $\rho$ : la résistivité de la grille
- $L$  : la longueur de la grille
- $S_g$  : Section des grilles collectrices
- $R_m$  : la résistance propre du matériau, sa valeur est faible ( $< 2\Omega$  pour les cellules au silicium)

**$R_p$**  : Résistance parallèle, dite 'Shunt', provient des pertes par recombinaisons dues essentiellement à l'épaisseur, aux effets de surface, ainsi qu'à la non idéalité de la jonction.

Ces résistances auront une certaine influence sur la caractéristique I-V de la photopile, et l'équation devient alors [5] :

$$I_{out} = I_{ph} - I_S \left[ e^{\frac{q(V_{out} + I_{out} \cdot R_s)}{kT}} - 1 \right] - \frac{V_{out} + I_{out} \cdot R_s}{R_p} \quad (1.5)$$

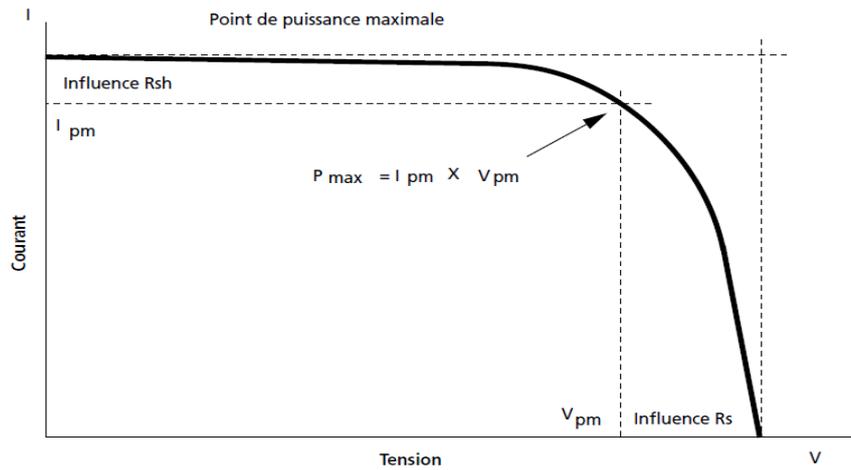


Figure 1.4 : Influence des résistances shunt et série sur la caractéristique courant-tension d'une cellule photovoltaïque[1].

**Courant de court circuit :**

Il est obtenu pour une tension de sortie nulle à partir de l'équation (1.5) :

$$I_{CC} = I_{Ph} - I_0 \left( e^{\frac{q(R_S I_{CC})}{KT}} - 1 \right) - \frac{R_S I_{CC}}{R_P} \quad (1.6)$$

Dans le cas d'une cellule idéale ( $R_S \rightarrow 0$  et  $R_P \rightarrow \infty$ ) :

$$I_{CC} = I_{Ph} = qg(L_n + L_p)$$

Tenant compte de l'effet des résistances  $R_S$  et  $R_P$  ; le courant de court circuit varie en fonction de ces deux résistances et est proportionnel au flux incident.

**Tension en circuit ouvert**

Elle est obtenue pour un courant de sortie nul à partir de l'équation (1.5) :

$$0 = I_{Ph} - I_0 \left( e^{\frac{qV_{co}}{AKT}} - 1 \right) - \frac{V_{co}}{R_P}$$

$V_{co}$  augmente quand  $I_0$  diminue, elle ne dépend que de la nature du cristal et de la jonction.

$$V_{co} = \frac{nKT}{q} \log\left[1 + \frac{I_{cc}}{I_0}\right] \quad (1.7)$$

### Facteur de forme

On appelle facteur de forme FF (*filling factor*), le rapport entre la valeur maximale de la puissance pouvant être extraite ( $I_m \cdot V_m$ ) de la photopile sous les conditions de mesures standardisées, et le produit ( $I_{cc} \cdot V_{co}$ ).

$$FF = \frac{I_m \cdot V_m}{I_{cc} \cdot V_{co}} \quad (1.8)$$

Pour une cellule de fabrication industrielle, le facteur de forme est de l'ordre de 70%.

### II.2.2 Influence de l'ensoleillement et de la température

Nous avons vu que le courant produit par la photopile ( $I_{ph}$ ) est pratiquement proportionnel au flux lumineux ( $\phi$ ). Par contre, la tension (V) aux bornes de la jonction varie peu car elle est fonction de la différence de potentiel à la jonction N-P du matériau lui-même (pour le silicium monocristallin, elle est de 590 mV pour  $T_j = 25^\circ\text{C}$ ). La tension de circuit ouvert ne diminuera que légèrement avec le flux lumineux. Ceci implique donc que [1] :

- la puissance optimale de la cellule ( $P_M$ ) est pratiquement proportionnelle à l'éclairement;
- les points de puissance maximale se situent à peu près à la même tension (voir figure 1.5).

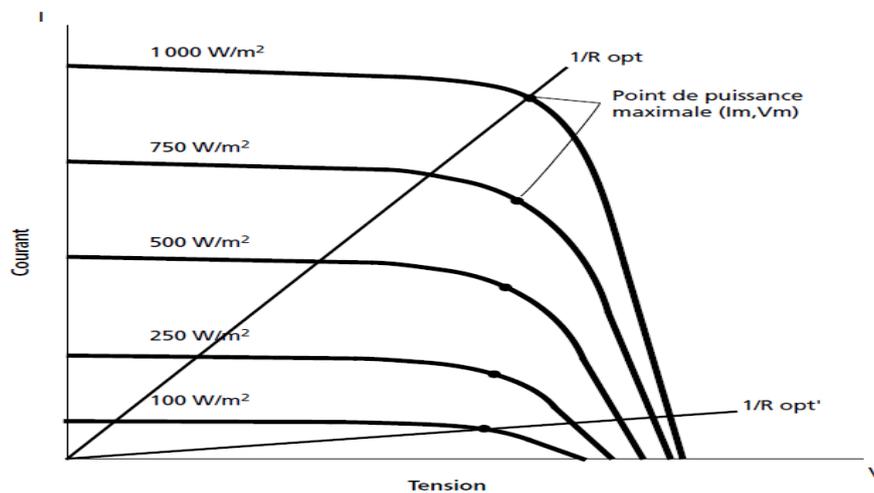


Figure 1.5 : Influence de l'ensoleillement sur la courbe I-V [1].

L'influence de la température est non négligeable sur la caractéristique courant/tension d'un semi-conducteur (voir figure 1.6). Pour le silicium, lorsque la température augmente, le courant augmente d'environ  $0,025 \text{ mA/cm}^2/\text{°C}$  alors que la tension décroît de  $2,2 \text{ mV/°C/cellule}$ . Cela se traduit par une baisse de puissance d'environ  $0,4\%/°\text{C}$ . Cette influence devra être prise en compte lors du dimensionnement du générateur photovoltaïque.

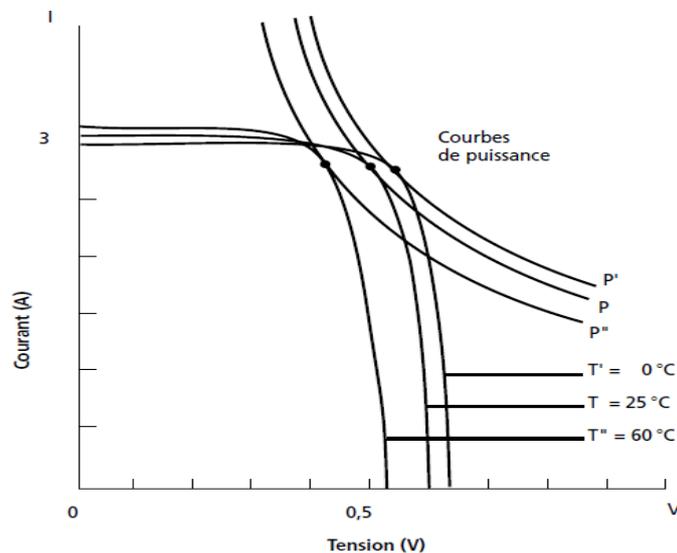


Figure 1.6 : Influence de la température sur la courbe I-V [1].

Une convention internationale définit la puissance d'une cellule en watt-crête. Le  $W_c$  ( $W_p$  en anglais) est la puissance optimale fournie par la photopile sous des conditions de mesures normalisées (CMN), c'est-à-dire pour un ensoleillement de  $1\text{kW/m}^2$  et pour une température de jonction de la cellule de  $25 \text{ °C}$ . Le rendement de conversion (efficacité) d'une cellule est le rapport entre la puissance électrique optimale ( $P_M$ ) et la puissance solaire reçue à la température de référence. Ainsi, une simple cellule de silicium monocristallin ayant une surface de  $100 \text{ mm} \times 100 \text{ mm}$  aura une efficacité d'environ  $14\%$  et produira environ  $1,4 W_c$  à  $0,5 \text{ volt}$  [1].

### II.3 Le module photovoltaïque

Afin d'augmenter la tension d'utilisation, les cellules PV sont connectées en série. La tension nominale du module est habituellement adaptée à la charge de  $18 \text{ volts}$  et les modules auront donc généralement  $36$  cellules. De plus, la fragilité des cellules au bris et à la corrosion

exige une protection envers leur environnement et celles-ci sont généralement encapsulées sous verre ou sous composé plastique. Le tout est appelé un module photovoltaïque.

### II.3.1 Association en série

En additionnant des cellules ou des modules identiques en série, le courant de la branche reste le même mais la tension augmente proportionnellement au nombre de cellules (modules) en série (voir figure 1.7).

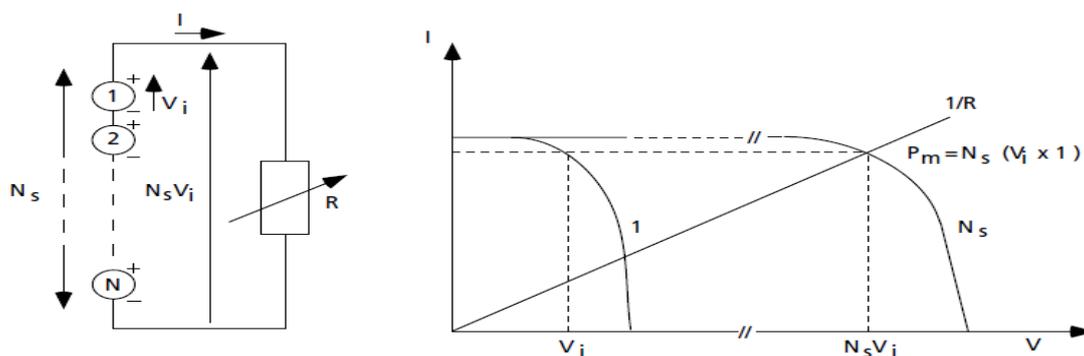


Figure 1.7 : Cellules identiques en série.

### II.3.2 Association en parallèle

En additionnant des modules identiques en parallèle, la tension de la branche est égale à la tension de chaque module et l'intensité augmente proportionnellement au nombre de modules en parallèle dans la branche.

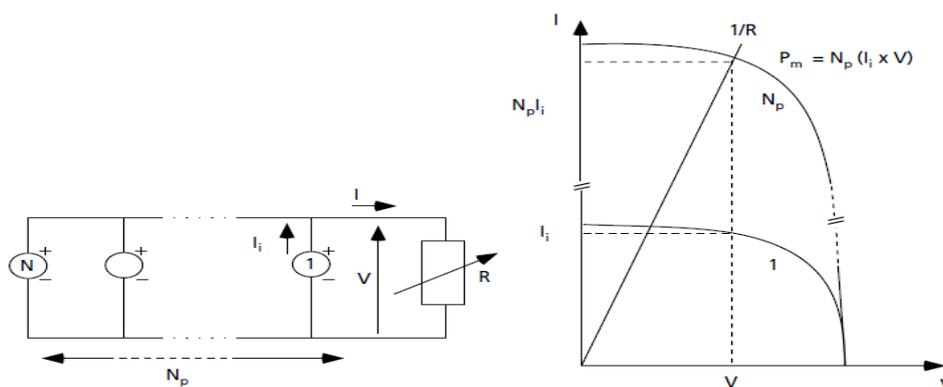


Figure 1.8 : Cellules identiques en parallèles.

La caractéristique  $I(V)$  d'un générateur solaire peut être considérée comme le fruit d'une association d'un réseau de  $N_n \times N_p$  cellules en série/parallèle. La caractéristique globale peut, en outre, varier en fonction de l'éclairement, la température, du vieillissement des cellules et les effets d'ombrage ou d'inhomogénéité de l'éclairement. De plus, il suffit d'une occultation ou d'une dégradation d'une des cellules mises en série pour provoquer une forte diminution du courant solaire produit par le module photovoltaïque. Lorsque le courant débité est supérieur au courant produit par la cellule faiblement éclairée, la tension de celle-ci devient négative et devient un élément récepteur. Celle-ci se retrouve à dissiper une quantité trop importante de puissance électrique qui pourrait aboutir à sa destruction si le défaut persiste trop longtemps. C'est le phénomène dit de hot spot ou « point chaud » [6].

Pour remédier à ce phénomène, on équipe donc les panneaux photovoltaïques de diodes by-pass qui ont pour rôle de protéger les cellules qui deviennent passives (voir figure 1.9). La diode by-pass lorsqu'elle se met à fonctionner, court-circuite alors une partie du panneau comme indiqué en Figure 1.9(b), évitant ainsi la circulation de courants inverses au sein des cellules défectueuses. Par contre, cette solution efficace réduit d'autant la puissance délivrée ainsi que la tension aux bornes du panneau. La dégradation d'une seule cellule condamne donc le groupe de cellules associé à la cellule défectueuse et protégée par la diode by-pass à ne pas produire de puissance. Ce phénomène de perte partielle de puissance est à comparer à la perte totale d'un panneau entier en cas de problème sur une cellule avec un panneau fonctionnant sans protections [6].

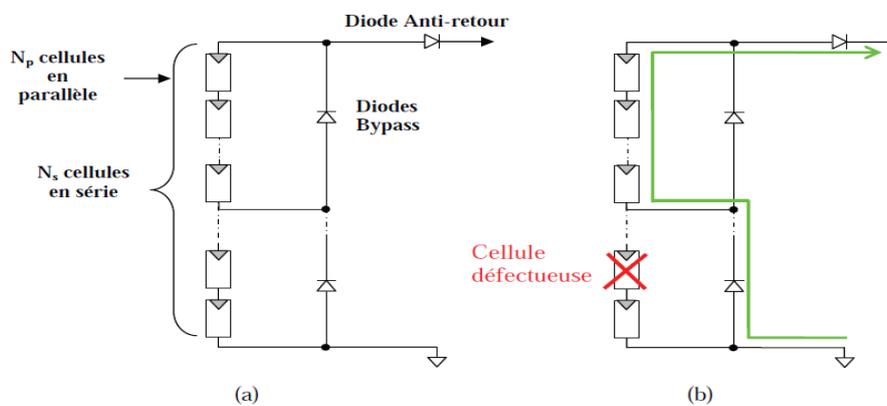


Figure 1.9 : (a) Architecture Classique d'un panneau solaire photovoltaïque avec diodes de protections. (b) Défaillance d'une des cellules du module PV et activation de la diode by-pass et mise en évidence du courant de circulation  $I_{pv}$ .

### II.3.3 Caractéristiques électriques des modules

Le modèle utilisé pour simuler les performances du module PV (groupement de  $n$  cellules en série) est déduit du modèle de la caractéristique d'une cellule solaire par l'équation suivante [3] :

$$I'_{out} = I_{ph} - I_S \left[ e^{\frac{q(V'_{out} + I'_{out} \cdot R_{se})}{nkT}} - 1 \right] - \frac{V'_{out} + I'_{out} \cdot R_{se}}{R_{pe}} \quad (1.9)$$

Avec  $R_{se}$  et  $R_{pe}$  résistance série et parallèle du module défini par :

$$R_{se} = n \cdot R_s \quad \text{et} \quad R_{pe} = n \cdot R_p$$

La puissance-crête ( $W_c$ ) d'un module photovoltaïque est la puissance électrique maximale qu'il peut fournir, dans les conditions de mesures normalisées (CMN) suivantes [1] :

- lorsqu'il est connecté à une charge optimale ;
- lorsqu'il reçoit du soleil une puissance de  $1000\text{W}/\text{m}^2$ . Ceci correspond approximativement à une exposition perpendiculaire aux rayons du soleil le midi par temps clair ;
- lorsque la température à la jonction des cellules est de  $25\text{ }^\circ\text{C}$ .

Il s'agit donc de conditions idéales conventionnelles qui sont très rarement remplies dans la pratique. La figure 1.10 montre l'influence de la luminosité sur la production électrique d'un module typique de  $50\text{Wc}$ . Le courant de sortie (A) est affecté principalement par l'intensité de la lumière. La tension de sortie (V) du module varie peu. La puissance maximale ( $P_M$ ) de ce module se situe autour de 16 volts à  $25\text{ }^\circ\text{C}$  et autour de 15 volts à  $47\text{ }^\circ\text{C}$ . L'influence de la température est visible surtout au niveau de la tension.

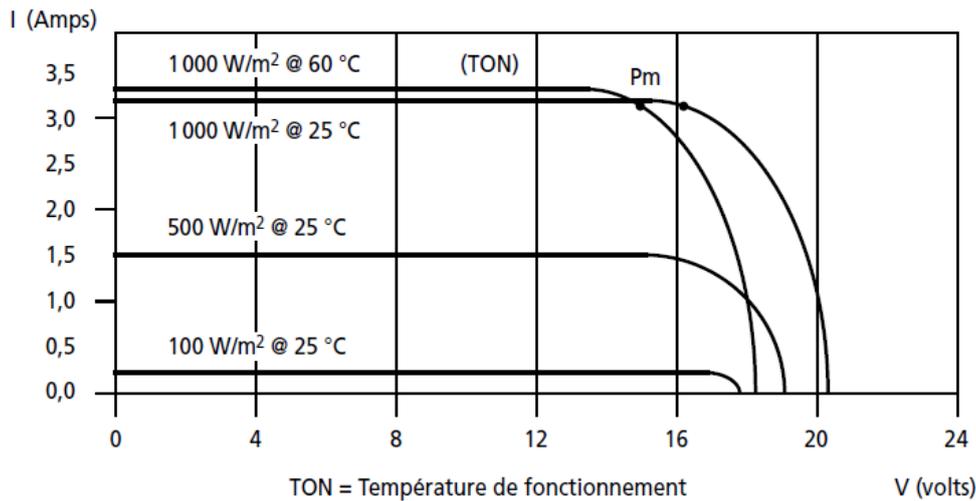


Figure 1.10 : Courbe électrique I-V d'un module typique.

### II.3.4 Les systèmes PV :

Les modules PV sont les éléments de base de tout système photovoltaïque. Ils peuvent être branchés en série pour augmenter leur tension d'utilisation et en parallèle pour augmenter leur courant. Cet ensemble est appelé le champ de modules PV et sa modélisation lorsque ce dernier est composé de  $N_s$  modules en série et  $N_p$  modules en parallèle est [11]:

$$I'_{out} = N_p \cdot I_{ph} - N_p \cdot I_s \left[ e^{\frac{q(V'_{out} + I'_{out} \cdot R_{se})}{n \cdot kT \cdot N_s}} - 1 \right] - N_p \frac{V'_{out} + I'_{out} \cdot R_{se}}{R_{pe}} \quad (1.10)$$

Avec :

$$R_{se} = n \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot R_s \quad \text{et} \quad R_{pe} = n \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot R_p$$

L'énergie fournie par le champ peut être utilisée pour charger des batteries qui fourniront l'électricité au moment voulu. Elle peut aussi être utilisée en reliant directement les modules à la charge sans les batteries (ex. : pour une pompe solaire, l'eau sert de stockage), ou en les branchant sur un réseau électrique. Il est également possible de combiner la sortie du champ PV avec d'autres sources d'énergie telles une génératrice ou une éolienne qui serviront d'appoint, si l'ensoleillement n'est pas suffisant.

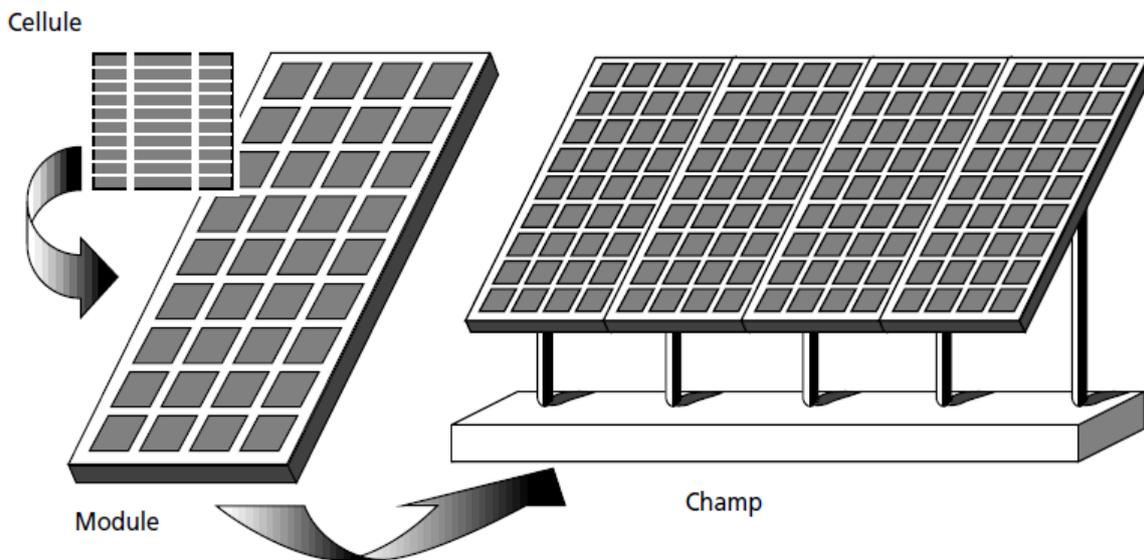


Figure 1.11 : Composantes d'un champ de modules photovoltaïques.

Bien qu'il existe une grande variété de systèmes photovoltaïques, on peut cependant les classer en six groupes distincts. Les trois premiers groupes sont des systèmes autonomes, non reliés à un réseau électrique. Les trois autres types sont des systèmes PV reliés différemment au réseau électrique [1].

- a. **Système autonome sans batterie.** Ce type de système ne requiert pas de stockage d'électricité, soit parce que la production d'énergie des cellules est suffisante sous un faible éclairage (ex. : calculatrice), soit que le temps de fonctionnement de la charge n'est pas critique (ex. : pompe à eau : le réservoir d'eau sert de stockage).
- b. **Système autonome avec batterie.** C'est le système photovoltaïque le plus commun. Le champ PV sert de chargeur pour la batterie. L'électricité peut alors être utilisée en tout temps. Par exemple, ce système est bien adapté pour l'éclairage d'une maison où il faut de l'électricité lorsqu'il ne fait plus jour.
- c. **Système hybride PV/génératrice.** Ce système utilise les avantages de l'énergie photovoltaïque et de la génératrice au diesel, au propane ou à l'essence. Le système photovoltaïque fournit une énergie intermittente mais souvent moins coûteuse en régions éloignées. La génératrice sert d'énergie d'appoint, selon la demande.
- d. **Système PV sur réseau diesel.** Ce système est utilisé principalement dans les communautés ou les villages éloignés. Le générateur PV est branché en parallèle avec

les génératrices au diesel du réseau villageois et fournit l'électricité sur ce réseau lorsque l'ensoleillement le permet.

- e. **Système PV sur réseau décentralisé.** Ce système photovoltaïque est branché directement sur un réseau électrique, mais il est installé près de la demande. Il peut être installé, par exemple, sur une résidence individuelle ou sur un centre commercial, de telle sorte qu'il alimente cette charge et fournit l'excédent de sa production sur le réseau durant le jour. Durant la nuit, la charge puise l'énergie requise sur le réseau.
- f. **Système PV centralisé.** Ce système fonctionne comme une centrale électrique normale mais doit tenir compte de la fluctuation de la production d'énergie qui est liée à l'ensoleillement.

### III. Les systèmes photovoltaïques sans batterie :

#### III.1 Principe de fonctionnement

Les systèmes photovoltaïques sans batterie servent habituellement à alimenter une charge unique, comme une pompe ou un ventilateur, à laquelle convient mieux une autre forme de stockage d'énergie que l'électricité (par exemple : réservoir d'eau surélevé) ou encore qui a besoin d'énergie pendant le jour seulement (par exemple: ventilateurs).

De par la caractéristique I-V des systèmes photovoltaïques, certains types de charges sont mal adaptés pour un couplage direct des modules. Pour avoir une bonne adaptation, il faut brancher une charge dont la caractéristique I-V se rapproche au plus près de la courbe de puissance maximale du système solaire, qui comme on l'a vu est pratiquement verticale autour d'une tension optimale. L'utilisation d'une batterie répond bien à cette contrainte car sa caractéristique de fonctionnement est en tout temps très près du point de fonctionnement maximal des modules (figure 1.12). Le branchement direct d'une charge résistive à un module soumis à un ensoleillement variable est par contre très mal adapté (voir figure 1.12b). Si la puissance délivrée à la charge est maximale pour un ensoleillement donné, elle ne l'est pas pour un ensoleillement différent. Les courbes en pointillée des figures 1.12a et 1.12b représentent la caractéristique d'une charge idéale lorsque la puissance demandée correspond à la puissance maximale fournie par le système photovoltaïque.

Dans le cas de couplage direct, seuls les moteurs à aimants permanents et les moteurs séries sont capables d'avoir une bonne adaptation autour d'un point optimal. Pour ces charges [1] :

- Le courant est directement fonction du couple résistant ; donc, à faible ensoleillement le couple résistant sera faible.
- La tension est directement fonction de la vitesse de rotation du moteur; donc, la vitesse de rotation du moteur sera à peu près constante à partir d'un seuil d'ensoleillement minimal.

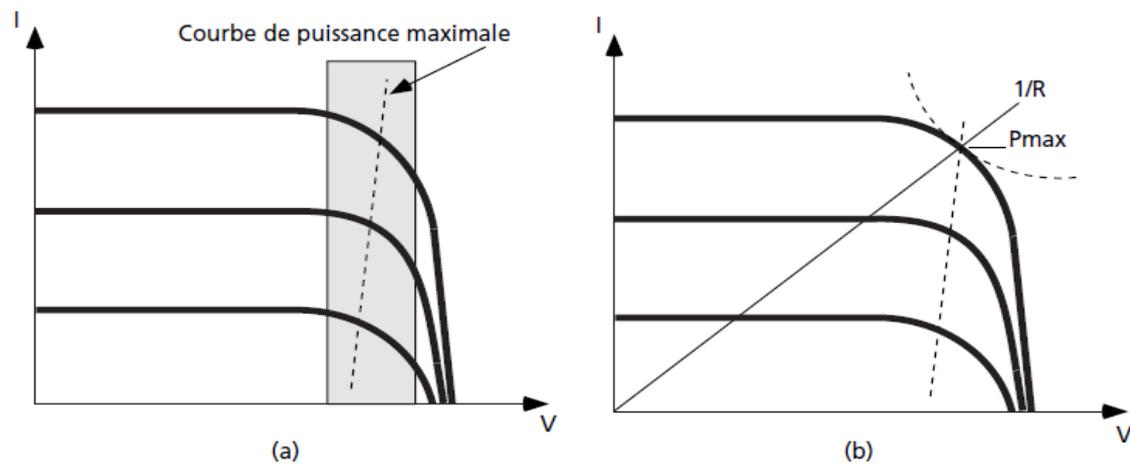


Figure 1.12: Point de fonctionnement d'un champ PV couplé à a) une batterie, b) une charge résistive.

### III.2 Adaptation de charge

L'adaptateur de charge (*maximum power point tracker*) est un dispositif électronique utilisé pour maintenir au maximum la tension de fonctionnement du champ, indépendamment des fluctuations de l'impédance de charge et des conditions de fonctionnement du champ causées par les variations de température et d'ensoleillement. Ainsi, l'adaptateur de charge remplit essentiellement la fonction d'un circuit d'adaptation d'impédance: il augmente beaucoup l'efficacité du champ, mais il consomme également de l'énergie. L'utilisateur doit donc s'assurer que le gain d'efficacité n'est pas annulé par la consommation d'énergie de l'adaptateur.

La figure 1.13 montre comment l'adaptateur de charge règle la tension et le courant du champ pour que la charge puisse obtenir la puissance maximale de sortie du module photovoltaïque, peu importe les conditions ambiantes. A un faible ensoleillement, le point de fonctionnement du système passe de 1 à 1', augmentant de beaucoup la puissance fournie à la charge. A un ensoleillement moyen, le point de fonctionnement (2) correspond normalement au point de puissance maximal du champ PV. A un ensoleillement élevé, le point de fonctionnement du système passe de 3 à 3', correspondant à une légère augmentation de la puissance fournie à la charge [1].

