

11/96  
الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE  
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**

Département d' Electronique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

Projet de Fin d'études en vue de l'obtention du  
Diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electronique

**THEME**

Poursuite du point de puissance maximum  
d'un générateur photovoltaïque

Proposé et dirigé par :  
Mr M. HADDADI

Etudié :  
Mr Salim BELGROUNE  
Mr Fouad BENALI

Promotion Septembre 1996

À mon père  
À ma mère  
À mes sœurs  
À mes frères

Benali Fouad

A ma mère

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

A mon père

Salim Belgrone

## REMERCIEMENTS

Le présent mémoire a été élaboré sous la bienveillante direction de Monsieur le professeur Mourad HADDADI qui a bien voulu encadrer nos travaux.

Par sa patience et son attention, le support matériel qu'il nous a assuré au sein du laboratoire d'Energie solaire et ses conseils toujours avisés, il nous a amplement facilité la tâche.

Qu'il en soit ici très vivement remercié et qu'il veuille bien trouver l'expression de notre sincère gratitude.

Nous n'oublierons pas de remercier également l'ensemble du personnel de la bibliothèque centrale de l'Ecole Nationale Polytechnique, et tout particulièrement Messieurs Abdelkrim CHETTOUH, Si salah GHERRAK et Mahmoud OURARI pour les généreuses facilités d'accès à la documentation qu'ils nous ont accordées.

Nos remerciements s'adressent enfin à tous ceux qui ont contribué, directement ou indirectement, à la réalisation de ce mémoire.

## AVANT-PROPOS

Au 19<sup>ème</sup> siècle, à la suite de la gigantesque expansion industrielle en Europe de l'Ouest et aux Etats-Unis, la consommation mondiale d'énergie a connu une augmentation sans précédent, et depuis elle n'a cessé de croître. C'est ainsi que l'extraction de combustibles fossiles devint très importante.

Aujourd'hui, l'homme a pris conscience de l'augmentation des dangers de pollution et du caractère limité des ressources énergétiques.

Il est désormais acquis que dans un avenir proche les combustibles conventionnels deviendront rares. C'est la raison pour laquelle on se préoccupe avec un intérêt croissant de développer de nouvelles sources d'énergie renouvelable, non-polluantes et rentables.

Dans cette perspective, l'énergie solaire est une des sources non conventionnelles les plus prometteuses en raison de sa disponibilité permanente dans les régions à fort taux d'ensoleillement. En effet, l'énergie du rayonnement solaire absorbée par la surface du globe chaque année vaut  $10^{18}$  KWh et dépasse, dans une large proportion, la consommation énergétique mondiale.

Cependant, la comparaison ci-dessus concerne uniquement l'énergie solaire brute reçue sur terre. En pratique, lors de la conversion photovoltaïque du rayonnement solaire, les panneaux solaires utilisés à cet effet introduisent des pertes d'énergie liées à leur rendement relativement faible (de l'ordre de 15 %) et à leur positionnement vis-à-vis de la trajectoire du soleil.

Toutefois, les convertisseurs photovoltaïques sont déjà utilisés avec succès dans de nombreuses applications à faible puissance.

De plus, la conversion photovoltaïque se faisant à faible rendement, il serait intéressant d'exploiter toute la puissance électrique présente au niveau du panneau solaire, afin d'éviter l'apparition de pertes supplémentaires qui affecteraient davantage le rendement global du système.

L'objet de notre travail est d'étudier et de concevoir un dispositif qui assurera la transmission de la puissance maximale disponible entre le générateur photovoltaïque et le récepteur.

## INTRODUCTION

Le développement du champ d'application de la conversion photovoltaïque a largement stimulé les efforts de recherche pour améliorer le rendement de conversion des cellules solaires.

Actuellement, les rendements obtenus sont de l'ordre de 15 % et on ne peut espérer un changement considérable à l'avenir du fait que le rendement théorique maximal pour les cellules solaires au silicium, sous un éclairage au sol maximal, est de 28 %.

Le travail présenté dans ce mémoire consiste en l'étude et la conception d'un convertisseur statique DC-DC piloté par un microcontrôleur du type 68705P3S, qui réalisera une adaptation permanente entre le panneau solaire et la charge par la poursuite du point de puissance maximale qui varie dans le temps.

Notre approche du sujet sera structurée en sept chapitres traitant:

- Le premier, de la présentation des différents éléments d'un système photovoltaïque et de la mise en évidence de leurs caractéristiques ainsi que les fonctions qu'ils devront remplir.
- Le second, du principe de la poursuite du point de puissance maximum (PPM). Le problème de conditionnement de la puissance au sein d'un système photovoltaïque est abordé d'une manière sommaire.
- Le troisième, du mode de fonctionnement et de la structure adoptée pour le système étudié.
- Le quatrième, de la conception de la carte numérique comprenant l'unité centrale ainsi que les circuits périphériques associés.
- Le cinquième, de la conception de la carte analogique par laquelle transitent les données échangées entre la carte numérique et le reste du système.
- Le sixième, de la conception de la carte de puissance sur laquelle sera implanté le convertisseur DC-DC.
- Le septième, de la mise au point du programme assurant la conduite du système.

Cette approche sera suivie d'une conclusion dans laquelle sont proposées quelques améliorations pouvant être apportées au système afin de le rendre plus performant.

# SOMMAIRE

AVANT-PROPOS

INTRODUCTION

<b>CHAPITRE 1: Présentation d'un système photovoltaïque</b>	<b>1</b>
1.1. Les générateurs photovoltaïques	1
1.1.1. Généralités	1
1.1.2. Caractéristiques d'une cellule photovoltaïque	2
1.1.3. Influence de la température et de l'éclairement sur la caractéristique du générateur photovoltaïque (GPV)	4
1.1.4. Le panneau solaire	6
1.2. Batteries d'accumulateurs	9
1.2.1. Principe d'une batterie au plomb	9
1.2.2. Définition des paramètres de la batterie au plomb	10
1.2.3. Le cycle de charge et de décharge	11
1.2.4. Performances d'une batterie dans un système photovoltaïque	13
1.3. Les récepteurs et les dispositifs d'adaptation	13
1.3.1. Les récepteurs	13
1.3.2. Les adaptateurs	14
1.4. Les limitations d'un système photovoltaïque	14
<b>CHAPITRE 2: Exploitation optimale d'un système photovoltaïque</b>	<b>15</b>
2.1. La poursuite du point de puissance maximale	15
2.1.1. Principe d'un convertisseur MPPT	17
2.2. Conditionnement et gestion de la puissance d'un système PV	23
2.3. Dimensionnement des éléments du système PV	24
<b>CHAPITRE 3: Présentation d'un système photovoltaïque à convertisseur «MPPT»</b>	<b>25</b>
3.1. Fonctionnement du système	25
3.1.1. Les modes de fonctionnement	25
3.1.2. L'algorithme de poursuite du PPM	28
3.2. Choix du GPV et de la batterie	29
3.3. Le convertisseur statique DC-DC	30
3.3.1. Analyse d'un convertisseur abaisseur	30
3.3.2. Le modulateur d'impulsions auto-oscillant	37
3.4. Description du système de contrôle	42
3.4.1. L'unité centrale	42
3.4.2. Les dispositifs d'acquisition des données	45
<b>CHAPITRE 4: Conception de la carte numérique</b>	<b>51</b>
4.1. La circuiterie de l'unité centrale	51
4.2. La circuiterie du CAN (ADC 804)	52

4.3. La circuiterie du DAC 08	53
4.4. Les circuits de multiplexage	55
<b>CHAPITRE 5: Conception de la carte analogique</b>	<b>57</b>
5.1. Le détecteur de seuil	57
5.2. Le capteur de courant	58
5.3. Le modulateur d'impulsions PWM	61
<b>CHAPITRE 6: L'étage de puissance</b>	<b>63</b>
6.1. Le convertisseur statique « BUCK »	63
6.1.1. Calcul des éléments du circuit de commutation	64
6.1.2. Calcul de l'inductance L et du condensateur C.	65
6.2. Le simulateur du panneau solaire.	66
<b>CHAPITRE 7: Programmation</b>	<b>68</b>
7.1. Initialisation du microcontrôleur.	68
7.1.1 Programmation du registre MOR, et des vecteurs d'interruption et de RESET.	68
7.1.2. Programme d'initialisation.	69
7.2. Les sous-routines du programme	70
7.2.1. La sous-routine « MESURE »	70
7.2.2. La sous-routine « MPPT »	71
7.3. Le programme principal	73
CONCLUSION	76
BIBLIOGRAPHIE	77

# CHAPITRE I

## PRESENTATION D'UN SYSTEME PHOTOVOLTAÏQUE

Les systèmes photovoltaïques ont pour fonction, la transformation de l'énergie du rayonnement solaire en énergie électrique, par l'exploitation de l'effet photovoltaïque. Ils sont constitués de générateurs photovoltaïques, de récepteurs, et dans de nombreux cas, d'un élément de stockage qui assure l'autonomie du système.

### 1.1. Les générateurs photovoltaïques:

#### 1.1.1. Généralités:

L'effet photovoltaïque peut être obtenu dans tous les semi-conducteurs. Les isolants ne conviennent pas du fait de leur faible absorption de la lumière; quant aux métaux, leur concentration élevée en électrons empêche tout effet photovoltaïque. Ce sont les semi-conducteurs qui sont les mieux adaptés à la conversion de la lumière « visible » en puissance électrique: ils donnent le produit courant-tension le plus élevé. En fait, la plus grande partie de l'énergie transmise par les rayons solaires se situe dans la partie visible du spectre lumineux [14].

En effet, l'énergie du faisceau lumineux incident sur une jonction P-N, est transmise au matériau, et lorsque l'énergie  $h\nu$  d'un photon est supérieure à la hauteur  $E_g$  de la bande interdite (voir figure 1-1), les électrons de valence pourront migrer dans le semi-conducteur, ce qui donne lieu à un champ local qui traîne les charges, d'où il en résulte un courant  $I$ [4]. Le semi-conducteur le plus utilisé est le silicium, car c'est le plus avantageux.

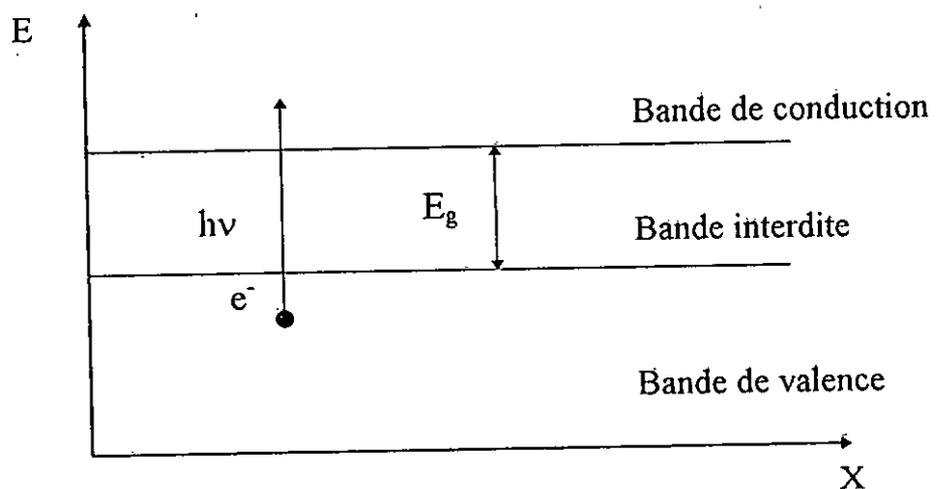


Figure 1-1: Bandes d'énergie du silicium

#### Remarque:

La conversion photovoltaïque ne peut se produire que s'il existe une barrière de potentiel dans le semi-conducteur avant qu'il ne soit éclairé. Une telle barrière existe par exemple, à l'interface entre deux zones dopées différemment, c'est à dire, où l'on a introduit deux types différents d'impuretés.

## 1.1.2. Caractéristiques d'une cellule photovoltaïque:

### 1.1.2.1. La caractéristique I(V):

Une cellule solaire peut être considérée comme une source de courant shuntée par une diode (voir figure 1-2).

La résistance série  $R_s$  est due aux contacts localisés aux surfaces de séparation semi-conducteur-électrode, et à la résistance interne du matériau.

La résistance  $R_{sh}$  est due aux effets de surface de la cellule (fissures,...) [14].

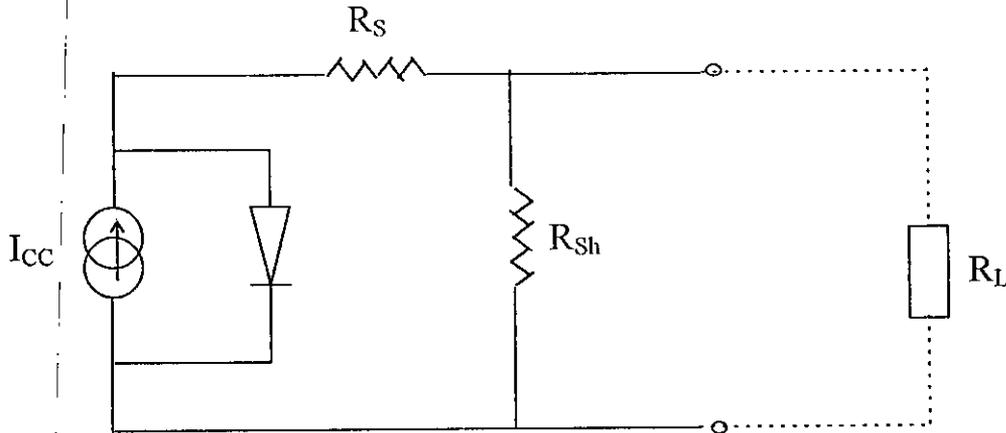


Figure 1-2: Schéma équivalent d'une cellule solaire

D'après son schéma équivalent, la caractéristique courant-tension de la cellule résulte de la superposition de celle du générateur de courant constant sous un éclairement donné, et de celle de la diode à une température donnée (figure 1-3).

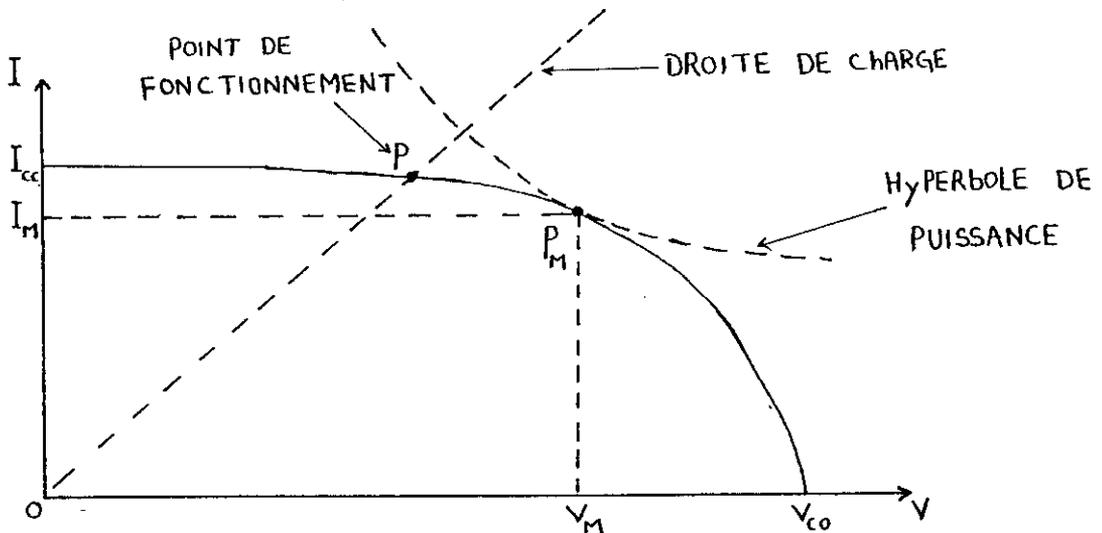


Figure 1-3: Caractéristique I(V)

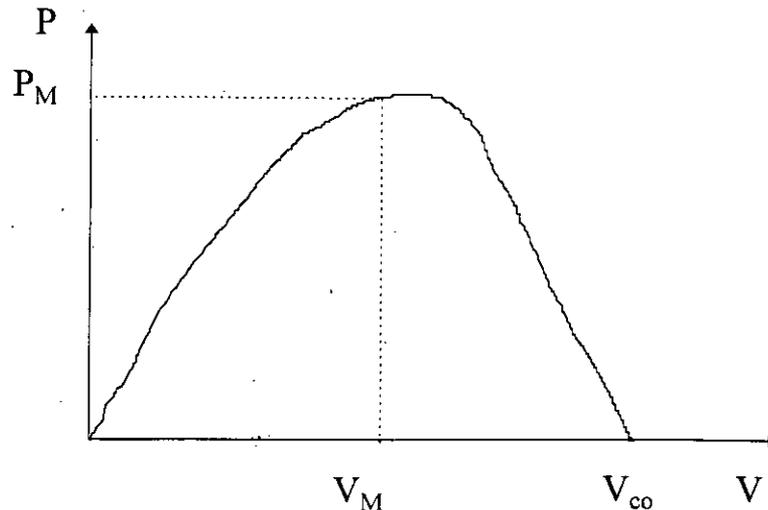
### 1.1.2.2. Le point de puissance maximale:

La caractéristique  $I(V)$  de la figure 1-3 montre qu'il existe un point de fonctionnement pour lequel, la puissance fournie par le générateur photovoltaïque est

maximale: c'est le point  $P_M$ , où la caractéristique du générateur est tangente à l'hyperbole de puissance.

La figure 1-4 donne la puissance délivrée par le générateur en fonction de la tension imposée par le récepteur.

Pour se maintenir au point de fonctionnement ( $V_M, I_M$ ) sur la caractéristique du générateur, il est nécessaire de l'explorer de façon permanente au voisinage de ce point, et de faire appel à un système de régulation extrême [9].



**Figure 1-4:** Variation de la puissance en fonction de la tension

### 1.1.2.3. Rendement de conversion:

La conversion de l'énergie lumineuse en énergie électrique est fortement liée à la bande interdite  $E_g$  du semi-conducteur, ce qui implique que le rendement est limité par les différentes pertes d'énergie.

Parmi les facteurs responsables des pertes, nous citons:

#### a- Absorption incomplète des photons:

Les photons dont l'énergie  $h\nu$  est inférieure au gap d'énergie  $E_g$ , ne peuvent pas créer de paires d'électron-trous, donc, ils sont des pertes pour la conversion photovoltaïque.

#### b- Excès d'énergie ( $h\nu - E_g$ ):

Les photons dont l'énergie  $h\nu$  est supérieure à l'énergie nécessaire pour faire passer l'électron à la bande de conduction, cèdent leur énergie excédentaire sous forme d'énergie cinétique aux électrons, qui la perdent rapidement par collisions avec les atomes du réseau, élevant ainsi la température du semi-conducteur.

#### c- Réflexions à la surface :

Les photons incidents qui ne sont pas transmis à la cellule, sont évidemment réfléchis au niveau de la surface, donc, ils ne participent pas à la création de paires d'électron-trous, et par conséquent, l'énergie qu'ils véhiculent est considérée comme une énergie perdue.

Le taux de photons réfléchis dépend donc, de l'état de surface de la cellule.

#### d- Facteur de forme

Le facteur de forme noté (FF) est un coefficient liant la puissance maximale au produit  $I_{cc} V_{co}$ .  $I_{cc}$  étant le courant de court-circuit, et  $V_{co}$  la tension à vide.

Soit:  $PM = FF \cdot I_{cc} \cdot V_{co}$

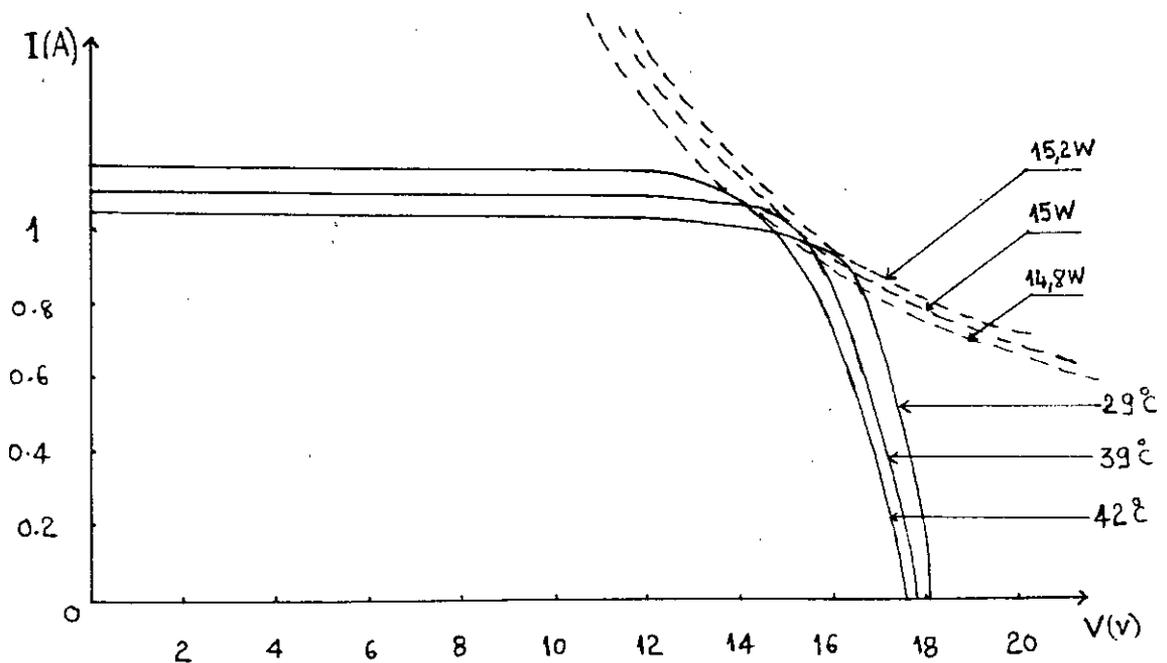
Donc, une photopile est d'autant plus performante que son facteur de forme se rapproche de l'unité [5].

### 1.1.3. Influence de la température et de l'éclairement sur la caractéristique du générateur photovoltaïque (GPV):

Le processus de conversion photovoltaïque est en théorie, indépendant de la température, ce comportement provient du fait que les photons de la lumière transfèrent directement leur énergie aux électrons, sans étape thermique intermédiaire. En réalité, il y a une variation de la caractéristique  $I(V)$  en fonction de la température, et cette variation concerne quelques facteurs qui sont: le gap d'énergie  $E_g$ , les mobilités et les coefficients de diffusion des électrons et des trous,...

De ce fait, lorsque la température augmente au delà des  $40^\circ$ , le rendement de la cellule diminue (figure 1-5):

On observe une légère augmentation du courant  $I_{cc}$ , en même temps qu'une diminution importante de la tension  $V_{co}$  selon une loi exponentielle, et cette diminution affecte le rendement de la cellule, d'où son incapacité à fournir le maximum de puissance [4].



**Figure 1-5:** Caractéristique  $I = f(V)$  pour différentes températures  
( Pour le panneau PHOTOWATT - PBX - 47-401)

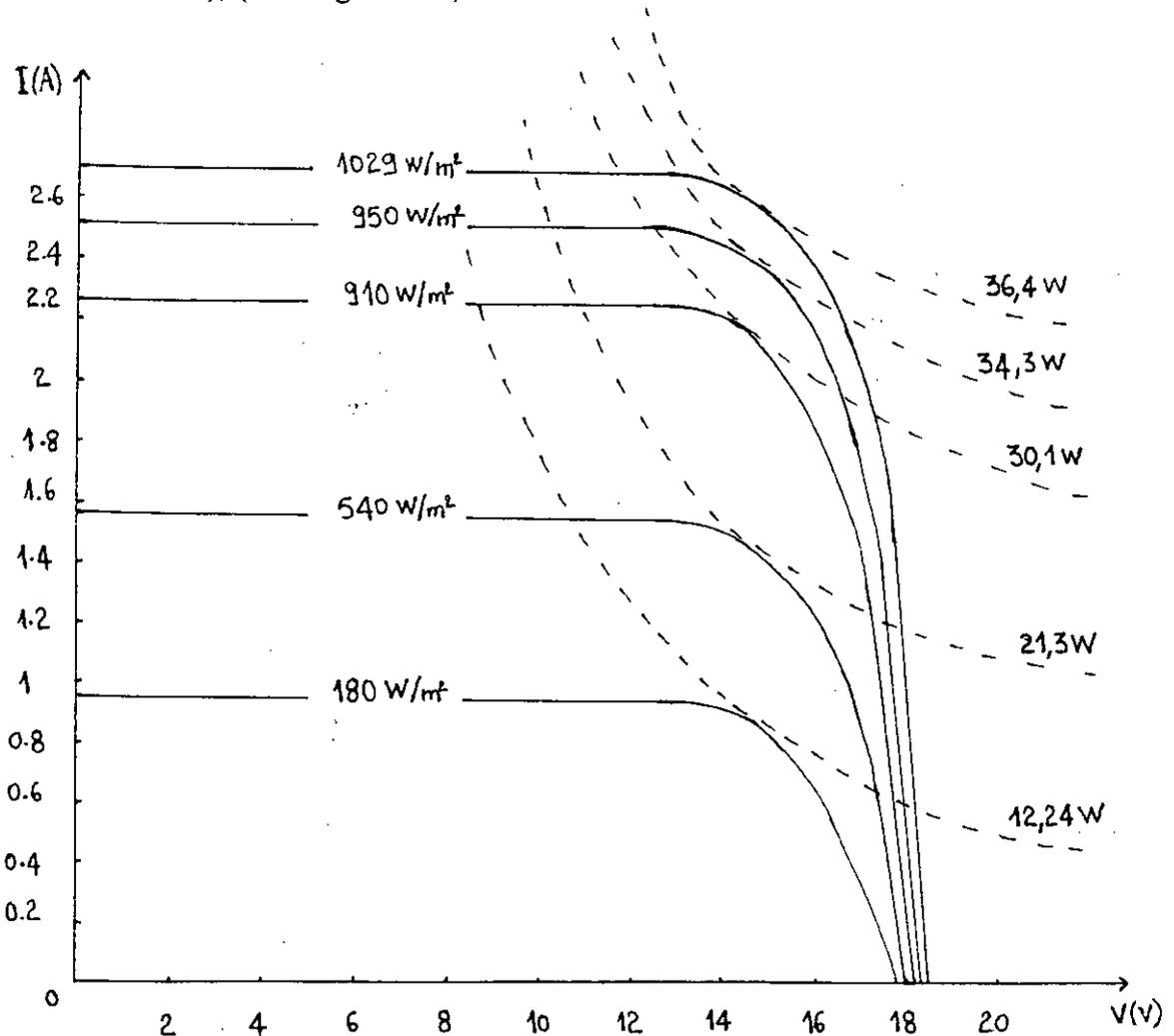
#### Remarque 1:

En moyenne, une augmentation de  $1^\circ\text{C}$  entraîne une augmentation de  $I_{cc}$  de quelques mA (cette augmentation dépend de la surface des cellules), et une diminution de  $V_{co}$  (environ de 2,2 mV).

**Remarque 2:**

Les cellules sont recouvertes d'une couche anti-reflet afin de réduire les pertes par réflexion. Cette couche doit être transparente au rayonnement visible, et doit réduire le rayonnement infra-rouge afin de diminuer l'échauffement.

Quand l'intensité de la lumière incidente croît,  $I_{cc}$  augmente, alors que nous observons en même temps, une légère augmentation de  $V_{co}$  (la tension  $V_{co}$  peut être considérée comme constante), (voir figure 1-6).



**Figure 1-6:** Caractéristique  $I = f(V)$  pour différents rayonnements (panneau Photowatt PBX 47-401)

**Remarque:**

En moyenne, une variation de  $1 W/m^2$  entraîne une variation  $I_{cc}$  de  $2,37 mA$  (pour ce type de panneau de la figure 1-6)

L'augmentation de  $I_{cc}$  est facile à expliquer, car, plus l'éclairement augmente, plus le nombre de photons absorbés croît, lié à une augmentation de  $I_{cc}$ , donc, la puissance maximale est directement proportionnelle à l'éclairement.

#### **1.1.4. Le panneau solaire:**

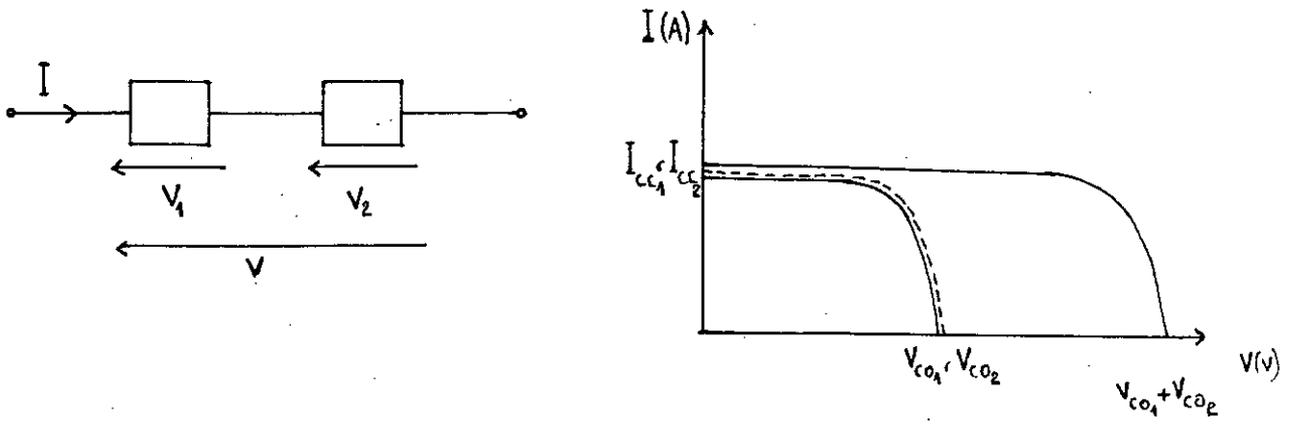
La cellule solaire est le composant essentiel d'un système photovoltaïque, mais rares sont ses utilisations directes car:

a- Ses caractéristiques mécaniques (fragilité), et sa résistance à l'humidité ne pourraient garantir la longévité de ses performances.

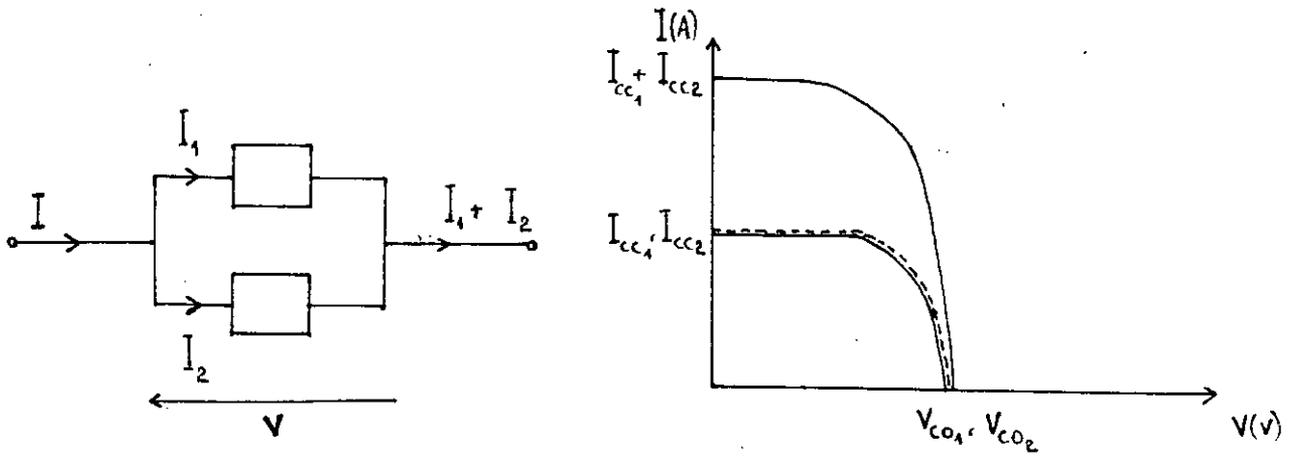
b- La puissance délivrée par une cellule est de quelques centaines de mW, et sa tension est de l'ordre de 0,5 V, ce qui ne permet pas généralement d'alimenter directement un équipement électrique dont les tensions de fonctionnement sont normalisées (12, 24, 48 V,...).

C'est pourquoi, les cellules sont associées en série (figure 1-7a) pour augmenter la tension, ou en parallèle (figure 1-7b) pour augmenter le courant, ou en série parallèle, afin de former un panneau solaire (figure 1-7c) [10].

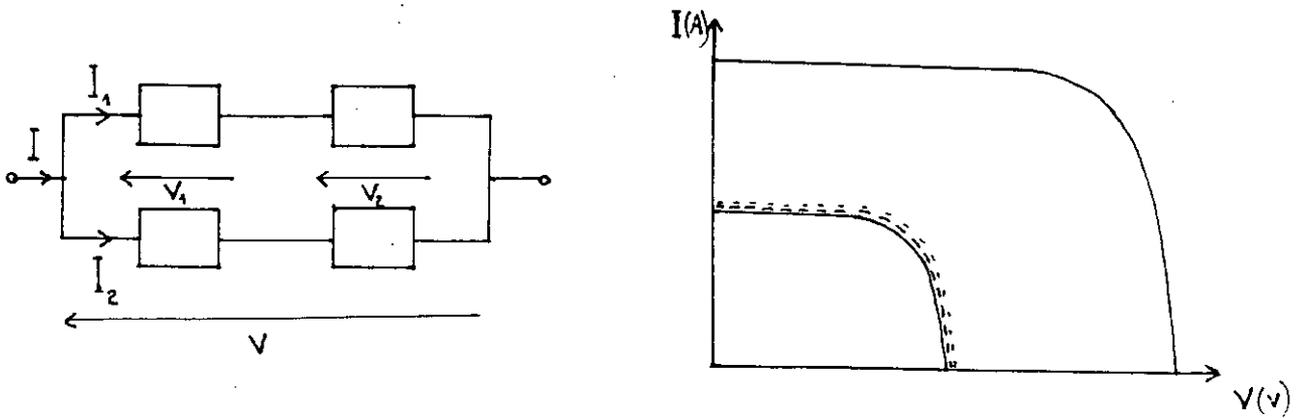
En premier lieu, il faudra déterminer le nombre de modules dont on aura besoin. Cette estimation est assez délicate, bien que le mode de calcul soit plutôt simple. Cela provient du fait que le calcul se fait en se basant sur les données météorologiques de l'endroit où le panneau sera installé.



a. ASSOCIATION SERIE



b. ASSOCIATION PARALLÈLE



c. ASSOCIATION SERIE - PARALLELE

Figure 1-7: Association de cellules

### 1.1.4.1. Protection des modules:

Lorsque le nombre de cellules est important, afin d'augmenter la puissance fournie, on réalise les montages série, parallèle ou série-parallèle comme vu précédemment.

Dans le cas des associations parallèles, des diodes anti-retour protègent contre la décharge des batteries à travers les panneaux solaires en période de non ensoleillement, et contre la circulation de courant inverse dans la branche de plus faible puissance, en cas de déséquilibre de tension (figure 1-8a), car, sans diodes, une branche mal éclairée peut être traversée par le courant produit par les cellules mieux éclairées.

De même, dans les associations série, sans diodes de protection en parallèle, une cellule mal éclairée est soumise à une tension trop élevée, donc, on prévoit des diodes by-pass qui protègent les cellules solaires contre les phénomènes d'échauffement destructifs, causés par un masquage accidentel d'une partie du module.

#### Remarque:

Le type de diodes utilisé dépend de la tension ainsi que de l'intensité maximale débitée par chaque branche du générateur photovoltaïque.

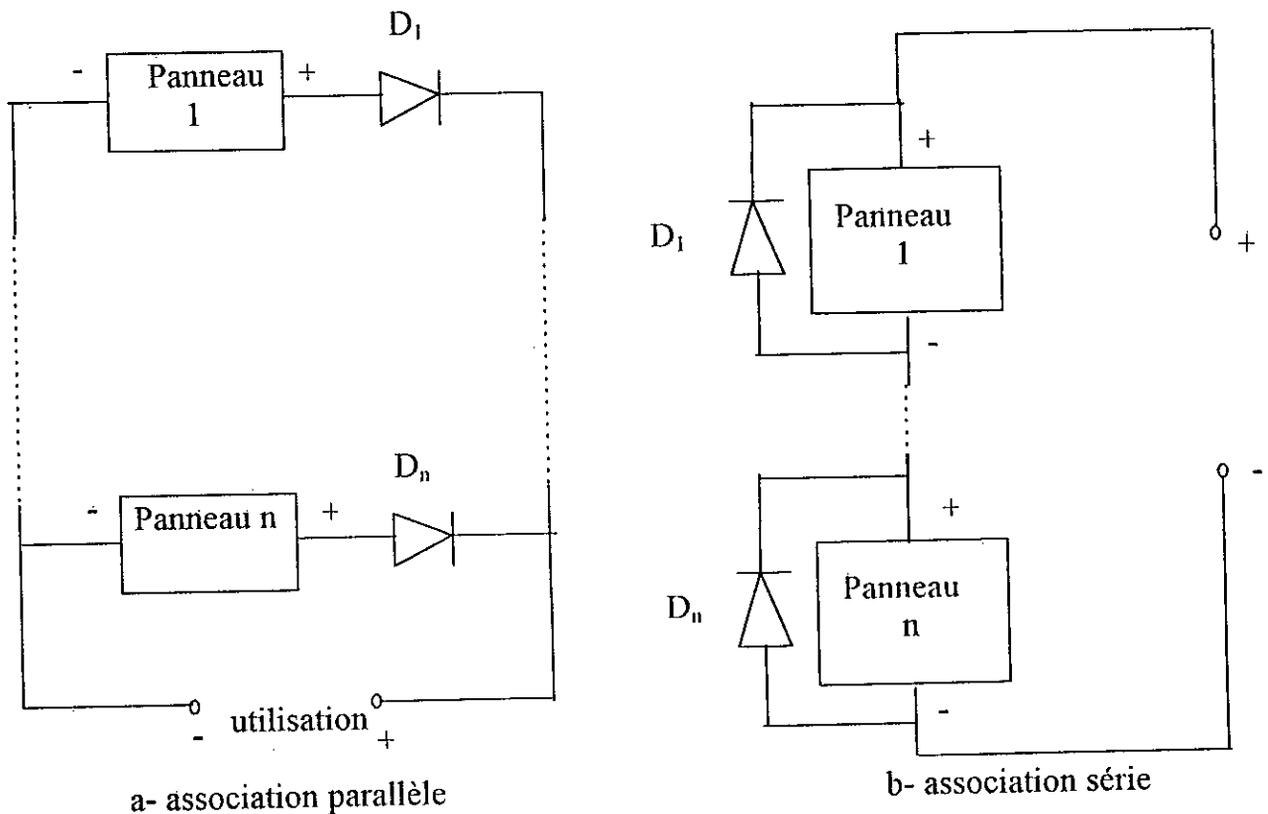


Figure 1-8: Protection des panneaux

## 1.2. Batteries d'accumulateurs:

Lorsqu'un système photovoltaïque doit fonctionner en dehors des périodes d'ensoleillement, la présence d'un organe de stockage d'énergie s'impose. En effet, une partie de l'énergie électrique fournie par le GPV doit être stockée pour assurer l'alimentation de la charge en l'absence du rayonnement solaire. A cet effet, les accumulateurs constituent le moyen de stockage le mieux adapté. On en distingue deux classes:

- Les accumulateurs à électrolyte alcalin employant des électrodes de fer et de nickel ou de cadmium et de nickel.
- Les accumulateurs à électrolyte acide qui utilisent généralement des électrodes au plomb.

Cette dernière classe étant la plus courante et la moins coûteuse, c'est naturellement un accumulateur Pb qu'on utilisera pour notre système [2, 12].

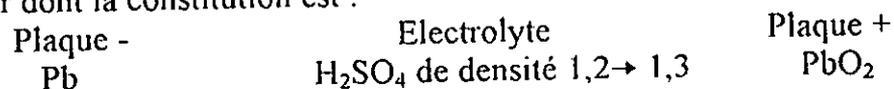
### 1.2.1. Principe d'une batterie au plomb:

Une batterie au plomb est en fait l'assemblage en série de plusieurs éléments (dans notre cas: un nombre de six) d'où l'appellation « batterie ». Sous sa forme élémentaire, un accumulateur comporte:

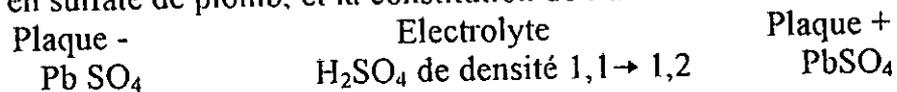
- une électrode positive constituée de plusieurs plaques en plomb recouvertes d'une couche mince et poreuse de peroxyde de plomb «  $PbO_2$  » de couleur brun rouge, ce qui correspond à l'état chargé de la batterie;
- une électrode négative constituée de plusieurs plaques contenant du plomb pur spongieux de couleur bleu ardoise, ce qui correspond à l'état chargé de la batterie.

Les plaques positives sont isolées des plaques négatives par des séparateurs poreux (pour permettre le passage de l'électrolyte), le tout est placé dans un bac en ébonite ou autre matériau isolant qui contient aussi l'électrolyte.

C'est la dissymétrie qui existe dans la composition des plaques positives et négatives qui crée la force électromotrice aux bornes de l'élément. L'accumulateur chargé forme un générateur dont la constitution est :

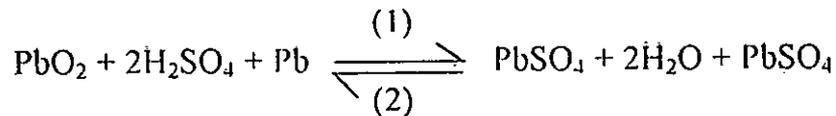


Lorsque l'accumulateur est déchargé, il y a modification des plaques qui se transforment en sulfate de plomb, et la constitution de l'accumulateur devient:



On remarque que les plaques sont redevenues identiques, il n'y a plus de f.e.m en raison de la symétrie entre elles [15, 2].

Les réactions chimiques qui ont lieu lors d'un cycle charge - décharge se résument par la formule suivante appelée « Double sulfatation »:



Où: le sens (1) est celui de la décharge.  
le sens (2) est celui de la charge.

## **1.2.2. Définition des paramètres de la batterie au plomb: [12, 2]**

### **1.2.2.1. Capacité:**

La capacité d'une batterie est la quantité d'électricité exprimée en « Ampère.Heure » qu'elle est capable de restituer après avoir reçu une charge complète et lorsqu'elle est déchargée à un courant d'intensité déterminée et constante. La capacité est proportionnelle à la quantité de matière mise en jeu dans les réactions chimiques. Elle dépend aussi des facteurs suivants:

- La température: la capacité augmente pour des températures qui dépassent 25°C, et diminue lorsque la température passe au dessous de 25°C. Pour des éléments au plomb, la température maximale d'emploi est de 45°C.
- Le régime de décharge: la capacité est définie pour un régime de décharge donné. La capacité augmente avec la durée de décharge, mais le régime de référence reste celui qui s'effectue en 10 heures.
- La tension finale (d'arrêt): la tension aux bornes de la batterie diminue au cours de la décharge.

Comme on le verra, il faut arrêter la décharge lorsque la tension de batterie atteint une valeur limite appelée « tension d'arrêt de décharge ».

### **1.2.2.2. Energie:**

La capacité en énergie d'une batterie présente un intérêt pratique plus grand. Elle est égale au produit de la puissance en watt et de la durée en heures, de la décharge.

### **1.2.2.3. Rendement:**

C'est le rapport de la quantité totale d'électricité débité par la batterie sur celle qu'il faut fournir pour la recharger. Il est de l'ordre de 80% en général.

### **1.2.2.4. F.e.m:**

C'est la tension à vide, qui est une des caractéristiques principales d'une batterie. Cette tension ne peut dépasser de beaucoup 2 V par élément, et on a:  
 $E = 1,85 + 0,917 (G - 1)$  où G est la densité de l'électrolyte exprimée en degrés baumé.

### **1.2.2.5. La tension aux bornes:**

Elle suit les relations:

$$V = E + r \cdot I \quad \text{pour la charge}$$

$$V = E - r \cdot I \quad \text{pour la décharge}$$

### 1.2.2.6. Résistance interne:

Elle est due à la résistance des électrodes et de celle de l'électrolyte qui les sépare. Notons que la résistance de l'électrolyte varie avec la densité et la température de celui-ci.

### 1.2.3. Le cycle de charge et de décharge:

Le fonctionnement d'une batterie est périodique, c'est une succession de cycles charge - décharge. Le nombre de ces cycles, et donc la durée de vie, dépend des conditions d'utilisation.

Ainsi, pour assurer la longévité d'une batterie, il faut respecter certaines précautions d'emploi [12, 15, 10].

#### 1.2.3.1. La décharge d'une batterie:

Pendant la décharge, la tension de la batterie diminue, comme le montre la figure 1-9. Si la durée de décharge est trop prolongée, un effet de corrosion électrochimique (sulfatation) prend naissance et cause la détérioration des électrodes de plomb. Pour éviter cela, il y a une tension  $V_{\min}$  à partir de laquelle, la décharge doit être interrompue.

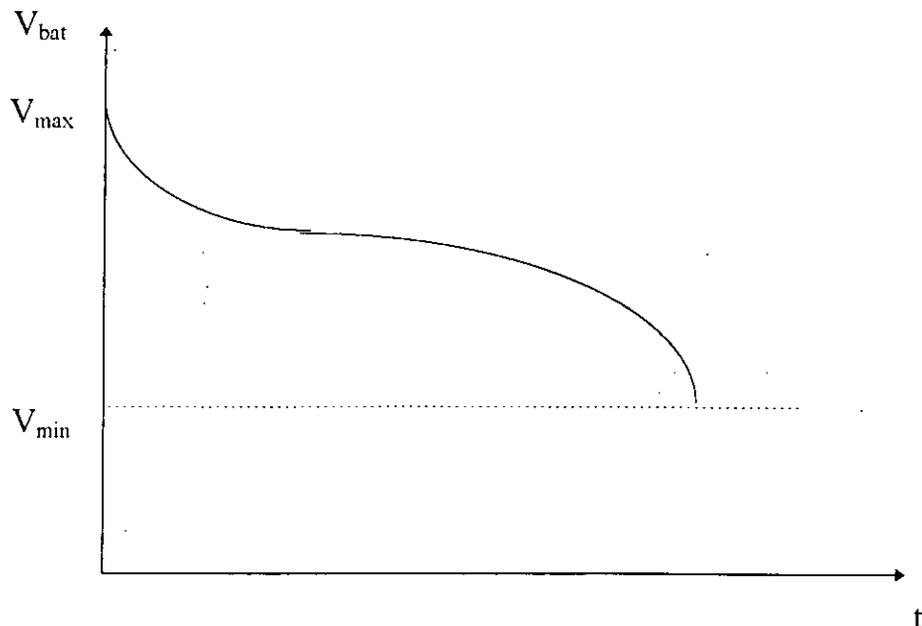


Figure 1-9: Décharge d'une batterie

#### 1.2.3.2. La charge d'une batterie:

Afin de charger une batterie, il faut lui fournir plus d'A.H qu'elle n'en a débité. Ceci peut se faire par deux méthodes principales:

- La charge à courant constant:

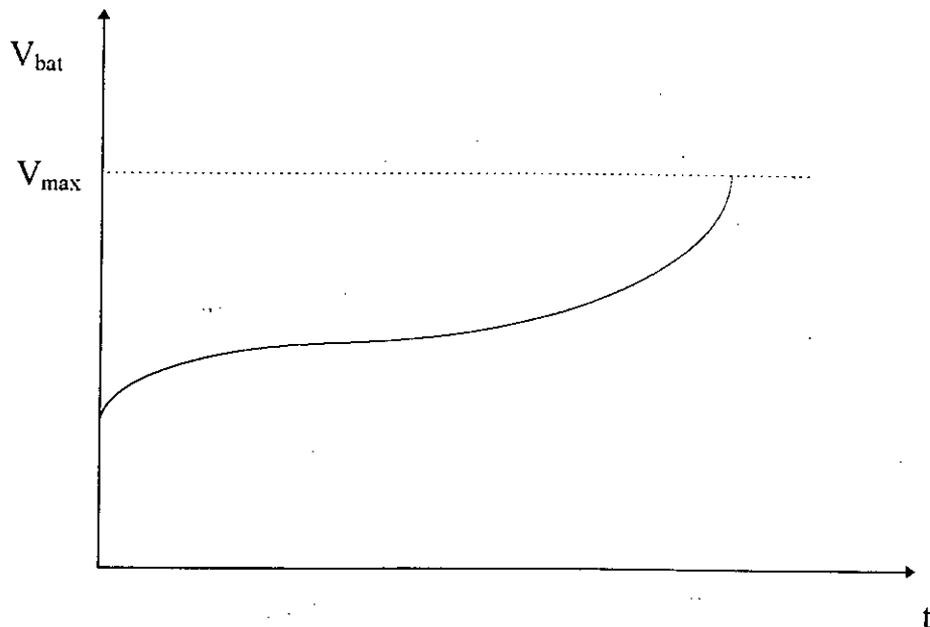
La batterie est connectée à une source de courant délivrant un courant d'intensité constante de l'ordre de  $0,1 C$  ( $C$ : capacité de la batterie).

- La charge à tension constante:

Dans ce cas, la batterie est connectée à une source de tension DC constante.

C'est cette deuxième méthode qu'on emploiera car c'est la plus utilisée et c'est celle qui convient le mieux pour des cycles de charge - décharge répétés.

Pendant la charge, la tension de la batterie croît, comme le montre la figure 1-10, mais elle ne doit pas dépasser une certaine valeur  $V_{max}$  à partir de laquelle, il y a un risque de détérioration à cause du dégazage. Donc, la charge devra être stoppée une fois cette valeur atteinte.



**Figure 1-10:** Charge d'une batterie

Ainsi, durant les cycles charge-décharge, il faut veiller à ce que la tension de la batterie soit limitée dans la gamme  $[V_{min}, V_{max}]$ .

Pour cela, il est nécessaire d'adjoindre au système photovoltaïque, un dispositif de gestion de charge-décharge qui assure le passage de la connexion panneau-batterie à la connexion batterie-récepteur de manière à ce que la tension de la batterie reste dans l'intervalle  $[V_{min}, V_{max}]$  (voir figure 1-11).

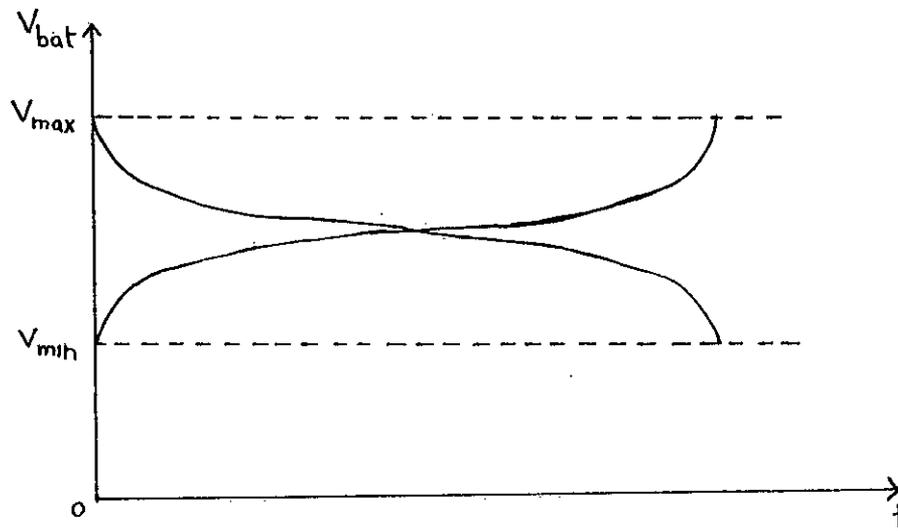


Figure 1-11:

#### **1.2.4. Performances d'une batterie dans un système photovoltaïque:**

Une batterie solaire doit assurer les fonctions d'une batterie de traction et d'une batterie stationnaire:

- Batterie de traction: parce qu'on lui demande un cycle journalier de décharge (pas toujours suivi d'une recharge)
- Batterie stationnaire: parce qu'on lui demande de stocker de l'énergie et de la restituer en cas de non ensoleillement.

La durée de vie d'une batterie diminue lorsque le nombre de cycles charge-décharge journaliers et la profondeur de décharge augmentent. En moyenne, une batterie solaire peut assurer 2000 décharges, soit une durée de vie de 3 ans à raison de 600 décharges par an [12].

### **1.3. Les récepteurs et les dispositifs d'adaptation:**

#### **1.3.1. Les récepteurs:**

Les récepteurs constituent l'ensemble des dispositifs que le GPV devra alimenter, que ce soit en continu ou en alternatif. Pour ce qui est des charges DC, elles peuvent être classées en deux catégories:

- Les récepteurs de tension: qui fonctionnent à une tension constante comme les batteries d'accumulateurs.
- Les récepteurs de courant: qui sont alimentés par un courant constant comme les moteurs à courant continu à aimant permanent.

Notons que toute charge possède un point (ou une gamme) de fonctionnement caractéristique qui définit les grandeurs électriques (tension, courant, puissance) nécessaires à sa mise en marche.

En plus, pour les charges AC, la fréquence de travail est un autre paramètre définissant le point de fonctionnement.

### **1.3.2. Les adaptateurs:**

A priori, les caractéristiques électriques du GPV ne sont pas compatibles avec celles des récepteurs. Ainsi, pour coupler convenablement les panneaux à la charge, on intercale entre eux des dispositifs adaptateurs, qui assurent une double fonction:

- La mise en forme des grandeurs de sortie du GPV pour les ramener aux niveaux exigés par les récepteurs.
- La réalisation d'une adaptation d'impédance pour une exploitation optimale de la puissance disponible au niveau du GPV. Ceci permet une amélioration appréciable du rendement.

Cet aspect sera abordé plus en détail dans la section suivante.

### **1.4. Les limitations d'un système photovoltaïque:**

L'énergie véhiculée par le rayonnement solaire est considérable et pratiquement intarissable. Malheureusement, son exploitation demeure difficile à réaliser, ce qui restreint son domaine d'application, et ceci pour les raisons suivantes:

- Le rendement de conversion d'un GPV reste faible (de l'ordre de 10 à 16 %) ce qui nécessite des réseaux de panneaux PV de grande envergure, pour atteindre des niveaux de puissance acceptables, au prix d'une augmentation importante du coût global de l'installation.
- Le caractère variable et aléatoire de l'ensoleillement, rend le dimensionnement d'un système PV (surtout les GPV et les batteries) très délicat. Souvent, pour parer à tout risque de panne d'énergie, le système est surdimensionné, ce qui le rend plus coûteux.
- Pour assurer la fiabilité du système, il faut associer au système PV des dispositifs de protection aussi bien pour les générateurs que pour les éléments de stockage.

L'amélioration du rendement de conversion d'un GPV reste improbable, du moins à court terme, il est plus intéressant d'exploiter au maximum, la puissance disponible au niveau du GPV, ce qui est l'objet des paragraphes suivants de notre exposé [10].

## CHAPITRE 2

### EXPLOITATION OPTIMALE D'UN SYSTEME PHOTOVOLTAIQUE

D'après le chapitre précédent, l'association correcte d'un module PV à un accumulateur est de la plus haute importance, car, le plus souvent, l'utilisation nécessite une énergie électrique aussi bien de jour que de nuit.

En l'absence du soleil, les cellules ne donnent rien et il est donc nécessaire de les associer à des accumulateurs qui seront chargés pendant la journée, et fourniront de l'énergie pendant la nuit ou pendant les périodes de moindre rendement des cellules, par exemple, les jours sombres ou le soir.

#### **2.1. La poursuite du point de puissance maximale:**

Compte tenu du rendement assez faible de la conversion énergétique (de l'ordre de 10 à 16 % de l'énergie reçue), il est important de pouvoir prélever le maximum d'énergie électrique disponible à chaque instant.

D'après la caractéristique du GPV vue dans le chapitre précédent, il faut noter que:

- entre PPM et  $I_{cc}$ , le générateur photovoltaïque se présente comme un générateur de courant.
- entre PPM et  $V_{co}$ , le générateur photovoltaïque se présente comme un générateur de tension [9].

Compte tenu de ces propriétés générales, on conçoit qu'il faille régler l'utilisation pour se placer le plus près possible du point de puissance maximale: PPM.

A cet effet, on peut envisager deux catégories importantes de charge:

1<sup>ère</sup> catégorie: Le récepteur de courant du type par exemple, du moteur DC à aimant permanent (flux d'induction fixe) et couple constant (moteur à pompe volumétrique) (voir figure 2-1).