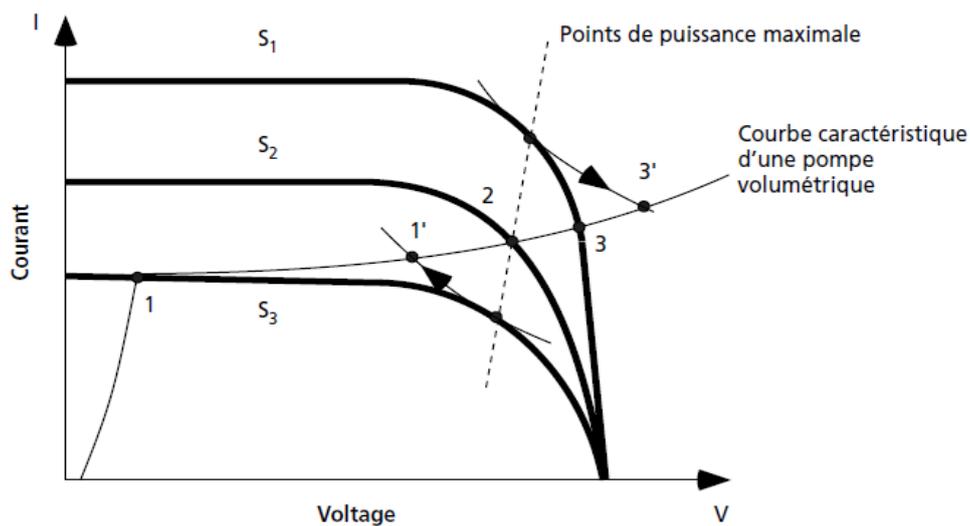


Figure 1.13 : Adaptation de la charge en modifiant le point de fonctionnement du champ PV.

### III.3 Notion de rendements

Une normalisation des origines des pertes dans une chaîne de conversion photovoltaïque est indispensable pour pouvoir en connaître ses performances et envisager de les améliorer. Ceci se traduit par la définition de plusieurs rendements distincts. Nous rappelons les définitions des différents rendements utilisés tout au long de ce document et des conditions de mesures de ces derniers. Ainsi, le rendement global de la chaîne de conversion qui en résulte reflète bien l'ensemble des sources de pertes réparties sur l'ensemble de la chaîne PV.

L'irradiance  $G$  ( $\text{W}/\text{m}^2$ ) est définie comme la quantité d'énergie électromagnétique solaire incidente sur une surface par unité de temps et de surface. La puissance reçue par un panneau de surface  $A$  ( $\text{m}^2$ ) est donc égale à  $G \times A_{\text{eff}}$ . La surface  $A_{\text{eff}}$  représente la surface du panneau correspondant à la partie active et susceptible de pouvoir effectuer la conversion photovoltaïque et non la surface totale occupée par le panneau solaire. Plusieurs systèmes de mesures existent (pyranomètre, sonde radiation globale). Quelle que soit la méthode utilisée, aujourd'hui, la précision de ces données sur  $G$  est malheureusement faible lorsque l'on essaie de caractériser un ensoleillement instantané réel arrivant au niveau du sol terrestre (de l'ordre de 10%)[7]. Le débat reste donc ouvert pour améliorer ce domaine de métrologie.

Dans ce contexte et faute de plus de précision, nous prendrons comme définition du rendement traduisant la capacité maximale d'un GPV ainsi que sa qualité de la conversion photons-électrons d'un panneau solaire noté  $\eta_{pv}$ , le rendement défini selon l'équation :

$$\eta_{pv} = \frac{P_{MAX}}{G \cdot A_{\text{eff}}} \quad (1.11)$$

où  $P_{MAX}$  est le maximum de puissance potentiellement disponible à la sortie du GPV dépendant du matériau photovoltaïque, de l'instant et de l'endroit des mesures, des conditions météorologiques et de la température. Les rendements les plus courants des modules PV actuellement commercialisés sont de l'ordre de [6] :

- 12,7% pour le silicium amorphe hydrogéné,
- 15% pour le silicium multicristallin,
- 23% pour le silicium monocristallin.

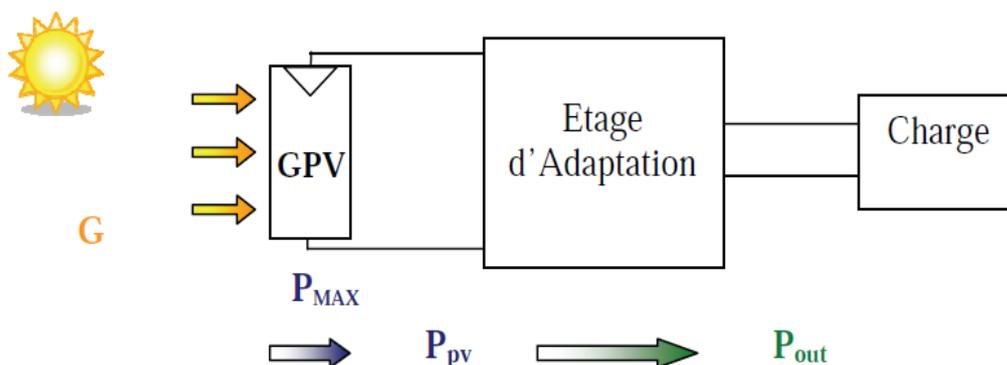


Figure 1.14 : Chaîne de conversion photovoltaïque.

La puissance délivrée par le GPV notée  $P_{pv}$  est plus ou moins éloignée du potentiel productible noté  $P_{MAX}$  en fonction de l'étage d'adaptation utilisé pour réaliser la conversion et le transfert énergétique (Onduleur, convertisseur DC-DC, connexion directe...). La définition d'un nouveau rendement traduisant les pertes énergétiques est alors nécessaire. Nous l'associons au point de fonctionnement du GPV et nous le notons  $\eta_{MPPT}$ . Il correspond à la capacité de l'étage d'adaptation à exploiter sa puissance maximale ( $P_{MAX}$ ) disponible aux bornes du panneau photovoltaïque.

Ce rendement  $\eta_{MPPT}$  est obtenu en divisant la puissance disponible aux bornes du GPV par la puissance maximale potentiellement délivrable par ce même GPV. Pour être précis, ce rendement est le fruit de mesures des puissances effectuées sur un intervalle de temps très court (<1s). Il sera donc représentatif d'un instant donné, de conditions météorologiques précises et de modes de fonctionnement donnés. En résumé, ce rendement représente un rendement instantané des performances du GPV.

$$\eta_{MPPT} = \frac{P_{pv}}{P_{MAX}} \quad (1.12)$$

Pour transférer la puissance électrique produite, le mode de transfert utilisé peut présenter plus ou moins un taux de pertes lié à sa constitution. Nous définissons pour qualifier ces étages de conversion électrique-électrique et de transfert, le rendement de conversion d'un étage d'adaptation noté  $\eta_{conv}$ , et permettant d'évaluer les pertes liées à la conversion de puissance associée à l'étage d'adaptation. Là aussi, ce type de rendement dépend du temps et des conditions de fonctionnement. Il est nécessaire, pour obtenir une grande précision sur cette grandeur, d'effectuer les mesures de courant et de tension en entrée et en sortie de l'étage au même instant garantissant ainsi la connaissance précise du transfert de puissance effectué à un instant donné.

$$\eta_{conv} = \frac{P_{out}}{P_{pv}} \quad (1.13)$$

Le rendement global de la chaîne de conversion photovoltaïque, noté  $\eta_{TOTAL}$ , peut donc être défini comme le produit des trois rendements précédemment définis sur le même intervalle de temps.

$$\eta_{TOTAL} = \eta_{conv} \cdot \eta_{MPPT} \cdot \eta_{pv} = \frac{P_{MAX} [W]}{G[W/m^2] \cdot A_{eff} [m^2]} \cdot \frac{P_{pv} [W]}{P_{MAX} [W]} \cdot \frac{P_{out} [W]}{P_{pv} [W]} \quad (1.14)$$

Ce rendement traduit la capacité de la totalité d'une chaîne PV à produire plus ou moins de l'énergie électrique. Cela permet également de comprendre la différence entre un rendement effectué en laboratoire sur des matériaux et des cellules PV sous température et irradiation contrôlées et le rendement réel des GPV installés fonctionnant en conditions réelles.

Pour les études d'optimisation que nous avons développées dans cette thèse, seuls le rendement  $\eta_{MPPT}$  et le rendement de l'étage d'adaptation  $\eta_{conv}$  ont été considérés. Ces rendements sont en effet étroitement associés aux systèmes de gestion et de conversion de l'énergie PV. Ils définissent respectivement sa capacité à exploiter plus ou moins bien la puissance produite par un GPV et la capacité de transfert vers une charge dans les meilleures conditions[13].

## **IV. Composants d'une pompe photovoltaïque**

### **IV.1 Généralités**

Une pompe photovoltaïque se présente fondamentalement de deux façons selon qu'elle fonctionne avec ou sans batterie. Alors que cette première utilise une batterie pour stocker l'électricité produite par les modules, la pompe sans batterie, plus communément appelée « pompe au fil du soleil », utilise un réservoir pour stocker l'eau jusqu'au moment de son utilisation.

La pompe avec batterie permet de s'affranchir des aléas du soleil et des problèmes d'adaptation entre générateur photovoltaïque et motopompe. Le débit de pompage peut se faire à la demande, lorsque les utilisateurs en ont besoin, ou permettre un pompage régulier durant toute la journée.

Toutefois, l'utilisation de batteries comporte davantage de composants qui influent sur la fiabilité et le coût global du système. Les batteries sont fragiles et sont souvent les premiers éléments qui auront besoin d'être changés. Elles nécessitent en outre un entretien constant et un contrôle rigoureux de leur charge et décharge. Les contrôleurs utilisés pour régulariser la charge et la décharge des batteries vieillissent rapidement et peuvent s'avérer non fiables. Les

batteries introduisent également un certain degré de perte de rendement d'environ 20% à 30% de la production d'énergie.

Le pompage au fil du soleil permet d'avoir un système photovoltaïque plus simple, plus fiable et moins coûteux qu'un système avec batterie. Le stockage se fait de manière hydraulique, l'eau étant pompée, lorsqu'il y a suffisamment d'ensoleillement, dans un réservoir au-dessus du sol. Elle est ensuite distribuée par gravité au besoin. Le réservoir peut souvent être construit localement et la capacité de stockage peut varier d'un à plusieurs jours. Ce réservoir ne requiert pas un entretien complexe et est facile à réparer localement.

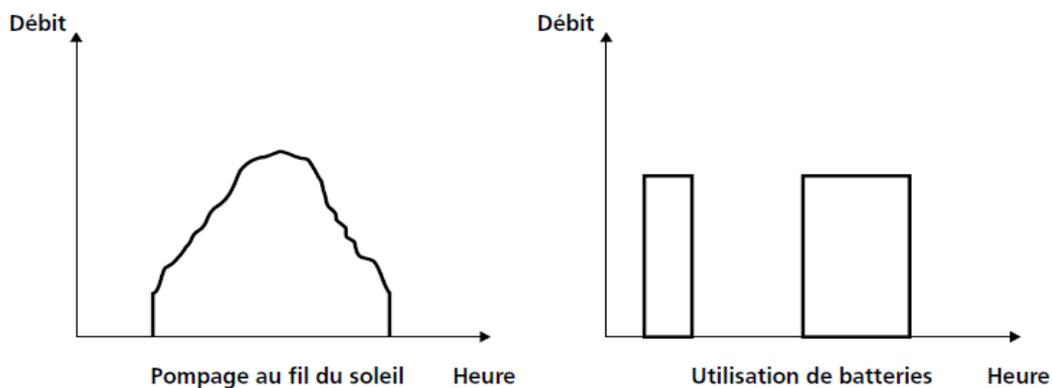


Figure 1.15 : Caractéristiques du débit pour le pompage au fil du soleil et avec batterie [1].

Compte tenu du coût additionnel du système avec batterie, des problèmes de maintenance de la batterie et de l'obligation de la remplacer après 3 à 5 ans d'usage, la solution au fil du soleil est présentement préférée. Néanmoins, celle-ci présente certains inconvénients qu'il ne faut pas négliger lors de son choix [1] :

- Il est impossible de pomper au-dessous d'un certain niveau d'éclairement, la pompe ne pouvant être amorcée sous une certaine puissance fournie. Il y a donc perte d'énergie au début et à la fin de la journée.
- Parce que le rendement des pompes diminue en dehors de leur puissance nominale de fonctionnement, le système nécessitera l'utilisation d'un adaptateur de charge. Ceci est particulièrement nécessaire pour les pompes volumétriques.
- Le débit de la pompe ne sera pas constant et le rabattement du puits ou du forage peut être trop élevé durant certaines périodes de la journée.

## **IV.2 Les types de pompes**

Les pompes à eau sont habituellement classées selon leur principe de fonctionnement, soit de type volumétrique ou centrifuge. Outre ces deux classifications que nous décrirons plus loin, on distingue également deux autres types de pompes en fonction de l'emplacement physique de la pompe par rapport à l'eau pompée: la pompe à aspiration et la pompe à refoulement.

La hauteur d'aspiration de n'importe quelle pompe est limitée à une valeur théorique de 9,8 mètres (pression atmosphérique en mètres d'eau) et dans la pratique à 6 ou 7 mètres. Les pompes à aspiration sont donc toujours installées à une hauteur inférieure à celle-ci. Ces pompes doivent également être amorcées, c'est-à-dire que la section en amont de la pompe doit être remplie d'eau pour amorcer l'aspiration d'eau.

Les pompes à refoulement sont immergées dans l'eau et ont soit leur moteur immergé avec la pompe (pompe monobloc), soit le moteur en surface ; la transmission de puissance se fait alors par un long arbre reliant la pompe au moteur. Dans les deux cas, une conduite de refoulement après la pompe permet des élévations de plusieurs dizaines de mètres, selon la puissance du moteur.

### **IV.2.1 La pompe volumétrique**

La pompe volumétrique transmet l'énergie cinétique du moteur en mouvement de va-et-vient permettant au fluide de vaincre la gravité par variations successives d'un volume raccordé alternativement à l'orifice d'aspiration et à l'orifice de refoulement.

Le débit d'eau d'une pompe volumétrique est proportionnel à la vitesse du moteur. Mais son couple varie essentiellement en fonction de la hauteur manométrique totale (HMT) et est pratiquement constant en fonction de la vitesse de rotation du moteur. Le couple de démarrage est donc pratiquement indépendant du débit et sera proportionnel à la HMT. La puissance consommée sera proportionnelle à la vitesse. C'est pourquoi ces pompes sont habituellement utilisées pour les puits et les forages à grandes profondeurs et à petits débits d'eau.

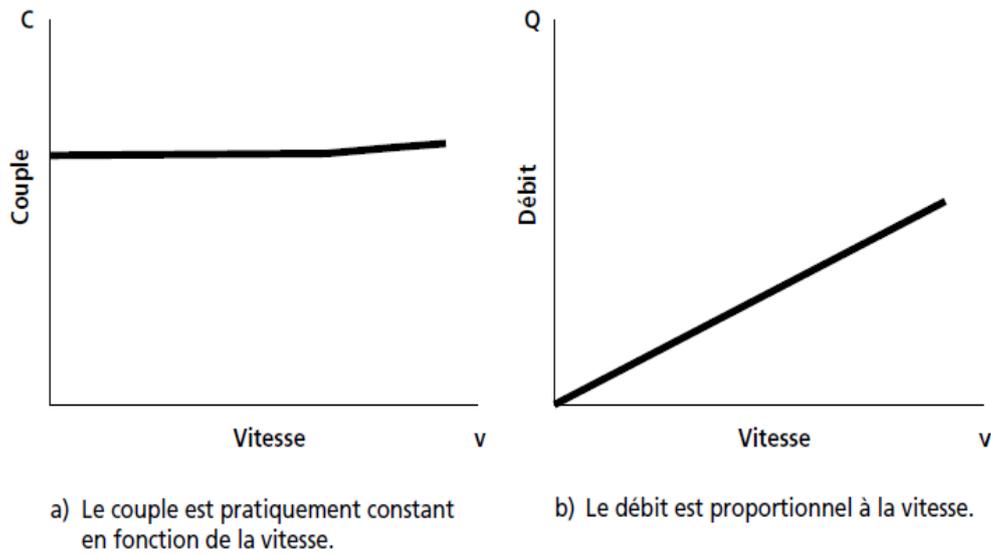


Figure 1.16 : Caractéristiques d'une pompe volumétrique [1].

#### IV.2.2 La pompe centrifuge

La pompe centrifuge transmet l'énergie cinétique du moteur au fluide par un mouvement de rotation de roues à aubes ou d'ailettes. L'eau entre au centre de la pompe et est poussée vers l'extérieur et vers le haut grâce à la force centrifuge des aubages. Afin d'augmenter la pression, donc la hauteur de refoulement, plusieurs étages d'aubages peuvent être juxtaposés sur le même arbre de transmission (voir figure 1.17). Ces pompes incluent les pompes submersibles avec moteur de surface ou submergé, les pompes flottantes et les pompes rotatives à aspiration.

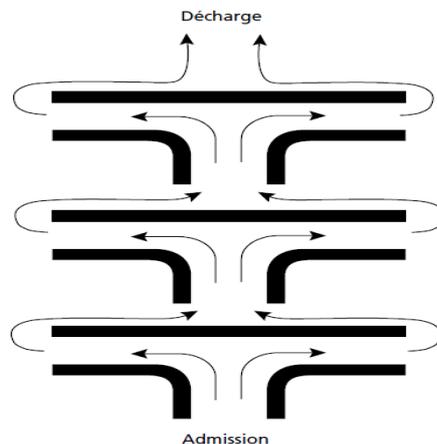
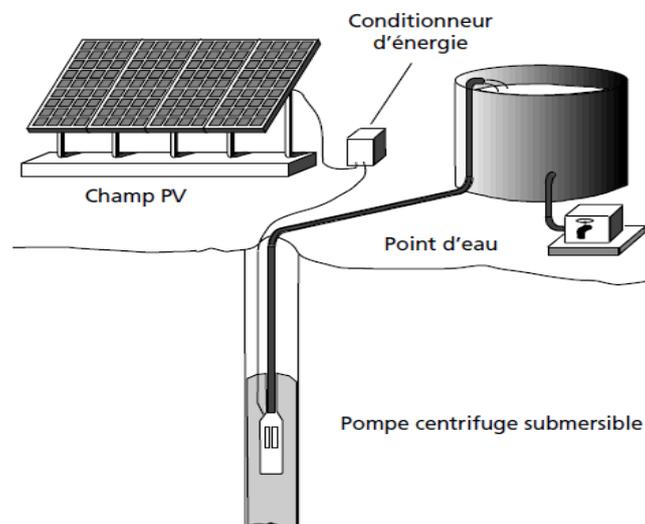


Figure 1.17 : Cheminement de l'écoulement dans une pompe centrifuge à étages multiples [1].

La pompe centrifuge est conçue pour une HMT relativement fixe. Le débit de cette pompe varie en proportion de la vitesse de rotation du moteur. Son couple augmente très rapidement en fonction de cette vitesse et la hauteur de refoulement est fonction du carré de la vitesse du moteur. La vitesse de rotation du moteur devra donc être très rapide pour assurer un bon débit. La puissance consommée, proportionnelle à  $Q \times HMT$ , variera donc dans le rapport du cube de la vitesse. On utilisera habituellement les pompes centrifuges pour les gros débits et les profondeurs moyennes ou faibles (10 à 100 mètres).

Parce que le couple de démarrage est limité au couple de frottement de la pompe à vitesse nulle (qui est plus important qu'en rotation), la pompe requiert une vitesse minimale à une HMT donnée pour obtenir un débit de départ non nul.



Notes : Cette pompe est utilisée plus couramment pour l'exhaure de l'eau domestique. Le moteur et la pompe s'installent dans le puits ou le forage, à l'abri de coups potentiels.

**Figure 1.18 : Pompe submersible centrifuge à étages multiples.**

Le rendement de la pompe centrifuge est fonction du débit ; elle fonctionne de façon plus efficace à une certaine HMT et à une vitesse de rotation prédéterminée. Il est donc important de bien concevoir le dimensionnement de la pompe selon les conditions du terrain.

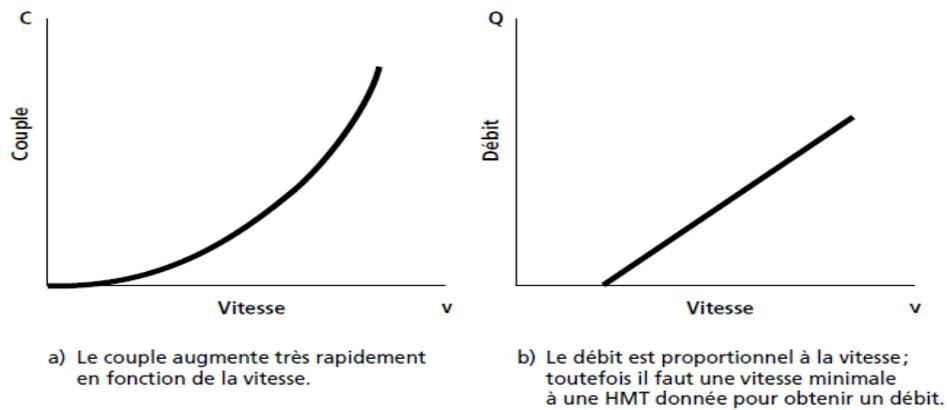
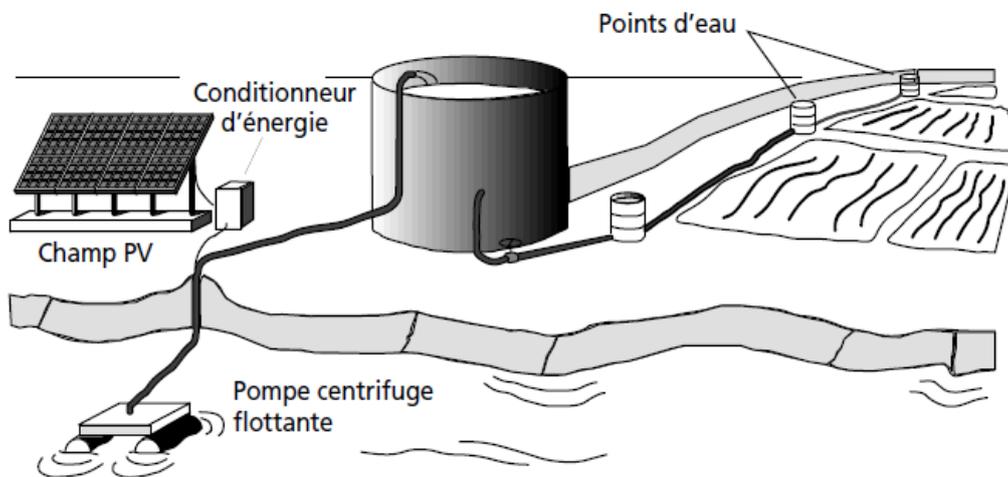


Figure 1.19 : Caractéristiques d'une pompe centrifuge [1].

Les pompes centrifuges sont très utilisées pour les applications avec énergie photovoltaïque parce que le moteur peut fournir une vitesse de rotation rapide à peu près constante. De plus, l'exhaure de l'eau domestique se fait traditionnellement à partir de puits, à des profondeurs de 10 à 50 mètres, qui conviennent bien aux pompes centrifuges à étages multiples. Ces pompes peuvent également s'adapter à de petits forages, ce qui permet de capter les nappes phréatiques profondes qui ont souvent un niveau d'eau dynamique entre 30 et 100 mètres.



Note : Les pompes centrifuges solaires sont aussi utilisées pour l'irrigation de petits maraîchages lorsque la HMT est faible, c'est-à-dire à partir d'un plan d'eau de surface, telle une rivière, et où la demande en eau est élevée.

Figure 1.20 : Pompe centrifuge flottante.

### IV.2.3 Comparaisons entre les pompes centrifuges et les pompes volumétriques

Pour de petites HMT et de faibles débits journaliers ( $HMT \times Q < 25 \text{ m}^4$ ), les pompes à main peuvent s'avérer plus intéressantes. On utilisera alors un seau pour pomper l'eau. L'utilisation de pompes mécaniques sur cette plage d'utilisation se limitera principalement aux pompes volumétriques de faible puissance.

Pour les hauteurs de moins de 7 mètres, l'emploi de pompes à aspiration sera préféré. Cette pompe est généralement de type centrifuge à ailettes. Pour de faibles débits et une puissance disponible variable (par exemple, couplage éolien), l'emploi d'une pompe à cavité (volumétrique) permet un débit plus constant.

Pour une HMT moyenne, comprise entre 10 et 50 mètres, la pompe immergée centrifuge est généralement la plus efficace. Mais son rendement est très étroitement lié à la HMT et son dimensionnement est critique.

Pour les HMT supérieures à 35 mètres et de faibles débits journaliers ( $< 20 \text{ m}^3$ ), la pompe volumétrique sera la plus utilisée, surtout si une forte variation du rabattement de la nappe (donc de la HMT) est constatée. Pour des débits plus élevés, l'emploi d'une pompe centrifuge est souvent le seul choix possible.

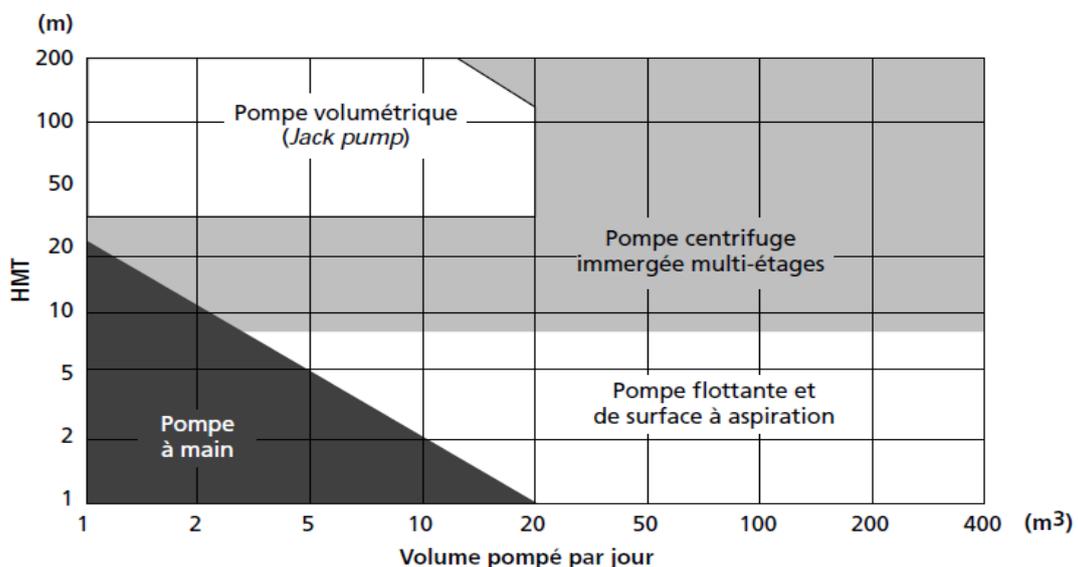


Figure 1.21 : Choix d'une pompe selon la HMT et le débit demandés (tirée de Solar Pumping de IT Power) [1].

Le choix d'une pompe se portera également sur sa capacité à répondre aux conditions variables du site. Nous avons vu que le débit d'une pompe volumétrique est moins affecté par la variation de la HMT alors que la pompe centrifuge verra son débit diminuer rapidement à mesure que la HMT augmente. La hauteur de refoulement d'une pompe centrifuge est fonction du carré de la vitesse du moteur. À mesure que la HMT augmente, le rendement de la pompe diminue très rapidement ; le moteur devrait tourner beaucoup plus rapidement pour fournir un même débit.

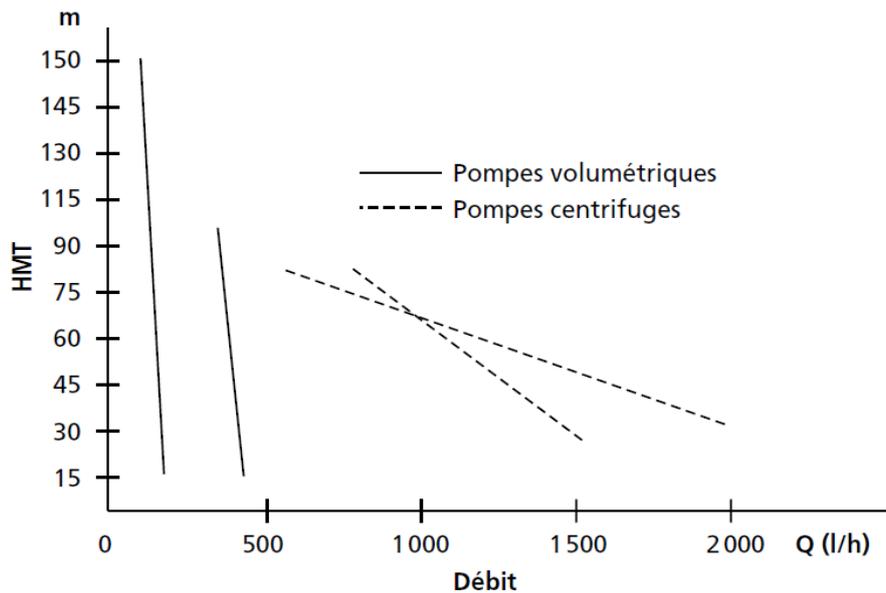


Figure 1.22 : Exemples de courbes débit – HMT pour quelques pompes [1].

### IV.3 Les types de moteurs

Le moteur d'un groupe motopompe convertit l'énergie électrique en énergie mécanique. Il peut être à courant continu ou alternatif. Dans ce dernier cas, un convertisseur électronique ou un onduleur est nécessaire pour convertir le courant continu provenant d'un générateur photovoltaïque en courant alternatif. Pour cette raison, le choix d'un moteur à courant continu peut sembler, de prime abord, plus intéressant, mais nous allons voir que l'évolution de convertisseurs électroniques efficaces permet également de choisir des moteurs alternatifs efficaces et, surtout, moins coûteux.

### IV.3.1 Moteur à courant continu

En termes de simplicité le moteur à courant continu est une option attractive parce que le générateur photovoltaïque produit du courant continu, et moins d'équipement spécialisé sont nécessaire pour traitement de puissance.

Pour un moteur à courant continu conventionnel les pertes d'énergie qui se produisant dans les enroulements est élevé, par conséquence le rendement global est faible. Si des aimants permanents sont utilisés pour produire le champ magnétique, aucune puissance ne sera consommée dans les bobines d'excitation et par conséquent des rendements plus élevés seront obtenu. Cette augmentation de rendement est très appropriée aux systèmes de pompage photovoltaïques. Le problème avec le moteur à courant continu c'est qu'il a besoin des balais pour la commutation. Les balais se détériorent avec le temps et doivent être remplacées après approximativement 1000 heures de l'opération, ce qui est très inconmode parce que ceci signifie un supplément l'entretien et des coûts.

Les **moteurs à commutation électronique** (moteur à courant continu sans balais) utilisent un circuit électronique pour inverser le courant circulant dans le rotor. Ces moteurs ne requièrent pas autant de maintenance, mais le circuit électronique peut être une cause de problèmes et doit être conçu pour un environnement difficile.

### IV.3.2 Moteur à courant alternatif

Le moteur à courant alternatif est utilisé de plus en plus pour les systèmes de pompage photovoltaïque. Le coût peu élevé du moteur, son faible besoin de maintenance et l'efficacité sans cesse en évolution des onduleurs solaires le rendent particulièrement attrayant pour les systèmes de pompage plus importants où le coût additionnel de l'onduleur est moins significatif.

Les moteurs alternatifs asynchrones sont les plus couramment employés pour une gamme variée d'applications industrielles. De dimension compacte, ce type de moteur est utilisé particulièrement pour le pompage immergé dans les forages et les puits ouverts.

Le moteur alternatif pour le pompage solaire est habituellement de type asynchrone, à rotor en court-circuit (rotor à cage). Le stator est noyé dans une résine, qui lui assure une étanchéité parfaite. Ces moteurs sont conçus pour être immergés et utilisés dans une eau d'une température maximale d'environ 35 °C. Ils doivent nécessairement être alimentés par un onduleur qui convertira le courant continu des modules PV en courant alternatif.

Dans le cas d'un moteur bipolaire à un courant triphasé de fréquence  $\omega$ , la vitesse de rotation du moteur, dite vitesse de synchronisme, est de 2900 à 3 000 T/mn (fréquence de 50 à 60 Hz).

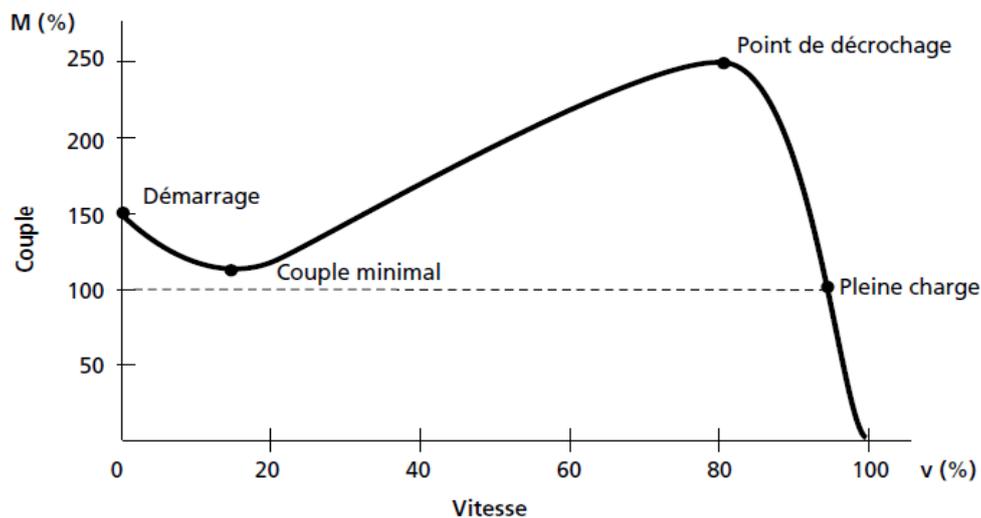


Figure 1.23 : Courbe du couple en fonction de la vitesse du moteur asynchrone bipolaire [1].

Au démarrage, le moteur développe un couple d'environ 150% du couple nominal. En pleine charge, la vitesse du moteur reste relativement constante pour une grande variation du couple. Si la charge mécanique excède 250%, le moteur s'arrêtera (point de décrochage). Les moteurs de petite puissance (<10kW) atteignent leur couple maximal (point de décrochage) à environ 80 % de la vitesse synchrone. La vitesse nominale est d'environ 4% de la vitesse synchrone (glissement de 4%).

Le rendement moyen d'un moteur asynchrone est de 85 %. À ceci il faut ajouter le rendement de l'onduleur qui est de 90%-95% sur une plage de fonctionnement importante. Le rendement moyen du moteur/onduleur sera donc de 80 % sur une plage de fonctionnement relativement importante.

## IV.4 Couplage générateur PV – groupe de pompage

Parce qu'il est souvent plus économique de construire un réservoir pour stocker l'eau plutôt que de stocker l'électricité dans les batteries, le moteur d'une pompe solaire fonctionnera habituellement « au fil du soleil ». Dans ce cas, il est important que la puissance fournie par le générateur PV soit utilisée le plus complètement possible au point de fonctionnement maximal du groupe motopompe sur la plage de fonctionnement la plus large possible. Nous avons vu que différents types de moteurs et de pompes engendrent des caractéristiques de fonctionnement différentes. Le choix d'un régulateur ou d'un onduleur dépendra étroitement de ces caractéristiques.

### IV.4.1 Adaptateur de charge (moteur continu)

Nous avons vu que les courbes caractéristiques courant-tension du groupe motopompe et du générateur solaire peuvent être très variables. En fait, selon l'instant de la journée, le type de pompe utilisée et les conditions d'utilisation du forage, le moteur de la pompe ne fonctionnera pratiquement jamais au point maximal ( $P_m$ ) du générateur PV durant la journée. Nous avons vu dans la section III.2 que l'adaptateur de charge (*maximum power point tracking ou MPPT*) est un dispositif électronique permettant de varier le point de fonctionnement du champ. L'adaptateur de charge sera particulièrement nécessaire au démarrage d'une pompe volumétrique, en augmentant la tension de fonctionnement acceptable par le moteur. Il permettra également de meilleurs résultats du groupe motopompe lors d'ensoleillements faibles.

### IV.4.2 L'onduleur (moteur alternatif)

La fonction principale de l'onduleur est de transformer le courant continu, produit par le générateur solaire, en courant alternatif monophasé ou triphasé. Les onduleurs de pompage sont en général à fréquence ( $f$ ) variable afin de permettre une variation de la vitesse de rotation de la pompe. Dans ce cas, le rapport de la tension alternative ( $U$ ) sur la fréquence  $U/f$  est constant. Telle que la fréquence du courant alternatif est directement proportionnelle à l'intensité de l'ensoleillement.

On distingue plusieurs types d'onduleurs suivant la qualité du signal de sortie :

- Onduleur à onde sinusoïdale modifiée, en marche d'escalier, générateur d'une onde proche de l'onde sinusoïdale.
- Onduleur à modulation de largeur d'impulsion (PWM, *pulse-width modulation*).
- Onduleur à onde sinusoïdale.

L'onduleur à modulation de largeur d'impulsion utilise des commutateurs électroniques rapides pour varier la largeur d'impulsion. En utilisant un filtre à la sortie, l'onde sinusoïdale peut être reconstruite. Ces onduleurs relativement peu coûteux sont très efficaces, fonctionnant à près de 90%-95% de rendement. Ils sont employés par la plupart des systèmes de pompage à courant alternatif.

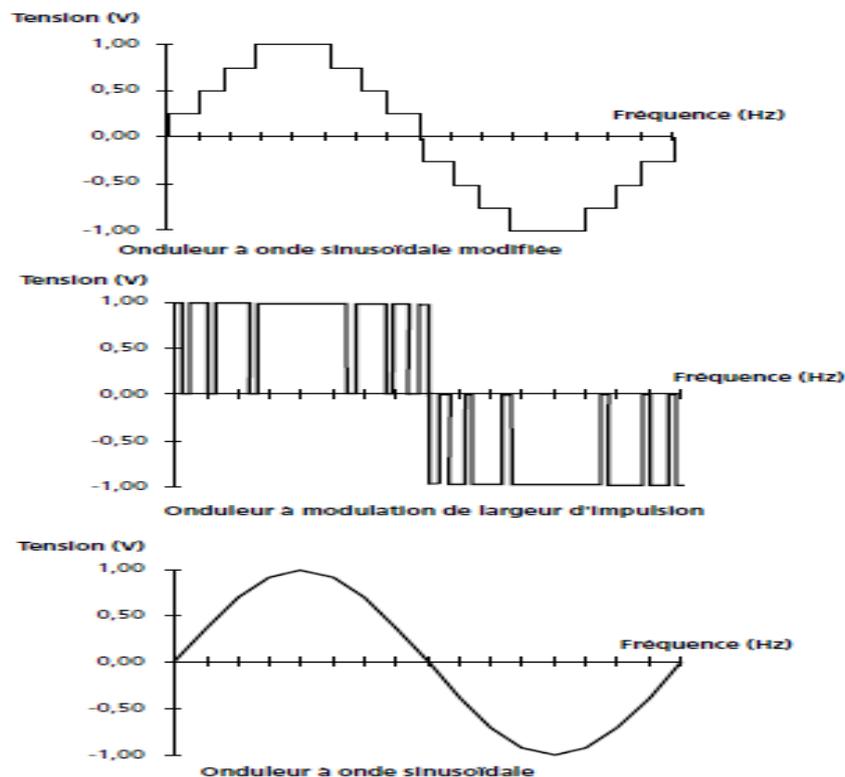


Figure 1.24 : Courbe d'ondes de sortie d'un onduleur de pompage [1].

La durée de vie moyenne des onduleurs de pompage est de sept ans. Ils ne nécessitent pas d'entretien particulier. Le rendement de l'onduleur est généralement élevé pour valoriser au mieux l'énergie produite par le générateur. Il est de l'ordre de 95 % au point de fonctionnement nominal.

#### IV.5 Rendement du groupe motopompe – générateur PV

Nous avons vu que le rendement d'un moteur ac asynchrone est de 80 %, sur une plage de fonctionnement importante. Le rendement hydraulique des pompes solaires est de l'ordre de 45% à 60%, mais ce rendement décroît beaucoup hors du point de fonctionnement nominal.

Il est nécessaire de tenir compte de la variation de la HMT, donc de la désadaptation possible de la pompe, lors de la conception d'une installation. Notamment, une mauvaise évaluation du calcul de la HMT lors de la conception pourrait entraîner le choix d'une pompe mal adaptée, celle-ci ne pouvant fonctionner au point de fonctionnement maximal.

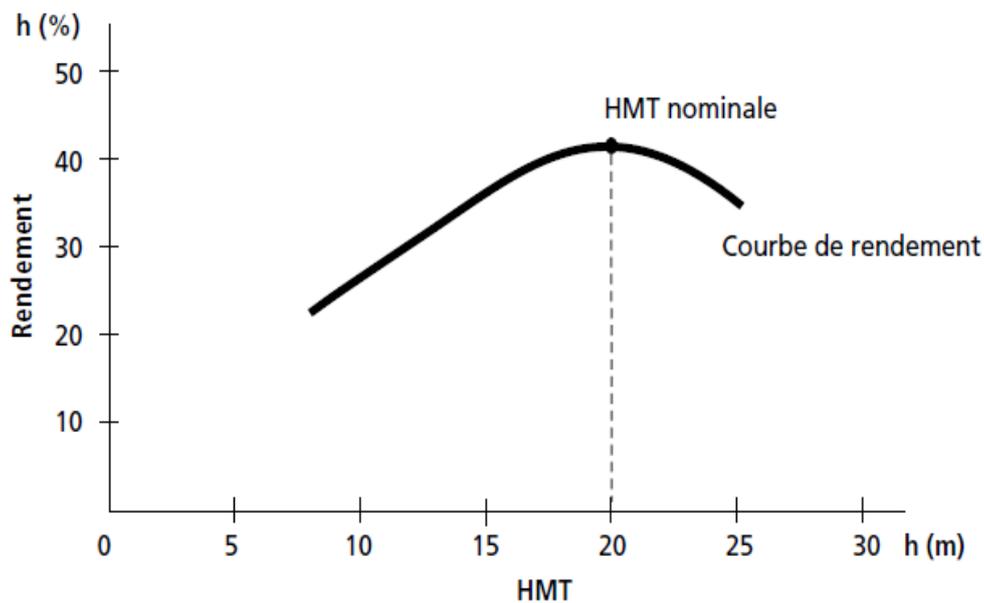


Figure 1.25 : Rendement instantané d'une pompe centrifuge immergée en fonction de la HMT [1].

Le choix d'un adaptateur de puissance adéquat permettra d'améliorer le rendement pour une certaine variation de la HMT mais ne constitue pas un palliatif à une pompe mal conçue. Les caractéristiques du site et de l'utilisation de l'eau devront donc être établies avec attention afin de bien choisir les composants de la pompe.

## **V. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents composants du système de pompage photovoltaïque afin d'avoir une vision globale du système et des objectifs à atteindre.

# Chapitre II : Adaptation de charge du GPV

## I. Introduction

Le but recherché par tout utilisateur de générateur photovoltaïque est d'extraire le maximum de puissance disponible à ces bornes, qui dépend de la température, du niveau d'ensoleillement et de la charge sur laquelle il débite, comme nous avons pu le voir dans le chapitre 1.

La technique utilisée classiquement est d'insérer un étage d'adaptation, généralement un convertisseur statique DC/DC, entre le GPV et la charge comme le décrit la figure 2.1, qui joue le rôle d'interface entre les deux éléments en assurant à travers une action de contrôle, le transfert du maximum de puissance fournie par le générateur, d'où son appellation « suiveur de point de puissance maximum » (MPPT) [8].

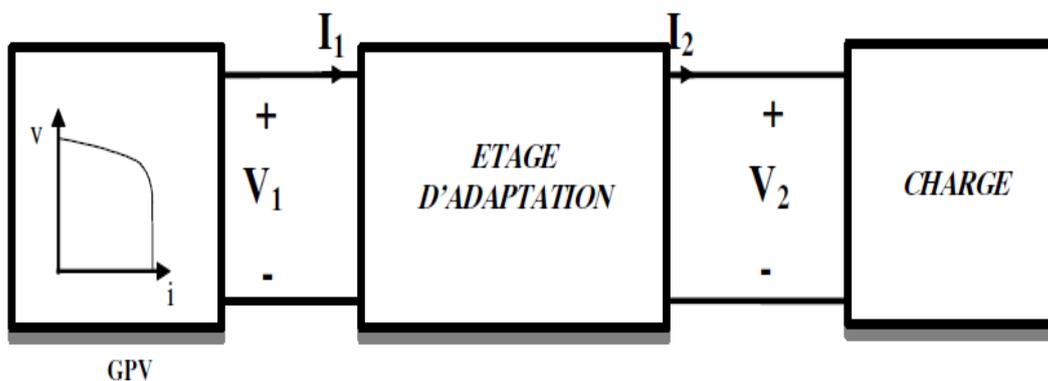


Figure 2.1 : Etage d'adaptation jouant le rôle d'interface de puissance entre le GPV et une charge pour le transfert de  $P_{max}$  du GPV.

## II. Convertisseur DC/DC

Le hacheur est un convertisseur statique continu-continu permettant de générer une source de tension continue variable à partir d'une source de tension fixe. Ne possédant que des composants à faible consommation (nulle dans le cas idéal), son rendement est élevé ce qui est un avantage peu négligeable dans notre application. Il met en œuvre un ou plusieurs commutateurs commandés, généralement des MOSFETs ou des IGBTs qui travaillent en mode bloqué-saturé [9].

On distingue deux types de hacheur :

- Les élévateurs (BOOST) dans lesquels  $V_s$  tension de sortie  $>$   $V_e$  tension d'entrée .
- Les abaisseurs (BUCK) dans lesquels  $V_s$  tension de sortie  $<$   $V_e$  tension d'entrée.

### II.1 Convertisseur boost

Dans ce hacheur, la tension moyenne de sortie est supérieure à la tension d'entrée, d'où son appellation : survolteur (boost). Cette structure demande un interrupteur commandé à l'amorçage et au blocage (bipolaire, MOS, IGBT...), une diode (amorçage et blocage spontanés), une self mise en série avec la source pour empêcher les courts-circuits quand l'interrupteur est fermé d'une part, et pour limiter les ondulations du courant appelé sur la source d'autre part, et enfin une capacité C qui permet de limiter l'ondulation de tension en sortie.

*Schéma de principe*

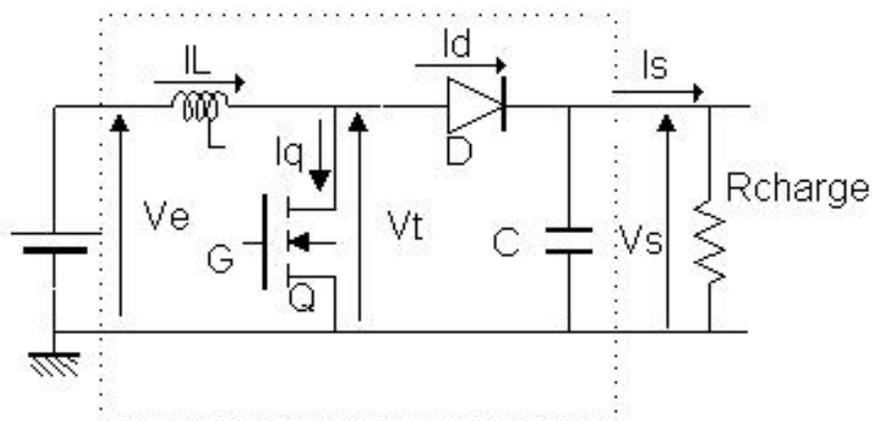


Figure 2.2: Schéma principal d'un hacheur survolteur

**Fonctionnement**

Lorsque Q est passant, le courant  $I_L$  traverse l'inductance L et la diode reste bloquée, une énergie E est alors stockée dans la self. Puis, au blocage du transistor, l'inductance se décharge linéairement dans le condensateur et la charge R (supposée résistive) à travers la diode. Cette décharge n'est possible que si  $V_s > V_e$ .

Pour des analyses simplifiées, les prétentions suivantes sont faites:

- Tous les éléments sont idéaux,
- Le hacheur fonctionne en mode continu, le courant  $I_L$  ne s'annule jamais,
- Le temps de commutation est beaucoup plus court que la constante électrique de temps du circuit, donc une approximation linéaire peut être utilisée. Des formes d'ondes typiques peuvent être vues sur la figure (2.3).

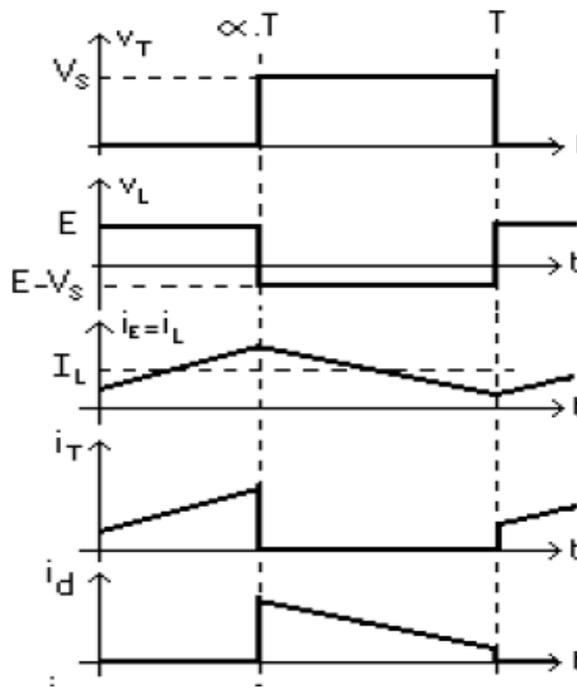


Figure 2.3: Les formes d'ondes

Par application de la loi de Kirchoff :

- $t \in [0, \alpha T]$  : on aura les équations suivantes :

$$V_e = L \frac{dI_L}{dt} = V_L \quad (2.1)$$

$$I_s = C \frac{dV_s}{dt} = -I_C \quad (2.2)$$

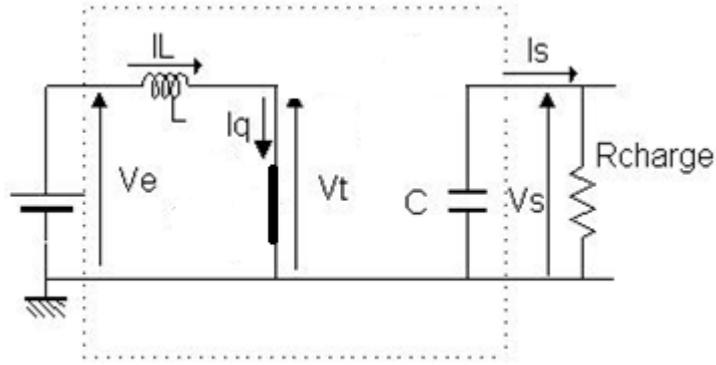


Figure 1.4: Schéma équivalent du hacheur pendant la fermeture de l'interrupteur Q

- $t \in [\alpha T, T]$ , on aura les équations suivantes :

$$V_L = V_e - V_s \quad (2.3)$$

$$I_C = I_L - I_s \quad (2.4)$$

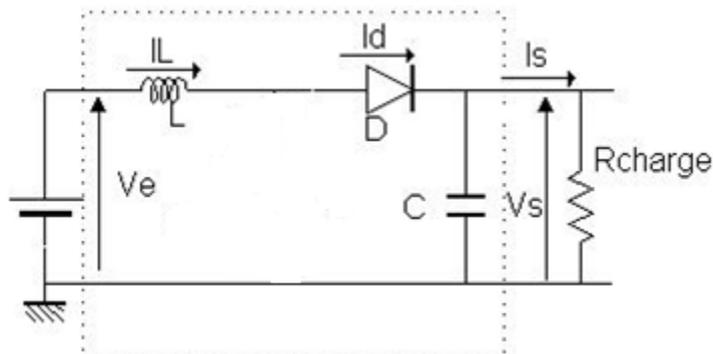


Figure 2.5 : Schéma équivalent du hacheur pendant l'ouverture de l'interrupteur

### Equation de la tension de sortie

Lors du fonctionnement du convertisseur en régime permanent, la tension moyenne de l'inductance est nulle sur une pleine période  $T$  de commutation, ainsi que le courant moyen parcouru par le condensateur :

$$V_e T_{on} = (V_s - V_e) T_{off} \quad (2.5)$$

$$I_s T_{on} = (I_L - I_s) T_{off} \quad (2.6)$$

Ainsi :

$$V_s = \frac{T_{on} + T_{off}}{T_{off}} V_e \quad (2.7)$$

$$I_L = \frac{T_{on} + T_{off}}{T_{off}} I_s \quad (2.8)$$

Avec :

$$T_{on} + T_{off} = T \quad (2.9)$$

$$\alpha = \frac{T_{on}}{T} \quad (2.10)$$

D'où :

$$\boxed{V_s = \frac{V_e}{1 - \alpha}} \quad (2.11)$$

$$\boxed{I_s = (1 - \alpha)I_L} \quad (2.12)$$

Où:

$V_s$  : est la tension de sortie.

$V_e$  : est la tension d'entrée (panneau solaire).

$T_{on}$  : est la durée de temps quand le commutateur est fermé.

$I_s$  : est le courant de sortie.

$I_L$  : est le courant d'entrée.

## II. 2 Conception d'un hacheur Boost

Pour la conception et le calcul des éléments du convertisseur (l'inductance L et la capacité C), sachant que le hacheur fonctionne en mode continu, c'est-à-dire le courant  $I_L$  ne s'annule jamais, on se base sur les équations suivantes:

$$L = \frac{V_e \alpha T}{\Delta I_L} \quad (2.13)$$

$$C = \frac{I_s \alpha T}{\Delta V_s} \quad (2.14)$$

Démonstration :

- d'après l'équation (2.1) :  $V_e = L \frac{dI_L}{dt} = V_L$

on aura : 
$$\Delta I_L = \int_0^{\alpha T} dI_L = \int_0^{\alpha T} \frac{V_e}{L} dt = \frac{V_e \alpha T}{L}$$

- d'après l'équation (2.2) :  $I_s = C \frac{dV_s}{dt}$

on aura : 
$$\Delta V_s = \int_0^{\alpha T} dV_s = \int_0^{\alpha T} \frac{I_s}{C} dt = \frac{I_s \alpha T}{C}$$

### II. 3 Principe d'adaptation de charge

Puisque, dans notre application, la tension désirée à la sortie de l'adaptateur doit être supérieure à celle du générateur PV, la solution communément adoptée est d'introduire un convertisseur DC-DC élévateur (boost, illustré précédemment), qui joue le rôle d'adaptateur source-charge (figure 2.6).

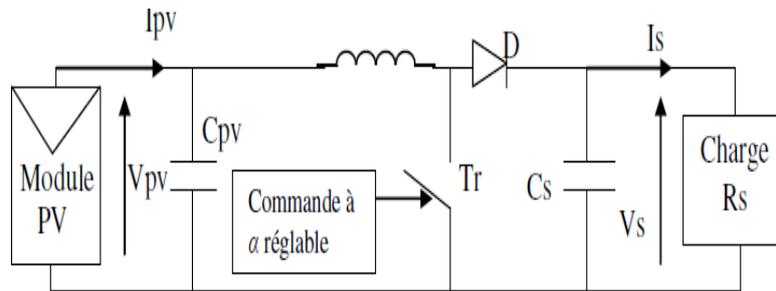


Figure 2.6 : Exemple de convertisseur statique DC-DC pouvant être utilisé comme adaptateur [10].

Si nous supposons que le boost fonctionne en conduction continue (le courant dans l'inductance ne s'annule jamais), et si nous considérons que le rendement de ce dernier est de 100%, alors les relations électriques entre grandeurs d'entrées et de sorties du convertisseur ne dépendent que du rapport cyclique  $\alpha$  comme le montre les équations (2.11) et (2.12) :

$$V_s = \frac{V_{pv}}{1-\alpha} \quad (2.11)$$

$$I_s = (1 - \alpha)I_{pv} \quad (2.12)$$

avec :

$I_{pv}$  : courant de sortie du panneau photovoltaïque.

$V_{pv}$  : tension de sortie du panneau photovoltaïque.

L'adaptation optimale est alors réalisée lorsque  $I_{pv}$  et  $V_{pv}$  valent respectivement  $I_{opt}$  et  $V_{opt}$ . Ceci correspond alors à une résistance optimale  $R_{opt}$  du générateur répondant à l'équation (2.15) :

$$R_{opt} = \frac{V_{opt}}{I_{opt}} = (1 - \alpha)^2 \times \frac{V_s}{I_s} = (1 - \alpha)^2 \times R_s \quad (2.15)$$

avec :

$I_{opt}$  : courant optimal délivré par le panneau photovoltaïque.

$V_{opt}$  : tension optimale délivrée par le panneau photovoltaïque.

Ce qui implique que la connexion entre une source et une charge peut être optimisée en ajustant le rapport cyclique pour que, d'un côté, le générateur puisse fonctionner à  $R_{opt}$  et d'un autre côté, la charge puisse varier à sa guise [8].

En résumé, pour que l'adaptation se fasse automatiquement à tout instant et pour n'importe quelles instabilités météorologiques ou variations brutales de la charge, un certain nombre de lois de commande a été élaboré. La technique communément utilisée consiste à agir sur le rapport cyclique  $\alpha$  de notre hacheur, de manière à amener le générateur à sa valeur optimale de fonctionnement.

Le commutateur du hacheur est commandé, dans notre application, par un signal PWM (*Pulse Width Modulation*) ou MLI (*Modulation Largeur d'Impulsion*) généré par un microcontrôleur, avec une fréquence de commutation  $f_{PWM}$  fixe et un rapport cyclique  $\alpha$  variable.

### III. Synthèse des différentes MPPT rencontrées dans la littérature

Depuis 1968, date de publication de la première loi de commande MPPT adaptée à une source d'énergie renouvelable de type photovoltaïque, diverses lois de ce genre ont été développées. Seuls les algorithmes qui nous semblent décrire une méthode de recherche spécifique sont reportés dans ce rapport, ainsi une classification selon le principe de base implique deux catégories : le contrôle direct et le contrôle indirect [11].