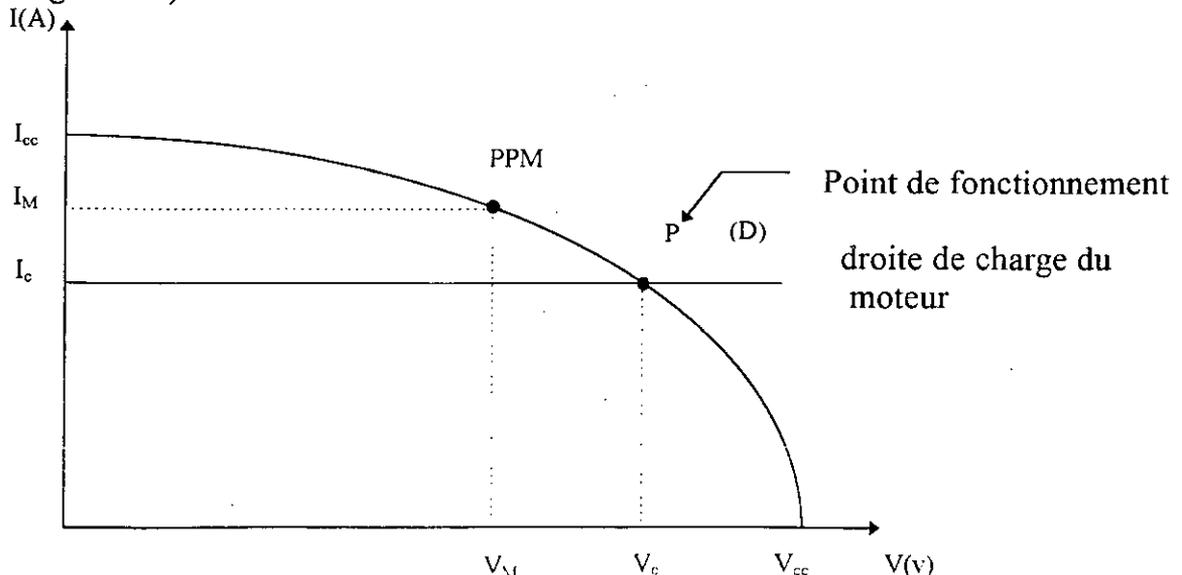


Figure 2-1: Charge par un moteur DC à flux et couple constant

La puissance absorbée est proportionnelle à  $V_c$  (vitesse du moteur) si  $I_c$  est constant.  $I_M$  devrait rester voisin de  $I_c$ , mais cette condition est loin d'être remplie, car le photocourant est proportionnel à l'éclairement et varie fortement.

En effet, en fonction de l'éclairement, si  $V_M$  varie peu (de l'ordre de 10% entre 100 à 1000  $W/m^2$ ),  $I_M$  varie dans de grandes proportions, comme le montre la figure 2-2.

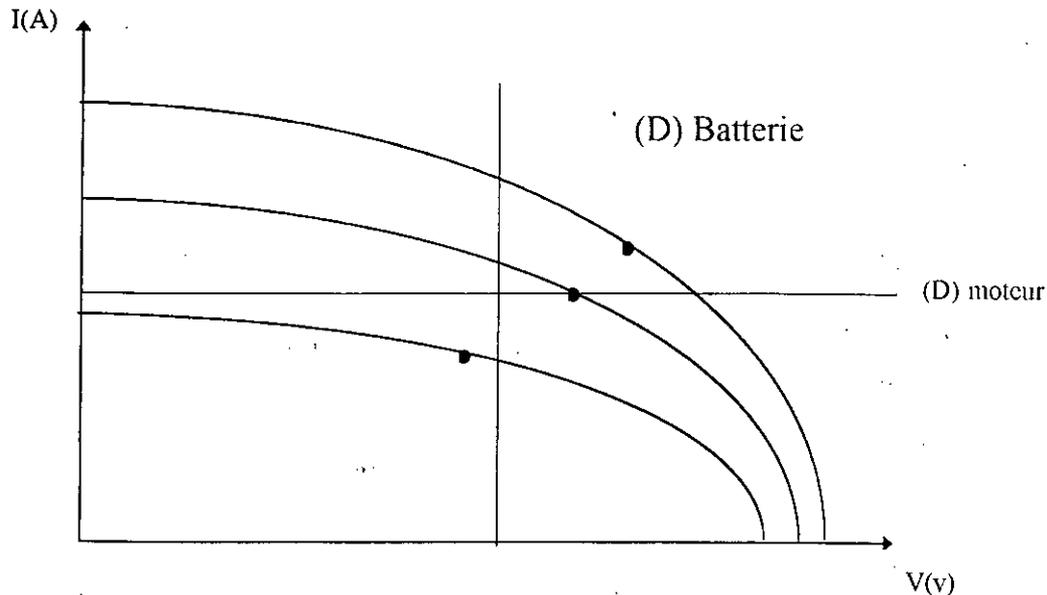


Figure 2-2

Il est aisé de constater le mauvais transfert de l'énergie vers le moteur à flux et couple constant; pour les faibles éclaircements, la caractéristique  $I(V)$  du générateur se trouve même en dessous de la droite de charge du moteur qui, du fait, n'est plus du tout alimenté [9].

**Remarque:**

On peut remédier à ce problème en plaçant entre le GPV et le moteur un adaptateur transformant la caractéristique courant en une caractéristique tension (par exemple: un convertisseur DC - DC abaisseur).

2<sup>ème</sup> catégorie: Le récepteur de tension du type batterie d'accumulateur (voir figure 2.2). c'est pratiquement la charge la plus favorable, il suffit de choisir la tension de batterie voisine de  $V_M$  (cette dernière varie peu avec l'éclairement).

D'autre part, en plus de la variation des paramètres du GPV, la présence d'une charge (utilisation) en parallèle avec la batterie, peut être à l'origine d'une désadaptation. (Figure 2-3).

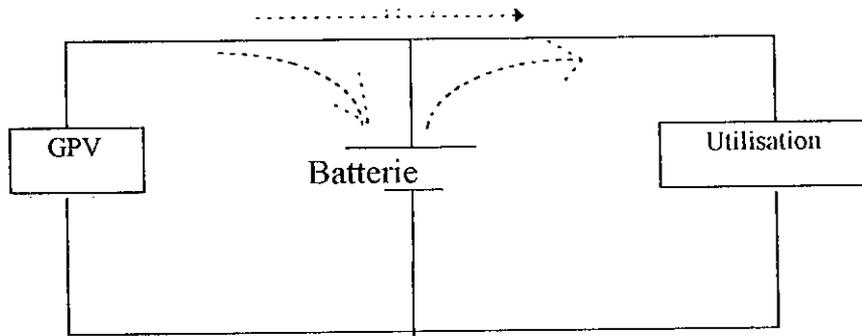


Figure 2-3

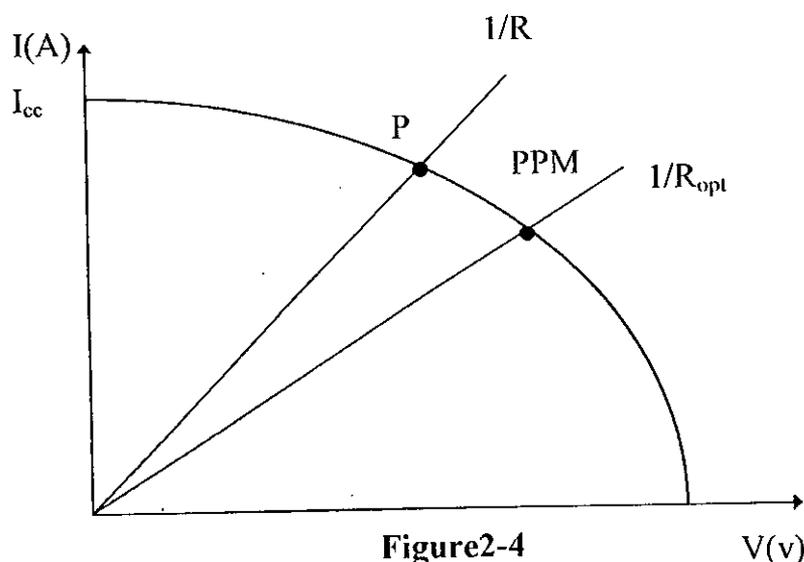
Il faut ajouter que des effets de vieillissement apparaissent:

- sur les cellules photovoltaïques qui peuvent se trouver en court-circuit ou en circuit ouvert.
- Sur les éléments de la batterie qui se dégradent ou se court-circuitent.

Donc, pour un transfert maximal de puissance, une optimisation du système s'impose. Comme la position du PPM est variable en fonction de l'ensoleillement, de la température et du vieillissement du GPV, le principe de l'optimisation est de garder le point de fonctionnement du générateur aussi près que possible du PPM ( $V_M, I_M$ ) lorsque les paramètres du système varient.

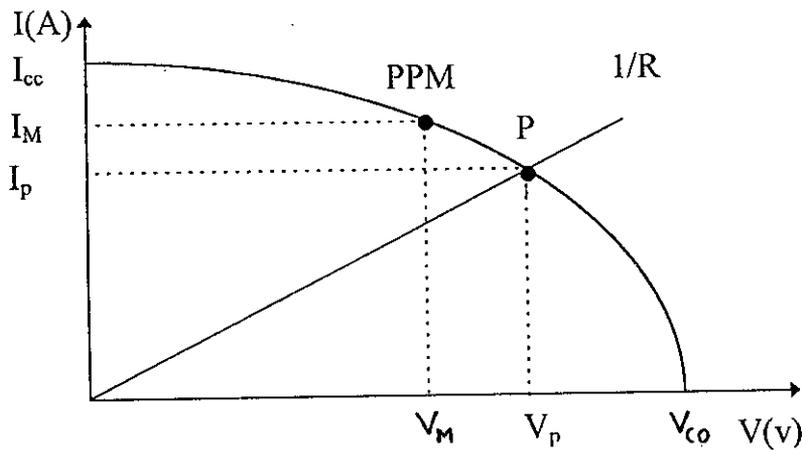
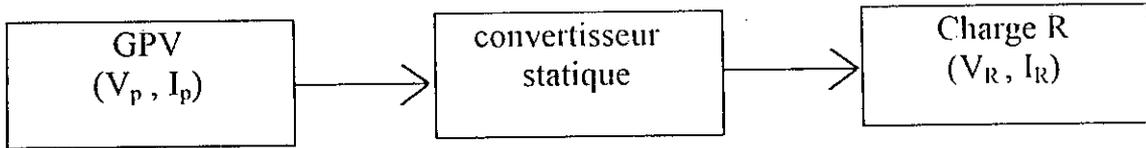
### 2.1.1. Principe d'un convertisseur MPPT (Maximum Power Point Tracking):

Lorsque, pour une charge donnée ( $R$ ), le GPV ne fournit pas sa puissance maximale, c'est-à-dire que le point de fonctionnement  $P$  du système (GPV - charge) ne se trouve pas sur le PPM comme le montre la figure 2-4, on intercale entre le générateur et la charge, un convertisseur statique qui rapprochera au maximum, le point de fonctionnement  $P$  du PPM, en effectuant une adaptation d'impédance. Ceci se fait en ramenant la résistance vue par le GPV à la valeur optimale  $R_{opt}$ .

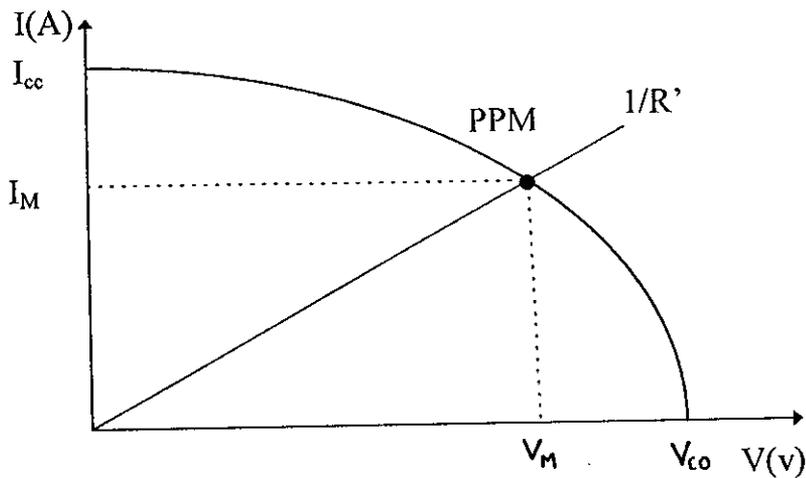


**Remarque:**

Un convertisseur statique introduit une modification de la caractéristique (I,V) du GPV de manière à ce que le point de fonctionnement du système se trouve sur le PPM de la caractéristique (I,V) du générateur équivalent formé par l'ensemble: panneau solaire-convertisseur statique. Ainsi, la charge sera adaptée au générateur photovoltaïque (figure 2-5).



Sans convertisseur



Avec convertisseur statique

Figure 2-5: Adaptation de charge par un convertisseur statique

Pour un convertisseur idéal, on aura :

$$V_M \cdot I_M = V_R \cdot I_R$$

### 2.1.1.1. Méthode de modulation - détection synchrone:

Une fluctuation sinusoïdale du courant de faible amplitude est superposée au point de fonctionnement afin d'effectuer une exploration de la caractéristique instantanée du GPV (Figure 2-6).

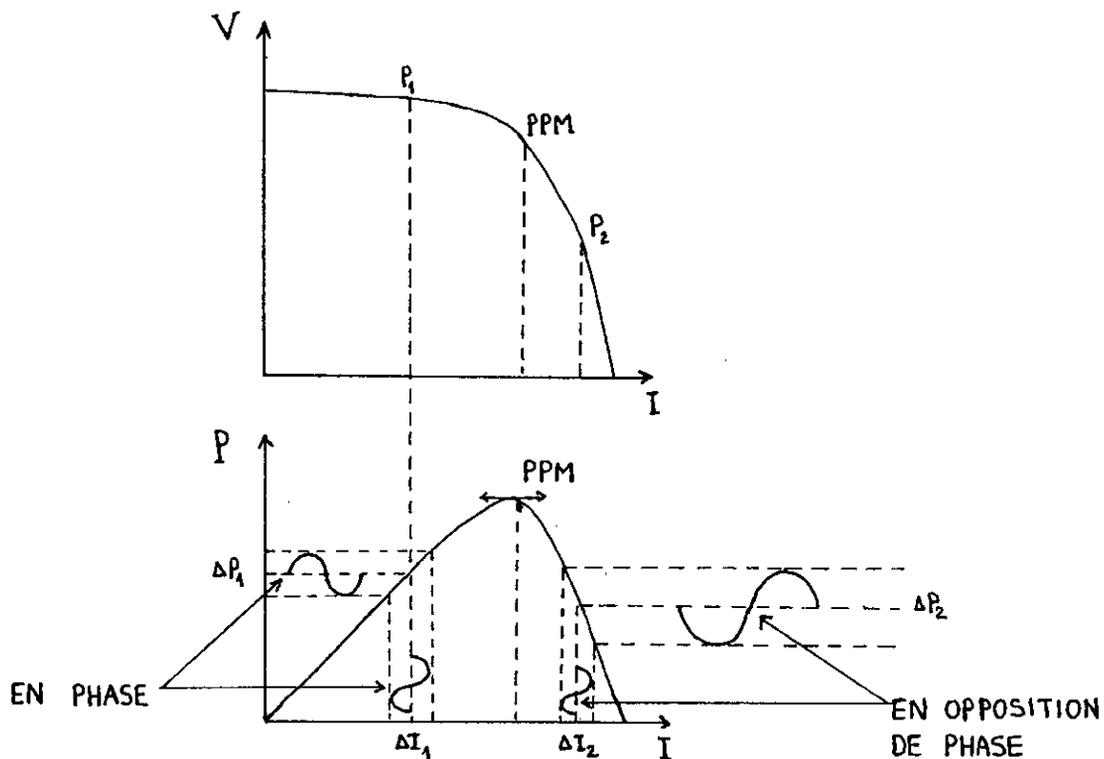


Figure 2-6: Changement de phase de deux points de fonctionnement situés de part et d'autre de l'optimum

D'après la figure 2-6, nous voyons que dans la partie située à gauche du PPM, la dérivée  $\Delta P / \Delta I$  est positive: la variation de la puissance est proportionnelle à celle du courant, par contre, à droite PPM, quand le courant augmente, la puissance diminue. Donc, en opérant une démodulation synchrone des variations de la puissance, on pourra alors apporter la correction nécessaire:

- Si le signal sinusoïdal obtenu est en phase avec le signal modulant, alors, on augmente le courant débité par le GPV;
- Si le signal obtenu est en opposition de phase avec le signal modulant, alors, nous diminuons le courant du GPV afin de se rapprocher du MPP [8].

### **2.1.1.2. Méthodes à dérivation de puissance et commande analogique:**

On introduit un échantillonnage sur la puissance débitée par le générateur. A chaque instant d'échantillonnage, on compare la valeur de la puissance fournie par le panneau solaire avec celle calculée à l'instant d'échantillonnage précédent. Le sens de variation du point de fonctionnement est conservé si cette comparaison fournit un signal logique « 1 » (puissance en augmentation), dans le cas contraire, on inverse le sens de variation du point de fonctionnement (la comparaison donne un signal logique « 0 ») (figure 2-7)

Un différenciateur analogique fournit le signe de la variation de puissance obtenue par variation de  $V_p$  commandé par un intégrateur. Si la variation de la puissance est positive, la variation de  $V_p$  ne change pas, et la puissance continue alors de croître. Si la variation de puissance est négative, le différenciateur change de signe en fournissant une transition négative mémorisée par une bascule bistable qui détermine le sens de la rampe de l'intégrateur de commande de  $V_p$  [8 , 9].

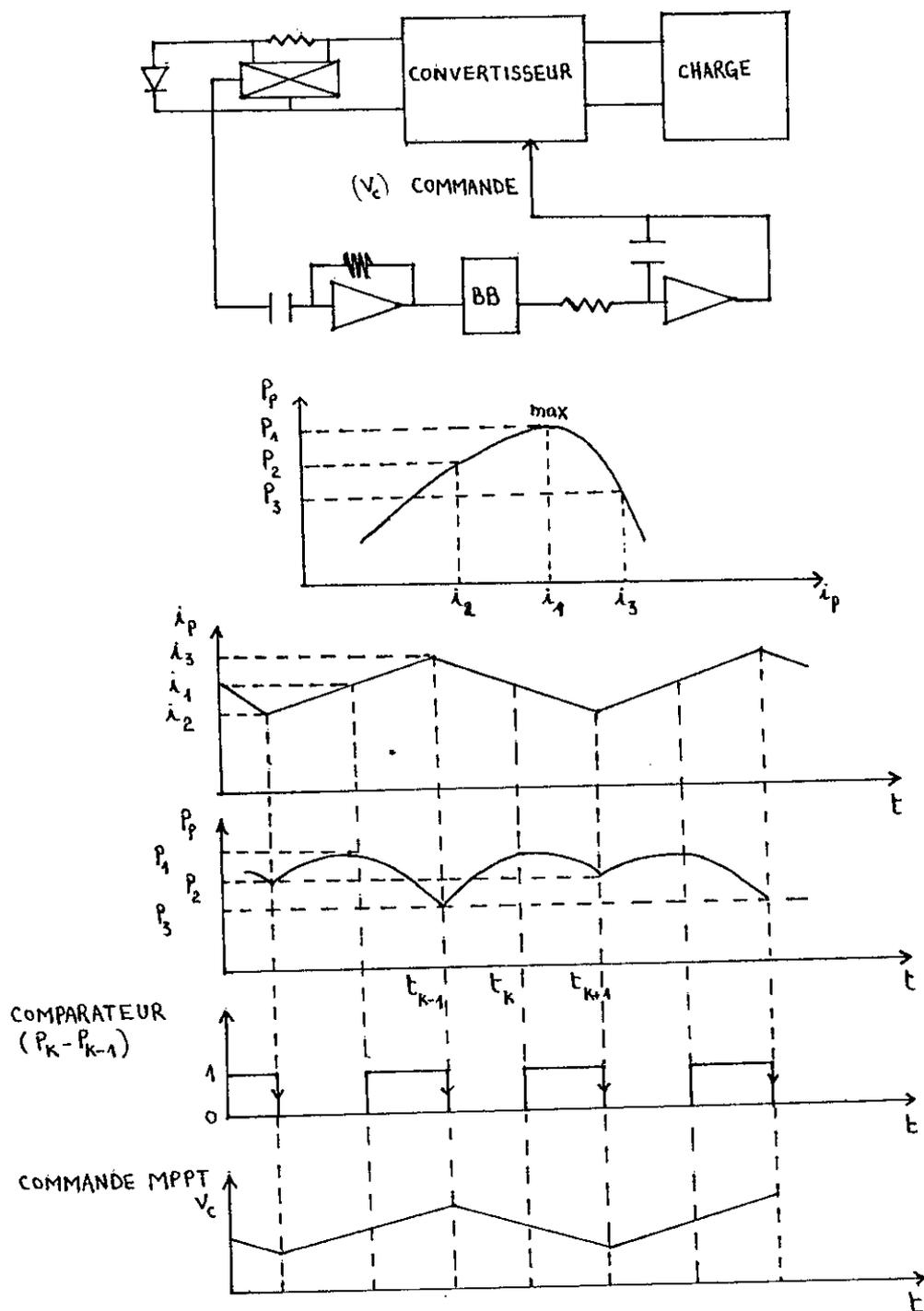


Figure 2-7: Synoptique et principe de fonctionnement du système à dérivation de puissance à commande analogique

### 2.1.1.3.- Méthode à dérivation de puissance à commande numérique

Elle est basée comme la précédente, sur le sens de la variation de la puissance, mais la grandeur de commande est numérique et non analogique.

Le fonctionnement de ce système est illustré par la figure 2-8. On remarque sur cette figure que la variation du courant panneau (donc de la puissance) se fait d'une façon discontinue, ceci est dû au fait que la commande des convertisseurs est discrète au lieu d'être continue comme précédemment.

Dans cette méthode, nous mesurons périodiquement le courant et la tension du panneau solaire afin de calculer la puissance disponible. La différence sert à déterminer le sens de variation de la commande. Au voisinage du point de puissance maximale, la recherche de ce point est d'autant plus précise que l'écart de puissance est plus petit [8, 9].

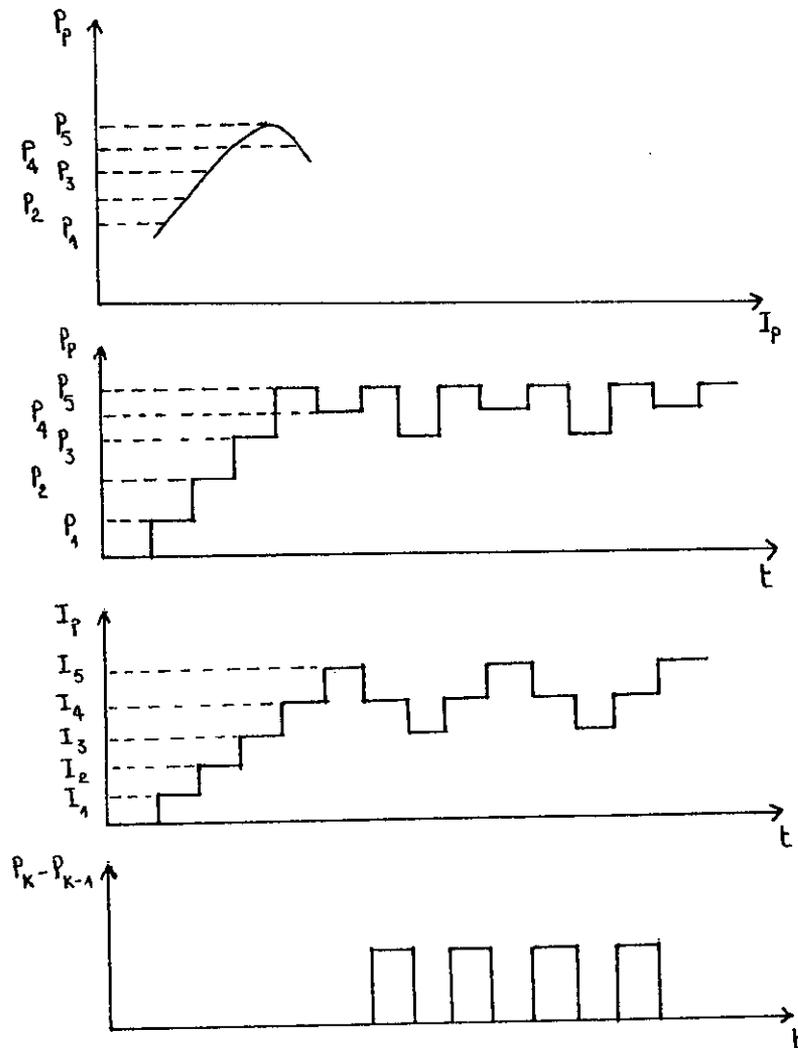


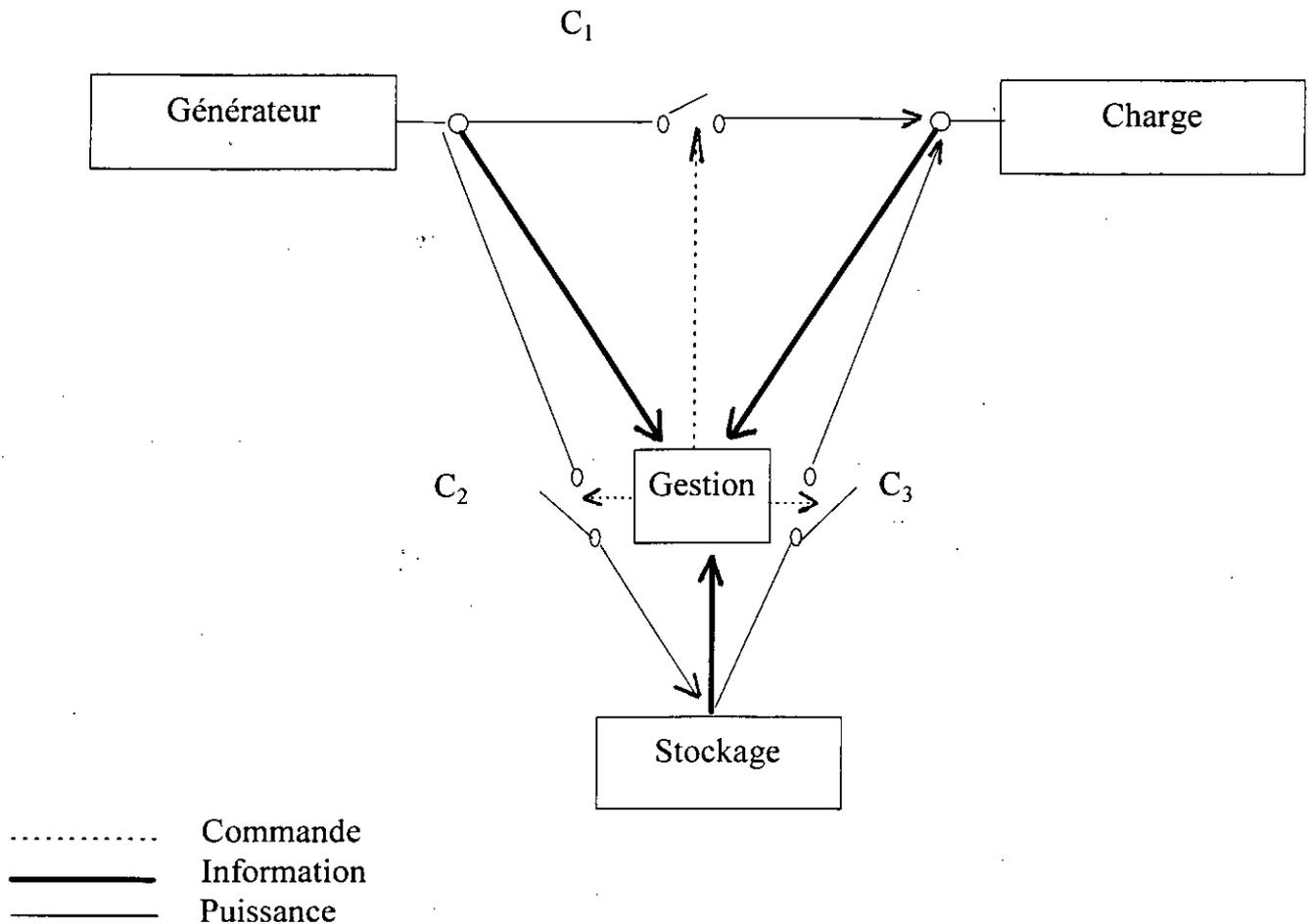
Figure 2-8: Principe de fonctionnement du système retenu

**Remarque:**

Nous avons retenu cette dernière méthode car elle nous a semblé la plus simple à mettre en œuvre.