#### III.1 Le contrôle indirect

Les techniques indirectes sont basées sur l'utilisation des courbes typiques du générateur de P-V pour différents ensoleillements et températures, ou sur l'utilisation des fonctions mathématiques obtenues à partir des données empiriques pour estimer le PPM (Point de Puissance Maximum).

Les techniques suivantes appartiennent à cette catégorie:

- Méthode à tension de référence en fonction de la tension en circuit ouvert  $V_{oc}$  ;
- Méthode à courant de référence en fonction du courant de court-circuit  $I_{cc}$ .

### III.1.1 Méthode à tension de référence en fonction de la tension en circuit ouvert $V_{oc}$

Cette technique de recherche du PPM consiste à comparer la tension du panneau ( $V_{PV}$ ) avec une tension de référence qui correspond à la tension optimale ( $V_{OPT}$ ). L'erreur de tension est alors utilisée pour ajuster le rapport cyclique  $\alpha$  afin de faire coïncider les deux tensions. La tension de référence est obtenue à partir de la connaissance de la relation linéaire existante entre  $V_{OPT}$  et  $V_{oc}$  (tension en circuit ouvert) d'un module PV :

$$V_{OPT} = k \cdot V_{oc} \quad (2.16)$$

avec  $k$  correspondant à un facteur de tension dont la valeur dépend du GPV utilisé et de la température de fonctionnement.

Mais il faut cependant, mesurer la tension de circuit ouvert ( $V_{oc}$ ) afin d'en déduire la tension de référence ( $V_{OPT}$ ) à appliquer au PV, ce qui présente un inconvénient majeur de cette technique car il faudra déconnecter la charge du PV durant cette mesure impliquant une perte de puissance.

Un autre inconvénient de cette technique est l'hypothèse faite sur l'évolution de  $k$  dans un GPV, selon laquelle ce coefficient est considéré constant pour un générateur donné. Ceci est loin d'être vrai pour la plupart des GPV en Silicium qui affichent une variation d'au moins 10 % de ce facteur en fonction de la température de fonctionnement.

Cette commande est très simple et très robuste. Mais aujourd'hui, le manque de précision inhérent à son principe même de fonctionnement ne lui permet pas d'être retenue dans des systèmes de conversion récents.

### III.1.2 Méthode à courant de référence en fonction du courant de court-circuit $I_{cc}$

Cette nouvelle méthode est basée sur la connaissance de la relation linéaire en première approche entre  $I_{OPT}$  et  $I_{cc}$  comme le montre l'équation (2.17) :

$$I_{OPT} = k . I_{cc} \quad (2.17)$$

avec  $k$  correspondant à un facteur de courant qui dépend là aussi du GPV utilisé.

L'équation (2.17) montre que le courant  $I_{OPT}$  peut être déterminé par une mesure de  $I_{cc}$  et que le PPM peut être atteint en appliquant un courant de référence égal à  $I_{OPT}$  à la régulation en courant du convertisseur. La mesure de  $I_{cc}$  implique une perte de puissance due à la mise en court circuit du GPV. Cependant, cette méthode peut s'avérer plus précise que la précédente car la température n'a pas beaucoup d'influence sur ce coefficient (voir la caractéristique  $i=f(v)$  pour différentes températures dans le chapitre I).

## III.2 Le contrôle direct

Les techniques directes incluent des techniques qui emploient la mesure de la tension et/ou du courant de sortie du panneau. À partir de là et en tenant compte des variations du point de fonctionnement du générateur PV, le point optimum de fonctionnement est obtenu. Ces algorithmes ont l'avantage d'être indépendants d'une connaissance antérieure des caractéristiques du générateur PV. Les techniques appartenant à ce groupe sont : Hill Climbing, P&o, Incrément de conductance.....etc.

### III.2.1 La commande "Hill Climbing"

Cette méthode est basée sur la relation entre la puissance du panneau et la valeur du rapport cyclique appliqué à l'interrupteur du hacheur. Mathématiquement, le PPM est atteint lorsque  $dP_{PV}/dD$  est forcé à zéro par la commande, comme le montre la figure 2.7.

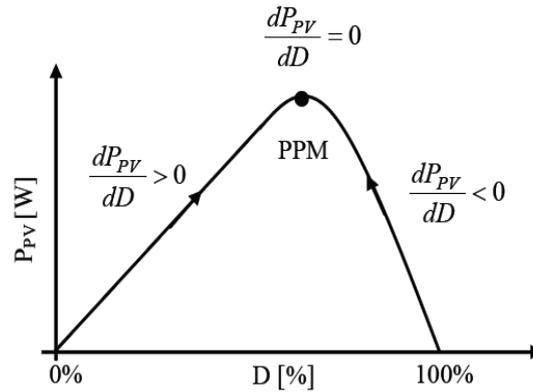


Figure 2.7 : Relation entre PPV et le rapport cyclique D du convertisseur statique.

Un organigramme expliquant l’algorithme de cette méthode est illustré sur la figure (2.8). Tel que, la variable *Slope* prend la valeur « 1 » ou « -1 » suivant la direction que l’on doit donner à la recherche pour atteindre la puissance maximale.  $D$  et  $P_{PV}$  représentent , respectivement, le rapport cyclique et la puissance du générateur,  $a$  symbolise la variable d’incrément du rapport cyclique. La puissance  $P_{PVn}$  est périodiquement comparée à la valeur déterminée précédemment  $P_{PVn-1}$ . En fonction du résultat de cette comparaison, le signe de la valeur *Slope* change ou reste identique. Ce qui a pour effet d’incrémenter ou de décrémenter la valeur du rapport cyclique. Une fois que le PPM est atteint, le système oscille autour de ce dernier indéfiniment.

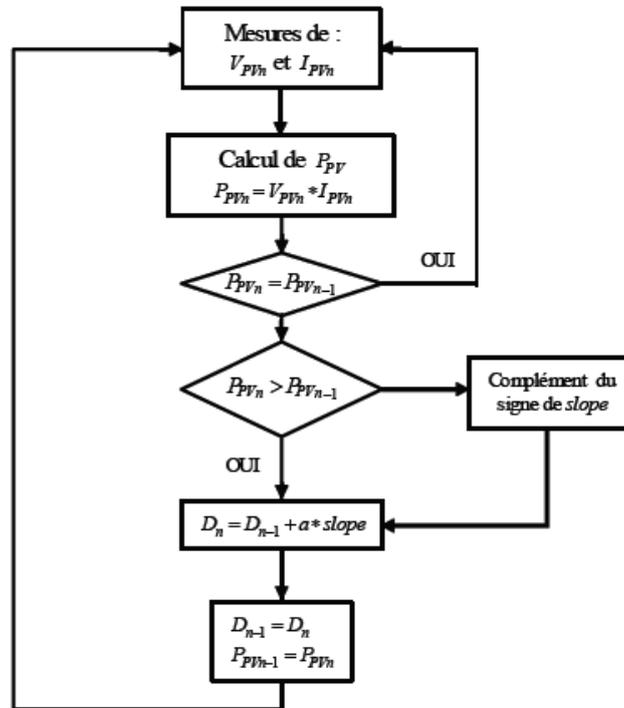


Figure 2.8 : Algorithme type de la commande Hill Climbing.

L'avantage de cette technique est qu'elle est simple à mettre en œuvre. Par contre, elle possède l'inconvénient concernant les oscillations autour du PPM en régime établi et une perte occasionnelle de la poursuite lors d'un changement rapide des conditions climatiques.

### III.2.2 La commande "Incrément de conductance" (IncCond)

Cette technique se base sur la dérivée de la conductance du GPV ( $dG = dI/dV$ ) pour connaître la position relative du PPM afin de pouvoir appliquer une action de contrôle adéquate. En effet, la conductance du module photovoltaïque est définie par le rapport entre le courant et la tension du GPV comme l'indique l'équation (2.18) :

$$G = \frac{I_{PV}}{V_{PV}} \quad (2.18)$$

Et la variation élémentaire de conductance peut être définie par :

$$dG = \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} \quad (2.19)$$

D'autre part, l'évolution de la puissance du module ( $P_{pv}$ ) par rapport à la tension ( $V_{pv}$ ) donne la position du point de fonctionnement par rapport au PPM. Lorsque la dérivée de la puissance

par rapport à la tension est nulle, cela signifie que l'on est sur le PPM, si elle est positive le point de fonctionnement se trouve à gauche du maximum, lorsqu'elle est négative, il se situe à droite.

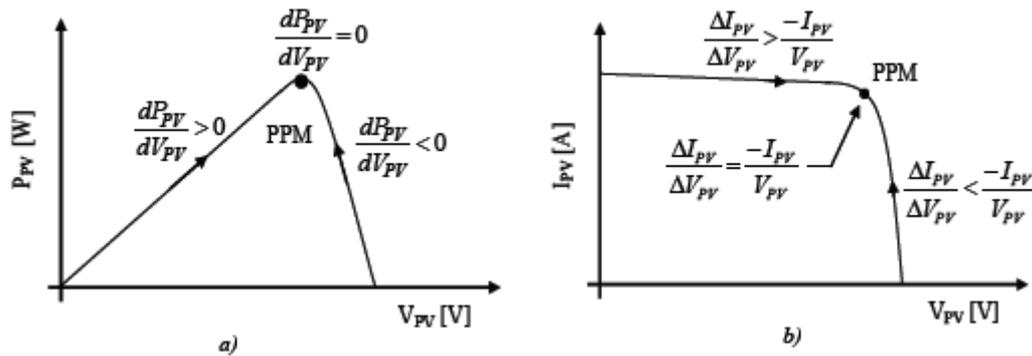


Figure 2.9 : Positionnement du point de fonctionnement suivant le signe de  $dP_{PV}/dV_{PV}$  sur la caractéristique de puissance (a) et de la valeur de  $\Delta I_{PV}/\Delta V_{PV}$  sur la caractéristique du courant (b).

D'après l'équation (2.19), la dérivée de la puissance  $dP_{PV}/dV_{PV}$  peut être exprimée par :

$$\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} = \frac{d(I_{PV} \cdot V_{PV})}{dV_{PV}} = I_{PV} + V_{PV} \cdot \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} \cong I_{PV} + V_{PV} \cdot \frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} \quad (2.20)$$

D'où, de nouvelles conditions sur l'emplacement du PPM en fonction de la variation de la conductance peuvent être déduites :

- Si  $\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} > \frac{-I_{PV}}{V_{PV}}$ , le point de fonctionnement est à gauche du PPM,
- Si  $\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} = \frac{-I_{PV}}{V_{PV}}$ , le point de fonctionnement est sur PPM,
- Si  $\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} < \frac{-I_{PV}}{V_{PV}}$ , le point de fonctionnement est sur la droite du PPM,



contrôle de l'apparition de  $\Delta I_{PV}$  qui permet de réactiver l'ajustement de la valeur de  $V_r$  pour atteindre un nouveau PPM. Mais en pratique, le système présente une oscillation comme la commande P&O (qu'on détaillera juste après) autour du PPM, à cause du bruit aux niveaux des acquisitions des paramètres d'entrée ( $I_{PV}$  et  $V_{PV}$ ) et de la difficulté de vérification par le système de la relation  $\frac{I_{PV}}{V_{PV}} + \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} = 0$ . Ainsi, en réalité, cette condition n'étant jamais obtenue, le système est toujours en train de la rechercher.

Vu la relative complexité d'implémentation de cet algorithme, l'intervalle de temps entre deux échantillons de tension et de courant augmente, ce qui engendre un retard sur la détection des variations climatiques.

### III.2.3 La commande "Perturb and Observe" (P&O)

Le principe des commandes MPPT de type **P&O** consiste en l'analyse du comportement de la variation de puissance  $P_{PV}$  résultante après une perturbation de la tension  $V_{PV}$  d'une faible amplitude autour de sa valeur initiale. Ainsi, comme l'illustre la figure (2.11), une incrémentation positive de la tension  $V_{PV}$  engendre :

- un accroissement de la puissance  $P_{PV}$  qui signifie que le point de fonctionnement se trouve à gauche du PPM.
- Si au contraire, la puissance décroît, cela implique que le système a dépassé le PPM.

Un raisonnement similaire peut être suivi lorsque la tension décroît.

A partir de ces diverses analyses sur les conséquences d'une variation de tension sur la caractéristique  $P_{PV}(V_{PV})$ , il est alors facile de situer le point de fonctionnement par rapport au PPM, et de le faire converger vers ce dernier par un ordre de commande approprié.

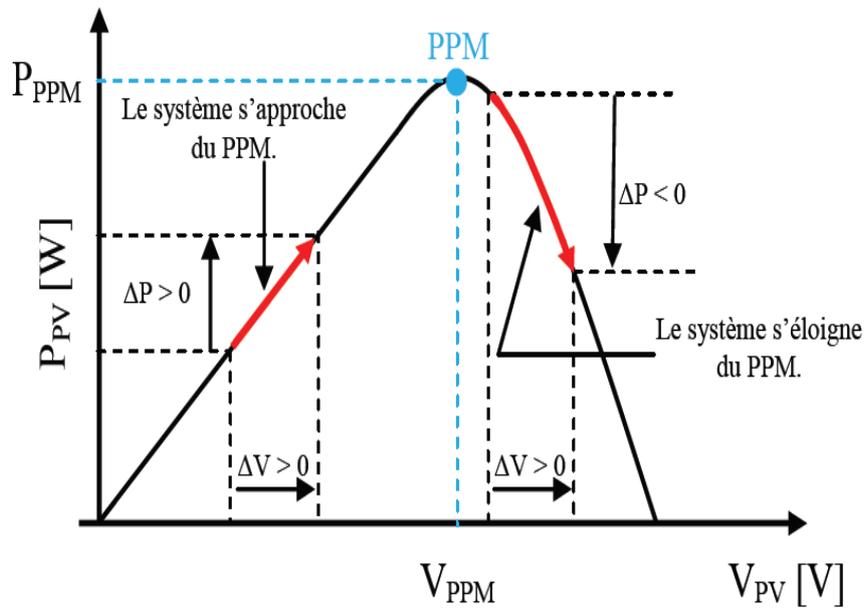


Figure 2.11 : Caractéristique PPV (VPV) d'un panneau solaire.

La figure 2.12 représente l'algorithme classique associé à une commande MPPT de type P&O, où l'évolution de la puissance est analysée après chaque perturbation de tension.

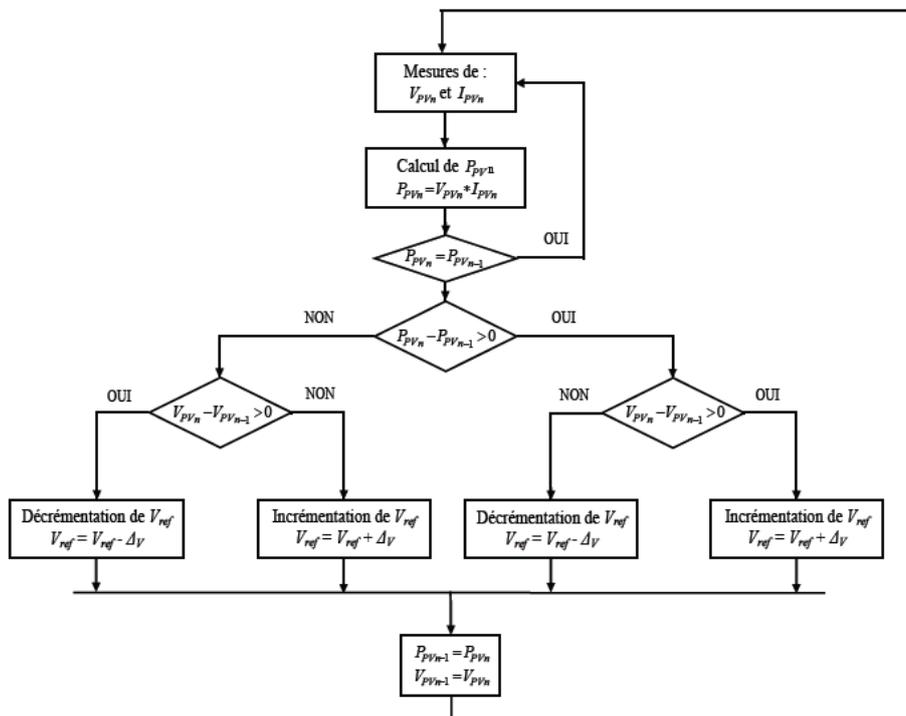


Figure 2.12 : Algorithme type de la méthode P&O.

La méthode P&O est aujourd'hui largement utilisée de par sa facilité d'implémentation. Cependant, elle présente quelques problèmes liés aux oscillations autour du PPM qu'elle engendre en régime établi car la procédure de recherche du PPM doit être répétée périodiquement, obligeant le système à osciller en permanence autour du PPM, une fois ce dernier atteint. Ces oscillations peuvent être minimisées en réduisant la valeur de la variable de perturbation. Cependant, une faible valeur d'incrément ralentit la recherche du PPM, il faut donc trouver un compromis entre la précision et la rapidité.

#### **IV. La méthode MPPT adoptée**

Pour remédier à l'inconvénient de la méthode P&O, de nouvelles conditions ont été introduites après le test de la puissance  $P(k+1) > P(k)$ , qui consistent à tester le  $\Delta P$  pour avoir la valeur d'incrément du rapport cyclique.

Un faible  $\Delta P$  conduit à une faible valeur d'incrément pour minimiser les oscillations autour du PPM, et un grand  $\Delta P$  conduira, quant à lui, à une grande valeur d'incrément pour la rapidité de la recherche du PPM. Ainsi, on aura combiné rapidité et précision comme l'illustre l'algorithme de la figure 2.13.

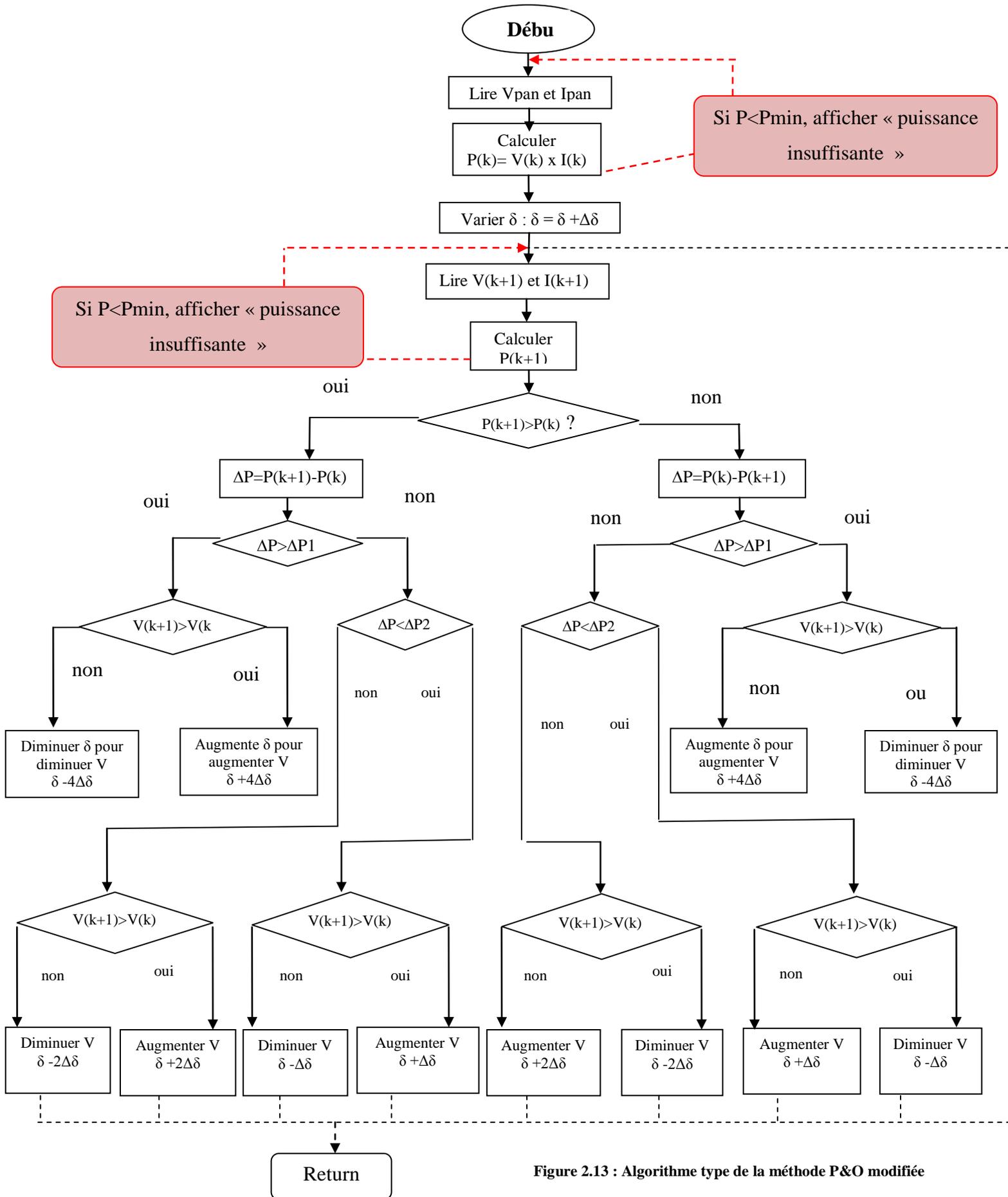


Figure 2.13 : Algorithme type de la méthode P&O modifiée

## **V. Conclusion :**

Dans toutes les techniques illustrées ci-dessus, il fallait faire un compromis entre complexité de l'algorithme (i.e. temps d'exécution plus grand) et précision de la poursuite du PPM. Notre choix c'est porté sur la technique P&O à laquelle on a apporté des modifications visant à améliorer la vitesse d'atteinte du PPM et la précision des oscillations du point de fonctionnement autour de ce dernier.

# *Chapitre III : Commande du moteur asynchrone*

## **I. Introduction**

L'immense utilisation de la machine asynchrone monophasée dans de nombreuses applications industrielles ou grand public (machine à laver, ventilateur ... etc.) est justifiée par sa robustesse, son faible coût, ses performances et sa facilité d'entretien. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor, en impliquant une grande complexité de commande dans les entraînements à vitesse variable.

Par ailleurs, les développements technologiques, tant dans le domaine de l'électronique de puissance que celui de la microélectronique, ont rendu possible l'usage de commandes performantes telles que la commande scalaire, la commande vectorielle, la commande directe du couple... etc. Faisant ainsi de la machine asynchrone une concurrente potentielle dans les domaines de la vitesse variable.

Pour effectuer ces commandes, il est nécessaire de connaître un certain nombre de paramètres. La première partie de ce chapitre consiste alors à présenter la machine asynchrone et l'onduleur associé.

## II. Le moteur asynchrone monophasé

Parmi les moteurs à courant alternatif, le moteur monophasé est celui qui nous est le plus familier, car il est utilisé dans les appareils ne requérant qu'une faible puissance, comme les machines-outils portatives et les appareils électroménagers. En général, il est utilisé dans les installations où l'on ne dispose pas de courant triphasé. Néanmoins son principe de fonctionnement est plus compliqué que celui des moteurs polyphasés.

Il est constitué de deux parties essentielles. La première fixe appelée 'stator' et la deuxième tournante appelée 'rotor' :

**Le stator** : le stator à bobinage monophasé qui porte un enroulement principal bobiné de façon à former des pôles dont le nombre ( $p_m$ ) détermine la vitesse de la machine, et un enroulement auxiliaire qui fonctionne seulement durant la période de démarrage. Ayant le même nombre de pôles que le principal, il est alimenté directement par le réseau avec une tension de fréquence  $f_s$  (de pulsation  $\omega_s$ ), produisant un champ tournant à la vitesse de rotation :

$$N_s = 120 \cdot f_s / p_m \quad [\text{tr/s}] \quad (3.1)$$

**Le rotor** : C'est la partie mobile dans du moteur, se trouvant à l'intérieur du stator et tourne sous l'effet du champ tournant créé par le stator sur un axe fixe avec une vitesse de rotation  $N_r < N_s$ . Le glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator est exprimé par la formule :

$$g = \frac{N_s - N_r}{N_s} \quad (3.2)$$

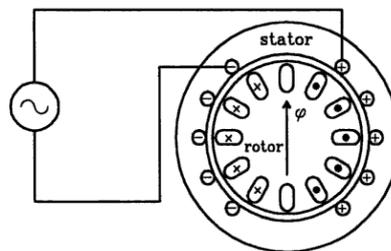


Figure 3.1: Représentation schématique d'un moteur monophasé

## II.1 Principe de fonctionnement

Le stator à 3 bobinages du moteur asynchrone triphasé produit un champ tournant. Par contre, un stator monophasé produit un champ alternatif (pulsatoire), c'est-à-dire, de direction constante mais variant en grandeur et en sens. Ce champ alternatif peut se décomposer en deux champs tournants en sens inverse l'un par rapport à l'autre.

Nous partons de deux champs tournants en sens inverses. En les additionnant à chaque instant, on aura un champ alternatif non tournant (fixe), comme le montre la figure (3.2).

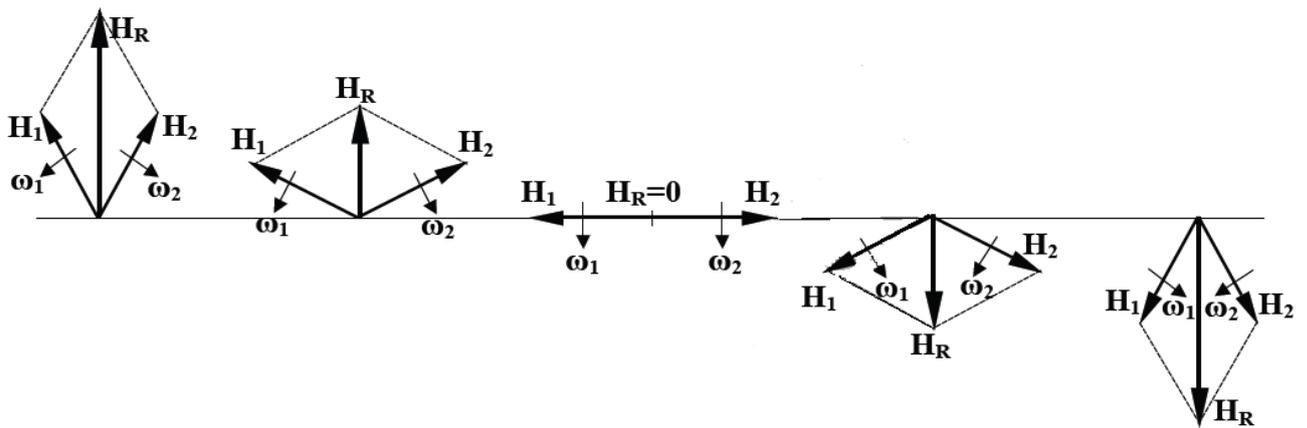


Figure 3.2 : Démonstration de la théorie du double champ tournant.

Ces champs produisent deux couples qui agissent l'un contre l'autre ( $M_1$  et  $M_2$ ) ; ils tendent à entrainer le rotor dans des sens de rotation opposés. Le couple résultant ( $M$ ), développé sur le rotor, correspond à la somme algébrique des couples produits par deux champs tournants (figure 3.3). Ces deux couples ont la même forme et il en résulte un couple de valeur nulle pour un glissement unitaire, c'est-à-dire au démarrage. Par contre, si la rotation est amorcée par un moyen quelconque dans un sens donné, le couple résultant n'est plus nul et le moteur continu à tourner dans ce sens.

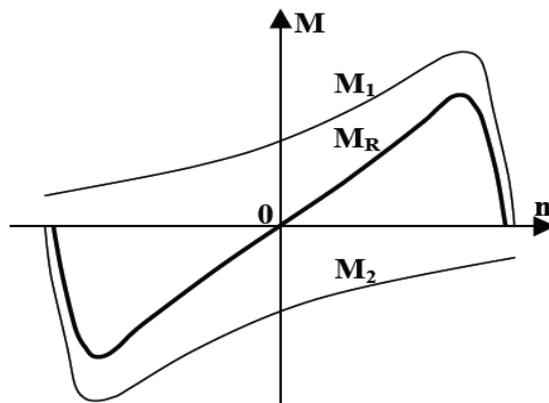


Figure 3.3 : Couple résultant

Ou :  $M_1$  : le couple direct,  
 $M_2$  : le couple inverse,  
 $M_R$  : le couple résultant,  
 $n = N_r$  : la vitesse du stator.

## II.2 Démarrage par phase auxiliaire

Le fonctionnement du moteur, que nous venons de voir, est satisfaisant une fois qu'il est en marche, mais le fait qu'il ne démarre pas seul constitue un grave inconvénient. C'est pourquoi, un enroulement auxiliaire est placé sur le stator pour rendre possible le démarrage du moteur.

Cet enroulement possède le même nombre de pôles que l'enroulement principal, mais ses pôles sont placés de manière à ce qu'ils produisent un champ déphasé électriquement et géométriquement de  $90^\circ$  par rapport au champ produit par l'enroulement principal. Il est généralement débranché au moyen d'un interrupteur centrifuge qui s'ouvre dès que la vitesse du moteur atteint approximativement 75% de sa vitesse nominale.

Les deux enroulements sont raccordés en parallèle à une source de tension alternative, et produisent deux flux déphasés l'un par rapport à l'autre. Leur somme vectorielle produit un champ tournant. Ce dernier est parfait lorsque le déphasage est de  $90^\circ$ . Dans ces conditions, le couple de démarrage atteint sa valeur maximale et le moteur fonctionne en moteur diphasé.

Dès que le démarrage est effectué et que l'enroulement auxiliaire est mis hors tension, le champ tournant se maintient, comme dans le cas d'un moteur lancé à la main. Le couple de démarrage à rotor bloqué est donné par l'expression :

$$T = k I_a I_s \sin \alpha = 0 \quad (3.3)$$

Où

$T$  = couple de démarrage [N.m]

$I_a$  = courant dans l'enroulement auxiliaire [A]

$I_s$  = courant dans l'enroulement principal [A]

$\alpha$  = angle de déphasage entre  $I_a$  et  $I_s$  [°]

$k$  = constante, dépendant de la construction du moteur

Afin de produire un déphasage entre  $I_a$  et  $I_s$ , une impédance est introduite en série avec l'enroulement auxiliaire. Cette impédance peut être une résistance, une inductance ou une capacitance selon le couple de démarrage désiré.

### **Moteur à phase auxiliaire résistive**

La construction la plus simple consiste à bobiner l'enroulement de démarrage avec un fil plus petit que pour l'enroulement de marche et souvent en faisant un nombre de tours différent. L'enroulement de démarrage présente ainsi un effet moins réactif ou plus résistif que l'enroulement de marche. Le champ tournant prend une forme très elliptique et le couple au démarrage est relativement faible.

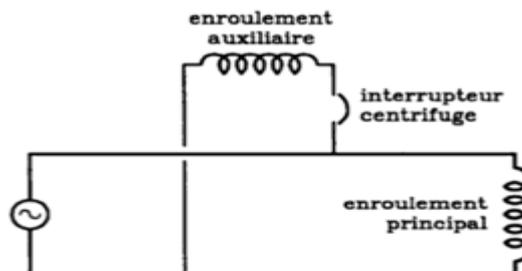


Figure 3.4 : Moteur à phase auxiliaire résistive.

### *Moteur à phase auxiliaire capacitive*

Pour obtenir un couple de démarrage meilleur que celui que fournit un moteur à phase auxiliaire résistive, il faut créer un déphasage plus important, idéalement de  $90^\circ$ , entre les courants dans les deux enroulements. En pratique, un déphasage de  $90^\circ$  est assez difficile à réaliser avec exactitude. Toutefois, on peut s'approcher raisonnablement de cette valeur en plaçant un condensateur approprié en série avec l'enroulement de démarrage.

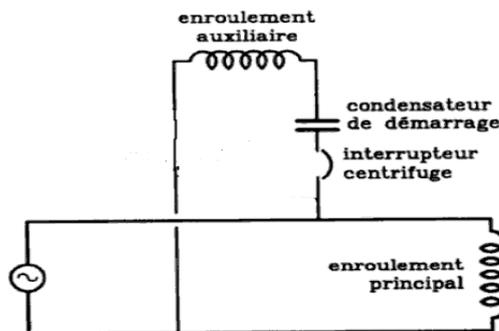


Figure 3.5 : Moteur à phase auxiliaire capacitive.

Le couple de démarrage est donc plus fort que celui du moteur à phase auxiliaire résistive. Ce qui diminue la durée du démarrage, ainsi que le temps pendant lequel l'enroulement auxiliaire est en circuit.

Seules les caractéristiques de démarrage de ce moteur sont supérieures à celles du moteur à phase auxiliaire résistive ; en marche normale, les deux types de moteurs ont exactement les mêmes caractéristiques car seul l'enroulement principal du stator reste actif.

### **II.3 Choix des moteurs monophasés :**

En raison de son bas prix, le moteur asynchrone à phase auxiliaire résistive est le moteur monophasé le plus utilisé. On ne l'emploie, cependant, que dans les applications qui requièrent un couple de démarrage moyen et où les démarrages sont peu fréquents. Il est surtout utilisé pour des puissances comprises entre 60W et 250W.

Le moteur à démarrage par condensateur est utilisé dans les applications qui nécessitent un fort couple de démarrage ou lorsque la charge possède une grande inertie. Il est construit pour des puissances allant de 120W à 15kW.

## II.4 Circuit équivalent en marche normale

Lorsque le moteur tourne dans des conditions normales et que l'enroulement de démarrage n'est plus dans le circuit, il ne reste que le champ pulsatoire fourni par l'enroulement de marche.

Si on considère que le champ pulsatoire est formé de deux champs de même amplitude et tournant en sens inverse l'un par rapport l'autre, le nombre d'ampères-tours doit être le même pour chacun des deux champs. Les courants requis pour produire chacun des deux champs doivent, par conséquent, être identiques et égaux à la moitié du courant fourni par la source.

Pour le couple de sens direct, c'est-à-dire, dans le même sens que la rotation mécanique du rotor, le circuit équivalent est en tous points semblable à celui du moteur triphasé décrit dans la figure (3.6).

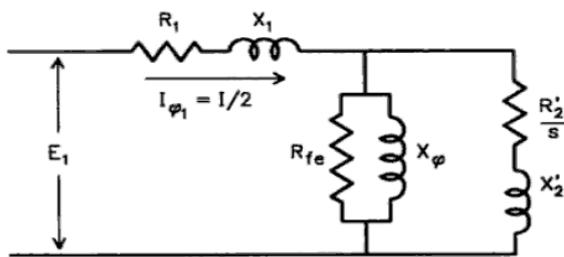


Figure 3.6 : Circuit équivalent du champ direct

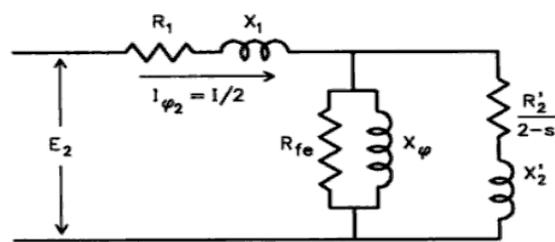


Figure 3.7 : Circuit équivalent du champ indirect

Si  $s$  est le glissement qui correspond au champ tournant dans le sens de la rotation mécanique du rotor, le glissement associé au second champ, ou champ de rotation inverse, devient  $2 - s$  pour le couple de sens inverse. On obtient un circuit équivalent semblable à celui du couple de sens direct ; la seule différence réside dans le glissement (figure 3.7).

Puisque le courant est le même pour les deux circuits précédents, on peut les raccorder l'un à l'autre. On obtient le circuit présenté sur la figure (3.8).

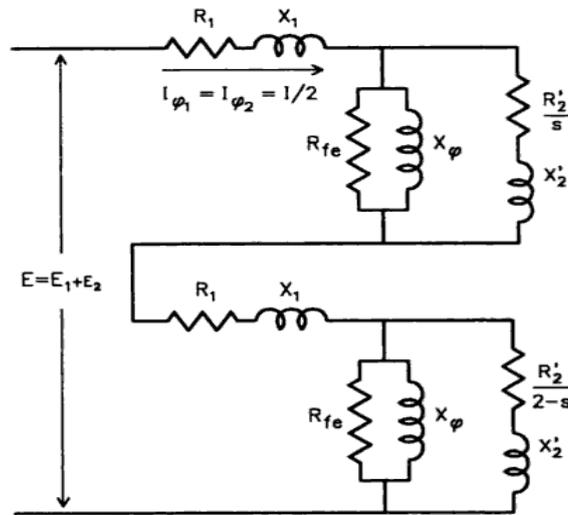


Figure 3.8 : Association des deux champs tournants direct et indirect.

Si on regroupe les valeurs des résistances et des réactances et qu'on les modifie pour que le circuit soit traversé par le courant tel que fourni par la source, et si on suppose que  $R_{fe}$  est en général très grande par rapport à  $X_{\phi}$ , qui est elle aussi très grande par rapport  $(R_2 / S + j\omega X_s)$ , de sorte qu'on peut les ignorer tout les deux, on obtiendra alors le circuit de la figure (3.9).

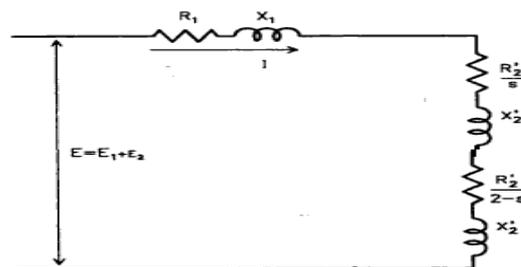


Figure 3.9 : Circuit équivalent final.

Avec :

$R_1$  = résistance du stator,

$R_2$  = résistance du rotor rapportée au stator,

$X_1$  = réactance de fuite du stator,

$X_2$  = réactance de fuite du rotor rapportée au stator,

$R_{fe}$  = résistance correspondant aux pertes dans le fer, par friction et par aération,

$X_{\varphi}$  = réactance magnétique.

Les puissances et les couples électromagnétiques directs et indirects sont exprimés par les formules suivantes :

$$P_{emd} = \frac{R_2}{g} I^2 \Rightarrow C_d = \frac{P_{emd}}{\Omega_s} = \frac{R_2}{g\Omega_s} I^2 \quad (3.4)$$

$$P_{emi} = \frac{R_2}{2-g} I^2 \Rightarrow C_i = \frac{P_{emi}}{-\Omega_s} = \frac{-R_2}{(2-g)\Omega_s} I^2 \quad (3.5)$$

Tel que le couple résultant :

$$C = C_d + C_i = 2R_2 \frac{I^2}{\Omega_s} \frac{1-g}{g(2-g)} \quad (3.6)$$

En régime de fonctionnement  $g$  est très faible, d'où :

$$C = \frac{R_2 I^2}{\Omega_s g} \Rightarrow C = \frac{E^2}{g \cdot \Omega_s \left( \left( \frac{R_2}{g} + R_1 \right)^2 + (X_1 + 2X_2)^2 \right)} \quad (3.7)$$

## II.5 Commande scalaire V/F constant

Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant). L'onduleur de tension étant maintenant le plus utilisé en petite et moyenne puissance, c'est la commande en  $V/f$  qui est la plus utilisée.

Son principe est de maintenir  $V/f = \text{Constant}$ . Ce qui signifie garder le flux constant. D'après le modèle établi en régime permanent, le couple maximum s'écrit (en négligeant  $R_1$ ) :

$$C_{max} = \frac{pE^2}{2\omega_s^2(X_1 + 2X_2)}$$

Avec :

$X_1$  : l'inductance du stator,

$X_2$  : l'inductance du rotor ramenée au stator,

$p$  : le nombre de paires de pôles,

$E$  : la tension efficace d'entrée du moteur,

$\omega_s$  : la pulsation de la tension d'alimentation.

On voit bien que le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique. Son control se fait par l'action de la fréquence puisque la tension d'entrée du moteur est fournie par le générateur photovoltaïque.

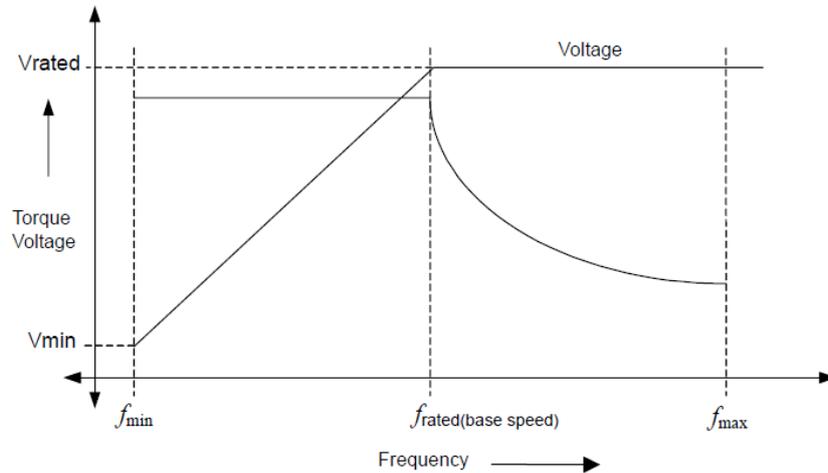


Figure 3.10 : caractéristique f-couple avec le control V/f constant.

En fait, garder le rapport constant revient à garder le flux constant. Quand la tension atteint sa valeur maximale, on commence alors à décroître ce rapport. Ce qui provoque une diminution du couple que peut produire la machine figure 3.10. On est en régime de "défluxage". Ce régime permet de dépasser la vitesse nominale de la machine. On l'appelle donc aussi régime de survitesse. A basse vitesse, la chute de tension ohmique ne peut pas être négligée. On compense alors en ajoutant un terme de tension  $V_{min}$ .

### III. Convertisseur DC/AC (onduleur)

L'onduleur est un convertisseur statique continu-alternatif permettant de générer une source de tension alternative polyphasée de fréquence et d'amplitude variables à partir d'une source de tension fixe. La conversion est effectuée avec un rendement énergétique proche de l'unité, par fermeture et ouverture contrôlée d'interrupteurs statiques (thyristors) aux faibles pertes dues aux conductions des thyristors et à leurs transitoires de coupure.

L'onduleur est dit autonome lorsque l'établissement de la connexion entre l'entrée et la sortie ne dépend que de la commande des semi-conducteurs. Les onduleurs autonomes se classent en deux groupes :

- Onduleurs à **fréquence fixe** : ils sont utilisés comme alimentation de sécurité dans les centres hospitaliers, les centrales téléphoniques, les ordinateurs, ... etc. Ces onduleurs sont alimentés à partir d'une batterie d'accumulateurs.
- Onduleurs à **fréquence variable** : ils sont alimentés soit à partir d'une source de tension continue, ou bien à partir du réseau alternatif par l'intermédiaire d'un redresseur. Ils fournissent des tensions de fréquence et d'amplitude variables utilisées pour contrôler la vitesse des moteurs à courant alternatif.

### III.1 Onduleur monophasé en demi-pont

Ce type d'onduleurs est destiné à alimenter des charges alternatives monophasées. Les figures (2.11) (2.12) montrent respectivement la structure d'un onduleur monophasé en demi-pont et les formes des différentes grandeurs.

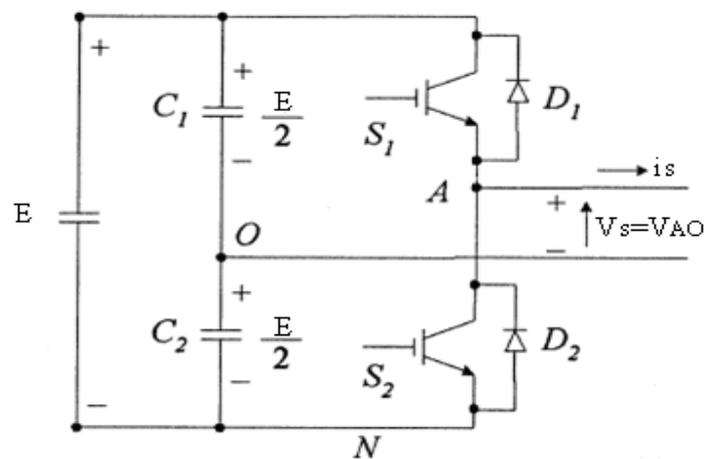
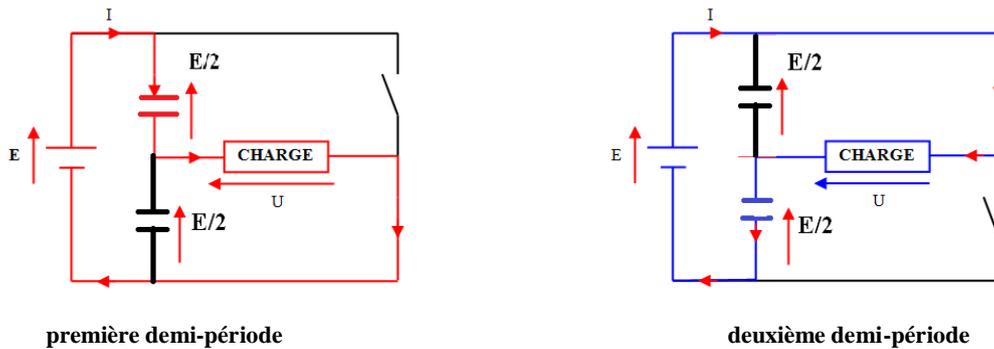


Figure 3.11: Schéma de principe d'un onduleur de tension en demi-pont

Quand seul l'interrupteur S1 est fermé pendant la période  $T/2$  :  $V_s = \frac{E}{2}$

Quand seul l'interrupteur S2 est fermé pendant la période  $T/2$  :  $V_s = -\frac{E}{2}$



La forme de la tension  $V_s$  ne dépend que de la commande des interrupteurs, alors que celle du courant  $i_s$  dépend de la forme de  $V_s$  et du type de récepteur. Sur une charge résistive pure, les diodes D1 et D2 ne jouent aucun rôle tandis que sur une charge RL (comme dans un moteur asynchrone monophasé) les diodes assurent un retour d'énergie à la source continue. Elles sont alors appelées diodes de récupération.

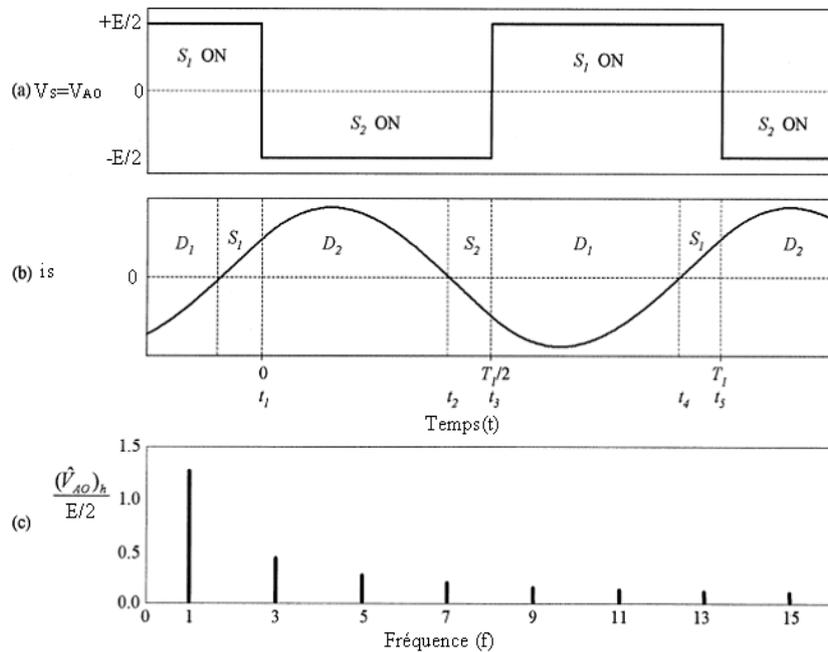


Figure 3.12 : Différentes formes des signaux avec une charge RL d'un onduleur en demi-pont.

- (a) Tension de sortie.
- (b) Courant dans la charge.
- (c) Spectre normalisé de la tension de sortie.

### III.2 Onduleur monophasé en pont

Les figures (2.13) et (2.14) montrent respectivement la structure d'un onduleur monophasé en pont et les formes des différentes grandeurs.

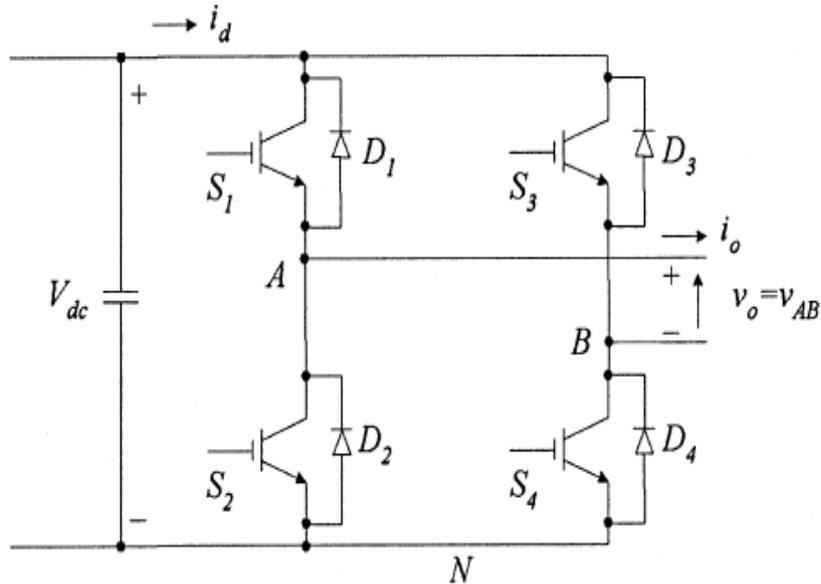


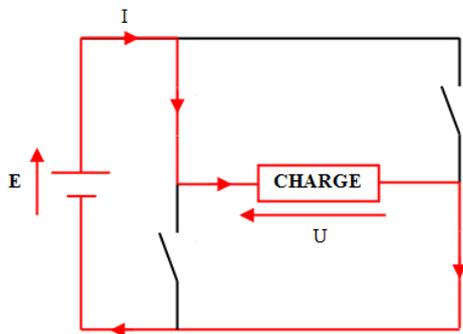
Figure 3.13 : Schéma de principe d'un onduleur monophasé en pont.

Quand seuls les interrupteurs S1 et S2 sont fermés pendant la période  $T/2$  :

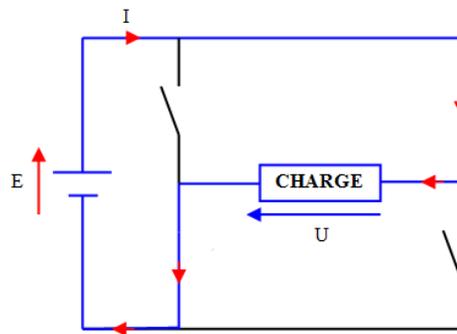
$$V_s = E$$

Quand seuls les interrupteurs S2 et S3 sont fermés pendant la période  $T/2$  :

$$V_s = -E$$



première demi-période



deuxième demi-période

Comme dans le demi-pont, la forme du courant  $i_s$  dépend de la forme de  $V_s$  et du type de récepteur.

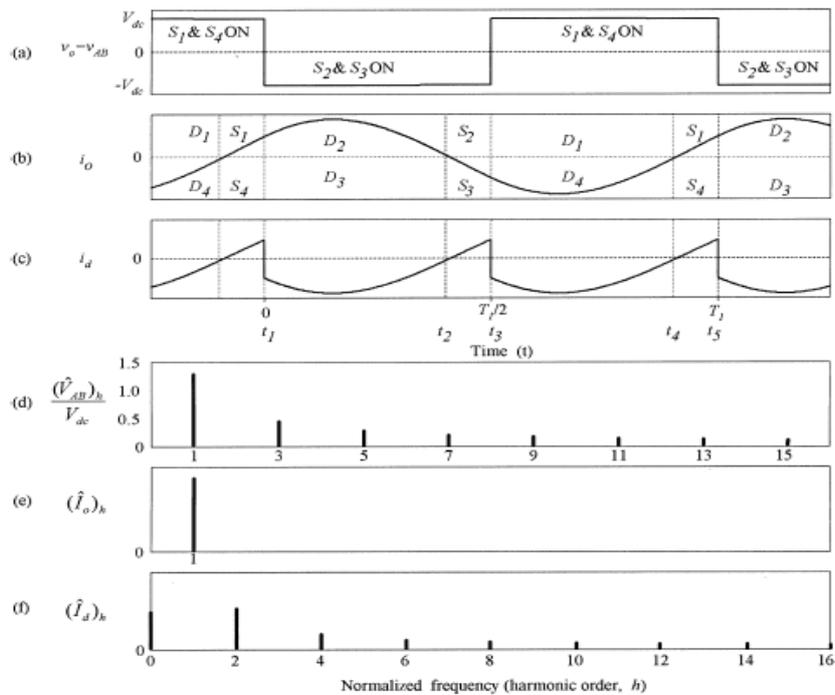


Figure 3.14 : Différentes formes des signaux avec une charge R L d'un onduleur en pont.

- (a) Tension de sortie.
- (b) Courant dans la charge.
- (c) courant d'entrée.
- (d) Spectre normalisé de la tension de sortie.
- (e) Spectre normalisé du courant dans la charge.
- (f) Spectre normalisé du courant d'entrée.

#### IV. Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion MLI

L'électronique de régulation et de commande détermine, à partir des consignes imposées de l'extérieure et des mesures prélevées sur le générateur et la charge, la séquence de conduction et de blocage des différents interrupteurs en fonction du type de convertisseur utilisé. La commande par modulation de largeur d'impulsion MLI, consiste à choisir une fréquence de commutation pour les interrupteurs et à fixer à l'intérieur de la période de commutation les intervalles de la conduction des interrupteurs en fonction d'un signal de référence qui correspond à la tension souhaitée en sortie.

Un signal MLI peut être généré par une méthode analogique ou bien par une méthode numérique.

#### IV.1 Technique MLI analogique engendrée

Sous forme analogique ce type de commande est réalisé en comparant un signal de référence, image du signal souhaité à la sortie appelée modulante, avec une ou plusieurs porteuses triangulaires ou en dent de scie dont la fréquence correspond à la cadence à laquelle on veut faire varier l'état des interrupteurs.

Dans la commande MLI Triangulo-sinusoïdale, la comparaison se fait entre une tension de référence sinusoïdale de fréquence  $F_r$ , et la porteuse triangulaire de fréquence  $F_p$ . Les points d'intersection entre la modulante et la porteuse engendrent les instants de commutation des interrupteurs de l'onduleur.

L'objectif principal de cette technique est de régler l'amplitude et la fréquence du fondamental et de rejeter les harmoniques indésirables générées par une ondulation « pleine onde » vers les fréquences élevées. Leurs amplitudes devenant alors négligeables.

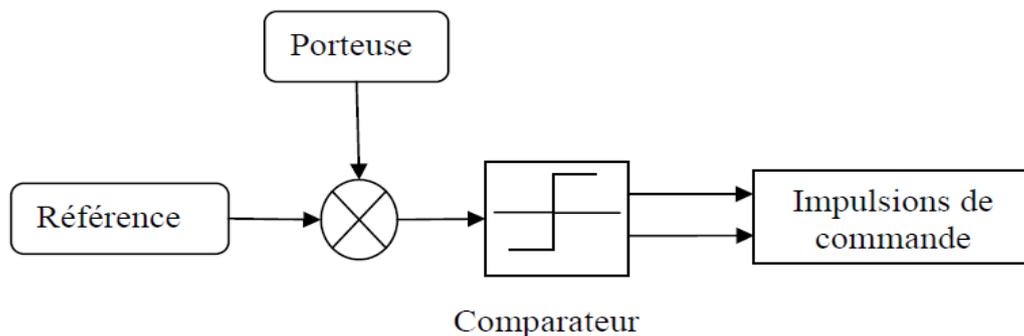


Figure 3.15 : Principe de la MLI Sinus- Triangle pour onduleur monophasé

L'étude de la MLI se base sur deux paramètres qui caractérisent la commande:

- L'indice de modulation  $m$  : qui est l'image du rapport des fréquences de la porteuse  $F_p$  sur la référence  $F_r$ . Si  $m$  est entier la modulation est synchrone. Elle est asynchrone dans le cas contraire.

- Le taux de la modulation  $r$  : qui est l'image du rapport des amplitudes des tensions de la référence  $V_{ref}$  sur celle de la porteuse  $V_p$ .

Pour éliminer les harmoniques de rang pair et les harmoniques de rang multiple de trois, l'indice de modulation  $m$  doit être impair et multiple de 3.

La porteuse la plus adaptée aux convertisseurs à deux niveaux est la triangulaire bipolaire [4]. La figure 2.16 représente le principe de génération des impulsions de commande d'un bras d'un onduleur de tension à deux niveaux.

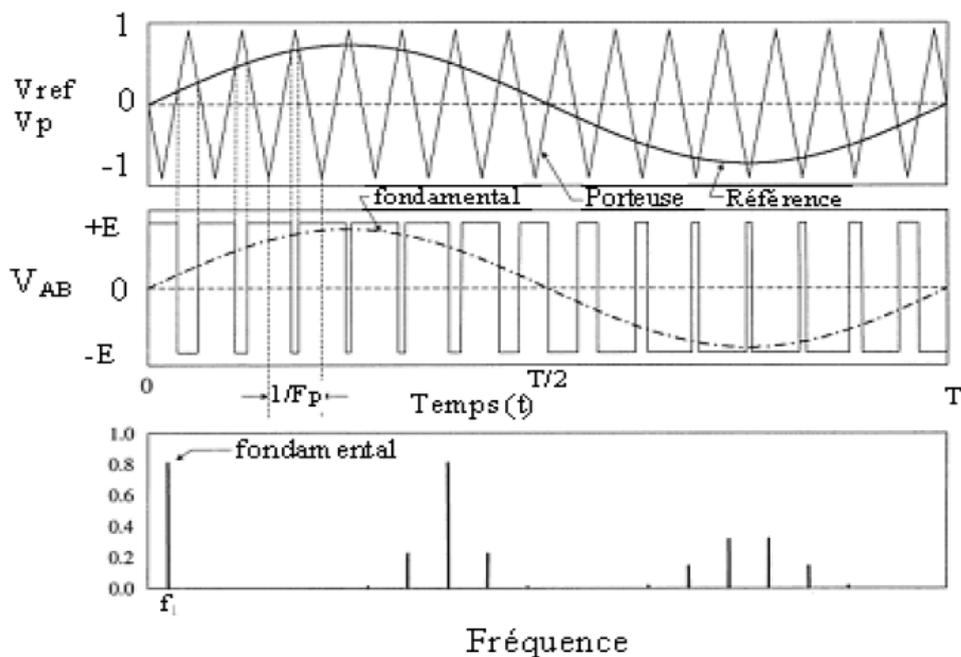


Figure 3.16 : Forme des signaux de commande, la tension de sortie et son spectre PWM à deux niveaux pour un onduleur monophasé en pont

## IV.2 Technique numérique

La commande numérique permet également la réalisation de signaux de commande de manière plus fiable qu'avec des montages utilisant l'électronique analogique. Elle fait appel à des circuits intégrés programmables. Elle doit aussi inclure des « entrées » de contrôle (de courant, de vitesse, de température..., etc.) sous forme de signal logique ou numérique, pour protéger le système commandé.