**2.2. Conditionnement et gestion de la puissance d'un système PV:**

On a vu que lorsque l'énergie électrique produite par le GPV n'est pas directement utilisée dans le récepteur, ou d'une façon générale, quand les puissances instantanées du générateur et du récepteur ne sont pas identiques, il est nécessaire de disposer d'un élément de stockage. L'association générateur - élément de stockage - récepteur peut alors se faire suivant une structure dite « triangulaire » (figure 2-9) [8].



**Figure 2-9:** Système autonome à structure triangulaire

L'organe de gestion contrôle les transferts d'énergie réalisés par les différentes interconnexions entre les éléments du système (les interrupteurs) dans le but d'assurer une utilisation optimale de la puissance disponible à chaque instant.

**Remarque 1:**

Le système triangulaire représenté par la figure 2-9, utilise généralement trois convertisseurs pour assurer une bonne gestion de puissance:

- a- un convertisseur de liaison directe (GPV→ charge) pour raison d'adaptation:  $C_1$
- b- un convertisseur chargeur (GPV→ batterie):  $C_2$
- c- un convertisseur déchargeur (batterie→ charge):  $C_3$

Il est évident que dans un système à structure triangulaire, les trois convertisseurs ne peuvent pas fonctionner tous en même temps, car le système aurait un très mauvais rendement. Les variations de niveau d'ensoleillement, l'état de charge de la batterie et la puissance nécessaire au récepteur conditionnent le fonctionnement de chacun des convertisseurs, d'où la nécessité de l'élément de gestion.

### **Remarque 2:**

Dans le cadre de notre travail, nous ne nous intéressons qu'à la charge de l'élément de stockage. Nous utilisons alors au niveau de notre système, un seul convertisseur entre le GPV et la batterie. La charge est choisie résistive pour éviter des complications (on peut, d'autre part, la considérer comme une boîte noire), son branchement sera effectué directement entre les bornes de la batterie, donc, notre système sera plus simple relativement au système triangulaire. Nous précisons dans le détail sa structure dans le chapitre suivant.

### **2.3. Dimensionnement des éléments du système PV:**

Un système PV autonome nécessite la disponibilité permanente d'énergie au niveau de la charge. Pour cela, un dimensionnement rigoureux de chaque élément du système (panneau - batterie) est indispensable.

Les performances d'un système PV sont déterminées suivant les critères suivants:

- Le GPV doit débiter le courant nécessaire à l'alimentation de la batterie, avec une bonne proportionnalité entre l'énergie solaire reçue et le courant débité.
- La batterie doit avoir une capacité suffisante pour assurer l'alimentation de l'utilisation pendant la nuit ou durant les périodes d'ensoleillement insuffisant.

Il faut alors faire un compromis entre l'énergie solaire disponible et les besoins de l'utilisation afin d'obtenir un dimensionnement optimal, c'est-à-dire que, suivant le lieu géographique et le climat, on utilise un certain nombre de panneaux solaires, d'une surface suffisante, pour fournir la puissance nécessaire à la charge.

Concernant la batterie, sa capacité dépendra de la profondeur de décharge ainsi que de l'autonomie désirée, sans oublier bien sûr de prendre en compte le coût qui exige qu'il soit toujours optimisé, tout en assurant la consommation journalière voulue.

# CHAPITRE 3

## PRESENTATION D'UN SYSTEME PHOTOVOLTAIQUE

### A CONVERTISSEUR « MPPT »

#### **3.1. Fonctionnement du système:**

##### **3.1.1. Les modes de fonctionnement [8]:**

###### **3.1.1.1. Cas général:**

Dans un système autonome à structure triangulaire, les différents éléments ne fonctionnent pas tous en même temps. De plus, le système doit être soumis à un certain nombre de perturbations, qui interviennent en chacun des trois points de la structure (figure 2.5), à savoir:

- Les variations de l'activité du générateur solaire en fonction de la température des cellules, de l'éclairement et du vieillissement.
- Les limitations possibles suivant l'état de charge ou de décharge de la batterie
- Les variations de consommation du récepteur.

En analysant le fonctionnement complet de l'installation, on peut envisager des contraintes supplémentaires intervenant au niveau du service rendu:

Par exemple, si des conditions de fonctionnement peu fréquentes apparaissent, peut-on ou non, admettre un fonctionnement dégradé, voire un arrêt de l'alimentation de la charge?

Devant cette multiplicité de solutions possibles, il en existe une qui permet de passer par les principaux états que peut prendre le système. Elle correspond par ailleurs à plusieurs types de cas réels qui se différencient par le passage fréquent ou accidentel à certains états, en fonction du dimensionnement des éléments tels que générateur solaire ou élément de stockage. Par exemple, une surface réduite de panneau et/ou une capacité de batterie limitée peut entraîner un arrêt de fonctionnement par manque d'ensoleillement et batterie déchargée: c'est le compromis entre le coût d'installation et les notions de qualité du service rendu ou de sûreté de fonctionnement imposées par le cahier de charges qui peut fixer l'éventualité ou l'interdiction de ces états.

Les modes suivants sont pris comme support pour le fonctionnement complet, et sont susceptibles d'englober tous les cas envisageables:

1- Mode  $\emptyset$  :  $P_{\text{générateur}} = 0$  et batterie déchargée.

C'est la phase attente du système, elle est considérée comme une étape initiale (l'ensoleillement est insuffisant pour la charge de la batterie), on procède alors périodiquement à un test de courant (puissance) avant de passer ou non au mode suivant. Il est évident que l'utilisation ne peut pas être alimentée.

2- Mode 1:  $P_{\text{générateur}} > 0$  et batterie déchargée.

Dans cette condition, la charge de la batterie est prioritaire sur l'alimentation de la charge qui est interrompue.

3- Mode 2:  $P_{\text{générateur}} > P_{\text{récepteur}}$  et batterie en charge

L'alimentation de la charge est assurée par le générateur, l'excédent de puissance est dérivé vers la batterie.

4- Mode 3:  $P_{\text{générateur}} > P_{\text{récepteur}}$  et batterie chargée.

L'alimentation de l'utilisation est assurée par le générateur, l'excédent de puissance n'est pas utilisé.

5- Mode 4:  $P_{\text{générateur}} < P_{\text{récepteur}}$  et batterie non déchargée.

Le récepteur est alimenté par le générateur, le manque de puissance du générateur est fourni par la batterie qui est alors en décharge.

6- Mode 5:  $P_{\text{générateur}} = 0$  et batterie non déchargée.

La batterie alimente seule la charge.

### **3.1.1.2. Cas particulier:**

Dans le système qu'on doit étudier, notre but principal est que l'alimentation de la batterie soit prioritaire (à travers le seul convertisseur qu'on utilise). Mais comme on doit prévoir une utilisation qui pourra être alimentée directement par le GPV à travers un relais, aussi bien que lorsqu'elle est alimentée par la batterie, cette utilisation peut compromettre la priorité citée précédemment, comme elle peut, d'autre part influencer d'une manière indésirable sur le bon fonctionnement du système, du moment que ce dernier diffère de celui du cas général (absence du convertisseur de liaison directe, et du convertisseur déchargeur).

On doit alors implanter un algorithme sur le microcontrôleur, qui doit tenir compte de la priorité précédente, ainsi que du comportement du système à travers les différents cycles d'ensoleillement et de charge - décharge de la batterie.

### **Remarque:**

Dans ce cas particulier, les modes de fonctionnement sont simplifiés par rapport à ceux du cas général.

Les modes 0 et 1 restent les mêmes, les modifications seront les suivantes:

- Mode 2:  $P_{\text{générateur}} > P_{\text{utilisation}}$  et batterie chargée

On alimente l'utilisation par le générateur photovoltaïque.

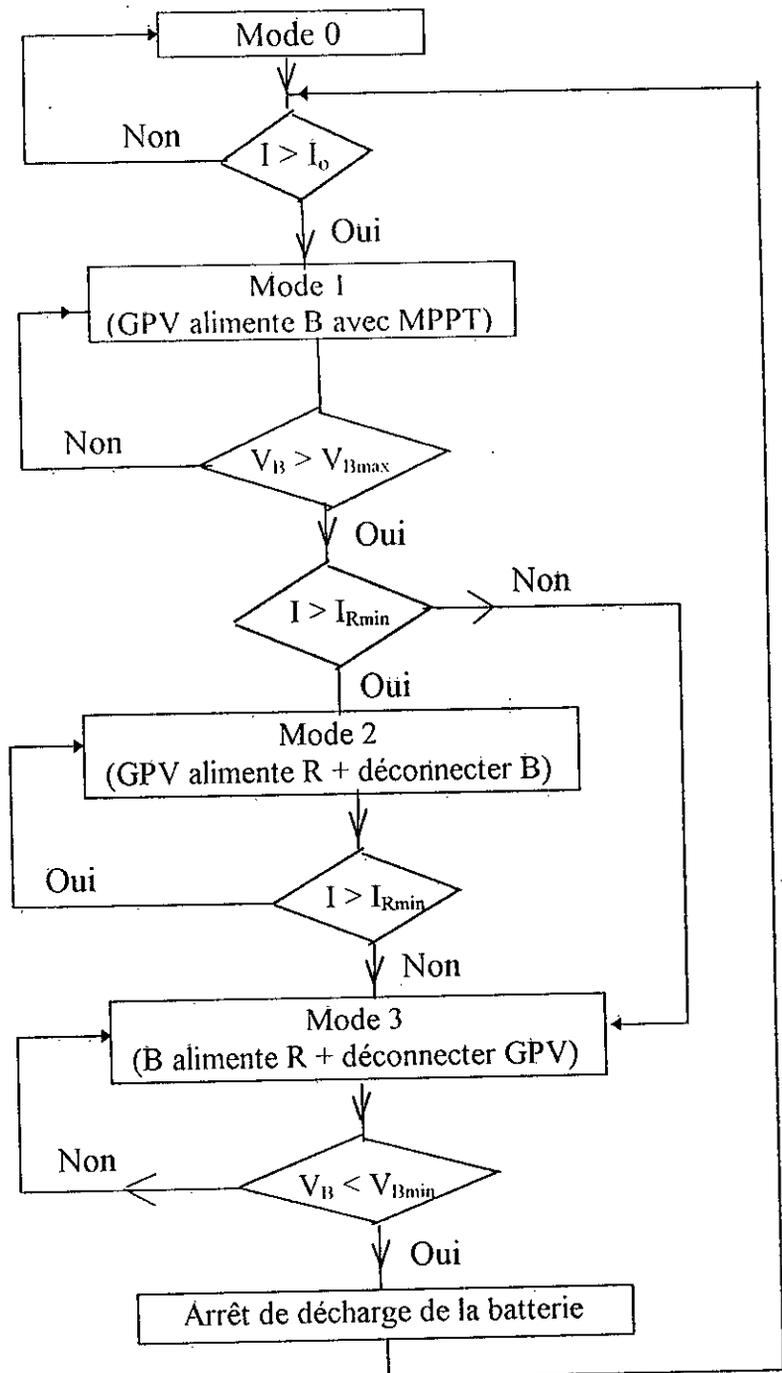
- Mode 3:  $P_{\text{générateur}} < P_{\text{utilisation}}$  et batterie non déchargée,

Le récepteur est alimenté par la batterie qui sera alors en décharge.

### **3.1.1.3. Commutation d'un mode à l'autre:**

Pour réaliser cette opération, il faut que certaines conditions soient satisfaites. L'ensemble des commutations est représenté par l'organigramme de la figure 3.1. On constate alors que la recherche de la puissance max n'est effectuée que dans le mode 1.

En effet, dans le mode 0, le système est au repos, et dans le mode 3, la puissance fournie par la batterie dépend essentiellement de la puissance nécessaire à l'utilisation.



$I$ : Courant du panneau  
 $I_{Rmin}$ : Courant du panneau nécessaire de la charge  
 $I_0$ : Courant minimal du panneau nécessaire à la charge de la batterie  
 $V_B$ : Tension de batterie

$V_{Bmin}$ : tension d'arrêt de décharge de la batterie  
 $V_{Bmax}$ : tension d'arrêt de charge de la batterie  
 B: Batterie  
 R: Charge

Figure 3.1: Organigramme de fonctionnement simplifié du système PV

### 3.1.2. L'algorithme de poursuite du PPM:

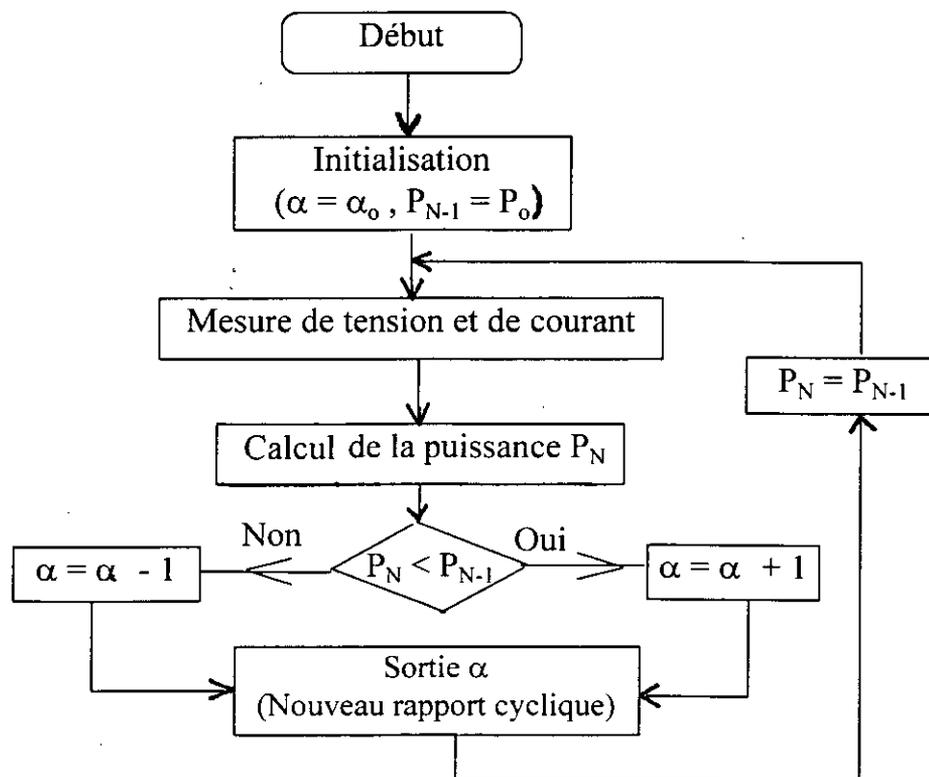
C'est un algorithme qui contrôle le convertisseur MPPT (Maximum Power Point Tracking: poursuite du point de puissance maximum). Nous allons établir dans cette section, son déroulement ainsi que l'organigramme de fonctionnement.

D'après le paragraphe 3.1.1, la recherche de la puissance maximum est faite en mode 1. Cette recherche est effectuée en agissant sur la commande du convertisseur MPPT, après comparaison entre la puissance qui vient d'être calculée pendant le cycle actuel de l'algorithme, et celle calculée pendant le cycle précédent.

Suivant le sens de variation de la puissance, nous agissons sur le modulateur d'impulsions, et plus précisément, au niveau du rapport cyclique (voir paragraphe 3.3), puis on établira une nouvelle mesure de puissance qui devra se rapprocher de la puissance maximum désirée.

Cette nouvelle valeur est prise comme puissance initiale, et sera comparée avec la valeur de la puissance que nous calculerons au cours du prochain cycle de l'algorithme.

L'organigramme est illustré sur la figure 3.2.



$P_0$  : Puissance initiale  
 $P_N$  : Puissance mesurée (actuelle)  
 $P_{N-1}$  : Puissance mesurée (précédente)  
 $\alpha_0$  : Rapport cyclique initial  
 $\alpha$  : Rapport cyclique

Figure 3.2: Organigramme de l'algorithme MPPT

**Remarque:**

Puisque nous nous intéressons à la charge d'une batterie, nous pouvons nous passer de la mesure de la tension de sortie. Il suffit de mesurer le courant de sortie afin d'avoir une bonne estimation de la puissance délivrée par le générateur photovoltaïque, car la tension de sortie imposée par la différence de potentiel aux bornes de la batterie est constante à court terme.

**3.2. Choix du GPV et de la batterie:**

Pour notre application, nous avons choisi :

- Un panneau solaire du type ARCO M24 ayant une tension en circuit ouvert  $V_{co} = 21V$  et un courant de court circuit  $I_{cc} = 2,2 A$ .  
Nous utiliserons un groupement série-parallèle de 4 panneaux.
- Une batterie de 12 V avec une capacité de 54 A.H.

### 3.3. Le convertisseur statique DC - DC [3]:

Un convertisseur DC-DC transforme une puissance d'entrée continue:  $P_e = V_e I_e$  en une puissance de sortie continue:  $P_s = V_s I_s$ , telle que :  $V_s \neq V_e$ , et avec un rendement  $\eta = P_s / P_e$  le plus élevé possible. Nous pouvons distinguer deux types de convertisseurs:

- Les éleveurs de tension (Boost) pour lesquels nous avons:  $V_s > V_e$
  - Les abaisseurs de tension (Buck) pour lesquels nous avons :  $V_s < V_e$
- C'est un abaisseur de tension que nous adopterons pour notre système.

#### 3.3.1. Analyse d'un convertisseur abaisseur:

Le montage appelé « Buck » ou Step-down convertter est représenté par son schéma de principe sur la figure 3.3.

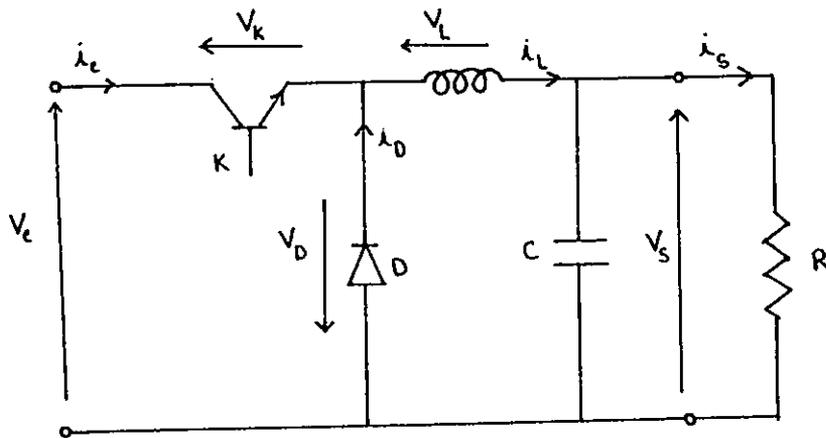


Figure 3.3: Schéma de principe d'un convertisseur de type « Buck »

Pour étudier ce montage, nous allons introduire des approximations qui simplifient grandement l'analyse, sans nuire de manière sensible à la précision des résultats. Ainsi, nous posons les hypothèses suivantes:

- La tension de saturation du transistor  $K$  est négligeable. Donc, celui-ci agit comme un interrupteur parfait.
- La tension aux bornes de la diode  $D$  est négligeable
- L'inductance  $L$  est supposée parfaite, donc sa résistance est nulle.

Le transistor  $K$  qui joue le rôle d'un commutateur dont la durée du cycle ouverture-fermeture est  $T$ , et on notera par  $T_{on}$  la durée de l'état « saturé » de  $K$ , et par  $T_{off}$  la durée de l'état « bloqué » de  $K$ , et nous avons:

$$T = T_{on} + T_{off}$$

Le fonctionnement du convertisseur est décrit par le cycle suivant:

- Pendant la durée de conduction du transistor, la diode D est bloquée car elle est polarisée en inverse par la tension d'entrée  $V_e$ . Et l'inductance est traversée par un courant qui croît linéairement.

Durant cette période, la self emmagasine de l'énergie.

- Pendant la durée de blocage du transistor, la diode D conduit car elle est polarisée en direct. Et le courant qui traverse l'inductance décroît linéairement, car l'inductance restitue l'énergie qu'elle a stockée quand le transistor conduisait.

Les chronogrammes de la figure 3.4 illustrent le cycle de fonctionnement du convertisseur, l'ondulation de la tension de sortie  $V_s$  a été volontairement exagérée.

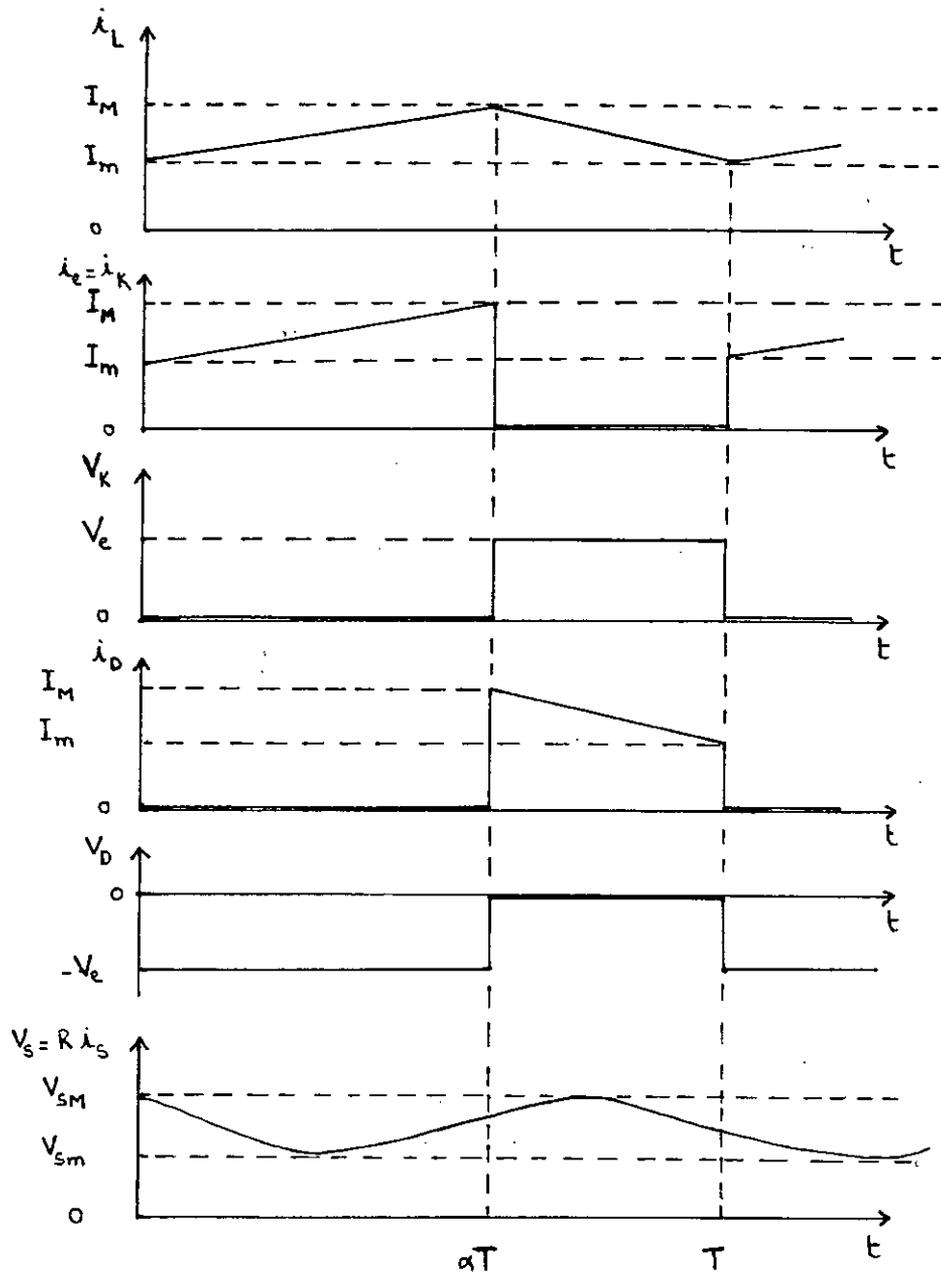


Figure 3.4: Fonctionnement du « Buck » en conduction continue

### 3.3.1.1. Valeurs moyennes de la tension $V_s$ et du courant $I_L$ :

En appliquant la loi des mailles et des nœuds, on tire les expressions suivantes:

$$V_D + L \frac{di_L}{dt} + V_s = 0$$

$$i_L = i_C + i_s = C \frac{dV_s}{dt} + \frac{V_s}{R}$$

En passant aux valeurs moyennes, ces expressions deviennent:

$$V_{D_{moy}} + L \left( \frac{di_L}{dt} \right)_{moy} + V_{s_{moy}} = 0 \quad (3.1)$$

$$I_{L_{moy}} = C \left( \frac{dV_s}{dt} \right)_{moy} + \frac{1}{R} V_{s_{moy}} \quad (3.2)$$

Puisque  $V_s$  et  $I_L$  ne peuvent subir de discontinuité et, en régime permanent, leurs valeurs en  $t = 0$  et  $t = T$  sont identiques du fait de la périodicité de fonctionnement, alors:

$$\left( \frac{di_L}{dt} \right)_{moy} = 0 \quad \left( \frac{dV_s}{dt} \right)_{moy} = 0$$

Il est clair que :

$$V_{D_{moy}} = -\frac{T_{on}}{T} V_e = -\alpha V_e$$

Avec

$$\alpha = \frac{T_{on}}{T} \quad \text{est le rapport cyclique}$$

Et si on note :

$$V_{s_{moy}} = V_s \quad \text{et} \quad i_{L_{moy}} = I_L$$

Les expressions (3.1) et (3.2) deviennent:

$$-\alpha V_e + V_s = 0$$

$$I_L = \frac{V_s}{R}$$

d'où:

$$V_s = \alpha V_e \quad (3.3) \quad I_L = \frac{V_s}{R} = \frac{\alpha}{R} V_e \quad (3.4)$$

On voit que la valeur moyenne du courant  $i_L$  est la même que la valeur moyenne du courant de sortie, soit  $V_s / R$ .

### 3.3.1.2. Ondulations du courant $i_L$ et de la tension $V_s$ :

#### • Ondulation du courant $i_L$ :

Les ondulations du courant  $i_L$  sont dues à l'énergie stockée par l'inductance pendant la phase de conduction du transistor, et qu'elle restitue pendant la durée restante du cycle de fonctionnement.

Afin de calculer l'ondulation  $\Delta i_L$  du courant dans l'inductance, on peut, en première approximation, négliger les variations de la tension  $v_s$  et de confondre tout au long de la période  $T$ , la tension  $v_s$  avec sa valeur moyenne  $V_s$ . Ainsi, nous avons:

- Pour  $0 < t < \alpha T$ : K est conducteur et le courant  $i_L$  croît de son minimum  $I_m$  à son maximum  $I_M$  et on a:

$$L \frac{di_L}{dt} = V_e - V_s$$

et puisque  $V_s = \alpha V_e$  alors:

$$L \frac{di_L}{dt} = (1 - \alpha) V_e, \text{ d'où}$$

$$i_L = I_m + \frac{V_e}{L} (1 - \alpha) t \quad (3.5)$$

Le maximum  $I_M$  sera donc atteint pour  $t = \alpha T$  d'où

$$I_M = I_m + \frac{V_e}{L} (1 - \alpha) \alpha T \quad (3.6)$$

- Pour  $\alpha T < t < T$ : K est bloqué et le courant  $i_L$  décroît de  $I_M$  à  $I_m$  et on a:

$$L \frac{di_L}{dt} = -V_s = -\alpha V_e \Leftrightarrow i_L = I_M - \frac{V_e}{L} \alpha (t - \alpha T) \quad (3.7)$$

on retrouve évidemment  $I_m$  pour  $t = T$ .

Donc, on tire l'expression approchée de l'ondulation  $\Delta i_L$  du courant  $i_L$ :

$$\Delta i_L = I_M - I_m = \frac{V_e}{L} (1 - \alpha) \alpha T \quad (3.8)$$

$\Delta i_L$  est maximum pour  $\alpha = 1/2$  et vaut alors :  $\frac{V_e}{4L} T$  (3.9)

#### • Ondulations de la tension $V_s$ :

A partir des résultats obtenus pour le courant  $i_L$ , nous pouvons calculer l'ondulation  $\Delta V_s$  de la tension  $v_s$  entre son minimum  $V_{sm}$  et son maximum  $V_{SM}$ .

Si  $v_s$  varie peu, le courant  $i_s = v_s / R$  dans la résistance  $R$ , subira aussi une petite variation. Les variations du courant  $i_L$  autour de sa valeur moyenne correspond au courant  $i_c$  de charge et de décharge de la capacité. Ce courant a pour expressions:

$$- \text{Pour } 0 \leq t \leq \alpha T : i_c = -\frac{\Delta i_L}{2} + \Delta i_L \frac{t}{\alpha T} \quad (3.10)$$

$$- \text{Pour } \alpha T \leq t \leq T : i_c = \frac{\Delta i_L}{2} - \Delta i_L \frac{t - \alpha T}{T - \alpha T} \quad (3.11)$$

La figure 3.5 donne les variations des courants  $i_L$  et  $i_c$ , ainsi que la variation de la tension  $v_s$  qui en résulte.

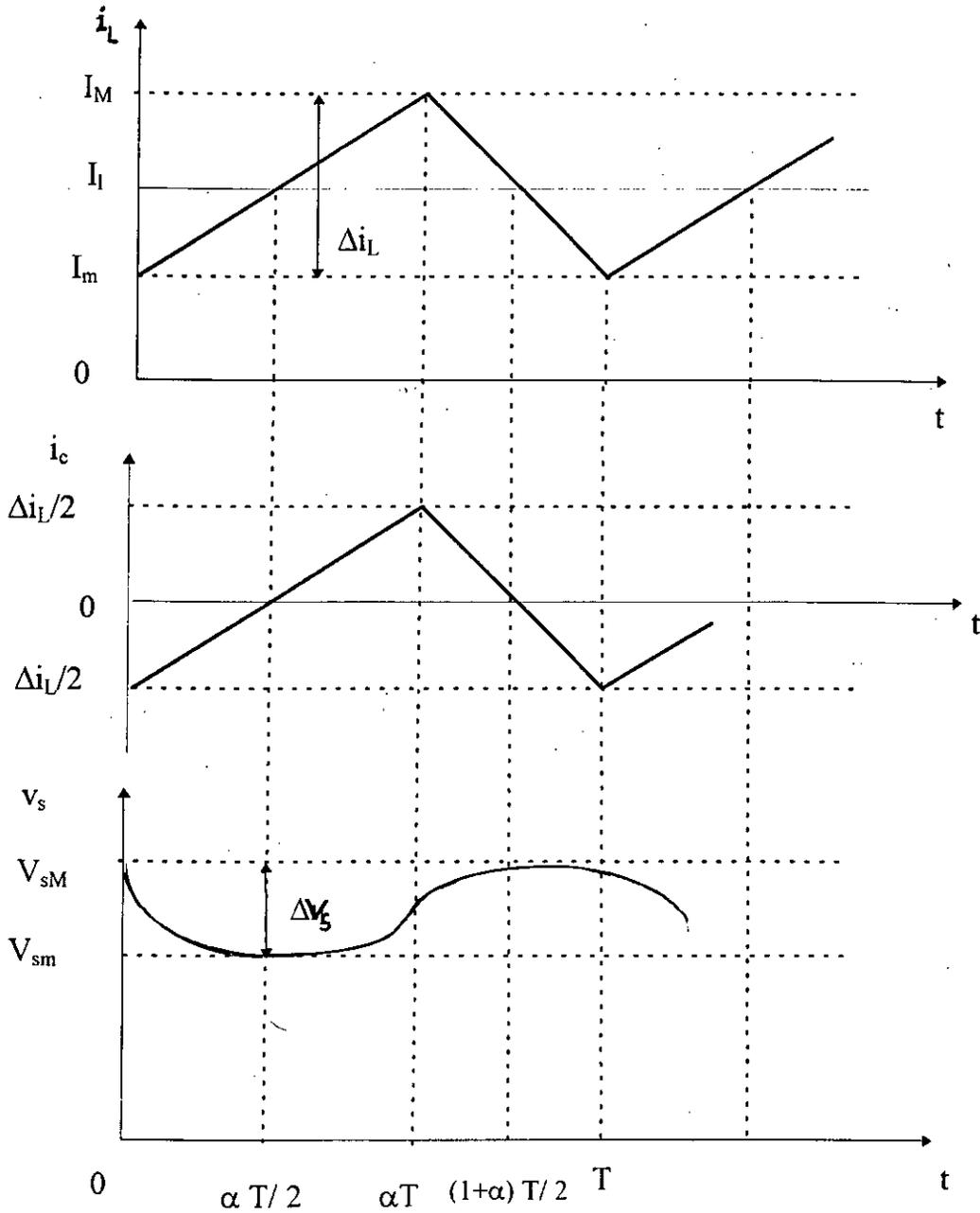


Figure 3.5: Ondulations de la tension  $v_s$  résultantes des variations de  $i_L$  et  $i_c$ .

Puisque:

$$i_c = \frac{C dv_s}{dt} ; \text{ et } i_c > 0 \text{ pour } \alpha \frac{T}{2} \leq t \leq (1 + \alpha) \frac{T}{2};$$

alors l'ondulation  $\Delta v_s$  de la tension de sortie est donnée par:

$$\Delta V_s = V_{sm} - V_{sm} = \frac{1}{C} \int_{\alpha \frac{T}{2}}^{(1+\alpha) \frac{T}{2}} i_c dt = \frac{1}{C} \Delta i_L \frac{T}{8} \quad (3.12)$$

et en remplaçant  $\Delta i_L$  par son expression calculée précédemment, on trouve:

$$\Delta V_s = \frac{V_e}{8 \cdot LC} (1 - \alpha) \alpha T^2 \quad (3.13)$$

A partir de cette expression, nous pouvons tirer les conclusions suivantes:

- Pour  $\alpha$  donné, la variation relative  $\Delta V_s / V_e$  est inversement proportionnelle à  $L$ ,  $C$ , et au carré de la fréquence  $1 / T$  de hachage.
- Pour des valeurs données de  $L$ ,  $C$  et  $T$ , le rapport  $\Delta V_s / V_e$  est maximum pour  $\alpha = 1/2$ , et vaut alors:

$$\frac{\Delta V_s}{V_e} = \frac{T^2}{32 \cdot LC} \quad (3.14)$$

### 3.3.1.3. Le régime de conduction discontinue:

Pour que la relation  $V_s = \alpha V_e$  soit valable, il faut que le courant  $i_L$  reste constamment positif, on dit alors que le convertisseur fonctionne en "régime de conduction continue".

A partir de la courbe des ondulations du courant  $i_L$  donnée par la figure 3.5, on peut déduire que le courant  $i_L$  restera positif pendant toute la période  $T$  si la condition suivante est réalisée:

$$I_L \geq \frac{\Delta i_L}{2} \quad (3.15)$$

En remplaçant  $I_L$  et  $\Delta i_L$  par leur expressions respectives (3.4) et (3.8), on tire:

$$R \leq \frac{2L}{(1 - \alpha)T} \quad (3.16)$$

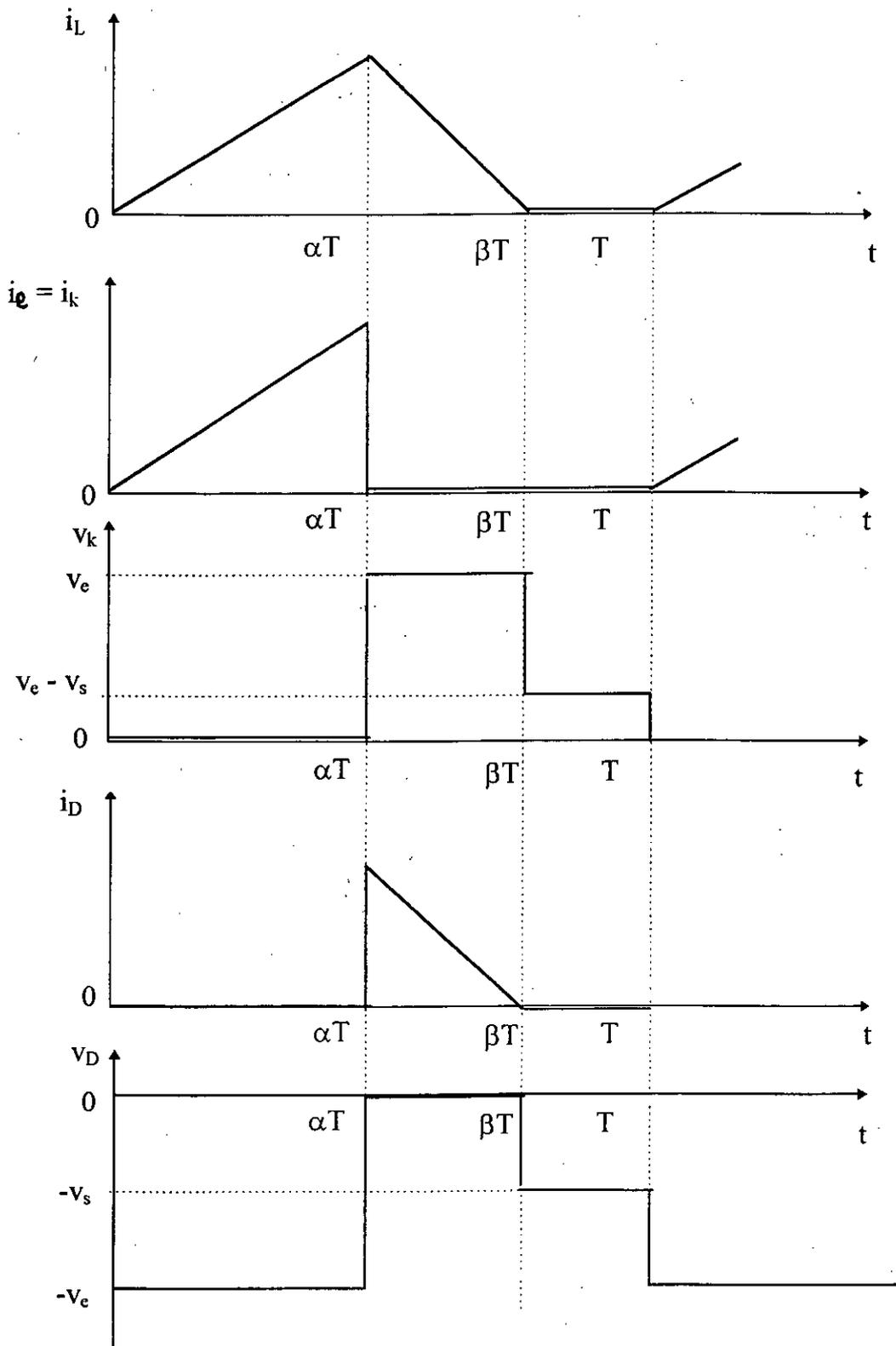
Lorsque cette condition n'est pas remplie, la circulation du courant  $i_L$  devient intermittente, et  $i_L$  s'annule à  $t = \beta T$  avant la fin de la période de hachage.

Dans ce cas, l'allure des formes d'ondes des diverses variables du système est donnée par la figure 3.6.

Il est clair que le fonctionnement normal du convertisseur correspond au régime de conduction continue. Ainsi, le choix des composants du "Buck" ainsi que la charge sera fait de manière à ce que l'expression (3.16) soit vérifiée.

#### **Remarque:**

Le panneau solaire peut ne pas fournir un courant suffisamment intense, dans ce cas, il faudrait que la valeur de  $V_M$  (tension au PPM) soit suffisamment proche de  $V_B$  (tension batterie).



**Figure 3.6:** Fonctionnement du « Buck » en conduction discontinue

### 3.3.2. Le modulateur d'impulsions auto-oscillant:

Nous avons vu dans la section 2.1 que la poursuite du PPM se faisait en agissant sur le rapport cyclique du signal de commande du convertisseur Buck. Ce signal sera généré par un oscillateur délivrant un train d'impulsions de fréquence fixe et de rapport cyclique variable, commandé par un signal externe.

La réalisation de cet oscillateur est faite à base du circuit intégré SN74LS123 qui est un double multivibrateur monostable, particulièrement adapté aux applications nécessitant des impulsions de largeur variable.

L'architecture interne ainsi que la table de vérité de ce circuit sont données par les figures 3-7 et 3-8 respectivement:

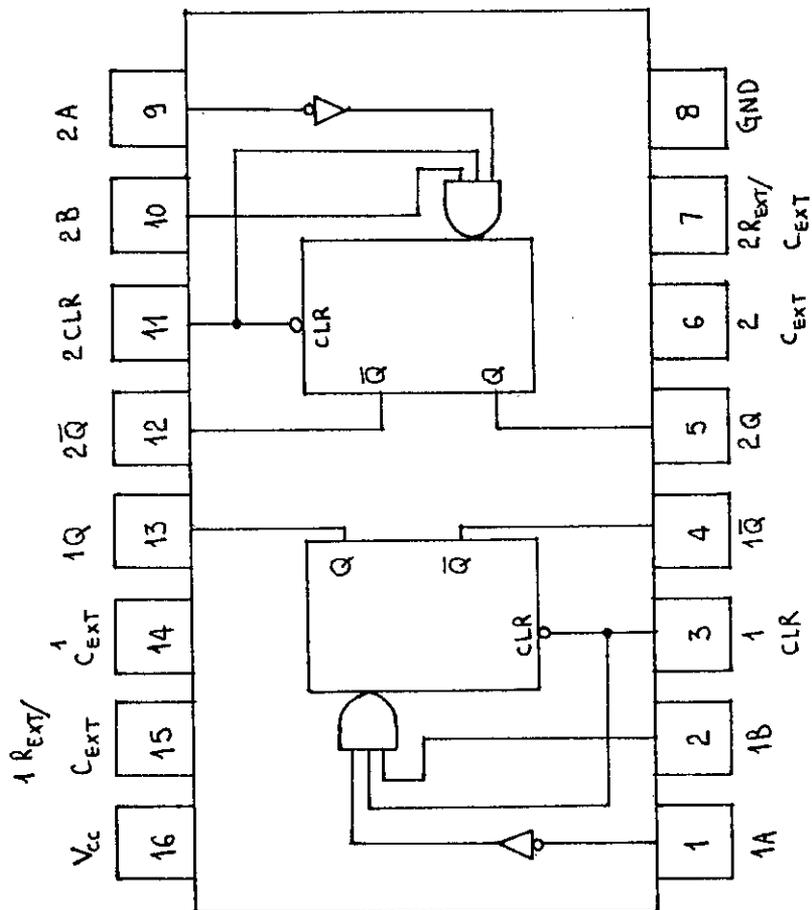


Figure 3.7: Architecture interne du circuit 74LS123

ENTREES			SORTIES	
CLEAR	A	B	Q	$\bar{Q}$
L	X	X	L	H
X	H	X	L	H
X	X	L	L	H
H	L	↑		
H	↓	H		
↑	L	H		

Figure 3.8: Table de vérité du circuit 74LS123

A partir de la table de vérité, nous voyons qu'il est possible de générer une impulsion à la sortie du monostable en fixant deux des trois entrées A, B et CLEAR à des niveaux logiques donnés et d'appliquer à l'entrée restante une transition positive ou négative selon les cas, et en branchant une résistance  $R_T$  et un condensateur  $C_{ext}$  comme le montre la figure 3.9.

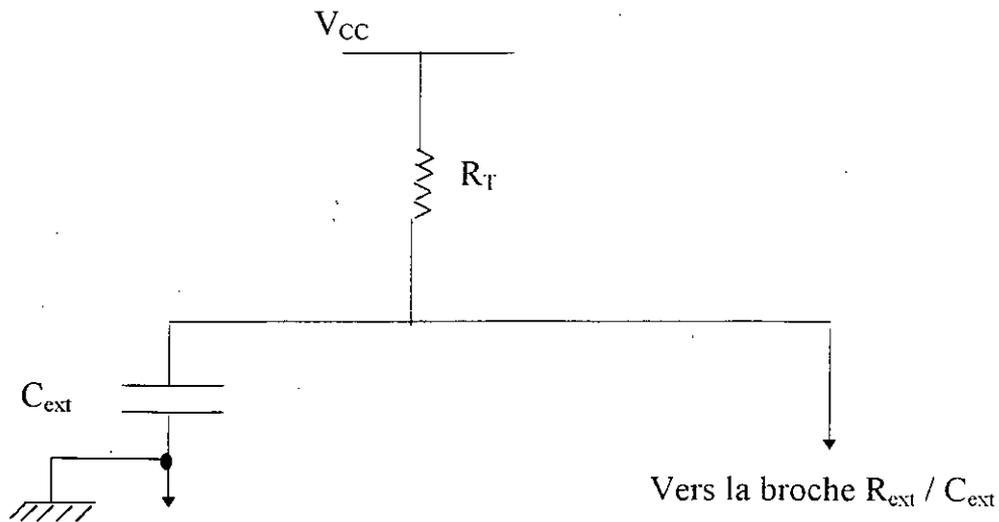


Figure 3.9: Circuit de réglage du rapport cyclique

La largeur  $t_w$  de l'impulsion ainsi générée est donnée par la formule:

$$t_w = 0,45 \cdot R_T \cdot C_{ext}$$

Où:  $R_T$  est en  $K\Omega$   
 $C_{ext}$  est en PF  
 $t_w$  est en ns

Donc, pour obtenir un train d'impulsions de fréquence fixe et de rapport cyclique variable, on branche SN74LS123 comme le montre le schéma de la figure 3.10.

$V_{CC} = 5V$

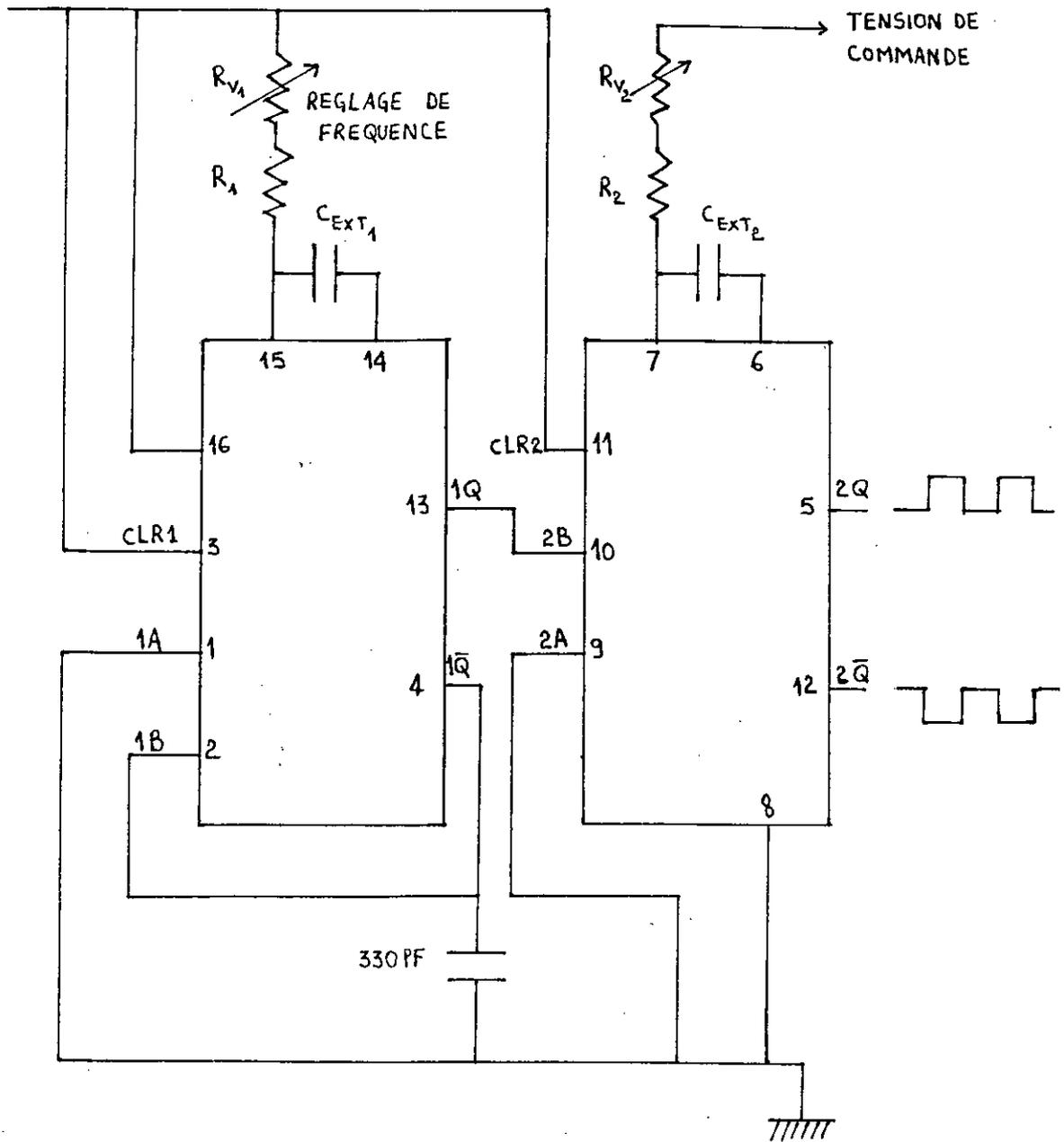


Figure 3.10: Schéma du modulateur d'impulsions auto-oscillant

Le premier monostable fonctionne en oscillateur et fixe la fréquence du signal. Les chronogrammes décrivant son comportement sont donnés par la figure 3.11:

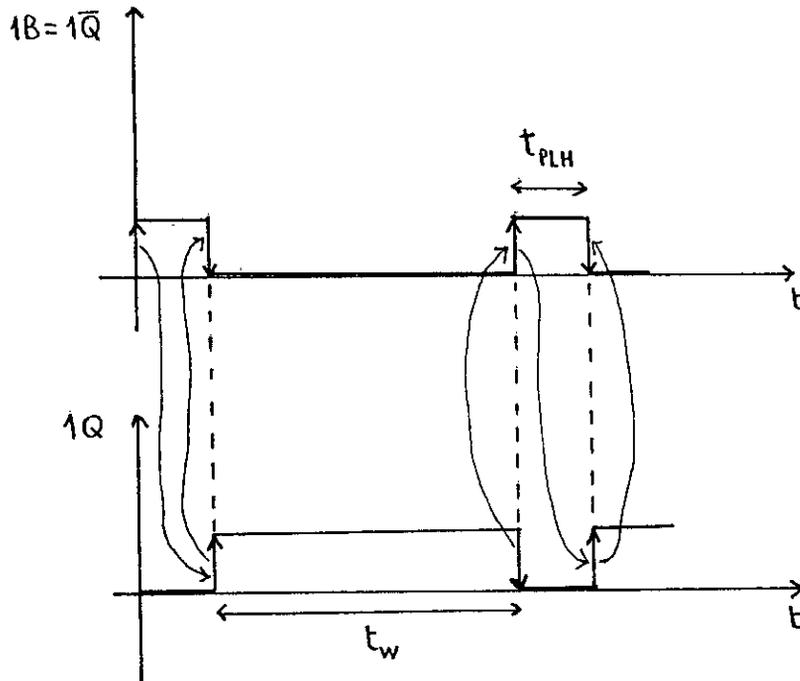


Figure 3.11: Chronogrammes de fonctionnement du monostable 1

La fréquence du signal est donnée par:

$$f = \frac{1}{t_{PLH} + t_w} = \frac{1}{T}$$

Or, pour notre application  $f = 20 \text{ KHz}$  d'où  $T = 50 \mu\text{s}$   
 et la valeur typique du temps de propagation est:  $t_{PLH} = 23 \text{ ns}$   
 donc  $t_{PLH} \ll T$  et :  $T \simeq t_w$ , donc, la fréquence sera donnée par:

$$f = \frac{1}{t_w} = \frac{1}{0,45 R_{ext_1} \cdot C_{ext_1}} \quad \text{Où : } R_{ext_1} = R_1 + R_{V_1}$$

Quant au deuxième monostable, il est piloté par le premier et son fonctionnement est bien illustré par les chronogrammes de la figure 3.12:

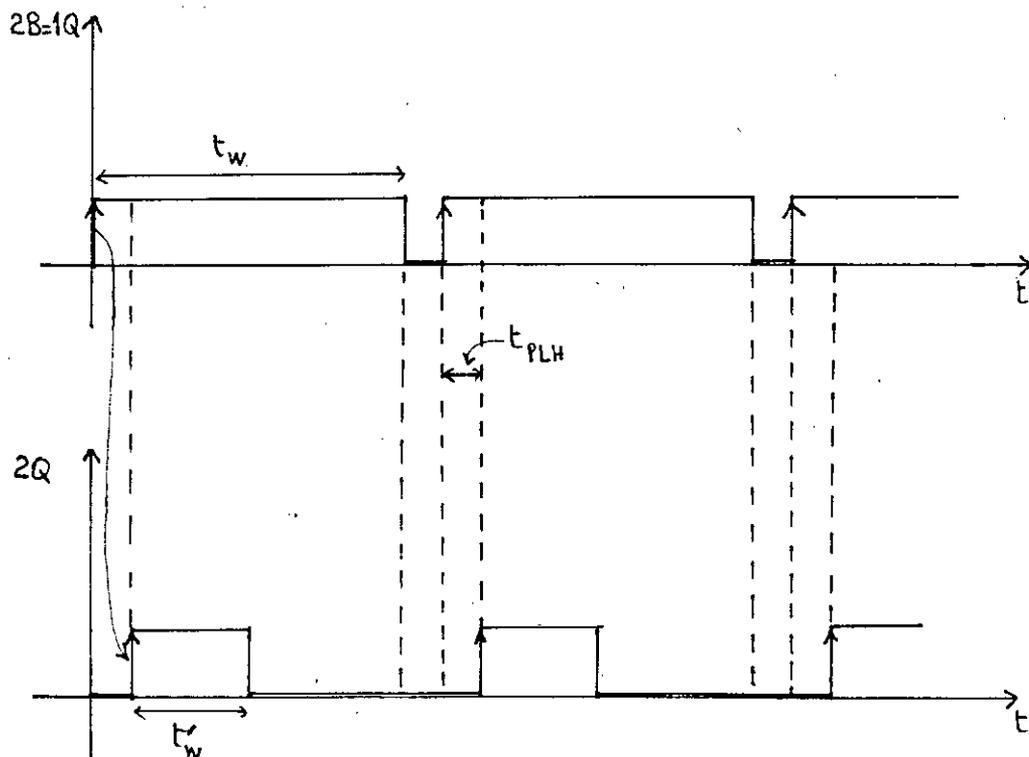


Figure 3.12: Chronogrammes de fonctionnement du monostable 2

La fréquence du signal généré à la sortie 2Q reste la même, et vaut donc:

$$f = \frac{1}{t_{PLH} + t_w} \approx \frac{1}{t_w}$$

Le rapport cyclique est donné par:

$$\alpha = \frac{t_w'}{t_w + t_{PLH}} \approx \frac{t_w'}{t_w}$$

Ainsi, la commande du rapport cyclique  $\alpha$  est faite en agissant sur la tension de commande comme le montre la figure 3.10. La résistance  $R_{V2}$  nous permettra de régler la sensibilité du rapport cyclique vis à vis des variations de la tension de commande.

**Remarque:**

Si la tension de commande prend la valeur  $V_{CC} = 5 \text{ V}$ , on aura

$$t_w = 0,45 R_{ext_2} C_{ext_2} \quad \text{Où } R_{ext_2} = R_2 + R_{V2}$$

### 3.4. Description du système de contrôle:

Nous avons vu précédemment (voir chapitre 2) qu'un élément de gestion est nécessaire pour la conduite du système. Et puisque les commandes à réaliser sont multiples et les données assez nombreuses, nous avons opté pour un traitement logique des signaux plutôt que pour un traitement analogique (qui nécessite une circuiterie assez complexe et encombrante).

De plus, le choix entre une réalisation en logique câblée ou en logique programmée se fait à l'avantage de cette dernière, vu son faible encombrement, sa souplesse, et sa simplicité d'emploi.

En ce qui nous concerne, le système de contrôle devra réaliser les fonctions suivantes:

- la charge de la batterie avec recherche du PPM.
- le contrôle des cycles charge - décharge.
- la gestion des échanges d'énergie au sein du système.