Pratiquement, on distingue deux types de circuits programmables :

- les circuits utilisant des **processeurs** tels que les microcontrôleurs et les DSP (*Digital Signal Processor*). Ce qui caractérise ces circuits, est que la programmation s'effectue soit en langage assembleur, soit en langage « C ». L'architecture de ces composants étant déjà réalisée par le constructeur, on ne peut alors que modifier le programme pour adapter le composant à la commande souhaitée du convertisseur de puissance;
- les circuits intégrés directement programmables de type FPGA (*Field Programmable Gate Array*). Ce qui caractérise ces circuits, est que leur programmation s'effectue généralement en langage VHDL (*Very High Density Language*). L'utilisateur « construit » lui-même l'architecture de son composant en prévoyant les fonctions de commande et de contrôle souhaitées.

## V. La commande adoptée

Pour notre commande scalaire ( $V/f=\text{constant}$ ) du moteur asynchrone à travers l'onduleur monophasé en pont, nous avons opté pour une commande MLI numérique en utilisant un microcontrôleur dsPIC30F, tel que les temps de commutation des interrupteurs seront calculés par le microcontrôleur et transmis directement vers l'onduleur grâce au module « Motor Control PWM » du dsPIC. Le principe de cette technique est de faire varier le rapport cyclique en fonction de l'amplitude instantanée du signal sinusoïdal souhaité.

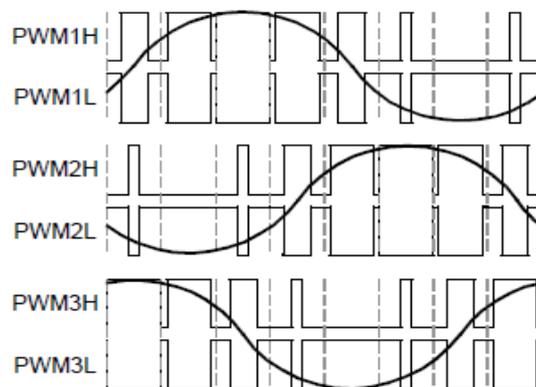


Figure 3.17: Principe de la génération de la PWM

Grâce à la mesure de la tension d'entrée de l'onduleur, on obtient la fréquence désirée à sa sortie en gardant  $V/f$  constant. Cette fréquence nous détermine la vitesse de déplacement dans une look-up table qui contient les valeurs de la fonction sinus. La valeur obtenue à chaque instant sera utilisée pour calculer le rapport cyclique de l'impulsion associée. Cette technique sera plus détaillée dans le chapitre 4.

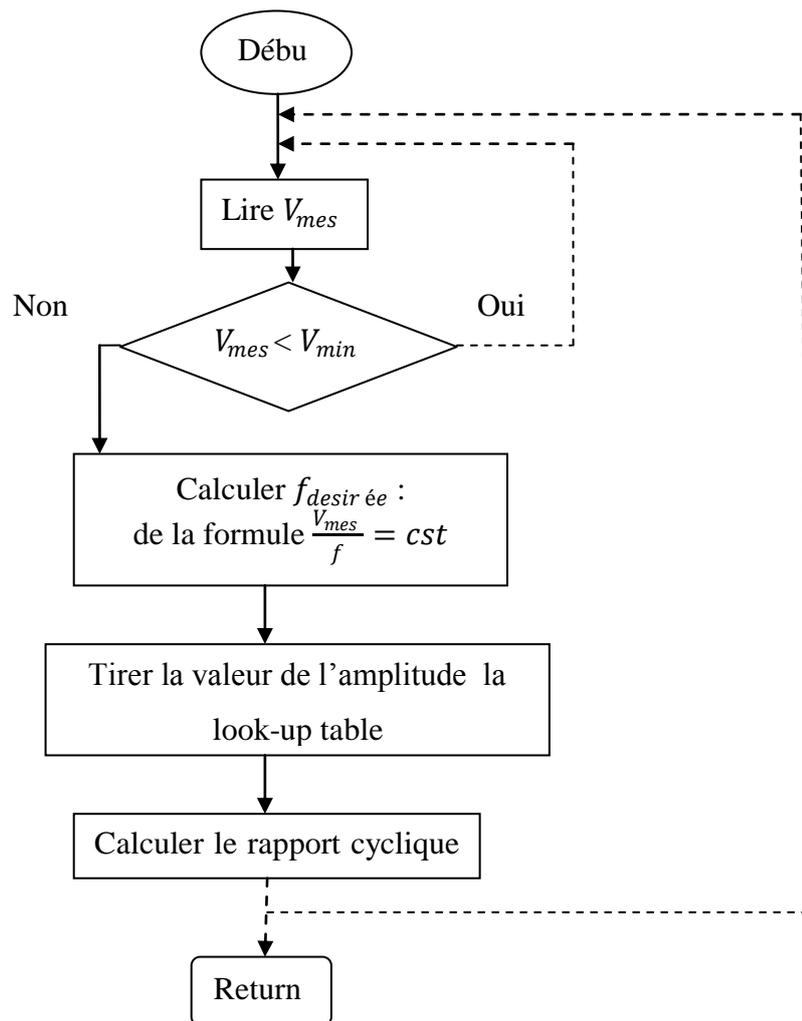


Figure 3.18 : Algorithme adopté pour la commande VF constant.

## **VI. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande scalaire V/F constant appliquée à la machine asynchrone monophasée à base d'un onduleur en pont commandé par une MLI triangulo-sinusoïdale numérique. La commande scalaire ne se base que sur le modèle en régime permanent de la machine. Celle-ci s'avère être donc la plus appropriée, vu que dans notre application, le nombre de séquences démarrage/arrêt est extrêmement réduit (les régimes transitoires n'apparaissant, en général, qu'en début et fin du jour).

Cette commande a pu être implémentée numériquement sans la contrainte ni de l'espace mémoire considérable (obligatoire dans les techniques numériques conventionnelles pour la génération des signaux PWM), ni d'ajout de composants extérieurs, grâce au microcontrôleur utilisé. Son module « motor control PWM » calcule les instants de commutation des interrupteurs de l'onduleur en fonction de n'importe quelle fréquence désirée à la sortie de ce dernier, sans pour autant monopoliser le temps d'accès aux unités de calcul.

Les détails de cette technique ainsi que la présentation du dsPIC et de son module MCPWM, seront présentés dans le chapitre suivant.

# Chapitre IV : Présentation et programmation du dsPIC30F4011

## I. Introduction

Les dsPIC sont des contrôleurs de signal numérique (DSC) 16 bits fabriqués par *microchip*, ce sont des microcontrôleurs hautes performances à architecture RISC. Ils correspondent aux familles 30Fxxxx et 33Fxxxx, combinant les meilleures caractéristiques des microcontrôleurs et des DSP dans un noyau unique. Ils offrent des solutions innovantes pour le calcul intensif en temps réel dans les applications de contrôle.

Notre choix s'est porté sur le dsPIC30F4011 pour des raisons de performance et d'économie, mais surtout pour ses nombreux périphériques (ADC, MCPWM, outputs compare) permettant de réguler indépendamment le générateur photovoltaïque et le moteur asynchrone monophasé.

## II. Caractéristiques du dsPIC30F4011 [17]

### II.1 Caractéristiques du processeur

- Les dsPICs ont une architecture Harvard modifiée, avec des bus programme et données séparés. Cette architecture autorise des tailles de bus différentes : soit 16 bits pour les données et 24 bits pour les instructions. Cette organisation permet de réduire considérablement les temps d'exécution car, pendant que le processeur lit la prochaine

instruction dans la mémoire programme, il exécute l'actuelle qui manipule des données en RAM.

- Architecture du jeu d'instructions optimisée par compilateur C avec des modes d'adressage flexibles,
- 84 instructions de base,
- Mémoire Flash de 48 Kbytes (16K d'instructions de 24 bits),
- 1 Kbytes de données non volatiles EEPROM, et 2 Kbytes de données RAM,
- 30 sources d'interruption,
- 16×16-bit registres de travail,
- Afin d'exécuter nos opérations arithmétiques à une vitesse convenable, le 30F4011 est épaulé par un DSP *engine* comprenant un multiplicateur/diviseur de 17 x 17 bits hardware, ainsi qu'un additionneur/soustracteur de 40 bits rapide.

### II.2 Caractéristique électriques

- La température ambiante sous polarisation : - 40 ° C à +125 ° C,
- Température de stockage : -65 ° C à +150 ° C,
- Tension sur toutes broches par rapport à  $V_{SS}$  (sauf  $V_{DD}$  et MCLR) : -0.3V à ( $V_{DD} + 0,3$  V),
- Tension sur VDD par rapport à VSS : -0.3V à 5.5 V,
- Tension sur MCLR par rapport à VSS : 0 V à 13,25 V
- Dissipation de puissance totale : 1,0 W
- Courant de sortie maximum par VSS : 300 mA
- Courant d'entrée maximum sur VDD : 250 mA
- Courant de sortie maximal écoulé par les broches d'E / S : 25 mA
- Courant de sortie maximum provenant d'une broche d'E / S : 25 mA
- Courant maximal écoulé par tous les ports : 200 mA
- Courant maximal provenant de tous les ports : 200 mA

### II.3 Caractéristiques des périphériques

- 40 broches dont 30 E / S,
- 5 timers de 16-bits, certains timers de 16-bits peuvent être combinés pour former un timer de 32-bits,

- 4 entrées capteur de 16 bits chacun (input capture),
- 4 sorties de comparaison / PWM de 16 bits chacun (output compare / PWM),
- 2 modules UART (universal asynchronous receiver transmitter ),
- 1 module CAN (Controller Area Network),
- 1 module SPI (Serial Peripheral Interface),
- 1 module I<sup>2</sup>C (Inter-Integrated Circuit),
- 1 module de controle des moteurs avec 6 sorties PWM indépendantes,
- 9 entrées de conversion "A/N" avec une résolution de 10 bits,
- Une interface pour encodeur à quadrature.

40-Pin PDIP

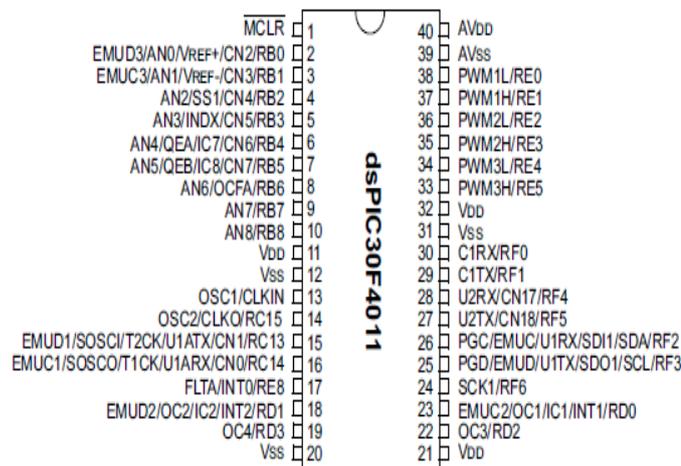


Figure 4.1: Schéma des broches du dsPIC30F4011

### III. Modules du dsPIC utilisés [17, 18]

Dans notre application, la fonction principale du dsPIC se limite à l'acquisition des grandeurs analogiques nécessaires (tension et courant de sorties du panneau PV, et tension à l'entrée de l'onduleur), l'exécution de l'algorithme de commande, et la génération des sorties PWM grâce aux deux modules : « outputs compare/PWM » et « motor control PWM », pour attaquer respectivement le hacheur pour la commande du GPV et l'onduleur pour la commande du moteur.

### III.1 Convertisseur analogique/numérique

L'acquisition des tensions analogiques délivrées par les trois capteurs est réalisée par le module de conversion analogique/numérique, avec une vitesse de conversion allant jusqu'à 500 K échantillons par seconde. Ses différents registres de configuration permettent de sélectionner les canaux d'acquisition, les tensions de référence ainsi que la vitesse d'acquisition.

Il faut, dans un premier temps, lancer un *sampling* (échantillonnage) des différents canaux par la mise à 1 du bit ASAM situé dans le registre ADCON1. Lorsque ce processus est terminé, il est possible de lancer la conversion par la remise à zéro du bit ASAM.

Le résultat étant codé sur 10 bits et stocké dans 16×16-bits registres A/D (ADCBUF0, ....., ADCBUF16), il nous faut donc mettre en forme la valeur, que nous désirons en mV. La valeur max dans le registre ADCBUF $X$  est égale à 0x3FF= 1023 correspondant à 5000 mV (valeur analogique maximale captée), une valeur  $V$  mesurée est calculée comme suite :

$$V_{mes} = \frac{ADCBUF_X \times 5000}{1023} \quad [\text{mV}]$$

- ❖ AN4, AN5, AN6 (RB4, RB5, RB6) sont des entrées analogiques servant à numériser respectivement:
  - $I_{PAN}$  : Le courant de sortie du panneau photovoltaïque ;
  - $V_{PAN}$  : La tension de sortie du panneau photovoltaïque ;
  - $V_{mes}$  : La tension mesurée à l'entrée de l'onduleur ;

### III.2 Motor control PWM

Le module MCPWM est un module destiné à la génération des signaux MLI, en particulier pour les applications de contrôle des moteurs électriques et des convertisseurs de puissance.

Ce module contient :

- Trois générateurs de rapport cyclique, numérotés de 1 jusqu'à 3, avec deux broches de sorties chacun, de PWM1H/PWM1L jusqu'à PWM3H /PWM3L (figure 4.1) qui peuvent travailler en mode complémentaire avec un générateur de temps mort,
- Une base de temps fournie par un timer 15-bit, accessible via le registre PTMR. Un registre période nommé PTPER fixe la période de comptage pour le PTMR. Lorsque la valeur de PTMR <14:00> correspond à la valeur PTPER <14:00>, la base de temps sera soit remise à 0, soit inversée (le sens du comptage). Cela dépendra de la configuration choisie pour la base de temps via le registre de contrôle PTCON.
- Les unités de comparaison (rapport cyclique PWM), qui possède 3 registres de 16-bits (PDC1, PDC2, PDC3) utilisées pour spécifier les valeurs des rapports cycliques pour chaque générateur de rapport cyclique.

### **Configuration de la base de temps de la PWM :**

On distingue quatre configurations possibles :

- En marche libre (free running mode),
- En impulsion unique (single shot mode) ;
- En mode continu up/down ou mode contré ;
- En mode contré avec double mise à jour.

Pour notre application, nous avons opté pour la troisième configuration, c'est-à-dire, en mode contré, qui correspond le plus à notre MLI triangulo-sinusoidale.

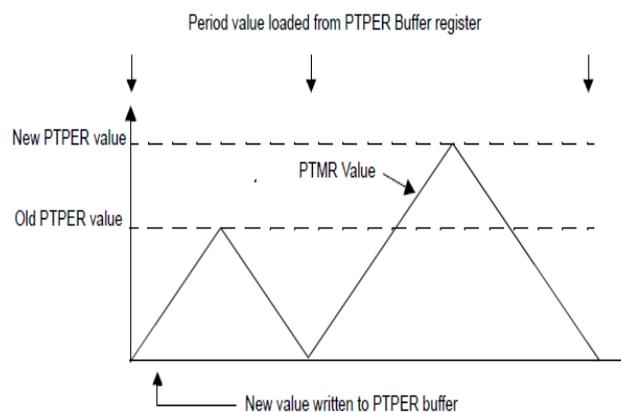


Figure 4.2 : Le mode centré ( continu up / down).

Le PTPER doit être calculé par l'utilisateur selon deux facteurs, la période d'un cycle instruction et la période de notre PWM :

- Il faut, en premier lieu, connaître la vitesse précise d'exécution des instructions du microcontrôleur. Celle-ci est conditionnée par deux paramètres : le quartz utilisé ainsi que le PLL associé. En utilisant un quartz de 10MHz et un PLL  $\times 8$ , la vitesse de fonctionnement obtenue est de 20MIPS ( $f_{cycle}$ ).
- Ensuite, la fréquence de la PWM est choisie de manière à éviter la surcharge de bruit lors du fonctionnement de l'appareil. L'oreille humaine peut idéalement capter les sons de 50Hz à 20kHz. En dessous de la barre des 50Hz, la résolution de commande devient trop faible, on ne peut commander correctement le moteur. Avec une fréquence de 20kHz, le sifflement provoqué par les frottements internes du moteur sont quasi-inaudibles. Aussi, il faut garder à l'esprit que le moteur peut être apparenté à une charge RL, ce qui implique des temps de charge et de décharge non négligeables ; donc plus la fréquence sera élevée, et moins le courant oscillera autour de sa valeur moyenne. Cependant, on ne peut pas augmenter indéfiniment la fréquence de la PWM. En effet, la puissance dissipée par le MOSFET dépend du rapport entre le temps de commutation et la fréquence de la PWM, ainsi, plus cette dernière sera élevée, plus le MOSFET chauffera.

$$PETPER = \frac{F_{CY}}{F_{PWM} \cdot (PTMR \text{ prescaler})} - 1$$

**Les unités de comparaison (rapport cyclique PWM) :**

La valeur du rapport cyclique détermine la durée de temps pendant laquelle la sortie PWM est active. Pour cela, le registre PDCx<15 :1> est comparé avec PTMR<14 :0> comme l'illustre la figure (4.3).

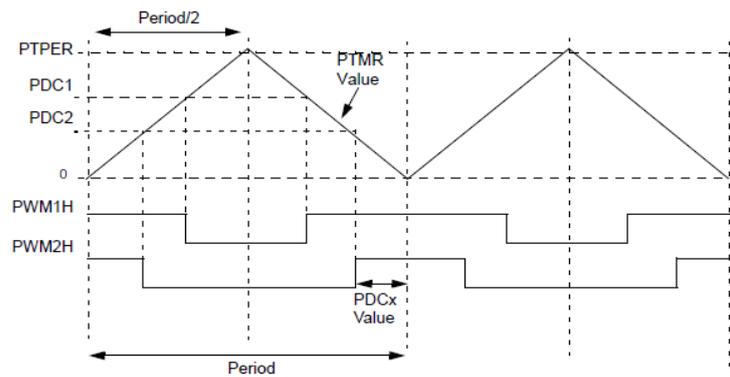


Figure 4.3 : Génération de la PWM avec le mode centré.

### III.3 Les Timers

Le dsPIC30F4011 possède 5 timers de 16-bits (Timer1, Timer2, Timer3, Timer4, Timer5). Chaque module comporte les registres suivants :

- TMRx : registre de comptage de 16-bits,
- PRx : registre période de 16-bits,
- TxCON : registre de contrôle de 16-bits, utilisé pour la configuration du mode de fonctionnement du timer, on distingue les 4 modes suivants :
  - Timer synchrone,
  - Compteur synchrone,
  - Timer automatique,
  - Compteur asynchrone.

Dans notre application, le timer2 est utilisé comme base de temps pour la sortie PWM/output compare en mode timer synchrone où l'horloge d'entrée est fournie par l'horloge interne du système ( $F_{osc}/4$ ). Ainsi, le timer est incrémenté à chaque cycle d'instruction pour un prescaler (1:1), et est remis à zéro lorsque le registre de comptage TMR2 correspond au registre période PR2, ce mode est sélectionné par la mise à zéro du bit TCS (TxCON<1>).

### III.4 Output/Compare/PWM :

Ce module compare la valeur de la base de temps sélectionnée (timer 2, timer 3) avec un ou deux registres de comparaison, et génère des sorties impulsions à chaque avènements de correspondance.

Dans le cas du contrôle du hacheur pour notre MPPT, seule la fonction de génération de signaux PWM est utilisée. Pour la mettre en place, la configuration de plusieurs registres est nécessaire.

Pour calculer la valeur à mettre dans le registre période (PR2) du timer2, il faut connaître la vitesse précise d'exécution des instructions du microcontrôleur calculée précédemment ( $f_{cycle} = 20\text{MIPS}$ ), ainsi que la période du signal PWM, comme rappelé précédemment. Pour dépasser le spectre auditif humain, il est commun d'employer une fréquence supérieure à quelques dizaines de kHz. Il est employé ici une fréquence de 100 kHz, en spécifiant un PR2=199, calculé à partir de la formule suivante :

$$PR2 = \frac{(TMR2 \text{ prescale value}) \times f_{cycle}}{f_{PWM}} - 1$$

Ensuite, il faut spécifier le rapport cyclique désiré à travers des registres OCxR (avec x = 1, 2, 3, 4 pour chacun des modules PWM) sachant que la valeur de la période du Timer2 (199) représente 100%.

Finalement, il ne reste qu'à indiquer aux modules Output/Compare/PWM qu'ils doivent fonctionner en mode PWM avec pour base de temps le Timer2 et a démarrer ce dernier, en configurant les registres OCxCON (avec x = 1, 2, 3, 4 pour chacun des modules PWM) et T2CON de la sorte :

- OCxCON = 0x0006
  - Output Compare Timer Select bit = Timer2 is the clock source for compare
  - Output Compare Mode Select bits = PWM mode on OCx, Fault pin disabled
  
- T2CON = 0x8000
  - Timer On bit = Starts 16-bit timer.

- ❖ OC3 (RD2) est la sortie output compare/PWM utilisée pour la commande MPPT via le hacheur boost.

#### **IV. Programmation du dsPIC avec « MikroC PRO pour dsPIC » :**

Pour la programmation du dsPIC nous avons utilisé PRO mikroC pour dsPIC30/33 et PIC24, qui est un compilateur C pour dsPIC30/33 et PIC24 de microchip. Il est conçu pour développer, construire et déboguer les applications embarquées basées sur les dsPIC30/33 et PIC24. Cet environnement de développement à un champ de fonctionnalités très large, tel que [19] :

- Ecrire le code source en utilisant le built-in Code Editor (code et paramètres d'assistance, pliage de code, coloration syntaxique, correction automatique, modèles de code, ...etc.)
- Utiliser les bibliothèques pour accélérer considérablement le développement: acquisition de données, gestion de la mémoire, affichage, conversions, communication, etc.
- Surveiller la structure du programme, les variables et fonctions dans le Code Explorer.
- Générer le code assembleur et HEX standard compatibles avec le programme.
- Utiliser le mikroICD (In-Circuit Debugger) outil de débogage en temps réel pour surveiller l'exécution du programme au niveau du hardware.
- Obtenir des rapports détaillés et des graphiques: RAM et ROM map, les statistiques du code, l'arbre d'appel.
- Des commentaires Actifs permettront de faire des commentaires vivants et interactifs.

#### ***Le déroulement du programme [20 , 21]:***

Le programme complet en mikroC de la commande MPPT ainsi que la commande du moteur est inclu dans l'annexe 1 de ce document, son algorithme est présenté sur la figure (4.4) :

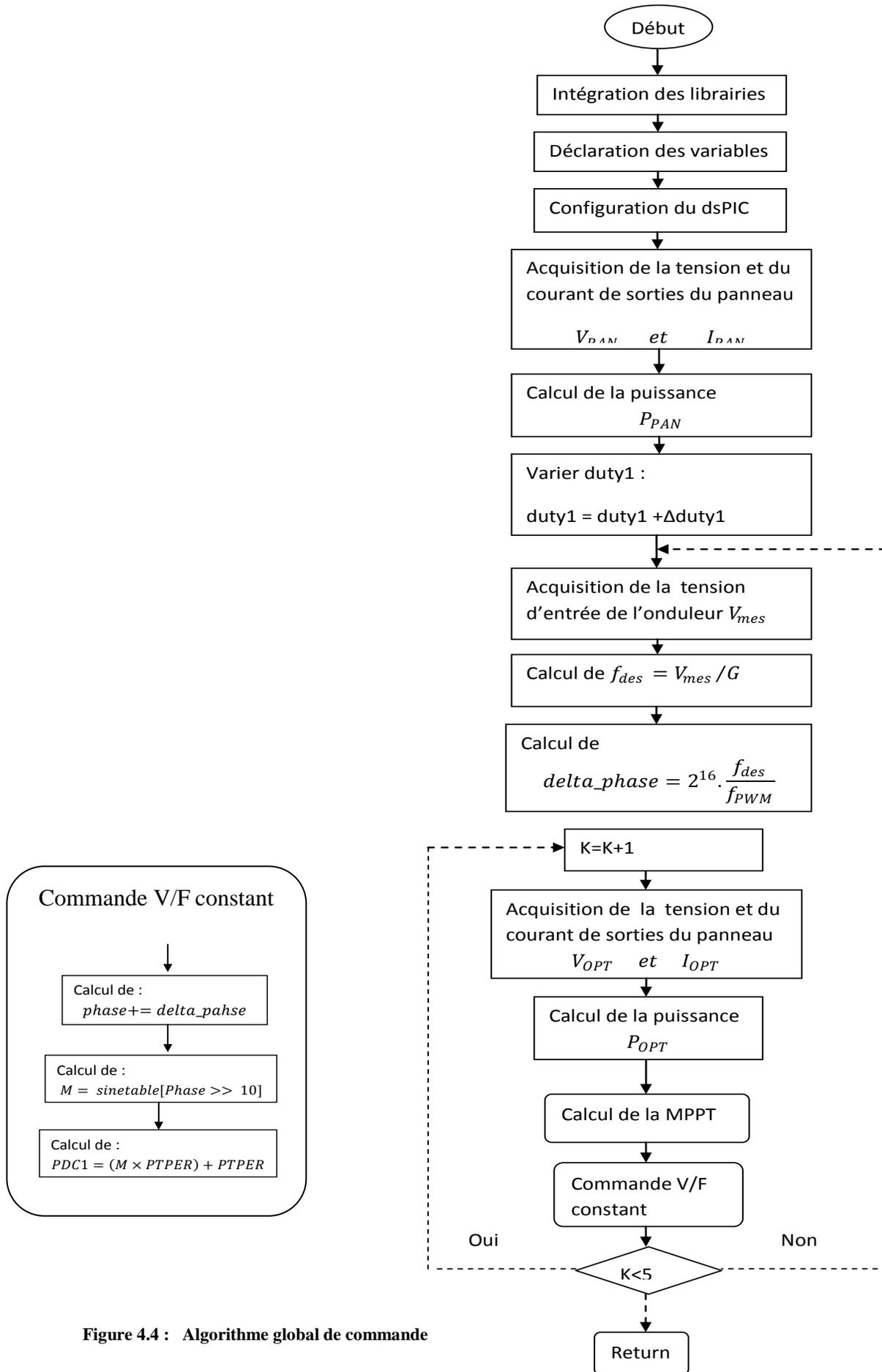


Figure 4.4 : Algorithme global de commande

## V. Conclusion :

En plus des capacités avérées de ses unités de calcul satisfaisant à un large éventail d'applications, le dsPIC30F4011 intègre une multitude de périphériques ayant des fonctions spécifiques très récurrentes dans l'électronique. Il présente des avantages certains qui facilitent la conception et la réalisation du système. En effet, son utilisation réduit avec efficacité la complexité du circuit d'une part (réduction du nombre de composants), et facilite la programmation en utilisant les outils de développement logiciels et hardwares de « Mikroelektronika » d'autre part.

Dans notre application, les fonctionnalités les plus avantageuses sont :

- La vitesse d'exécution de 30 millions d'instructions par seconde, qui nous permet d'exécuter l'algorithme de régulation et ceci, le plus rapidement possible ;
- La conversion analogique/numérique d'une résolution de 10 bits, qui permet l'acquisition de 9 voies analogiques, chose largement suffisante à l'application pour l'acquisition des grandeurs analogiques nécessaires avec une vitesse de conversion allant jusqu'à 500 K échantillons par seconde ;
- La disponibilité du module « motor control PWM » nécessaire pour notre commande du moteur asynchrone. De plus, l'un de ses quatre modules Output/Compare/PWM permettra de générer l'impulsion pour la commande MPPT du GPV, et ce indépendamment du module « motor control PWM » (c'est-à-dire la possibilité de travailler à deux porteuses de fréquences  $f_{PWM}$  différentes).

# *Chapitre V : Conception et réalisation de la carte de commande*

## **I. Introduction**

L'objectif principal de notre projet est la conception et la réalisation d'une carte électronique de commande pour le contrôle d'un système de pompage photovoltaïque autonome (dans notre application le groupe motopompe sera réduit au seul moteur asynchrone monophasé).

## **II. Principes de fonctionnement et dimensionnement de la carte**

La carte est composée de plusieurs blocs tel qu'illustrée sur la figure (5.1). Les fonctions que devra remplir cette carte sont, premièrement l'adaptation de la charge au panneau photovoltaïque et deuxièmement le contrôle du moteur. Ceci implique l'insertion d'un étage de puissance contenant des convertisseurs statiques. Ces derniers devront être commandés par des signaux PWM ; d'où le besoin d'un microcontrôleur pour le calcul en temps réel des différents rapports cycliques garantissant le fonctionnement au PPM du panneau et le fonctionnement du moteur selon la loi de commande V/F constant.

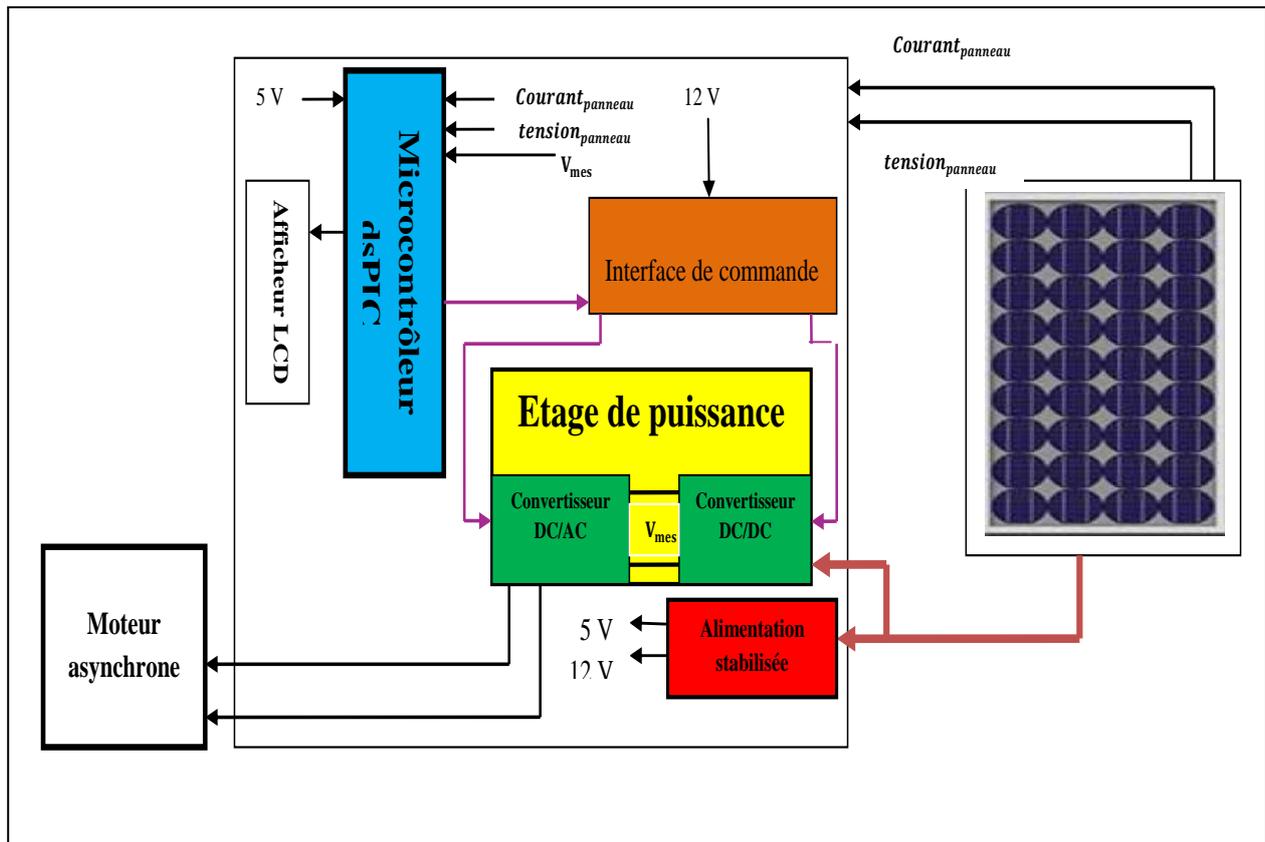


Figure 5.1 : Schéma synoptique du système

## II.1 Panneau photovoltaïque

Notre source d'énergie électrique est de type photovoltaïque, tel que 4 modules photovoltaïques « **TOTAL ENERGIE Module : TE500CR+** », sont connectés en série pour fournir une puissance de  $P_m = 220W$  avec  $V_m = 70V$  et  $I_m = 3.1A$ . Puisque les caractéristiques des modules fournis par le constructeur dans les conditions normales d'utilisation sont :

$$I_{CC} = 3.5A, \quad V_{CO} = 21.7V,$$

$$P_m = 55W \text{ à } V_m = 17.5V \text{ et } I_m = 3.1A$$

## II.2 Microcontrôleur (dsPIC)

Il représente « le bloc commande » de notre carte, car c'est la partie responsable de la génération des signaux de commande (voir le chapitre précédent).

Le dsPIC30F4011 ne nécessite pas un câblage particulièrement complexe pour l'alimenter. Il dispose de trois pins à relier à la masse et trois autres à relier au 5V. L'alimentation du convertisseur analogique/numérique représentée par les pattes AVSS et AVDD sont reliées elles aussi à la masse et au 5V respectivement. Un condensateur découple l'ensemble de ces quatre entrées d'alimentation [17].

Ce microcontrôleur fait l'acquisition des consignes nécessaire à l'algorithme de commande, via les entrées analogiques (RB4, RB5, RB6), et génère les signaux de commande à travers les sorties PWM pour l'onduleur (RE0, RE1) et à travers la sortie output compare pour le hacheur (RD2).

Un écran LCD, est relié au dsPIC par 4 broches (RB0, RB1, RB2, RB3) afin d'afficher les différents commentaires liés à l'évolution de notre programme de régulation.

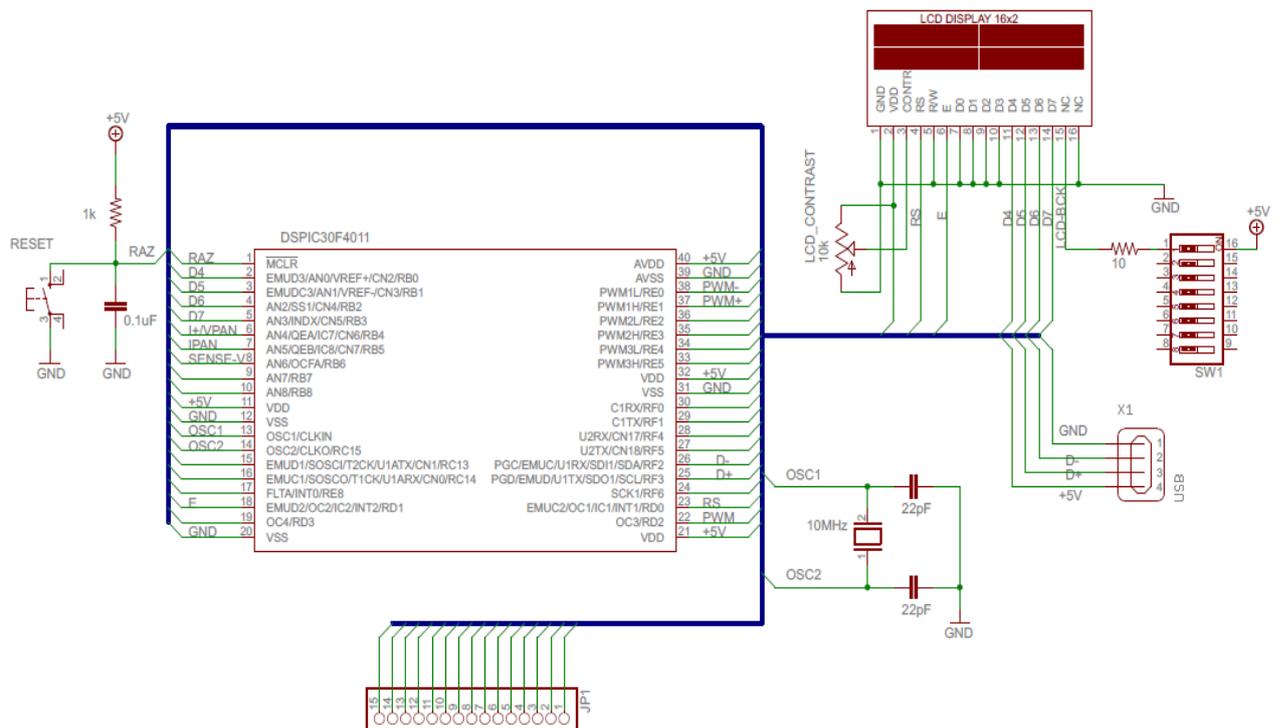


Figure 5.2 : Le brochage du dsPIC30F4011

Ensuite, l'oscillateur du microcontrôleur est excité par le quartz à 10MHz associé à deux condensateurs de 22pF, comme recommandé dans la datasheet [17].

N'est pas à oublier la connexion de la broche de reset appelée MCLR. Elle se connecte au 5V par l'intermédiaire d'une résistance pour limiter le courant à l'allumage.

## II. 3 Etage de puissance

Cette partie contient deux convertisseurs statiques (hacheur + onduleur) mis en cascade, réalisés à base de transistors MOSFET :

### II.3.1 MOSFETs

#### *Choix de la technologie :*

Selon le composant utilisé, la fréquence de « découpage »  $f_e = 1/T_e$  à laquelle est soumis le composant change. En général, on cherche à utiliser la fréquence la plus élevée possible. Cependant, plus la puissance nominale  $P_n$  d'un convertisseur est élevée, plus cette fréquence est faible. La figure (5.3) présente un diagramme à échelle logarithmique des domaines d'utilisation de chaque composant.

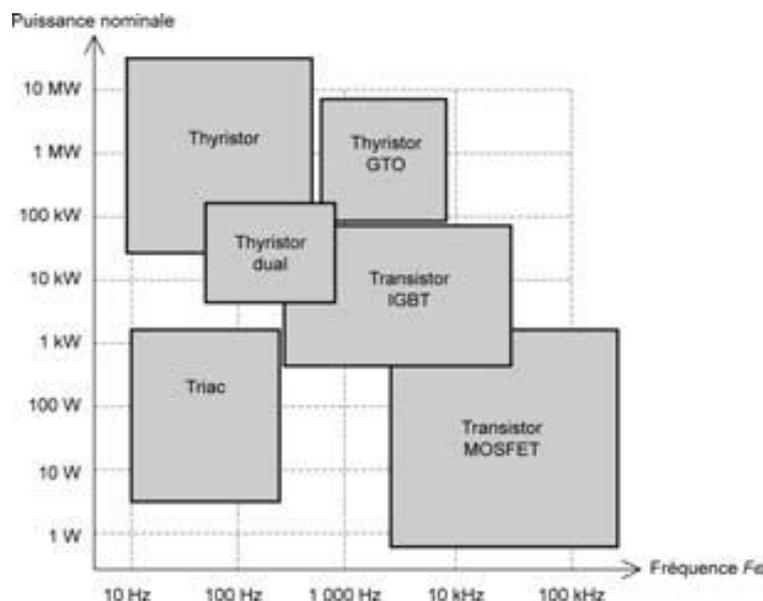


Figure 5.3 : Diagramme puissance-fréquence des composants.

Notre choix se porte sur les MOSFETs vu que notre application met en jeu des puissances relativement faibles et des fréquences de commutation élevées.



**Choix de la résistance  $R_g$  :**

Les temps de commutation sont fortement dépendants du courant  $I_D$  et de la résistance  $R_G$  placée en série avec la grille.

La résistance  $R_G$  n'est pas choisie arbitrairement, elle permet de diminuer les temps de commutation, en augmentant le temps de montée et par conséquent la diminution du risque  $dv/dt$ .

### II.3.3 Hacheur survolteur

Puisque le circuit utilisé dans la conversion DC-DC est de type Boost (figure 5.5 ) où la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée calculée dans le chapitre II est égale à :

$$\boxed{V_s = \frac{V_e}{1 - \alpha}} \quad (5.1)$$

Avec un rendement  $\eta$  voisin de un et une tension d'entrée maximale pour un panneau égale à 74 V, la tension de sortie  $V_e$  peut atteindre quelque 330V pour un rapport cyclique utilisé de 77.4%, alors que cette tension est appliquée entre le drain et la source du transistor MOSFET, pour cette raison il faut trouver un transistor qui peut supporter cette tension, parmi les transistors disponibles on a choisi le transistor IRF840 (*voir ANNEXE 2.2*) caractérisé par les principales caractéristiques suivantes :

- $V_{DS} = 500V$ ,  $R_{DS(ON)} = 0.85 \Omega$ ,  $I_D = 8 A$ ,  $P_D = 125W$  à  $25^\circ C$ .
- Pour la commutation à l'ouverture le IRF840 possède un temps de retard à la croissance  $t_d$  (dealy time) de 14 ns et un temps de montée (rise time)  $t_r$  de 23 ns, donc le temps d'ouverture  $t_{on}$  est de l'ordre de 37 ns.
- Pour la fermeture :  $t_r (v_{off}) = 49$  ns, temps de décroissance (fall time)  $t_f = 20$  ns, donc le temps de coupure (turn-off time)  $t_f$  est de l'ordre de 69 ns.

Le dimensionnement de l'inductance du circuit Boost est très important pour le fonctionnement normal de ce circuit, par le fait que le courant de charge de cette inductance

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

L'inductance  $L$  du circuit Boost est calculée pour un rapport cyclique de 77.4% et une fréquence moyenne de 100Khz avec un courant maximal de 3.6A (45% du courant admissible par le MOSFET) est égale à :

$$L = \frac{V_e \alpha T}{\Delta I_L} \cong 397,78 \mu H \quad \text{tel que} \quad \Delta I_L = 0.4 I_{max} \quad (5.2)$$

Pour les capacités de sortie, son influence se manifeste sur les ondulations de la tension de sortie. Sa valeur est en fonction de l'ondulation voulue ainsi que des grandeurs moyennes désirées, comme on a vu dans le chapitre II, l'estimation de cette capacité est donnée par :

$$C = \frac{I_s \alpha T}{\Delta V_s} \cong 0,2 \mu F$$

$$\text{Tel que } \Delta V_s = (10\% \text{ de } V_s) = 31 \text{ V} \quad (5.3)$$

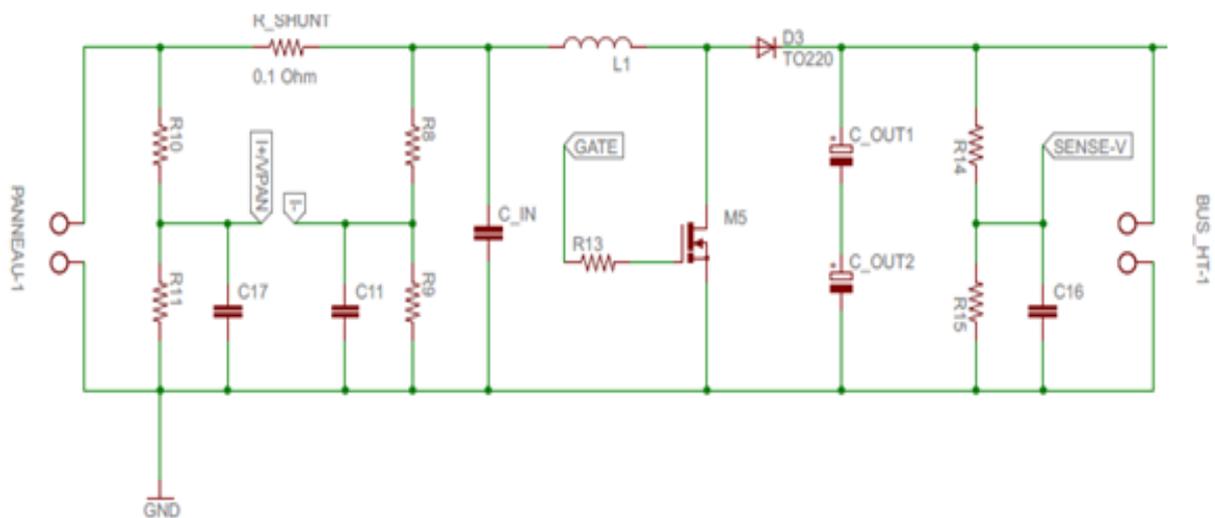


Figure 5.5 : Schéma électronique du convertisseur boost



### **Fonctionnement interne**

Une bascule de Schmitt de technologie C-MOS assure un déclenchement fiable des signaux de commande. Des bascules logiques RS d'entrée captent ces signaux et envoient des impulsions en transfert de potentiel par montage différentiel de deux transistors MOS vers une bascule logique RS de sortie, alimentée en potentiel flottant. Cette bascule commande deux transistors MOS montés en *push-pull* qui « attaquent » la grille du transistor de puissance.

Pour le transistor de puissance *MOSFET1*, on relie la borne 7 à la grille et la borne 6 à la source d'un transistor MOS.

Le potentiel de la borne 6 est susceptible de varier de 0 jusqu'à la tension d'alimentation « haute tension  $V_s$  ». Il faut alors que le driver puisse assurer l'ouverture du transistor *MOSFET1*. Cela implique que la tension d'alimentation de la commande de *MOSFET1* soit supérieure au potentiel de la borne 6 pour assurer la commande en blocage du montage des transistors MOS en « *push-pull* ». C'est pourquoi on utilise un montage « *bootstrap* » en masse flottante pour ce type de *driver*. En fait, il s'agit d'un circuit diode-condensateur-résistance branché sur l'alimentation  $V_s$  (jusqu'à 600 V) du convertisseur. À chaque nouvelle impulsion de commande, ce circuit se charge pour assurer l'alimentation à potentiel flottant (voir *figure 5.6*).

Les pointes de courant possibles pour tenir compte de l'effet Miller des transistors MOSFET ou IGBT vont parfois jusqu'à 2 A et une résistance de liaison vers la grille inférieure à 3 ohms.

### **La diode de bootstrap :**

La tension maximale aux bornes de la diode est celle de l'alimentation de l'onduleur, donc elle doit supporter une tension supérieure à celle du bus continu alimentant l'onduleur.

### **Condensateur du bootstrap :**

La tension aux bornes du condensateur de bootstrap est celle de l'alimentation des drivers, sa valeur minimale du condensateur s'exprime de la manière suivante (dans le cas d'une capacité électrolytique) :

$$C_B \geq \frac{2 \left[ 2Q_G + \frac{I_{qb(max)}}{f} + Q_{LS} + \frac{I_{c_{bs(leak)}}}{f} \right]}{V_{CC} - V_f - V_{LS} - V_{Min}} \quad (5.4)$$

$Q_G$  : Charge de la grille du MOSFET de la partie haut (high side)

$f$  : Fréquence de fonctionnement.

$I_{C_{bs}(leak)}$  : Courant de fuite dans le condensateur CB.

$I_{qb(max)}$  : Courant maximal de repos.

$V_{CC}$  : Alimentation du driver.

$V_f$  : Tension direct aux bornes de la diode de bootstrap DB.

$V_{LS}$  : La tension aux bornes du MOSFET de la partie bas (low side)

$V_{Min}$  : La tension minimale entre  $V_b$  et  $V_s$ .

$Q_{LS}$  : La charge nécessaire par cycle pour le décalage du niveau (typiquement 5nC pour 500V/600V et 20 nCb pour 1200V).

NB : il n'y a pas de véritable isolement galvanique, car la masse de la carte électronique est celle du convertisseur de puissance.

#### II.4.2 Le IR2121

Ce composant présente le même fonctionnement que le driver précédent, sauf que celui-ci n'a pas besoin d'un circuit bootstrap vu qu'il ne commande qu'un seul transistor (low side) du hacheur boost. (*voir ANNEXE 3.2*).

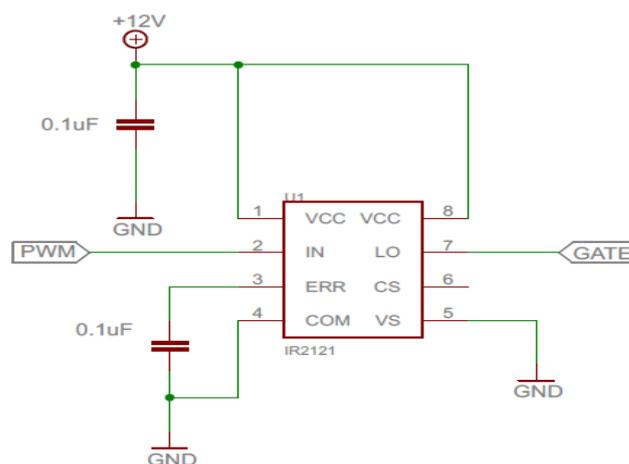


Figure 5.7 : Brochage du driver IR2121.

## II.5 Alimentation stabilisée

Puisque la carte de commande est destinée à un fonctionnement autonome, les alimentations 5V et 12V nécessaires pour le microcontrôleur et les drivers seront obtenues par dérivation à partir des entrées du panneau.

Il a été retenu le choix d'utiliser les régulateurs suivants : MC7812C et MC7805C respectivement pour 5V et 12V (voir figure 5.8) (*voir ANNEXE 4*).

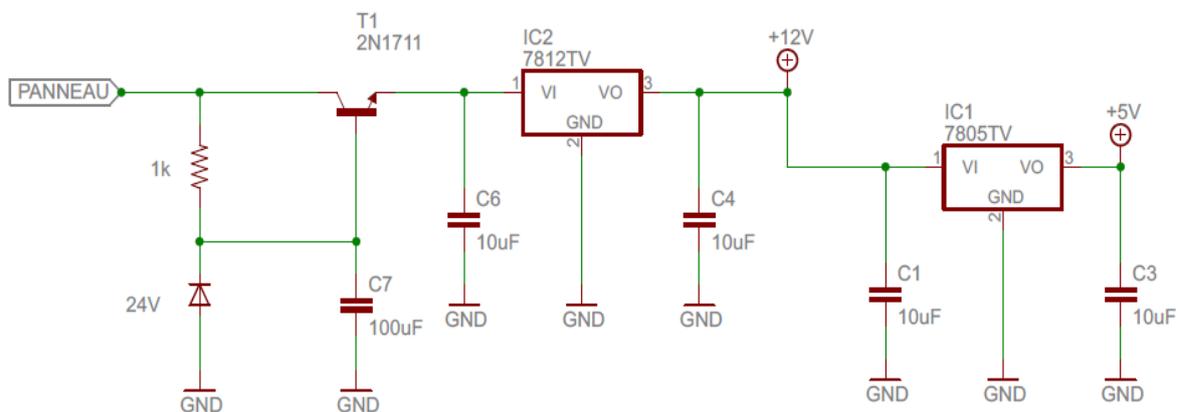


Figure 5.8 : L'alimentation stabilisée

Le datasheet de ces régulateurs préconise la mise en place de condensateurs de filtrage de  $10 \mu F$  de part et d'autre de chaque régulateur. De plus le courant nécessaire par les composants logiques n'étant pas particulièrement élevé, la présence de dissipateurs thermiques n'est pas obligatoire (*voir ANNEXE 4*).

## II.6 Chaines de courant et de tension

Les chaînes de tension et de courant se chargent de conditionner la tension et le courant du panneau, ainsi que la tension d'entrée de l'onduleur, afin de les ramener à des niveaux de tension pouvant être numérisés par le microcontrôleur tel que :

$$V_{\text{Pan}} = 80V \rightarrow 5V \text{ (effectué par « diviseur de tension »)}$$

$I_{Pan} = 3.5A \rightarrow 5V$  (effectué par « résistance shunt »)

$V_{mes} = 310V \rightarrow 5V$  (effectué par « diviseur de tension » pour la tension d'entrée de l'onduleur)

Nous tenons à souligner que le choix de l'amplificateur opérationnel utilisé (INA118P) n'est pas fortuit. En effet, ce dernier est un amplificateur d'instrumentation présentant d'excellentes performances en termes d'offset et n'introduit que très peu de bruit comparé aux amplificateurs communs (*voir ANNEXE 5*).

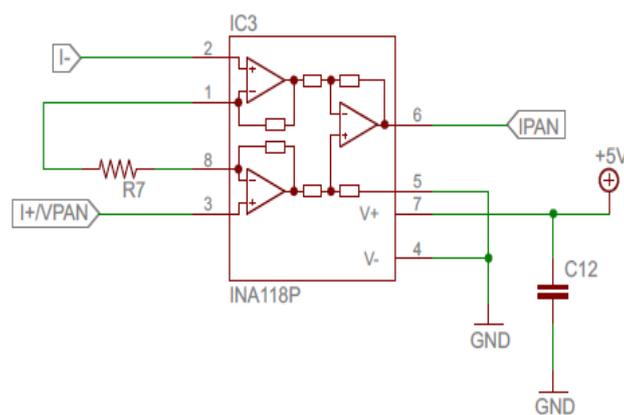


Figure 5.9 : Brochage de l'INA118P

### III. Le routage de la carte

Le logiciel CADSOFT Eagle 5.7 répond parfaitement aux besoins de conception du projet. Il est composé d'un éditeur Schematic pour réaliser graphiquement les circuits et d'un éditeur de circuits imprimés Layout couplé à un routeur automatique.

#### III.1 Emplacement des composants

Après un placement précis des composants et la définition des contraintes en taille des cartes, le routeur réalise le circuit imprimé, ci-dessous :

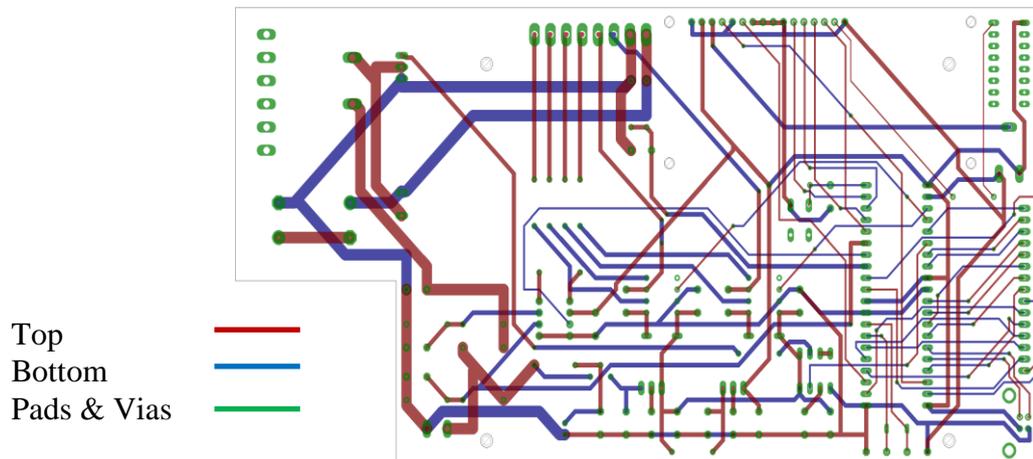


Figure 5.10 : Résultat du routage du circuit de la carte

### III.2 Le prototype final

La figure 5.13 montre la photographie du prototype final réalisé au cours de ce projet. Il est constitué de deux parties, la première comporte tous les composants à part l'onduleur en pont (figure 5.11), qui est placé sur un dissipateur de chaleur dans la deuxième partie du prototype (figure 5.12).

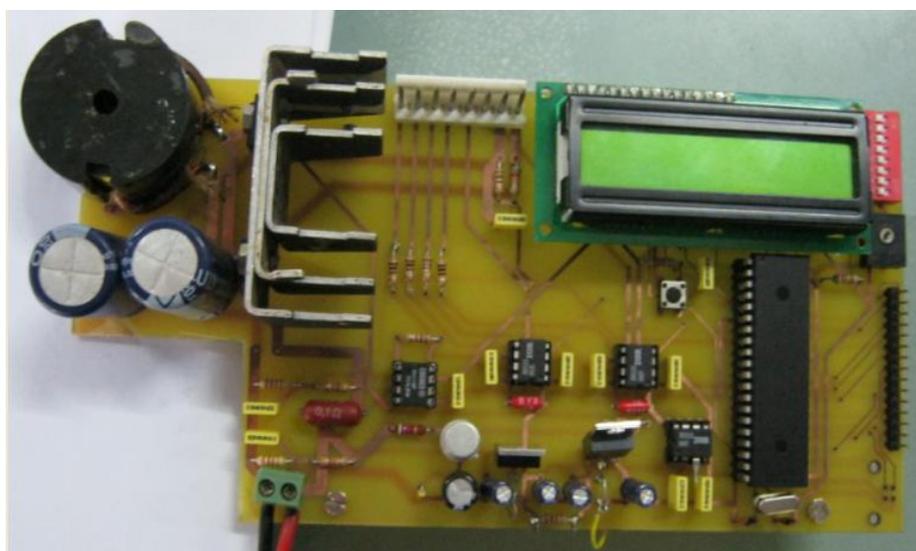


Figure 5.11 : Première partie du prototype.