Sur cette base, nous pouvons d'ores et déjà déterminer la structure du système de commande. Celle-ci est donnée par le synoptique suivant:

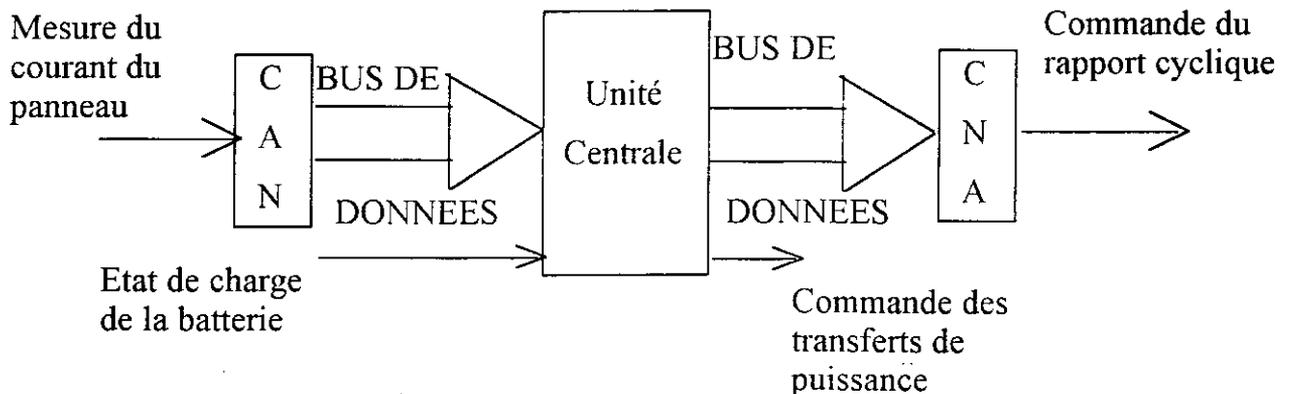


Figure 3.13: Synoptique du système de contrôle

#### 3.4.1. L'unité centrale [16]:

Pour l'unité centrale, nous avons porté notre choix sur le circuit intégré 68705P3, qui est un microcontrôleur appartenant à la famille 6805 dont les circuits sont réalisés en technologie HMOS avec une alimentation unique de 5 volts aux normes TTL. Le brochage et l'architecture interne de ce circuit sont présentés par la figure 3.14, sur laquelle sont donnés les différents signaux du 68705P3, à savoir:

- $V_{cc}$  (broche n°3) est la patte d'alimentation positive 5 volts
- $V_{ss}$  (broche n°1) est la patte de la masse
- $\overline{INT}$  (broche n°2) est une entrée d'interruption masquable externe.
- EXTAL et XTAL (broches n°4 et 5) sont les pattes destinées à la connexion d'un quartz, d'un résonateur céramique, d'une résistance, ou d'une horloge externe.

La fréquence générée par ces éléments est utilisée après division comme horloge système pour tout le microcontrôleur.

- RESET (broche n°28) est l'entrée de réinitialisation du circuit active au niveau bas. Elle s'utilise comme indiqué ci-après.

- PA0 à PA7 (broches n° 20 à 27), PBO à Pb7 (broches n°12 à 19), PCO à PC3 (broches n°8 à 11) sont les lignes d'entrées / sorties parallèles.
- TIMER (broche n°7) est l'entrée externe du timer 8 bits présent dans le microcontrôleur.
- $V_{pp}$  (broche n°6) est la patte d'alimentation de tension de programmation du micro-contrôleur.

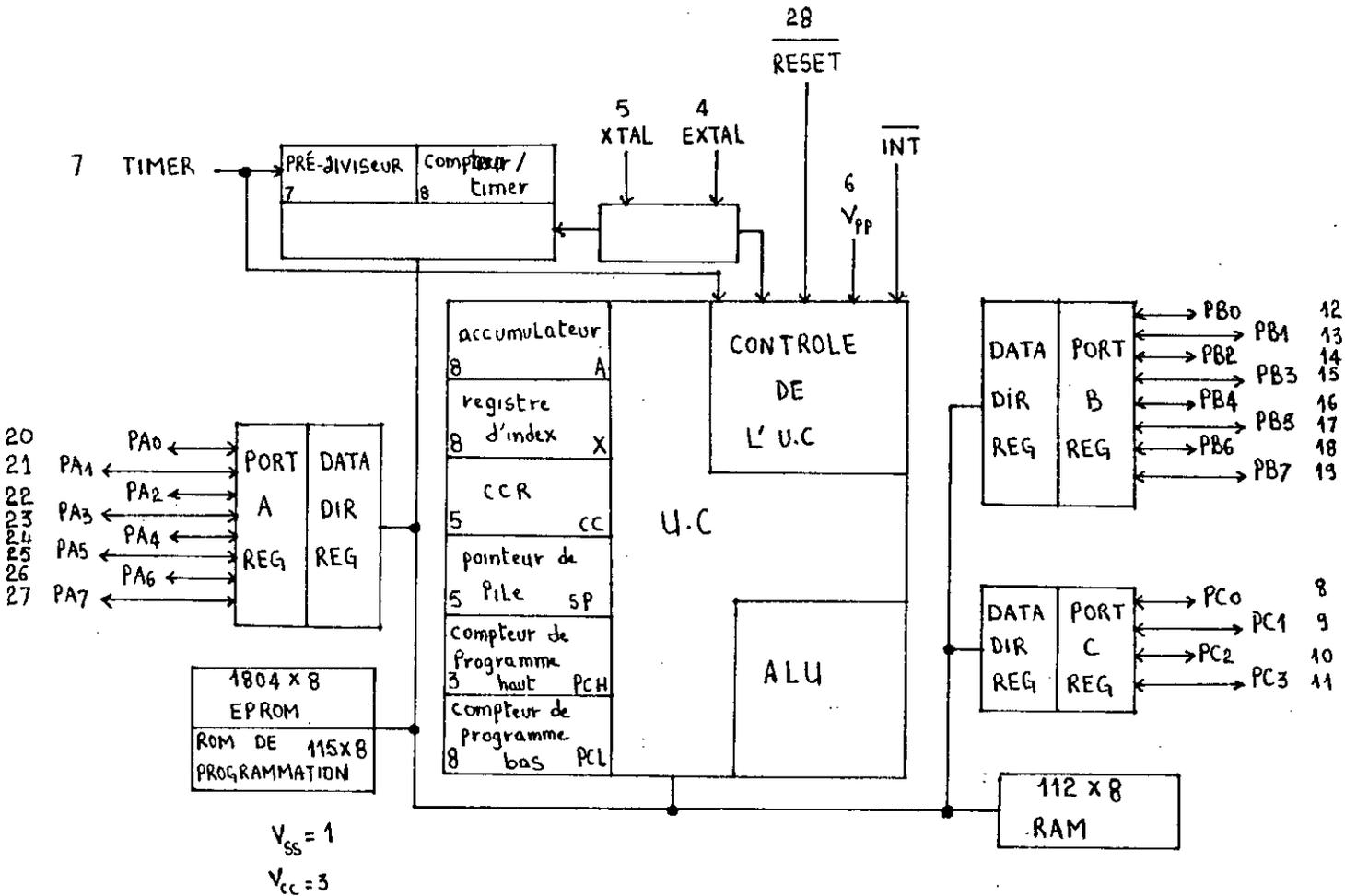


Figure 3.14: Architecture interne et brochage du 68705P3

### 3.4.1.1. Circuiteries d'horloge et de RESET:

Il existe quatre possibilités de pilotage de l'horloge interne du microcontrôleur. Ainsi, on peut connecter: un quartz ou un résonateur céramique lorsque la précision est recherchée; une source externe compatible TTL de rapport cyclique proche de 50 %; une résistance avec une précision de 25 %, ou même un court circuit avec une précision de 50 %.

Pour notre application, nous ferons appel au quartz pour assurer la précision de l'horloge. Notons que la fréquence de fonctionnement de l'oscillateur est le quadruple de celle de l'horloge interne qui rythme le fonctionnement de l'unité centrale.

Quant au RESET, il est assuré automatiquement à chaque mise sous tension en connectant la broche RESET à la masse à travers un condensateur de 1  $\mu$ F. La figure 3.15 montre les connexions à faire pour l'horloge et le RESET.

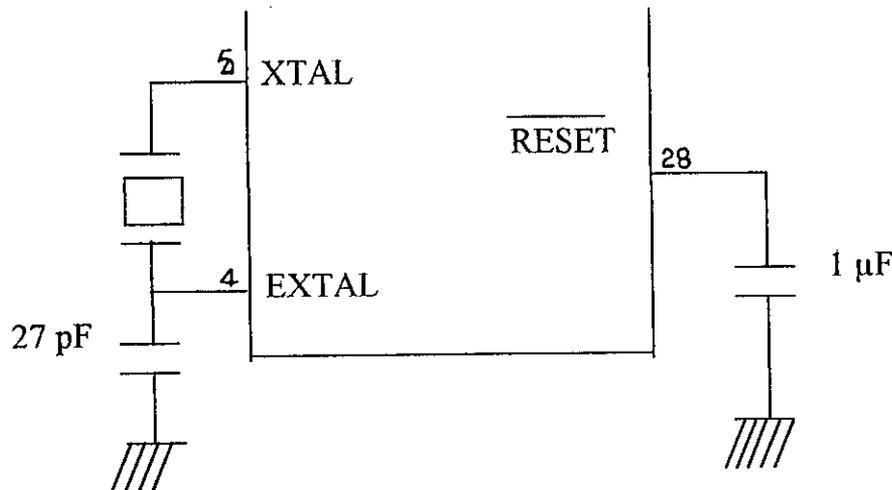


Figure 3.15: Circuiterie d'horloge et de RESET

### 3.4.1.2. Organisation de la mémoire:

Comme tous les microprocesseurs et circuits périphériques MOTOROLA, les registres de données, de contrôle et d'état des divers ports et organes internes du circuit sont vus comme de la RAM, mais se trouvent placés à des adresses distinctes de celle-ci. La figure 3.16 donne, dans le détail, l'occupation de l'espace mémoire du 68705P3.

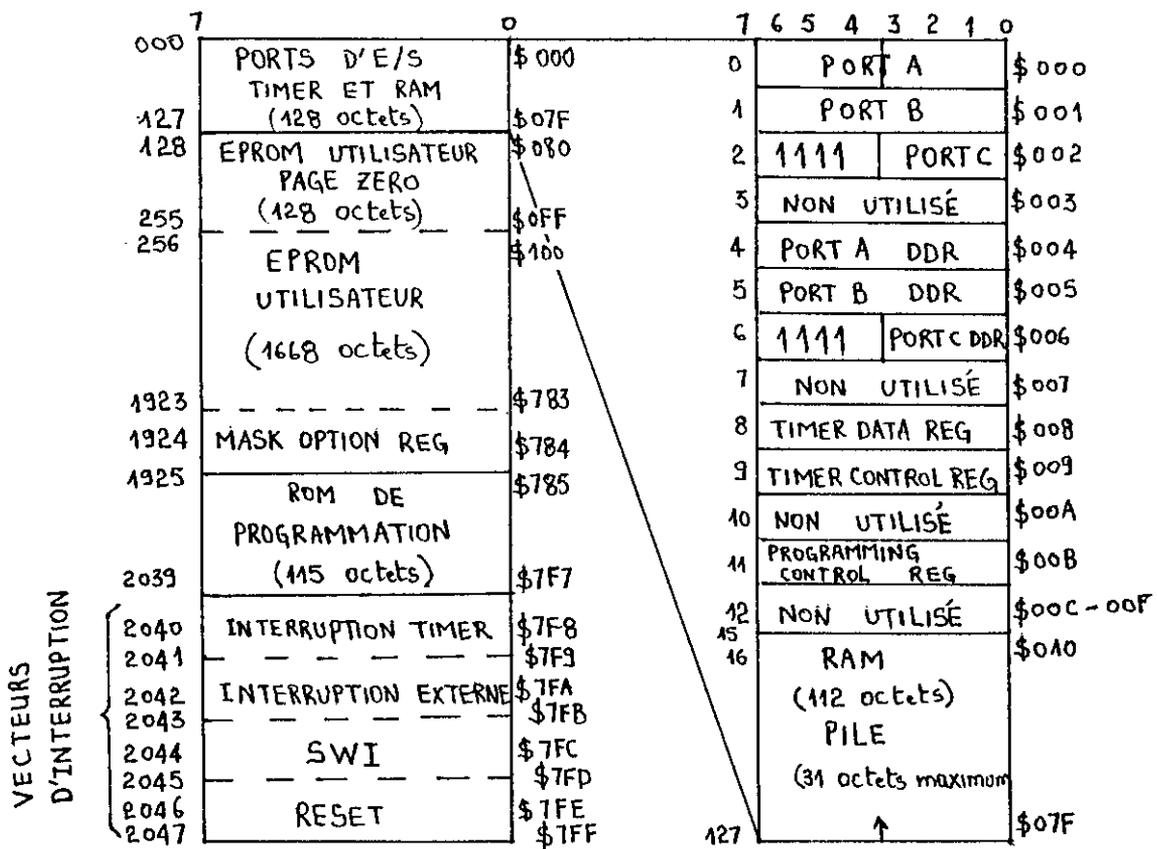


Figure 3.16: Memory Map du 68705P3

### 3.4.1.3. Programmation du 68705P3:

Le microcontrôleur possède 115 octets de ROM contenant le programme BOOSTRAP qui effectue le transfert du programme "utilisateur" d'une mémoire externe (de type 2716) vers l'UVPROM interne du 68705P3. Cette opération est réalisée par un montage de programmation proposé par le constructeur [16].

## 3.4.2. Les dispositifs d'acquisition des données:

### 3.4.2.1. Les capteurs:

Pour que l'unité centrale puisse exécuter les différentes tâches qui lui sont assignées, celle-ci doit avoir à sa disposition différentes informations définissant l'état de chaque élément du système photovoltaïque. D'où la nécessité d'avoir recours à des capteurs dont le rôle est d'extraire les données désirées et de les délivrer sous une forme accessible.

- **Le capteur de courant:**

La connaissance du courant débité par le générateur photovoltaïque nous permet d'apprécier la puissance qu'il fournit, lorsqu'il alimente la batterie. La mesure du courant panneau est faite grâce à un shunt placé sur le retour de masse, comme le montre la figure 3.17.

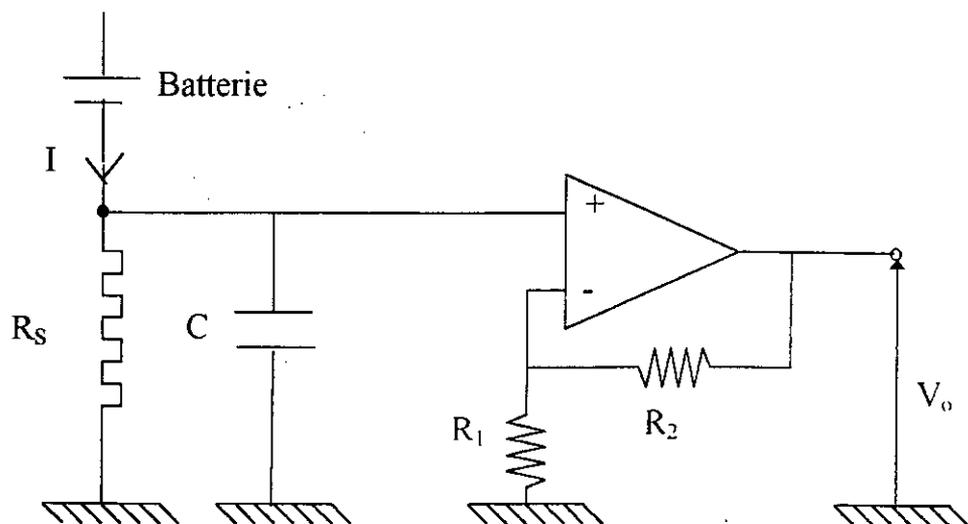


Figure 3.17: Circuit de mesure du courant panneau

La résistance du shunt doit être aussi petite que possible pour que la ddp à ses bornes soit négligeable. La tension aux bornes de  $R_S$  est proportionnelle au courant  $I$  et vaut  $R_S \cdot I$ .

Une capacité  $C$  permet d'atténuer les ondulations causées par la commutation du transistor de puissance, afin d'éviter que les parasites aillent perturber le fonctionnement du CAN. Ensuite, le signal est appliqué à un ampli non-inverseur qui présente l'avantage d'avoir une impédance d'entrée élevée.

La tension  $V_o$  à la sortie du capteur de courant est donnée par:

$$V_o = \frac{R_1 + R_2}{R_1} R_S \cdot I$$

• **Capteur de tension**

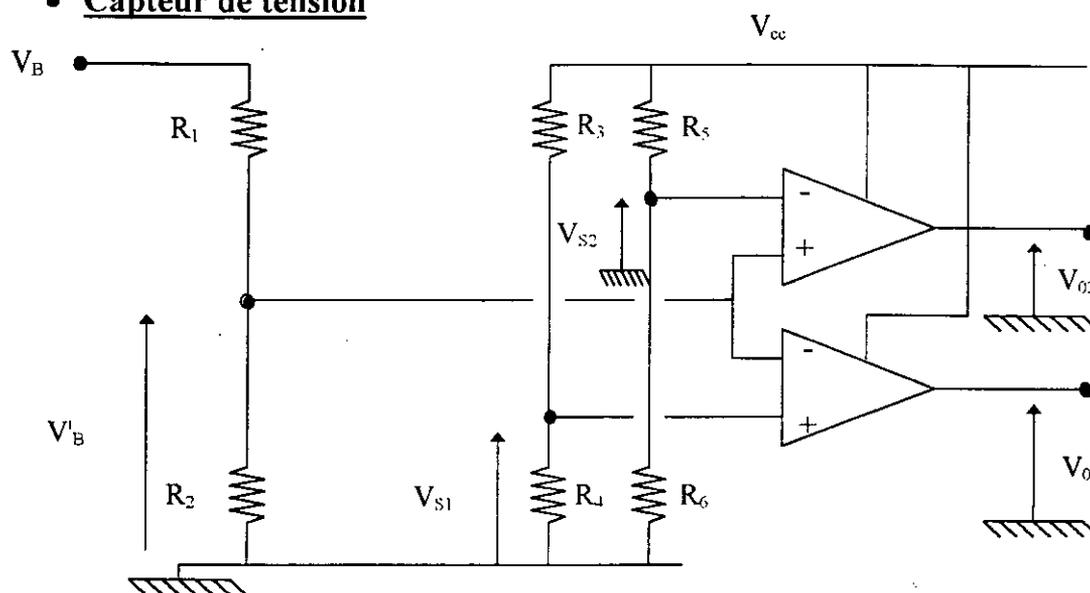


Figure 3.18: Capteur de tension

Ce montage permet de comparer une fraction  $V'_B$  de la tension de batterie  $V_B$ , aux deux tensions de seuil  $V_{S1}$  et  $V_{S2}$  telles que:

$$V'_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_B$$

$$V_{S1} = \frac{R_4}{R_4 + R_3} V_{CC} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} V_{B_{\min}}$$

$$V_{S2} = \frac{R_6}{R_6 + R_5} V_{CC} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} V_{B_{\max}}$$

et lorsque

$$V'_B < V_{S1}, \text{ on a : } V_{01} = V_{cc}$$

$$V'_B > V_{S2}, \text{ on a : } V_{02} = V_{cc}$$

Ainsi, les signaux de sortie  $V_{01}$  et  $V_{02}$  restent à leur niveau bas tant que la tension de batterie  $V_B$  reste dans l'intervalle  $[V_{B_{\min}}, V_{B_{\max}}]$  de fonctionnement normal.

### 3.4.2.2. Les convertisseurs de données:

Puisqu'il y a un échange de données, de nature analogique, entre l'unité centrale et le reste du système, il est impératif d'intercaler des convertisseurs analogique-numérique lorsqu'il s'agit de signaux analogiques d'entrée, ou bien des convertisseurs numérique-analogique lorsqu'il s'agit de signaux analogiques de sortie.

- **Le convertisseur analogique-numérique:**

Dans notre système, il y a une seule donnée à laquelle nous appliquerons une conversion analogique-numérique: c'est la mesure du courant fourni par le panneau.

Pour cela, on fait appel au circuit ADC 804 qui est un convertisseur analogique-numérique 8 bits à approximations successives. Il est conçu en technologie C-MOS, et ses signaux d'entrée-sortie sont compatibles avec la norme TTL, et il peut être connecté à tout microprocesseur sans aucune interface. Son brochage est donné en figure 3.19.

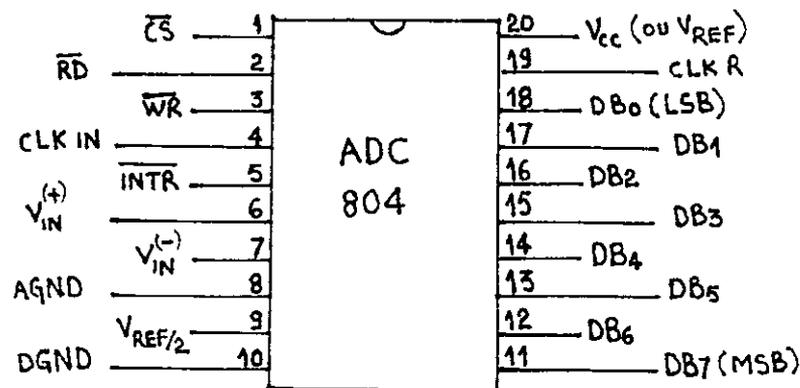


Figure 3.19: Brochage de l'ADC 804

- L'ADC 804 donne l'équivalent numérique 8 bits de la différence de potentiel entre les broches 6 ( $V_{IN}^+$ ), (qui recevra la tension analogique à convertir) et la broche 7 ( $V_{IN}^-$ ) à laquelle on applique une tension égale à la valeur minimale que peut prendre la tension analogique. Afin de gérer le transfert de données entre le convertisseur et l'unité centrale, des signaux de dialogue existent sur l'ADC 804 ( $\overline{CS}$ ,  $\overline{WR}$ ,  $\overline{INTR}$ ,  $\overline{RD}$ ), et la figure 3.20 résume son fonctionnement.

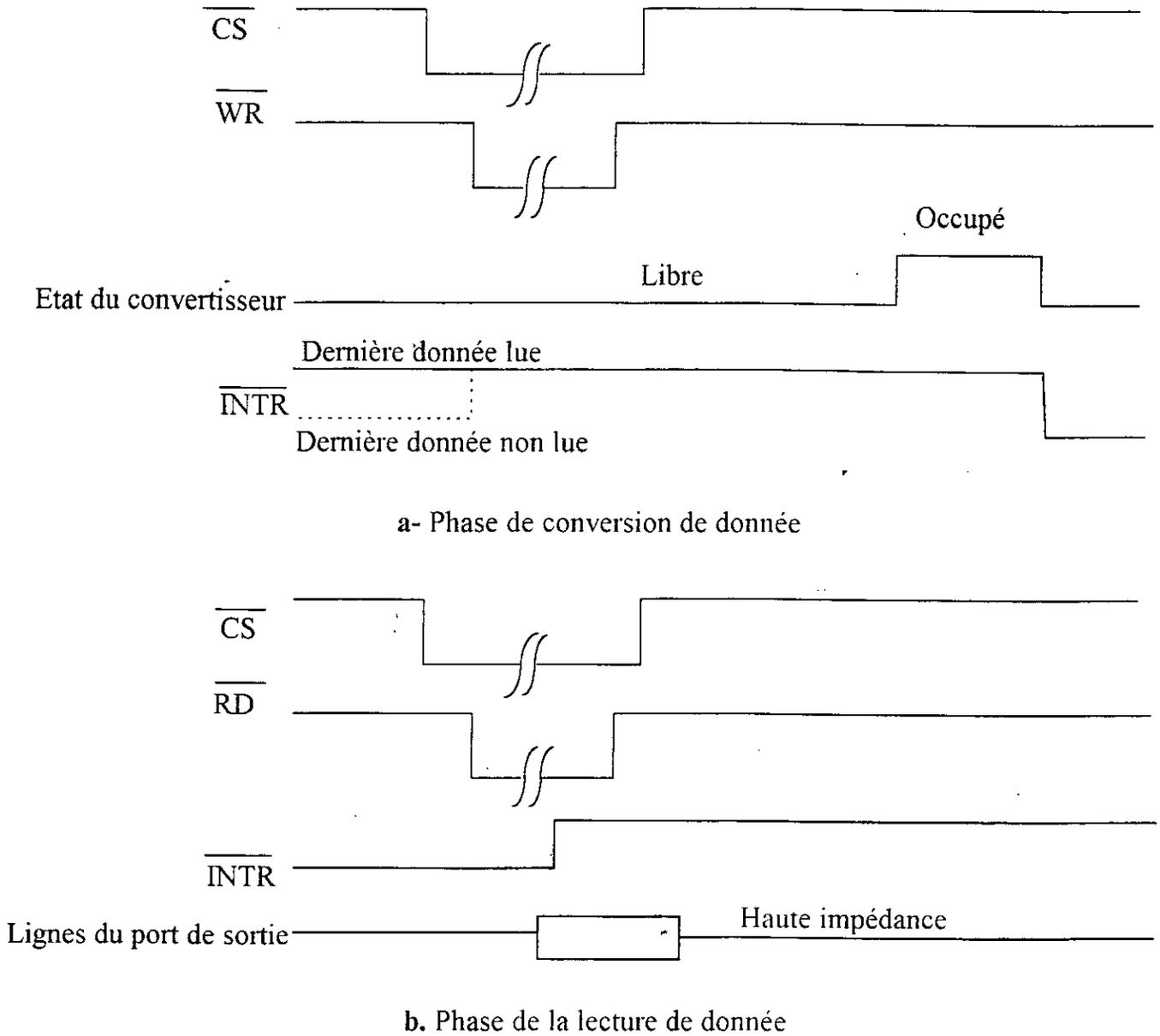


Figure 3.20: Chronogrammes des signaux de dialogue de l'ADC-804

- Le convertisseur numérique-analogique [1]:

Lorsque l'unité centrale exécutera le sous programme relatif à la poursuite du point de puissance maximum, un mot de commande du rapport cyclique sera écrit sur le port B du microcontrôleur. Le modulateur d'impulsion PWM est commandé par une tension analogique, d'où la nécessité de connecter au port B, un convertisseur numérique-analogique dont la sortie fournira le signal de commande désiré.

Pour notre système, nous avons fait appel au circuit intégré monolithique DAC-08 qui est un convertisseur numérique-analogique avec un temps d'établissement typique de 85 ns. De plus, il est peu coûteux, et il présente une grande flexibilité d'emploi vu qu'il possède des entrées logiques compatibles TTL & C-MOS, ainsi que des grandeurs de référence que l'utilisateur pourra fixer.

L'architecture interne ainsi que le brochage du DAC-08 sont illustrés par la figure 3.21.