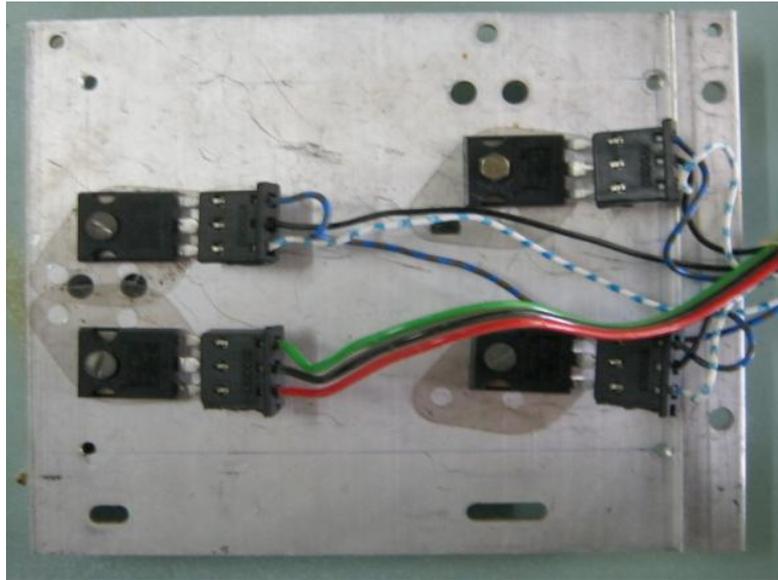


Figure 5.12 : L'onduleur en pont

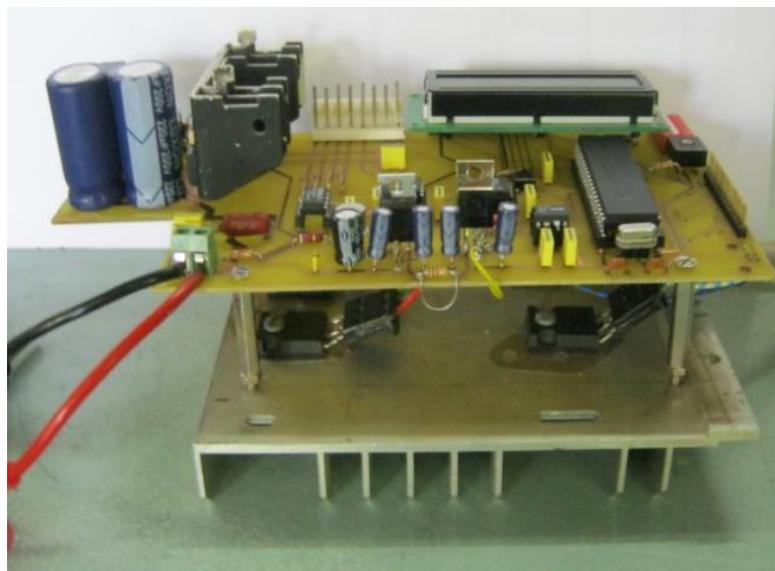


Figure 5.13 : Prototype final

#### IV. Tests et résultats

Pour évaluer la qualité et l'efficacité du montage, les tests ont été effectués séparément sur les deux parties de notre commande :

#### IV.1 Test de validation du programme de la commande du moteur :

On a implémenté le programme de la commande V/F constant sur le dsPIC en utilisant la carte de développement fournie par Mikroelektronika. On simule l'entrée analogique  $V_{mes}$  (tension d'entrée de l'onduleur) avec le potentiomètre de la carte de développement. Les sorties PWM sont visualisées sur oscilloscope.

La figure (5.14) représente les deux signaux de sortie PWM complémentaires pour un  $V_{mes}$  fixe correspondant à une fréquence fixe inférieure à 50 Hz. La fréquence de porteuse est fixée à 10 kHz.

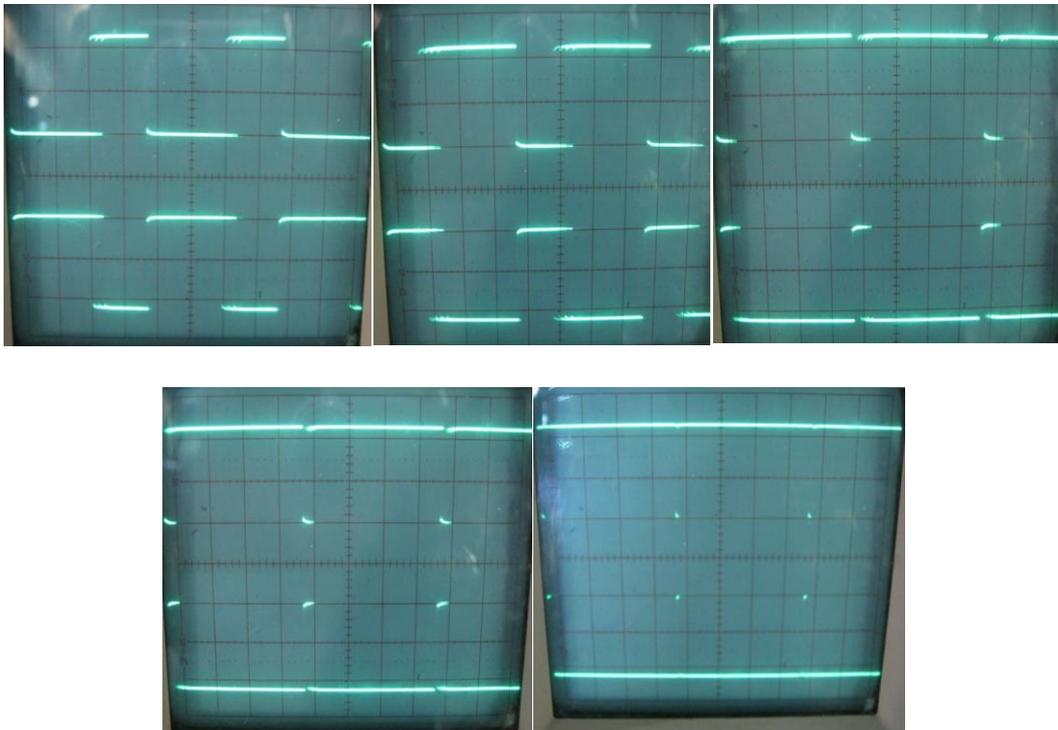


Figure 5.14 : Les deux signaux de sortie PWM complémentaires

Les rapports cycliques varient sur l'écran entre leur valeur maximum et minimum à une vitesse proportionnelle à la fréquence fixée précédemment. En augmentant la tension  $V_{mes}$  la vitesse de défilement augmente jusqu'à 50 Hz, moment à partir duquel l'œil ne perçoit plus des signaux visibles.

## **IV.2 Test de validation de la MPPT :**

Le programme de la MPPT a été implémenté sur le dsPIC30F4011, en utilisant la carte de développement de « Mikroelektronika ». L'expérimentation qualitative a été effectuée avec deux modules en série. Un voltmètre et un ampèremètre ont été placés respectivement en parallèle et en série à la sortie du panneau pour déterminer le point de fonctionnement.

Pendant le déroulement de la manipulation, pour que la poursuite soit visible, l'orientation du panneau sera modifiée manuellement afin d'affecter significativement l'ensoleillement (agir sur la caractéristique de sortie du panneau).

Les premières observations furent concluantes, mais la manipulation a dû être suspendue à cause d'un échauffement brutal des régulateurs de tension de l'alimentation stabilisée.

Même si la manipulation fut relativement brève, les réactions du programme furent comme souhaitées, ce qui prouve son bon fonctionnement.

## **V. Conclusion**

Mis à part le dimensionnement des étages de puissance, la partie commande (dsPIC) représente le plus gros du travail. En effet, le dsPIC est un atout majeur, non seulement pour sa vitesse d'exécution largement suffisante, mais aussi, pour l'optimisation du circuit apportée par son nombre considérable de périphériques.

Les modifications, apportées à la méthode de poursuite P&O, s'avèrent être efficaces lors des changements brutaux de l'ensoleillement. Ainsi que la commande V/F constant du moteur asynchrone.

### Conclusion générale

Ce travail consistait en la conception et la réalisation d'une carte de commande pour le contrôle d'un système de pompage photovoltaïque au fil du soleil. La priorité était d'arriver à n'utiliser qu'un seul microcontrôleur et d'y introduire les principes des commandes MPPT et V/F constant. Ensuite, il fallait valider le bon fonctionnement sur une carte dimensionnée pour les quatre modules photovoltaïques du laboratoire et un moteur asynchrone monophasé de quelques centaines de Watts. D'où le choix crucial quand au dsPIC à utiliser.

Notre choix c'est porté sur le dsPIC30F4011 qui a rempli toutes les fonctions qui lui ont été attribuées. Une fois, l'étude du fonctionnement et les limites des panneaux photovoltaïques, la synthèse des différentes méthodes de poursuite du PPM, la théorie de la commande scalaire V/F constant, la préconception du système et l'écriture des programmes achevées, l'implémentation et les tests sur le microcontrôleur se sont vus grandement facilités grâce à la carte de développement de Microchip.

L'application nécessite une caractéristique importante du microcontrôleur, qui est la capacité de ce dernier de générer des signaux PWM avec des bases de temps différentes. Ceci est primordial, vu que la fréquence d'échantillonnage du hacheur est fixé définitivement (capacité et inductance du hacheur dépendantes de la fréquence). En ayant eu recours au module *output compare*, en plus du module *MCPWM* réservé à l'onduleur, le dsPIC30F4011 répond parfaitement à cette exigence, nous laissons ainsi le libre choix quand à la fréquence d'échantillonnage de l'onduleur.

## Bibliographie

- [1]. E.Schiller « Le Pompage Photovoltaïque, Manuel de Cours a l'Intention des Ingénieurs et des Techniciens », IEPF / Université d'Ottawa, EIER / CERR, 1998.
- [2]. N.Oleksiy « Simulation, Fabrication et Analyse de Cellules Photovoltaïques à Contacts Arrière Interdigités », Mémoire de Doctorat, Institut National des Sciences Appliqués, Lyon ,2005.
- [3]. S. Bouazza, H. Bouchnafa, « Estimation des Energies Incidentes et Fournies par Module Photovoltaïque », Mémoire de DES, Université de Tlemcen, juin 2001.
- [4]. A. Hamidat, « Etude et Simulation des Performances Réelles sur une Longue Période des Systèmes de Pompage Photovoltaïque au Fil du Soleil », Thèse de Magistère, CDER, 1989.
- [5]. <http://www.21404.gel.ulaval.ca/>
- [6]. S.Petibon, « Nouvelles Architectures Distribuées de Gestion et de Conversion de l'Energie pour les Applications Photovoltaïques», Mémoire de Doctorat, l'Université Toulouse III - Paul Sabatier, 2009.
- [7]. Entreprise CIMA Technologie « Instrumentation, Capteurs et Station Météorologiques» disponible sur : <http://www.cima-meteo.com/>.
- [8]. A. Bilbao Learreta, « Réalisation de Commandes MPPT Numériques», Rapport de Stage du Projet de Fin d'Etudes, Universitat RoviraI Virgili, Espagne, 2006.
- [9]. K.Neche, « Aide à la Mise au Point d'un Banc de Test Photovoltaïque», Mémoire de Projet de Fin d'Etudes, Ecole Nationale Polytechnique, Alger ,2008.
- [10]. M.F. Shraif, « Optimisation et Mesure de Chaîne de Conversion d'Energie Photovoltaïque en Energie Electrique», Thèse Université Paul Sabatier, 2002.
- [11]. C.CABAL, « Optimisation Energétique de l'Etage d'Adaptation Electronique Dédié à la Conversion Photovoltaïque», Mémoire de Doctorat, Université Toulouse III – Paul Sabatier, 2008.
- [12]. R.P.Bouchard, « Electrotechnique», Presses Internationales Polytechnique, Ecole Nationale de Montréal, 1999.
- [13]. D.BENDIB, « Etude et Réalisation d'une Commande MLI On-Line sur Circuit FPGA», Mémoire de Magistère, Ecole Nationale Polytechnique, Alger ,2009.

- [14]. T.Benslimane, « Caractérisation Précise des Défauts d'un Variateur de Vitesse en Vue d'Elaborer un Système Automatique de Surveillance et de Diagnostic», Mémoire de Doctorat, Université de Boumerdès, 2009.
- [15]. L.Bakhouche, « Commande par Linéarisation Entrées-Sorties du Couple et du Flux de la Machine Asynchrone», Mémoire de Magister, Université FERHAT ABBAS, SETIF, 2009.
- [16]. M.Pinard, « Convertisseurs et Electronique de Puissance : Commande-Description-Mise en œuvre », Ed.DUNOD , 2007.
- [17]. « dsPIC30F4011/4012 Data Sheet » , <http://www.microchip.com/> .
- [18]. « dsPIC30F Family Reference Manual », <http://www.microchip.com/> .
- [19]. « MikroC for dsPIC Manual », <http://www.mikroe.com/> .
- [20]. J.Zambada, « Driving an ACIM with the dsPIC® DSC MCPWM Module», N°GS004, Microchip Technology Inc, <http://www.microchip.com/> .
- [21]. S.Bowling « An Introduction to AC InductionMotor Control Using the dsPIC30F MCU», N° AN984, Microchip Technology Inc, <http://www.microchip.com/> .
- [22]. Y.M.LAMOUDI, F.N.E.BADJI, « Conception et Réalisation d'une Carte de Caractérisation pour Panneaux Solaires », Mémoire de Projet de Fin d'Etudes, Ecole Nationale Polytechnique, Alger ,2008.
- [23]. JN.Ross, « The Essence of Power Electronic » , Prentice Hall Europe, 1997.

## ANNEXE 2 : Caractéristiques des MOSFET



**IRFP460**

*Data Sheet*

*January 2002*

**20A, 500V, 0.270 Ohm, N-Channel Power MOSFET**

This N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistor is an advanced power MOSFET designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching converters, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA17465.

**Ordering Information**

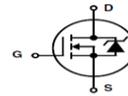
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRFP460	TO-247	IRFP460

NOTE: When ordering, use the entire part number.

**Features**

- 20A, 500V
- $r_{DS(ON)} = 0.270\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
  - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

**Symbol**



**Packaging**

JEDEC STYLE TO-247



1.



**IRF840**

*Data Sheet*

*January 2002*

**8A, 500V, 0.850 Ohm, N-Channel Power MOSFET**

This N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistor is an advanced power MOSFET designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching converters, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA17425.

**Ordering Information**

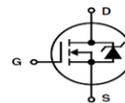
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRF840	TO-220AB	IRF840

NOTE: When ordering, include the entire part number.

**Features**

- 8A, 500V
- $r_{DS(ON)} = 0.850\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
  - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

**Symbol**



**Packaging**

JEDEC TO-220AB TOP VIEW



2.

# ANNEXES

## Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

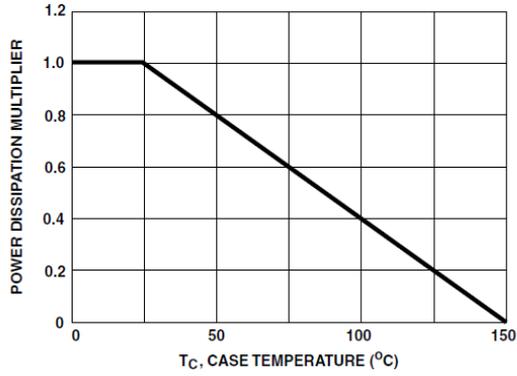


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

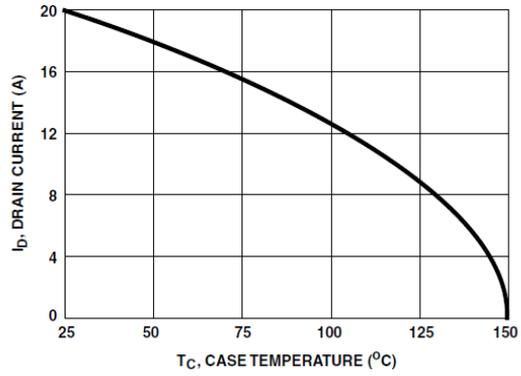


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

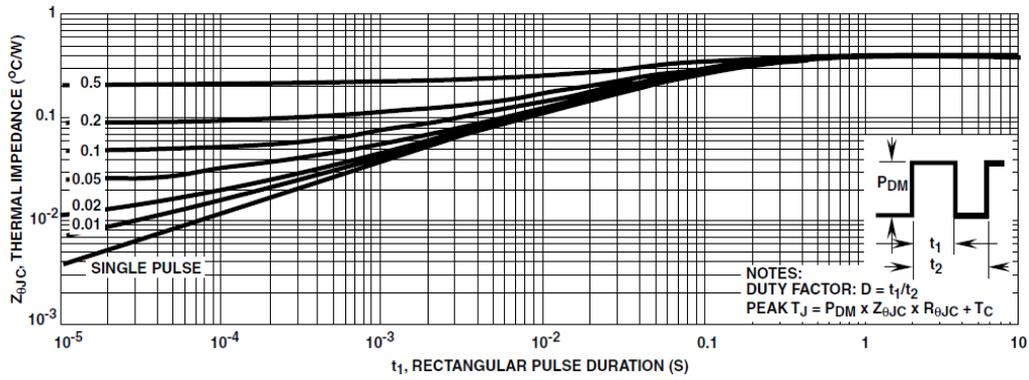


FIGURE 3. MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

## ANNEXE 3 : Caractéristiques des Drivers

International  
**IR** Rectifier

Data Sheet No. PD60028-M

**IR2111(S) & (PbF)**

### HALF-BRIDGE DRIVER

#### Features

- Floating channel designed for bootstrap operation  
Fully operational to +600V  
Tolerant to negative transient voltage  
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Matched propagation delay for both channels
- Internally set deadtime
- High side output in phase with input
- Also available LEAD-FREE

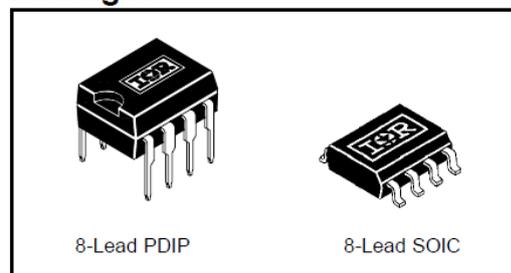
#### Description

The IR2111(S) is a high voltage, high speed power MOSFET and IGBT driver with dependent high and low side referenced output channels designed for half-bridge applications. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic input is compatible with standard CMOS outputs. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Internal deadtime is provided to avoid shoot-through in the output half-bridge. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 600 volts.

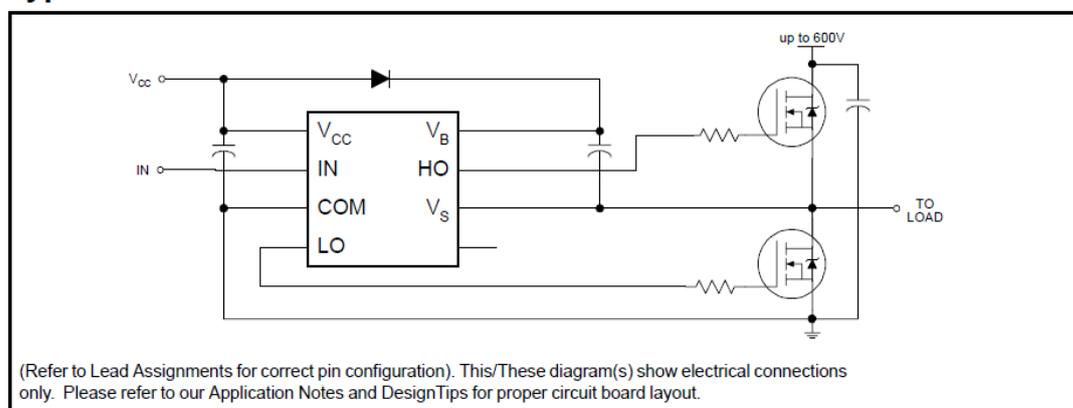
#### Product Summary

$V_{\text{OFFSET}}$	600V max.
$I_{\text{O+/-}}$	200 mA / 420 mA
$V_{\text{OUT}}$	10 - 20V
$t_{\text{on/off (typ.)}}$	750 & 150 ns
Deadtime (typ.)	650 ns

#### Packages



#### Typical Connection



## CURRENT LIMITING LOW SIDE DRIVER

### Features

- Gate drive supply range from 12 to 18V
- Undervoltage lockout
- Current detection and limiting loop to limit driven power transistor current
- Error lead indicates fault conditions and programs shutdown time
- Output in phase with input
- 2.5V, 5V and 15V input logic compatible
- Also available LEAD-FREE

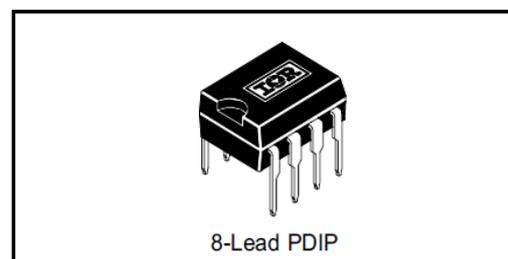
### Description

The IR2121 is a high speed power MOSFET and IGBT driver with over-current limiting protection circuitry. Latch immune CMOS technology enables ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL outputs, down to 2.5V logic. The output driver features a high pulse current buffer stage designed for minimum cross-conduction. The protection circuitry detects over-current in the driven power transistor and limits the gate drive voltage. Cycle-by-cycle shutdown is programmed by an external capacitor which directly controls the time interval between detection of the over-current limiting condition and latched shutdown. The output can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the low side configuration.

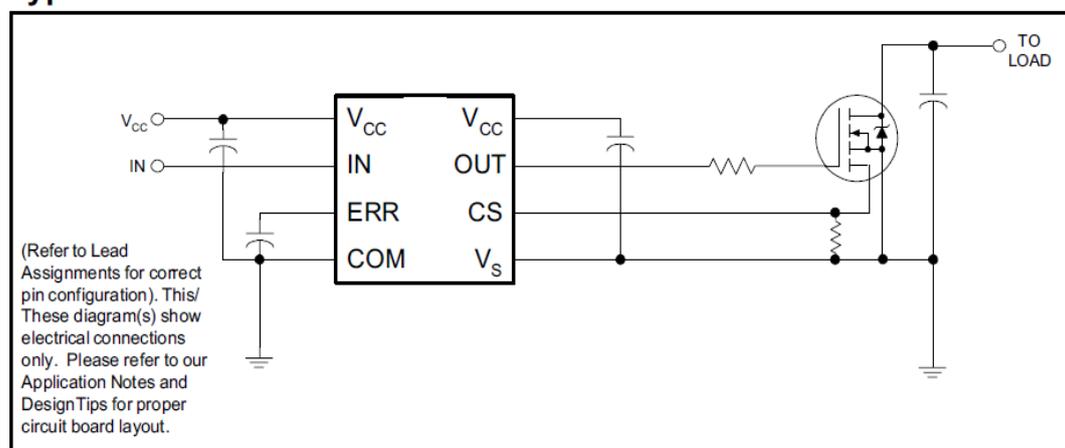
### Product Summary

$V_{\text{OFFSET}}$	5V max.
$I_{\text{O+/-}}$	1A / 2A
$V_{\text{OUT}}$	12 - 18V
$V_{\text{Csth}}$	230 mV
$t_{\text{on/off (typ.)}}$	150 & 150 ns

### Package



### Typical Connection



## ANNEXE 4 : Caractéristiques des régulateurs



### Three-Terminal Positive Voltage Regulators

These voltage regulators are monolithic integrated circuits designed as fixed-voltage regulators for a wide variety of applications including local, on-card regulation. These regulators employ internal current limiting, thermal shutdown, and safe-area compensation. With adequate heatsinking they can deliver output currents in excess of 1.0 A. Although designed primarily as a fixed voltage regulator, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

- Output Current in Excess of 1.0 A
- No External Components Required
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Output Voltage Offered in 2% and 4% Tolerance
- Available in Surface Mount D<sup>2</sup>PAK and Standard 3-Lead Transistor Packages
- Previous Commercial Temperature Range has been Extended to a Junction Temperature Range of -40°C to +125°C

#### DEVICE TYPE/NOMINAL OUTPUT VOLTAGE

MC7805AC	5.0 V	MC7812C	12 V
LM340AT-5		LM340T-12	
MC7805C		MC7815AC	
LM340T-5	6.0 V	LM340AT-15	15 V
MC7806AC		MC7815C	
MC7806C		LM340T-15	
MC7808AC	8.0 V	MC7818AC	18 V
MC7808C		MC7818C	
MC7809C	9.0 V	MC7824AC	24 V
MC7812AC	12 V	MC7824C	
LM340AT-12			

#### ORDERING INFORMATION

Device	Output Voltage Tolerance	Operating Temperature Range	Package
MC78XXACT	2%	T <sub>J</sub> = -40° to +125°C	Insertion Mount
LM340AT-XX			
MC78XXACD2T			Surface Mount
MC78XXCT	4%		Insertion Mount
LM340T-XX			Surface Mount
MC78XXCD2T			

XX indicates nominal voltage.

Order this document by MC7800/D

### MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

#### THREE-TERMINAL POSITIVE FIXED VOLTAGE REGULATORS

#### SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

**T SUFFIX**  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 221A

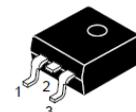
Heatsink surface  
connected to Pin 2.



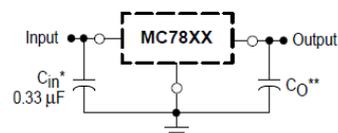
Pin 1. Input  
Pin 2. Ground  
Pin 3. Output

**D2T SUFFIX**  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 936  
(D<sup>2</sup>PAK)

Heatsink surface (shown as terminal 4 in  
case outline drawing) is connected to Pin 2.



#### STANDARD APPLICATION



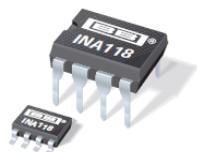
A common ground is required between the input and the output voltages. The input voltage must remain typically 2.0 V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.

XX, These two digits of the type number indicate nominal voltage.

\* C<sub>in</sub> is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

\*\* C<sub>O</sub> is not needed for stability; however, it does improve transient response. Values of less than 0.1 μF could cause instability.

## ANNEXE 5 : Caractéristiques de l'amplificateur d'instrumentation



INA118

## Precision, Low Power INSTRUMENTATION AMPLIFIER

### FEATURES

- **LOW OFFSET VOLTAGE:** 50 $\mu$ V max
- **LOW DRIFT:** 0.5 $\mu$ V/ $^{\circ}$ C max
- **LOW INPUT BIAS CURRENT:** 5nA max
- **HIGH CMR:** 110dB min
- **INPUTS PROTECTED TO  $\pm$ 40V**
- **WIDE SUPPLY RANGE:**  $\pm$ 1.35 to  $\pm$ 18V
- **LOW QUIESCENT CURRENT:** 350 $\mu$ A
- **8-PIN PLASTIC DIP, SO-8**

### APPLICATIONS

- **BRIDGE AMPLIFIER**
- **THERMOCOUPLE AMPLIFIER**
- **RTD SENSOR AMPLIFIER**
- **MEDICAL INSTRUMENTATION**
- **DATA ACQUISITION**

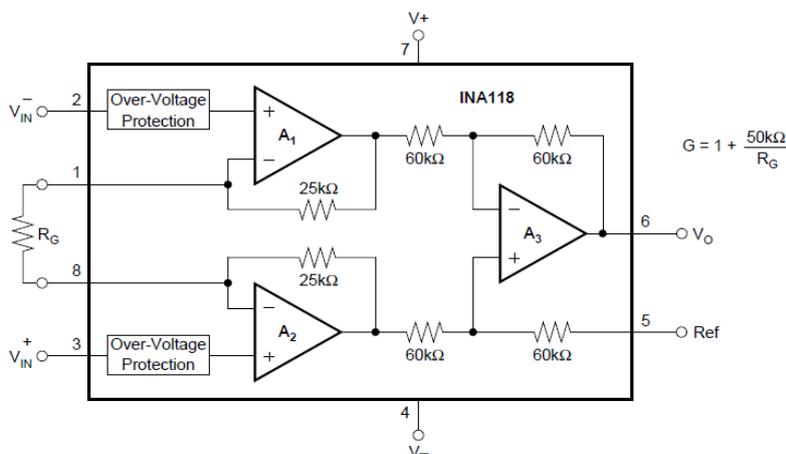
### DESCRIPTION

The INA118 is a low power, general purpose instrumentation amplifier offering excellent accuracy. Its versatile 3-op amp design and small size make it ideal for a wide range of applications. Current-feedback input circuitry provides wide bandwidth even at high gain (70kHz at  $G = 100$ ).

A single external resistor sets any gain from 1 to 10,000. Internal input protection can withstand up to  $\pm$ 40V without damage.

The INA118 is laser trimmed for very low offset voltage (50 $\mu$ V), drift (0.5 $\mu$ V/ $^{\circ}$ C) and high common-mode rejection (110dB at  $G = 1000$ ). It operates with power supplies as low as  $\pm$ 1.35V, and quiescent current is only 350 $\mu$ A—ideal for battery operated systems.

The INA118 is available in 8-pin plastic DIP, and SO-8 surface-mount packages, specified for the  $-40^{\circ}$ C to  $+85^{\circ}$ C temperature range.



International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 6730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85706 • Tel: (520) 746-1111 • Twx: 910-952-1111  
Internet: <http://www.burr-brown.com/> • FAXLine: (800) 548-6133 (US/Canada Only) • Cable: BBRCORP • Telex: 066-6491 • FAX: (520) 889-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-6132