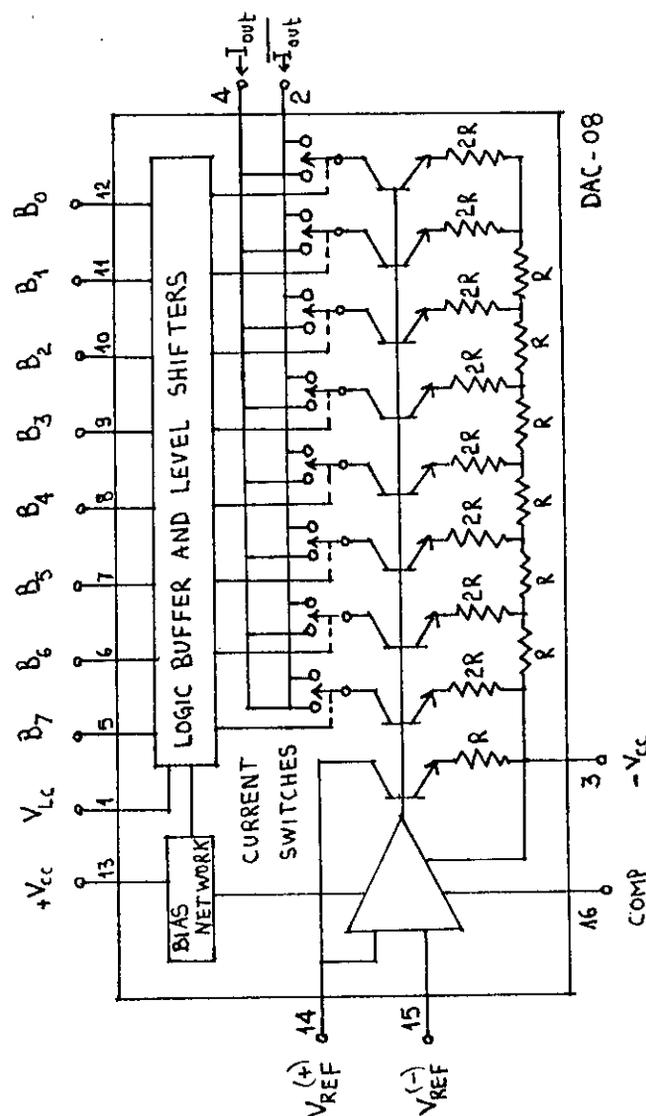


Figure 3.21: Architecture interne et brochage du DAC-08

Le schéma d'application de base du DAC-08 est donné par la figure 3.22. les courants de sortie  $I_o$  et  $\bar{I}_o$  sont donnés par les relations suivantes:

$$I_o = I_{ref} (x_1 2^{-1} + x_2 2^{-2} + \dots + x_8 2^{-8})$$

$$\bar{I}_o = I_{ref} (\bar{x}_1 2^{-1} + \bar{x}_2 2^{-2} + \dots + \bar{x}_8 2^{-8})$$

Avec

$$I_{ref} = \frac{V_{ref}}{R_{14}}$$

$$et: \quad 0,2 \text{ mA} \leq I_{ref} \leq 4 \text{ mA}$$

Ainsi, On aura :

$$I_o + \bar{I}_o = \frac{255}{256} I_{ref} = I_{fs}$$

Où  $I_{fs}$  est le courant de sortie à pleine échelle

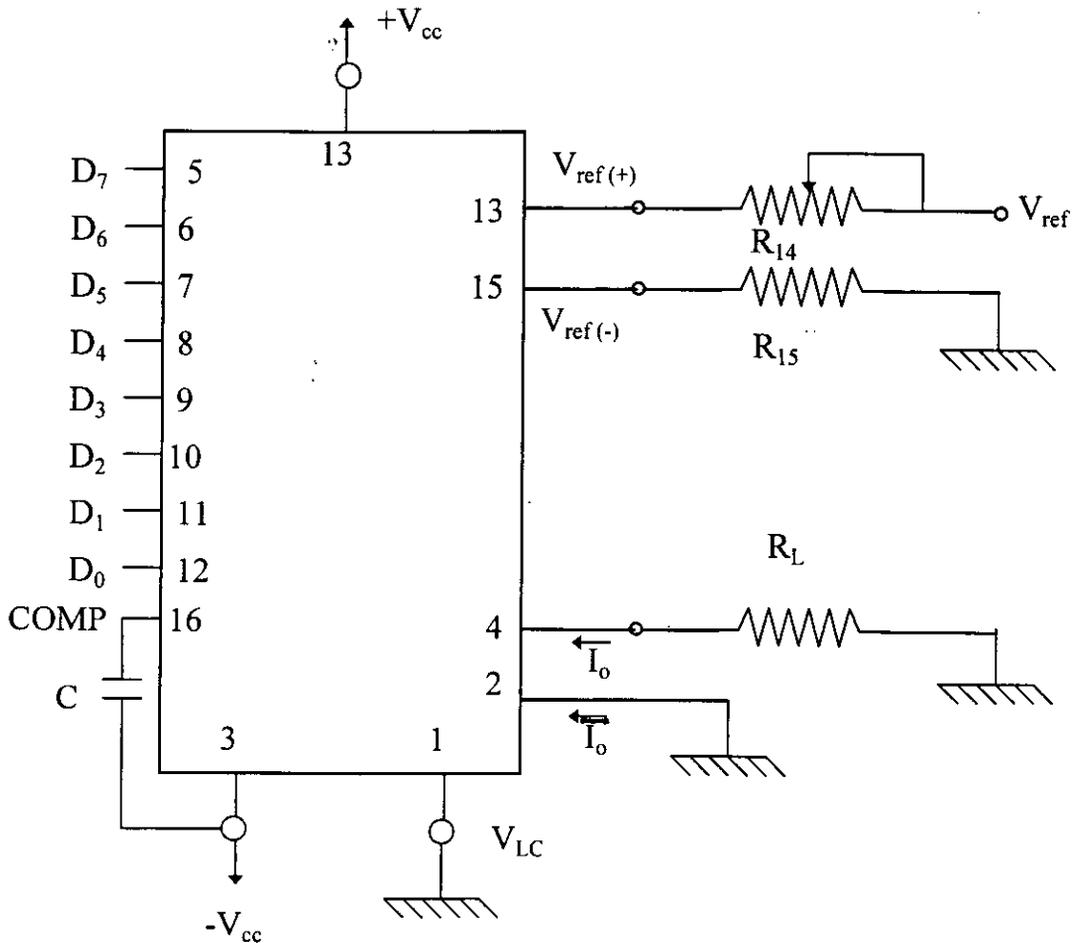


Figure 3.22: Application de base du DAC-08

## CHAPITRE 4

### CONCEPTION DE LA CARTE NUMERIQUE

La carte numérique est conçue autour du 68705P3S. Elle comprend en plus des circuits périphériques par lesquels transitent les données, à savoir:

- Le CAN (ADC 804)
- Le CNA (DAC-08)
- Les circuits de multiplexage

Dans ce qui va suivre, nous allons présenter ces différents montages.

#### 4.1.- La circuiterie de l'unité centrale:

Etant données les différentes fonctions que devra réaliser l'unité centrale (voir section 3.1 et 3.4), ainsi que les différents circuits périphériques employés, la configuration adoptée pour le microcontrôleur est donnée par la figure suivante:

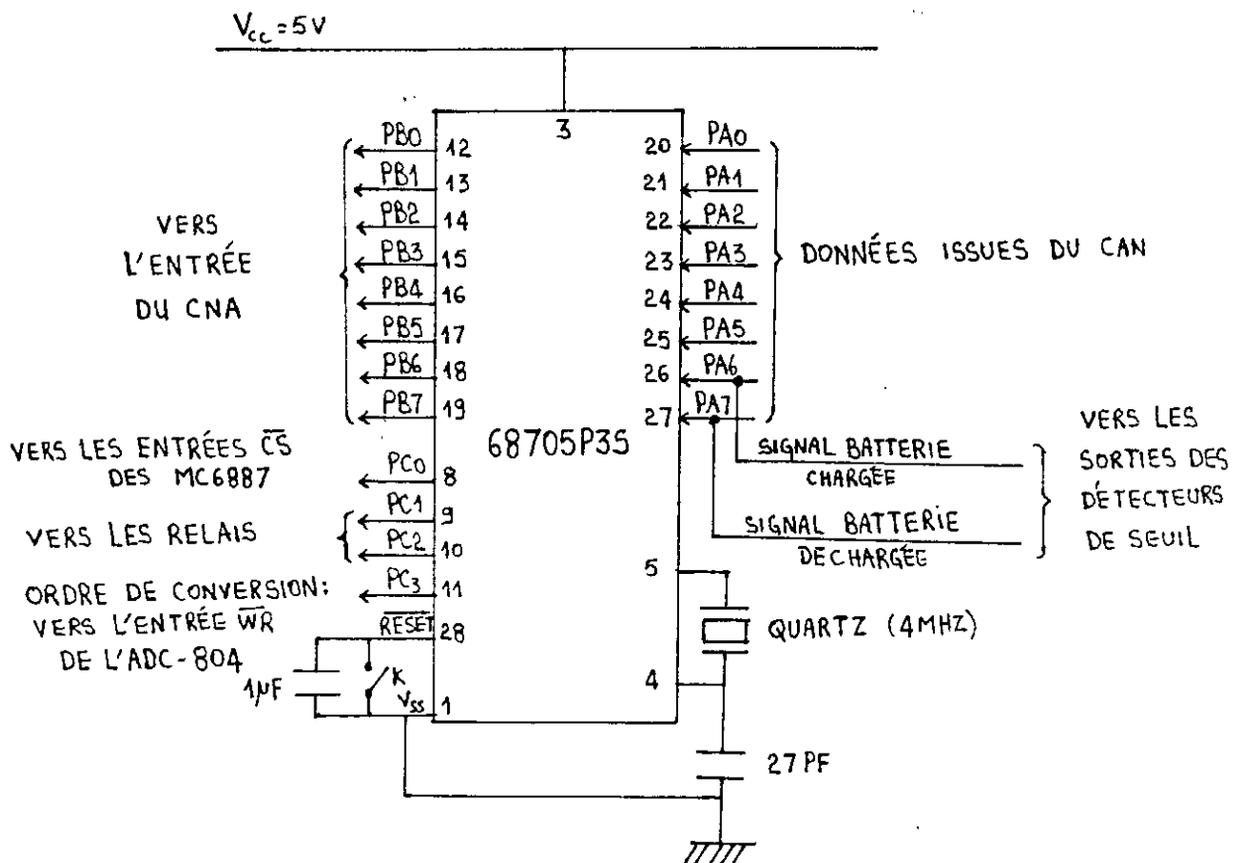


Figure 4.1: Configuration du microcontrôleur

- Le port A: sera programmé en entrée et recevra la donnée issue du convertisseur analogique-numérique, ainsi que les deux signaux de l'état de charge de la batterie sur les lignes PA6 et PA7, d'où la nécessité d'effectuer un multiplexage grâce aux circuits MC6887 qu'on abordera ultérieurement.

- Le port B: Ce port sera programmé en sortie et fournira le signal de commande du rapport cyclique qui sera appliqué au convertisseur numérique-analogique.
- Le port C: Ce port configuré en sortie donnera les signaux suivants:
  - Le signal de validation des circuits MC6887 pour effectuer le multiplexage
  - Les deux signaux de commande des deux relais de liaison batterie-charge et panneau-charge.
  - Le signal "ordre de conversion" qui sera envoyé sur l'entrée  $\overline{WR}$  pour commander le début de conversion de l'ADC-804.
- Le circuit de RESET: On branche un condensateur de 1  $\mu$ F entre la broche  $\overline{RESET}$  et la masse pour avoir un Reset automatique lors de la mise sous tension. On connecte en plus, en parallèle avec C<sub>1</sub> un bouton poussoir afin de pouvoir effectuer un reset manuel.
- Le circuit d'horloge: On a choisi un quartz de 4 MHz pour assurer un fonctionnement précis de l'horloge avec une fréquence de 1 MHz.

#### 4.2. La circuiterie du CAN (ADC 804):

Dans notre application, la mesure du courant débité par le générateur photovoltaïque nous donne une bonne estimation de la puissance fournie par celui-ci. Donc, l'ADC 804 aura pour fonction de convertir la donnée issue du "capteur de courant" en une donnée numérique équivalente sur 8 bits que le microcontrôleur pourra exploiter, notamment lors de l'exécution du sous programme de poursuite du point de puissance maximum.

Le montage que nous avons adopté pour l'ADC 804 est illustré par la figure 4.2.

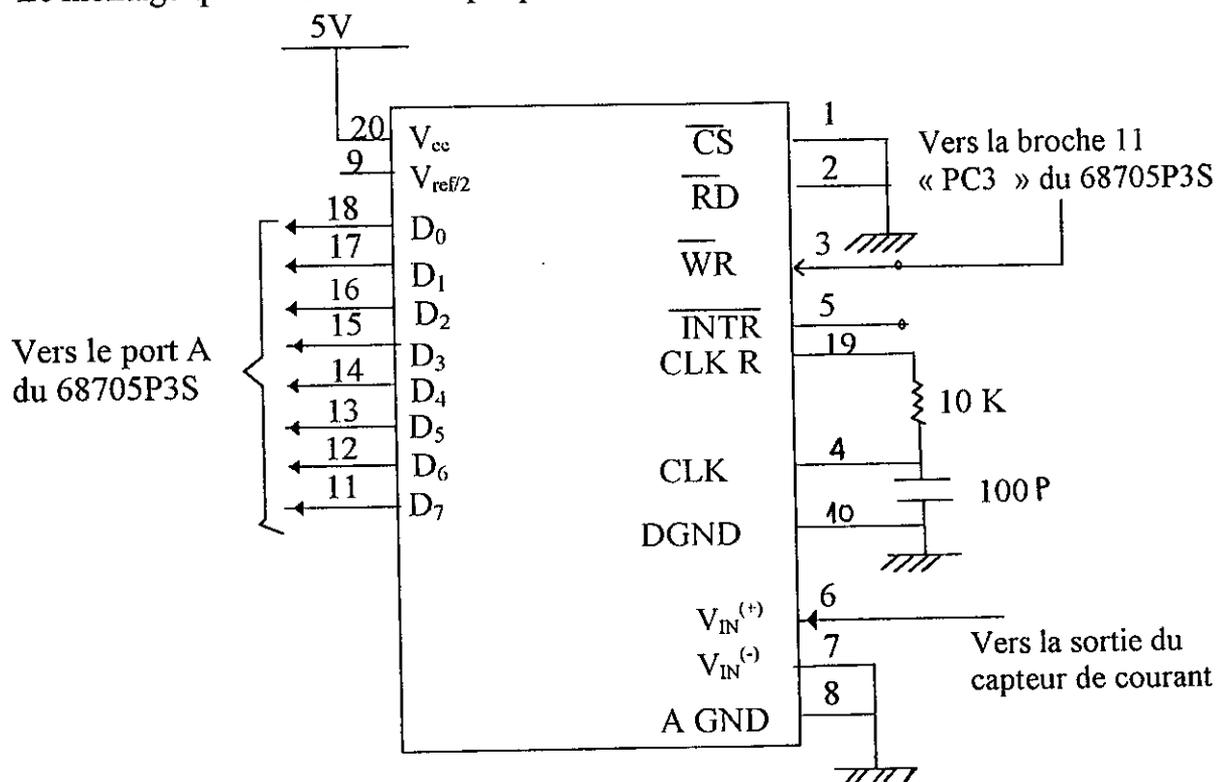


Figure 4.2: La circuiterie de l'ADC 804

- **Choix de l'horloge:**

La plage de fréquences d'horloge donnée par le constructeur s'étend de 100 KHz à 1280 KHz avec une valeur typique de 640 KHz.

Afin d'assurer des conversions rapides sans pour autant trop se rapprocher des limites d'utilisation, nous avons choisi une fréquence de fonctionnement de 1 MHz qui est égale à la fréquence utilisée par le microcontrôleur.

Afin de générer les signaux d'horloge, nous avons opté pour la solution de la cellule RC. Dans ce cas, la fréquence d'horloge est donnée par:

$$f = \frac{1}{1,1 \cdot RC} \quad \text{avec } R \approx 10 \text{ K}\Omega$$

Donc, pour  $f = 1 \text{ MHz}$ , il faut que:

$$C = \frac{1}{1,1 R f} \quad \text{d'où } C = 91,91 \text{ PF}$$

On prendra:

$C = 100 \text{ PF}$
----------------------

- **Choix des tensions d'entrée:**

Puisque, en l'absence d'ensoleillement, le courant du panneau est nul, il en est de même pour la tension de sortie du capteur de courant.

Par conséquent, la broche 7 ( $V_{IN}^{(-)}$ ) représentant la valeur minimale de la tension d'entrée, est mise à la masse, et la broche 6 ( $V_{IN}^{(+)}$ ) recevra la tension de sortie du capteur de courant.

Afin d'assurer une précision maximale, on laisse la broche 9 ( $V_{ref/2}$ ) en l'air, ce qui fixe la gamme de variation de la tension d'entrée à 5 volts.

- **Choix des signaux de dialogue:**

Vu le nombre restreint des entrées-sorties du microcontrôleur, nous avons réduit la procédure de dialogue entre le 68705P3S et l'ADC 804 à son minimum. En effet, les broches 1 (CS), et 2(RD) sont mises à la masse. Seule la broche 3 (WR) est reliée à la broche 11 (PC3) du 68705P3S. Dans ce cas, une impulsion négative sur la broche WR déclenche le processus de conversion qui dure 100  $\mu\text{s}$ , et à l'issue duquel la donnée convertie se trouve sur les sorties numériques ( $D_0$  à  $D_7$ ).

### **4.3. La circuiterie du DAC 08:**

Le mot de commande du rapport cyclique se trouvant sur le port B du 68705P3S devra être converti en une tension analogique avec laquelle on attaquera l'oscillateur PWM. A cet effet, nous avons conçu un circuit à base du DAC-08 dont le schéma est donné par la figure ci-après:

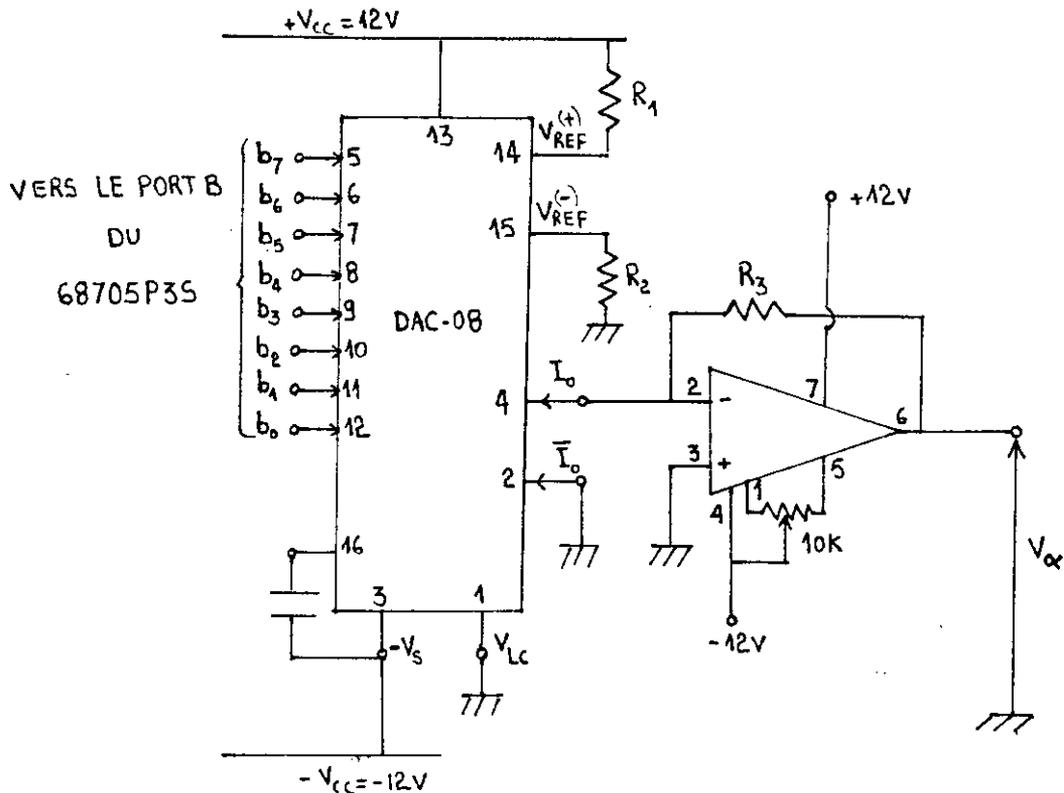


Figure 4.3: Schéma du convertisseur numérique-analogique

Les connexions du DAC-08 sont faites comme suit:

- Les deux broches d'alimentation 13 et 3 sont branchées à deux sources de tension de valeurs normalisées à +12 V et -12V respectivement.
- Les broches 5 à 12 sont connectées au port B du 68705P3S afin de recevoir la donnée numérique à convertir.
- La broche 14 ( $V_{ref}^{(+)}$ ) est reliée à  $+V_{cc}$  à travers une résistance  $R_1$  afin de fixer la valeur de  $I_{ref}$  qui est :

$$I_{ref} = \frac{V_{cc}}{R_1}$$

On prend  $R_1 = 5,6 \text{ K}\Omega$ , ce qui donne  $I_{ref} = 2,14 \text{ mA}$ .

- Afin de minimiser le courant de polarisation de l'ampli de référence, on relie la broche 15 à la masse à travers une résistance  $R_2 = R_1 = 5,6 \text{ K}\Omega$ .
- La broche 2 ( $\bar{I}_o$ ) n'étant pas utilisée, est reliée à la masse.
- La broche 4 ( $I_o$ ) attaque un convertisseur courant-tension à base du  $\mu\text{A}741$  comme indiqué sur la figure 4.3.

La tension de sortie  $V_{\alpha}$  est donnée par :  $V_{\alpha} = R_3 I_o$ .

Une variation de la tension de commande  $V_{\alpha}$  du modulateur PWM entre  $V_{\alpha 1}$  et  $V_{\alpha 2}$  provoque une variation du rapport cyclique  $\alpha$  entre  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$ .

En agissant sur  $R_{V2}$  (voir figure 3.10), on peut choisir la gamme de variation  $[\alpha_1, \alpha_2]$  correspondant à une gamme  $[V_{\alpha 1}, V_{\alpha 2}]$ .

Pour une bonne précision, le réglage de  $R_{V2}$  sera effectué de telle sorte que les gammes  $[\alpha_1, \alpha_2]$  et  $[V_{\alpha1}, V_{\alpha2}]$  soient les plus larges possibles. Et puisque  $V_{\alpha1}$  et  $V_{\alpha2}$  sont inférieures à  $V_{cc} = 5\text{ V}$ , nous choisissons  $R_3$  de manière à ce qu'un courant à pleine échelle  $I_o = I_{fs} \approx 2\text{ mA}$  donne une tension de sortie  $V_{\alpha} = V_{cc}$ , d'où

$$R_3 = \frac{V_{\alpha}}{I_o} = \frac{V_{cc}}{I_{fs}} \Leftrightarrow R_3 = 2,33\text{ K}\Omega$$

Nous prendrons  $R_3 = 2,2\text{ k}\Omega$ .

Nous avons ajouté à l'amplificateur opérationnel un potentiomètre de  $10\text{ K}\Omega$  afin de minimiser la tension de décalage.

#### 4.4. Les circuits de multiplexage:

La figure 4.1 montre que les deux lignes PA6 et PA7 reçoivent deux informations différentes:

- Les lignes  $D_0$  à  $D_7$  de la sortie numérique de l'ADC 804.
- Les deux signaux provenant des détecteurs de seuil définissant l'état de charge de la batterie.

Donc, il est nécessaire d'effectuer un multiplexage. Pour cela, nous allons utiliser deux buffers 3 états (MC6887) dont la configuration interne est donnée par la figure 4.4.

Le branchement des MC6887 s'effectue suivant le schéma de la figure 4.5.

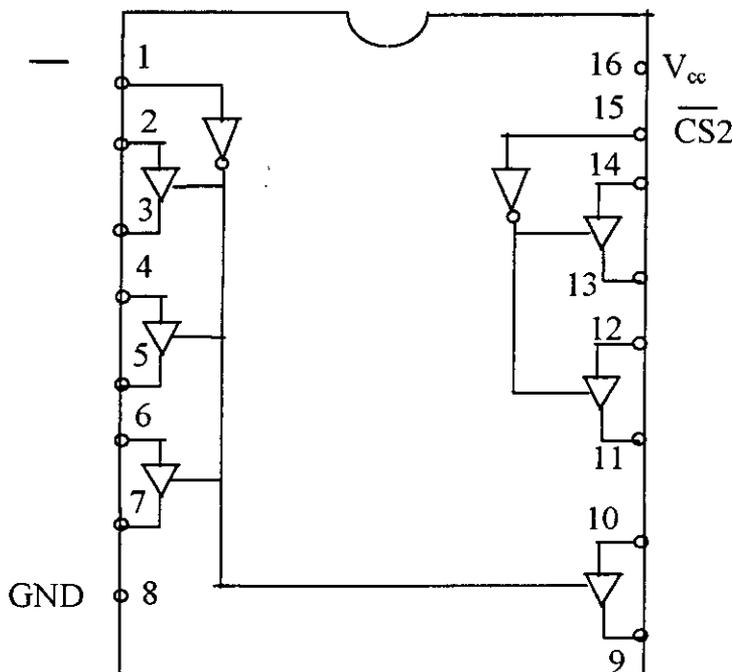


Figure 4.4: Configuration interne du MC 6887

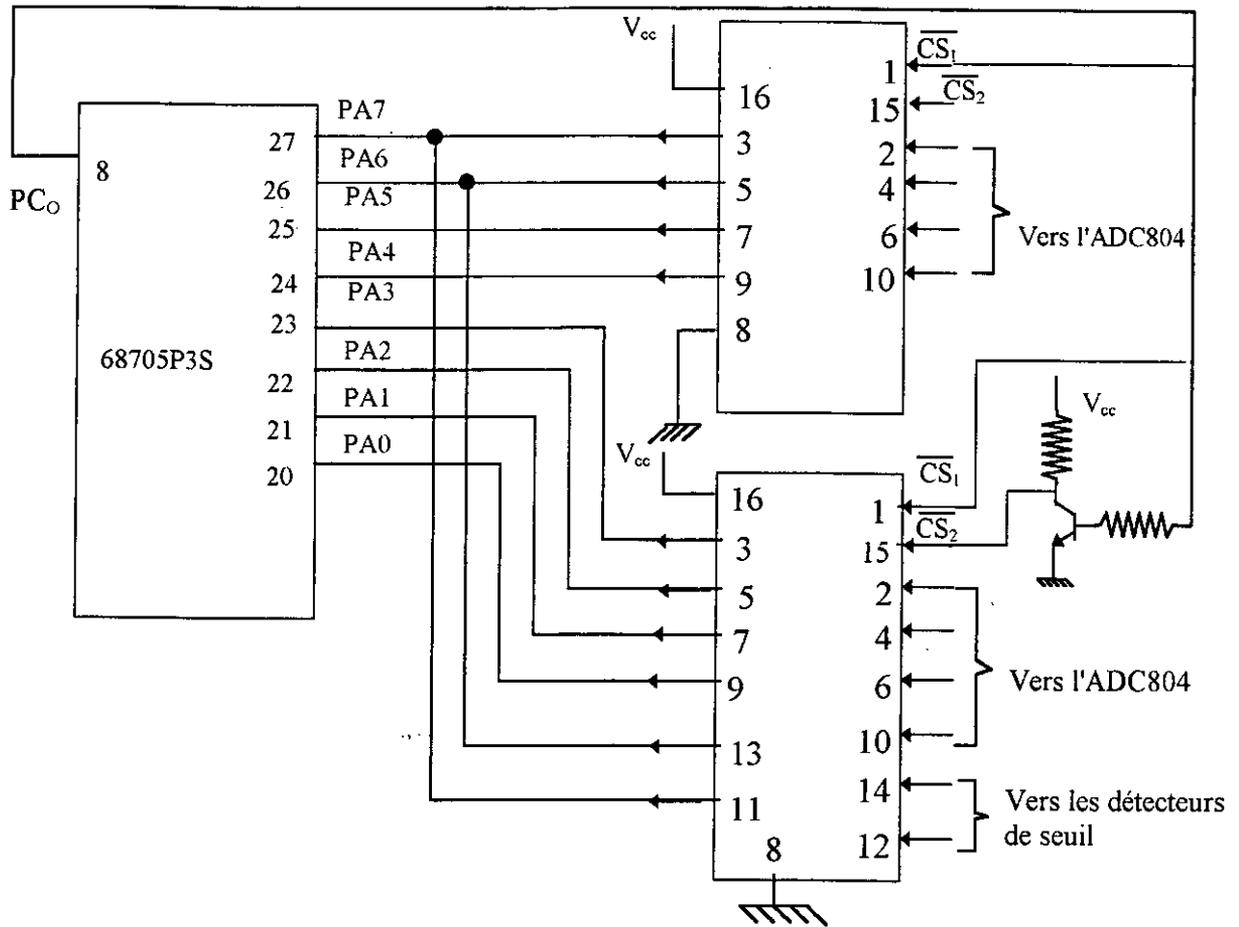


Figure 4.5: Circuit de multiplexage

Lorsque le bit  $PC_0$  est à "0", on a  $\overline{CS1} = 0$  et  $\overline{CS2} = 1$ , donc les sorties sur les broches 3, 5, 7 et 9 des deux MC6887 sont validées et le port A reçoit la donnée en provenance de l'ADC 804.

Lorsque le bit  $PC_0$  est à "1", on a  $\overline{CS1} = 1$  et  $\overline{CS2} = 0$ , donc les sorties sur les broches 13 et 11 sont validées et les lignes PA6 et PA7 du port A reçoivent les données issues des détecteurs de seuil indiquant l'état de charge de la batterie.

## CHAPITRE 5

### CONCEPTION DE LA CARTE ANALOGIQUE

L'ensemble des dispositifs destinés à effectuer un traitement analogique des données est monté sur une même carte qui comprend les éléments suivants:

- Le détecteur de seuil.
- Le capteur de courant.
- Le modulateur d'impulsions PWM.

#### 5.1. Le détecteur de seuil:

Afin de repérer le passage de la tension de batterie par ses deux valeurs limites  $V_{Bmin}$  et  $V_{Bmax}$ , nous avons utilisé deux amplificateurs opérationnels montés en comparateurs (voir figure 5.1). Nous avons donc choisi un amplificateur opérationnel spécifiquement conçu pour fonctionner en comparateur, le LM311, qui en plus, peut délivrer au choix des signaux compatibles aux normes TTL, DTL, ou MOS sans l'adjonction d'aucun autre circuit d'adaptation.

Le montage du détecteur de seuil à base du LM311 est donné par la figure suivante:

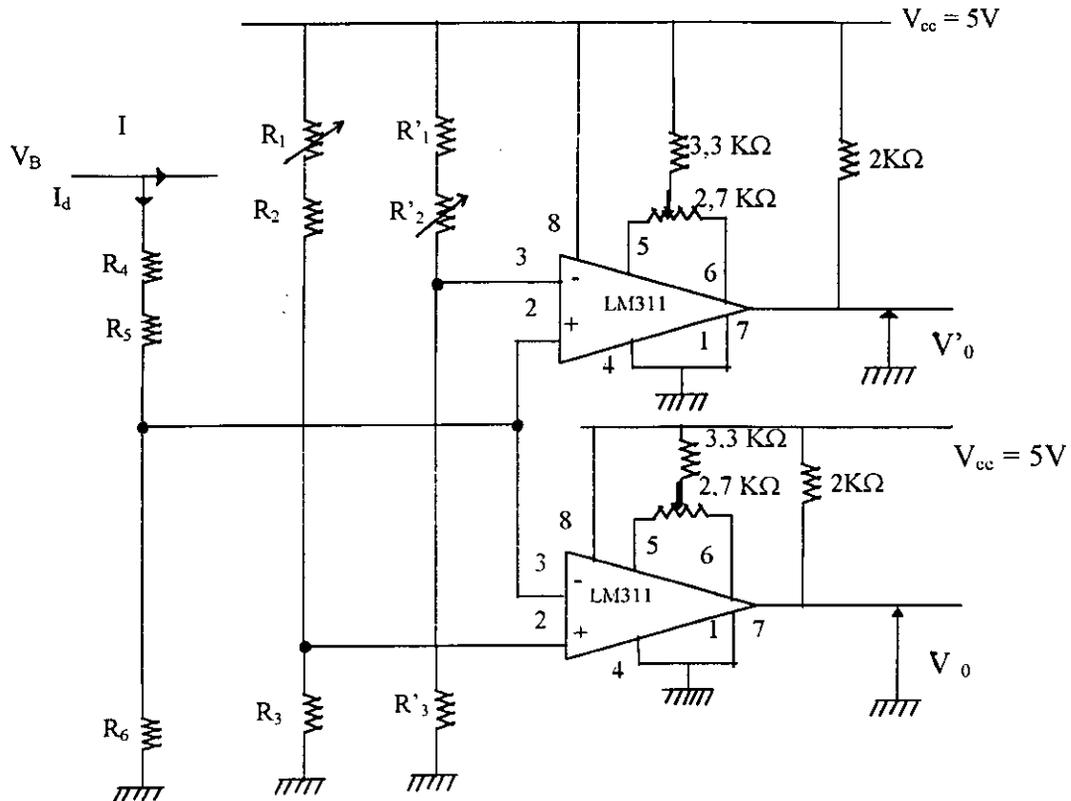


Figure 5.1: Schéma du détecteur de seuil

Une fraction de la tension  $V_B$  prélevée sur le pont diviseur ( $R_6, R_4+R_5$ ) sera comparée aux tensions de seuil  $V_{S1}$  (prélevée sur le pont ( $R_3, R_1+R_2$ )) et  $V_{S2}$  (prélevée sur le pont ( $R'_3, R'_1+R'_2$ )). Les résistances formant ces ponts diviseurs doivent satisfaire aux relations suivantes:

$$\frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} V_{cc} = \frac{R_6}{R_4 + R_5 + R_6} V_{Bmin} \quad (5.1)$$

$$\frac{R'_3}{R'_1 + R'_2 + R'_3} V_{cc} = \frac{R_6}{R_4 + R_5 + R_6} V_{Bmax} \quad (5.2)$$

Avec

$V_{Bmin} = 10,8 \text{ V}$  est la tension d'arrêt de décharge.

$V_{Bmax} = 14,4 \text{ V}$  est la tension d'arrêt de charge.

De plus, la valeur du pont diviseur ( $R_6, R_4+R_5$ ) devra être assez élevée pour que le courant  $I_d$  reste négligeable devant le courant  $I$ .

Compte tenu de ces contraintes, les résistances formant les différents ponts diviseurs auront les valeurs suivantes:

$$\begin{array}{lll} R_1 = 2,2 \text{ K}\Omega \text{ (Ajustable)} & ; & R_2 = 22 \text{ K}\Omega & ; & R_3 = 27 \text{ K}\Omega \\ R'_1 = 2,7 \text{ K}\Omega & & R'_2 = 4,7 \text{ K}\Omega \text{ (Ajustable)} & ; & R'_3 = 18 \text{ K}\Omega \\ R_4 = 10 \text{ K}\Omega & & R_5 = 91 \text{ K}\Omega & ; & R_6 = 33 \text{ K}\Omega \end{array}$$

Afin de compenser la tension de décalage du LM311, nous avons connecté un potentiomètre de  $2,7 \text{ K}\Omega$  entre les broches 5 et 6, relié par son point variable à la broche  $V_{cc}$  à travers une résistance de  $3,3 \text{ K}\Omega$ .

### **Remarque:**

- En pratique, les relations (5.1) et (5.2) ne peuvent être satisfaites en utilisant de simples résistances, à cause de leurs tolérances, on a préféré alors, introduire au niveau de chaque pont, un ajustable afin de parer à ce problème et avoir par la suite une bonne précision lors de la comparaison.
- Les deux signaux logiques de sortie  $V_o$  et  $V'_o$  demeurent au niveau "0" tant que la tension de la batterie  $V_B$  reste à l'intérieur de l'intervalle de fonctionnement  $[V_{Bmin}, V_{Bmax}]$ .

### **5.2. Le capteur de courant:**

On a vu que le capteur de courant est réalisé autour d'un amplificateur de tension non-inverseur. Nous avons choisi l'amplificateur opérationnel  $\mu A741$  pour le montage de la figure 5.2.

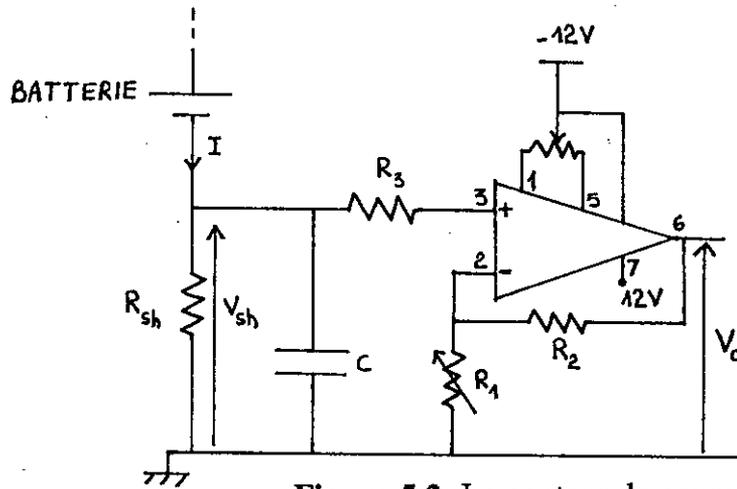


Figure 5.2: Le capteur de courant

La tension de sortie  $V_o$  est donnée par:

$$V_o = \frac{R_1 + R_2}{R_1} R_{sh} \cdot I_p$$

La résistance de shunt doit être très petite pour minimiser la tension à ses bornes, pour notre circuit, nous prendrons:  $R_{Sh} = 0,05\Omega$

Dans ce cas, lorsque le courant  $I$  prend sa valeur maximale qui est de 12 A, la tension aux bornes de  $R_{Sh}$  vaudra :

$$V_{sh} = R_{sh} I \quad V_{sh} = 0,6 V$$

On voit bien que cette tension reste négligeable devant celle aux bornes de la batterie qui est de l'ordre de 12 V.

Puisque la tension maximale d'entrée de l'ADC 804 vaut 5 volts, nous prendrons un gain qui assure une tension maximale de 5 volts à la sortie du capteur courant lorsque le courant  $I$  est maximal.

La valeur du gain sera donc:

$$G = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{V_{o_{max}}}{R_{sh} I_{max}} \Leftrightarrow \frac{R_1 + R_2}{R_1} = G = 8,33$$

Nous prendrons alors:

$$R_1 = 4,7 K\Omega \text{ (Ajustable)}$$

$$R_2 = 22 K\Omega$$

Afin de compenser la tension de décalage à l'entrée, nous avons rajouté une résistance  $R_3$  comme le montre la figure 5-2.

• **Le condensateur de filtrage**

Le circuit équivalent de Thevenin à l'entrée de l'amplificateur non inverseur (voir figure 5-2) est donné par la figure 5-3.

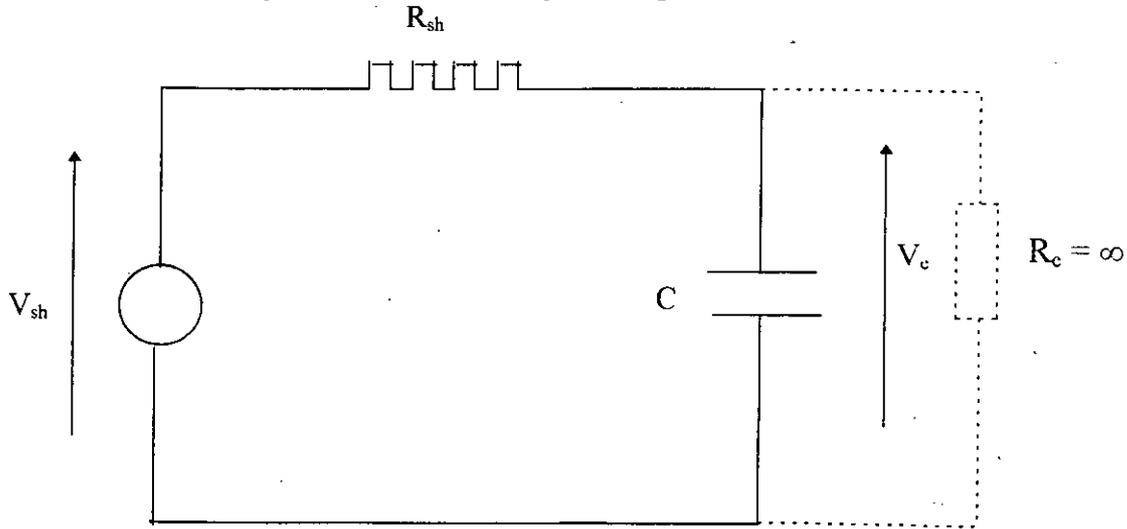


Figure 5.3: Circuit équivalent de Thevenin à l'entrée de l'amplificateur

La fonction de transfert de la cellule ( $R_{sh}$ ,  $C$ ) est donnée par:

$$F(\omega) = \frac{1}{1 + j R_{sh} C \omega}$$

Pour la fréquence de coupure  $f_c$ , nous avons:

$$|F(\omega_c)| = \frac{1}{\sqrt{2}} \Leftrightarrow R_{sh} C \omega_c = 1$$

Donc, le rôle du condensateur  $C$  est de filtrer les ondulations du courant dont la fréquence est égale à celle de découpage du "Buck", c'est à dire,  $f_d = 20$  KHz. Cependant, il faudra veiller à ce que le signal de poursuite du point de puissance maximale atteigne l'entrée de l'amplificateur sans être atténué. Nous choisirons pour cela, une fréquence de poursuite  $f_p$  suffisamment inférieure à la fréquence de coupure  $f_c$ .

En choisissant  $C = 4,7$  mF, la fréquence de coupure  $f_c$  est donnée par:

$$f_c = \frac{1}{2 \pi R_{sh} C} \Leftrightarrow f_c = 677 \text{ Hz}$$

Dans ce cas, nous aurons:

- Pour la fréquence de poursuite  $f_p = 200$  Hz

$$|F(\omega_p)| = 0,959$$

- Pour la fréquence de découpage  $f_d = 20$  Khz

$$|F(\omega_d)| = 0,0338$$

Ainsi, le signal de découpage est atténué 28 fois par rapport au signal de poursuite.

### 5.3. Le modulateur d'impulsions PWM:

Ce dispositif a été abordé en détail dans la section 3.3.2, son schéma est donné par la figure 5.3.

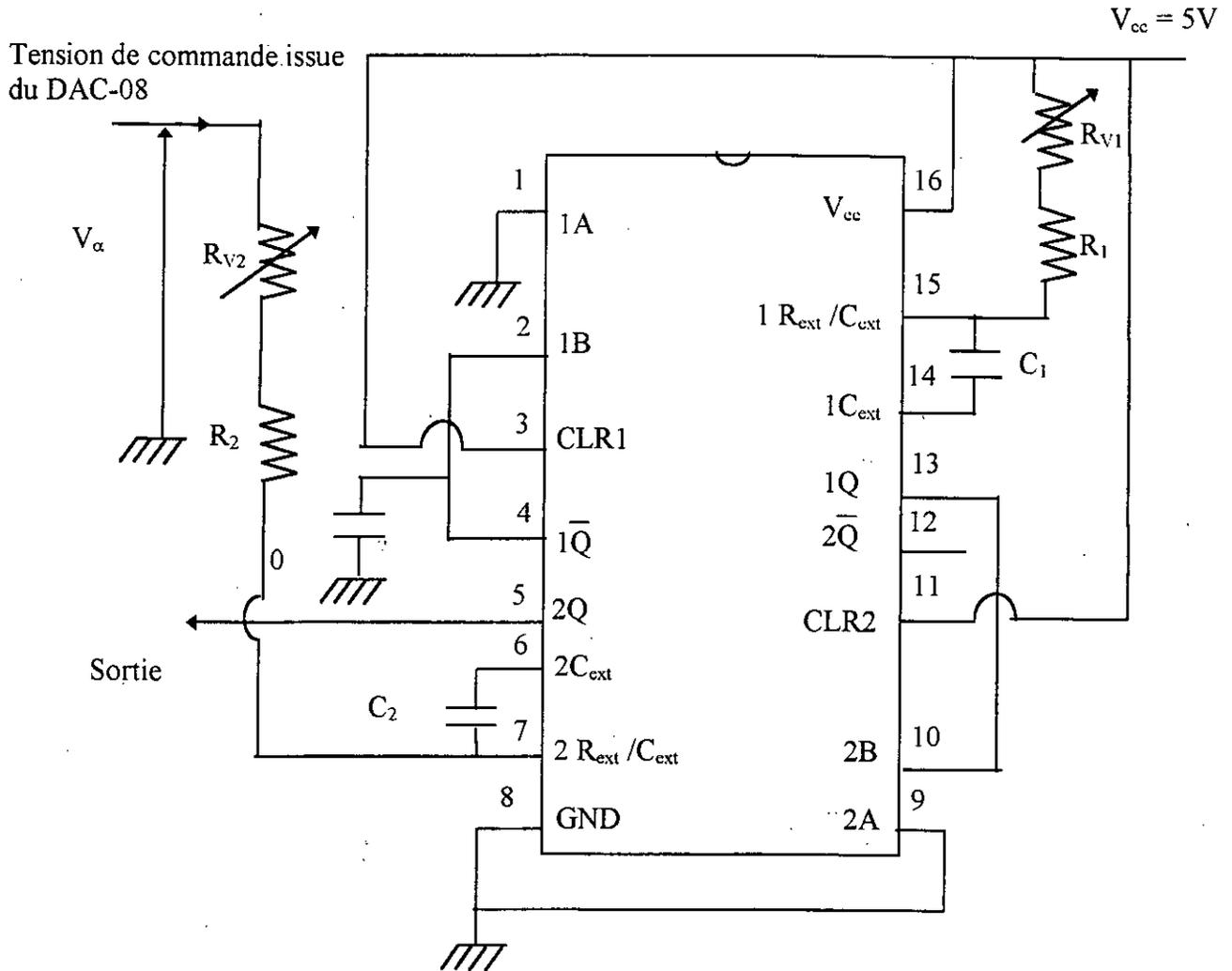


Figure 5.3: Modulateur d'impulsions PWM

La fréquence d'oscillation est donnée par la formule:

$$f = \frac{1}{0,45 (R_1 + R_{V1}) C_1}$$

On prend comme fréquence de découpage du convertisseur "Buck":  $f = 20$  KHz et on choisit  $C_1 = 10$  nF. On trouve alors:

$$R_1 + R_{V1} = 11,11 \text{ K}\Omega$$

d'où

$$R_1 = 10 \text{ K}\Omega$$

$$R_{V1} = 2,2 \text{ K}\Omega$$

Quant au rapport cyclique  $\alpha$ , il varie en fonction de la tension de commande  $V_\alpha$ .

Nous fixons :  $C_2 = 10 \text{ nF}$

Lorsque  $V_\alpha = 5\text{V}$  et  $\alpha = 1$ , on aura :  $R_2 + R_{V2} = 11,11 \text{ K}\Omega$

D'où:  $R_2 = 1 \text{ K}\Omega$

$$R_{V2} = 10 \text{ K}\Omega$$

La résistance variable  $R_{V2}$  permet de régler la sensibilité du rapport cyclique  $\alpha$  par rapport aux variations de la tension de commande  $V_\alpha$ .

Lors des réglages que nous effectuerons sur le modulateur d'impulsions PWM, nous nous arrangerons pour que les gammes  $[\alpha_1, \alpha_2]$  et  $[V_{\alpha1}, V_{\alpha2}]$  soient les plus larges possible pour assurer un maximum de précision lors de la poursuite du point de puissance maximum.

## CHAPITRE 6

### L'ETAGE DE PUISSANCE

Compte tenu des caractéristiques du GPV ( $I_{cc} = 4,4 \text{ A}$ ,  $V_{co} = 42 \text{ V}$ ), les éléments du convertisseur « Buck » (diode, transistor, inductance) devront supporter des courants élevés de l'ordre de l'Ampère. D'où la nécessité d'utiliser des composants de puissance.

De plus, pour tester le système, nous avons préféré simuler le GPV par un circuit présentant une caractéristique ( $I$ ,  $V$ ) similaire, car l'inertie et la nature aléatoire de l'ensoleillement ne nous permettent pas de réaliser les tests dans de bonnes conditions. En effet, le simulateur offre la possibilité de varier à volonté les paramètres de fonctionnement du GPV. Donc, nous pouvons recréer les différents états du système et vérifier son comportement pour chaque état.

#### 6.1. Le convertisseur statique « Buck »:

Pour les besoins de notre système, le convertisseur « Buck » aura les caractéristiques suivantes:

- Tension d'entrée maximale : 42 V.
- Courant d'entrée maximal : 4,4 A.
- Tension de sortie : comprise entre 10,8 V et 14,4 V.
- Fréquence de découpage : 20 KHz.

La figure ci-après montre le schéma du convertisseur.

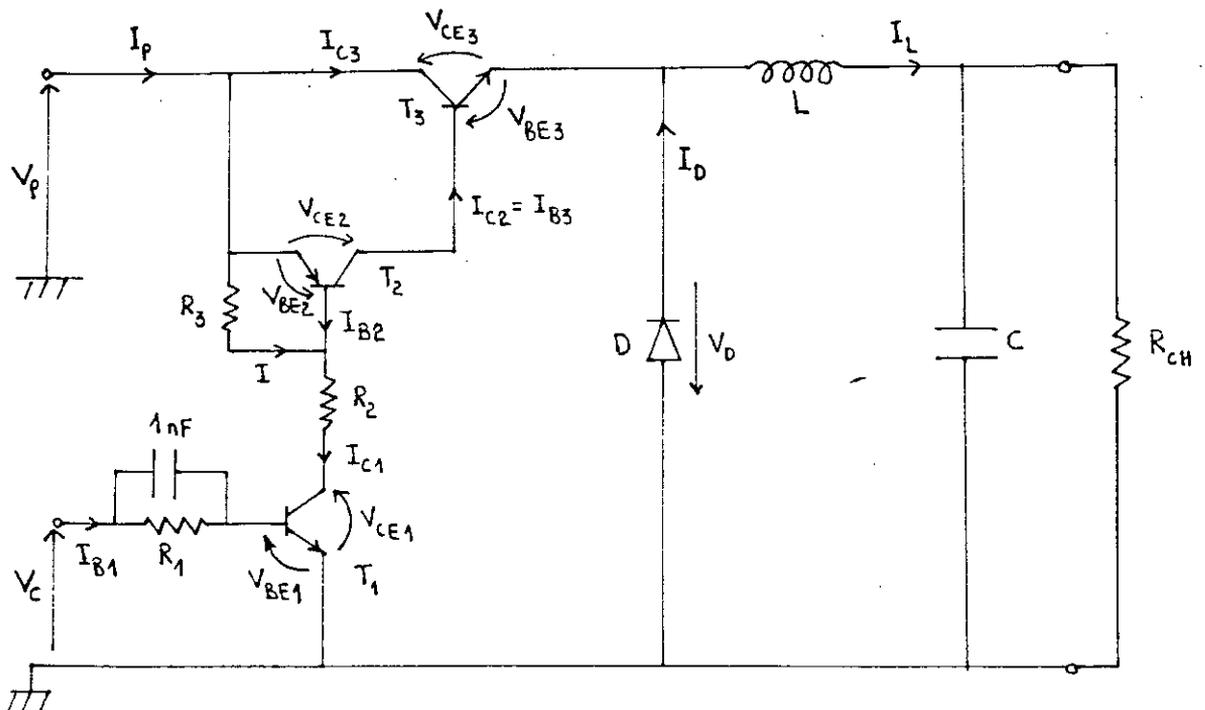


Figure 6.1: Convertisseur statique Buck

Quand la tension de commande  $V_c$  est à son niveau bas, le transistor  $T_1$  est bloqué, donc, le courant  $I_{C1}$  est nul de même que le courant  $I_{B2}$ . Dans ce cas, le Darlington à transistors complémentaires formé par  $T_2$  et  $T_3$  est bloqué et le courant  $I_{C3}$  est nul. Dès que la tension de commande passe au niveau haut ( $V_c = 5 \text{ V}$ ), le transistor  $T_1$  passe à l'état saturé et conduit un courant  $I_{C1}$ . Alors le courant  $I_{B2}$  n'est plus nul; le Darlington ( $T_2, T_3$ ) se sature à son tour et fait passer un courant  $I_{C3}$ .

### 6.1.1. Calcul des éléments du circuit de commutation:

Le « booster »  $T_3$  devra supporter un courant  $I_{C3}$  de 4,4 A (courant de court circuit du panneau) et une tension directe collecteur - émetteur de 42 V (tension de circuit ouvert du panneau).

Nous avons utilisé, pour des raisons de disponibilité un transistor du type BUS12 qui présente les caractéristiques suivantes:

- Courant collecteur moyen limite :  $I_C = 8 \text{ A}$ .
- Courant de crête du collecteur :  $I_{CM} = 20 \text{ A}$ .
- Tension collecteur - émetteur limite :  $V_{CE0} = 400 \text{ V}$ .
- Dissipation de puissance : 125 W

$$\text{En posant } \begin{cases} I_{C_3} \approx 4,4 \text{ A} \\ \frac{I_{C_3}}{I_{B_3}} \approx 10 \end{cases} \quad \text{Nous aurons: } \begin{cases} V_{CE_3} \approx 1,5 \text{ V} \\ I_{B_3} \approx \frac{I_{C_3}}{10} = 440 \text{ mA} \end{cases}$$

Pour assurer la saturation de  $T_3$ , le « Driver »  $T_2$  doit pouvoir fournir un courant  $I_{C2} = I_{B3} = 440 \text{ mA}$ , pour cela  $T_2$  sera du type 2N2905 pour lequel nous avons:

$$\text{Si } \begin{cases} I_{C_2} \approx 440 \text{ mA} \\ \frac{I_{C_2}}{I_{B_2}} \approx 10 \end{cases} \quad \text{alors: } \begin{cases} V_{CE_2} \approx -0,57 \text{ V} \\ V_{BE_2} \approx -1 \text{ V} \\ I_{B_2} \approx \frac{I_{C_2}}{10} = 44 \text{ mA} \end{cases}$$

Quant au transistor  $T_1$ , il sera du type 2N2222, qui, lorsqu'il est saturé, présente les caractéristiques suivantes:

$$\text{En prenant } \begin{cases} I_{C_1} \approx 80 \text{ mA} \\ \frac{I_{C_1}}{I_{B_1}} \approx 50 \end{cases} \quad \text{nous aurons: } \begin{cases} V_{CE_1} \approx 0,125 \text{ V} \\ V_{BE_1} \approx 0,78 \text{ V} \\ I_{B_1} \approx \frac{I_{C_1}}{50} = 1,6 \text{ mA} \end{cases}$$

Le point de fonctionnement de chaque transistor étant fixé, nous pouvons calculer les valeurs des résistances  $R_1, R_2$  et  $R_3$ . Nous aurons:

$$R_1 = \frac{V_C - V_{BE1}}{I_{B1}} \Leftrightarrow R_1 = 2,6 \text{ K}\Omega \text{ Nous prendrons } R_1 = 2,7 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = \frac{V_P + V_{BE2} - V_{CE1}}{I_{C1}} \Leftrightarrow R_2 = 335 \text{ }\Omega \text{ Nous prendrons } R_2 = 430 \text{ }\Omega$$

$$R_3 = \frac{-V_{BE2}}{I_{C1} - I_{B2}} \Leftrightarrow R_3 = 27,78 \text{ }\Omega \text{ Nous prendrons } R_3 = 27 \text{ }\Omega$$

### 6.1.2.- Calcul de la self L et du condensateur C:

En tenant compte des chutes de tension aux bornes du transistor T3 et de la diode D, nous avons les relations suivantes:

$$\frac{T_{ON}}{T_{OFF}} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \frac{V_S + V_D}{V_e - V_{CE1} - V_S} \quad (6-1)$$

$$L = \frac{V_S + V_D}{\Delta i_L} T_{OFF} \quad (6-2)$$

Ainsi, la diode D, lorsqu'elle conduit, présente une chute de tension directe  $V_D$ . Pour notre application, cette diode devra présenter les caractéristiques suivantes:

- Une chute de tension  $V_D$  aussi faible que possible.
- Un temps de recouvrement inverse très petit devant la période du signal de découpage qui est :  $T_d = 50 \text{ }\mu\text{s}$ .
- Un courant direct maximal suffisant.

En ce qui nous concerne, nous avons porté notre choix sur une diode du type BYV30 (ou BYX61) qui présente les caractéristiques suivantes:

- Une tension de seuil :  $V_D = 1,4 \text{ V}$ .
- Un courant direct moyen maximal :  $I_D = 12 \text{ A}$ .
- Un temps de recouvrement inverse maximal :  $t_{rr} = 100 \text{ ns}$ .

Nous avons :  $t_{rr} / T_d = 0,002$ , ce qui est suffisant pour assurer un bon fonctionnement du « Buck ».

A partir de l'expression (6.1), on trouve :  $\alpha = 0,419$ .

D'où :  $T_{ON} = \alpha T \Leftrightarrow T_{ON} = 20,95 \text{ }\mu\text{s}$ .

$T_{OFF} = (1 - \alpha) T \Leftrightarrow T_{OFF} = 29,05 \text{ }\mu\text{s}$ .

$$\text{Au PPM, nous avons: } \begin{cases} I_p \approx 4 \text{ A} \\ V_p \approx 32 \text{ V} \end{cases} \quad \text{d'où } \begin{cases} I_s \approx 10,66 \text{ A} \\ V_s \approx 12 \text{ V} \end{cases}$$

En posant  $\Delta I_L = 2 I_s \approx 21,33 \text{ A}$  (limite de conduction continue), nous trouverons grâce à l'expression (6-2):  $L = 18,22 \text{ }\mu\text{H} \approx 18 \text{ }\mu\text{H}$ .

Quant au condensateur C, nous avons trouvé, lors de l'étude du buck, que l'ondulation de la tension de sortie  $\Delta V_s$  est donnée par:

$$\Delta V_s = \frac{V_p}{8LC} (1 - \alpha) \alpha T^2$$

$$\Delta V_s \text{ est maximal pour } \alpha = 1/2 \text{ et vaut alors: } \Delta V_s = \frac{V_p T^2}{32LC}$$

Pour une ondulation de 1 %, c'est-à-dire  $\Delta V_s = 0,12 \text{ V}$ , nous aurons :

$$C = \frac{V_p T^2}{32L \Delta V_s} \Leftrightarrow C = 1,14 \text{ mF} \quad \text{On prend } C = 1 \text{ mF}$$

## 6.2. Le simulateur du panneau solaire:

Le simulateur du panneau est constitué d'un « driver »  $T_3$  polarisé par le pont de résistances ( $R_1$ ,  $R_2$ ), d'un « booster » ( $T_1$ ,  $T_2$ ), et d'un transistor  $T_4$  dont la tension  $V_{BE}$  est imposée par  $R_5$ .

Ainsi, lorsque le courant  $I_{C1}$  augmente et atteint une valeur suffisante pour que la tension  $V_{BE4}$  devienne égale à sa valeur de seuil qui vaut 0,7 V, le transistor  $T_4$  se met à conduire et une partie du courant  $I_{C1}$  est déviée vers la base de  $T_4$ . Ainsi,  $T_4$  introduit une contre réaction non linéaire image de la caractéristique ( $I_{B4}$ ,  $V_{BE4}$ ) qui est similaire à la caractéristique d'un panneau solaire. Le schéma du simulateur est donné par la figure 6.2.

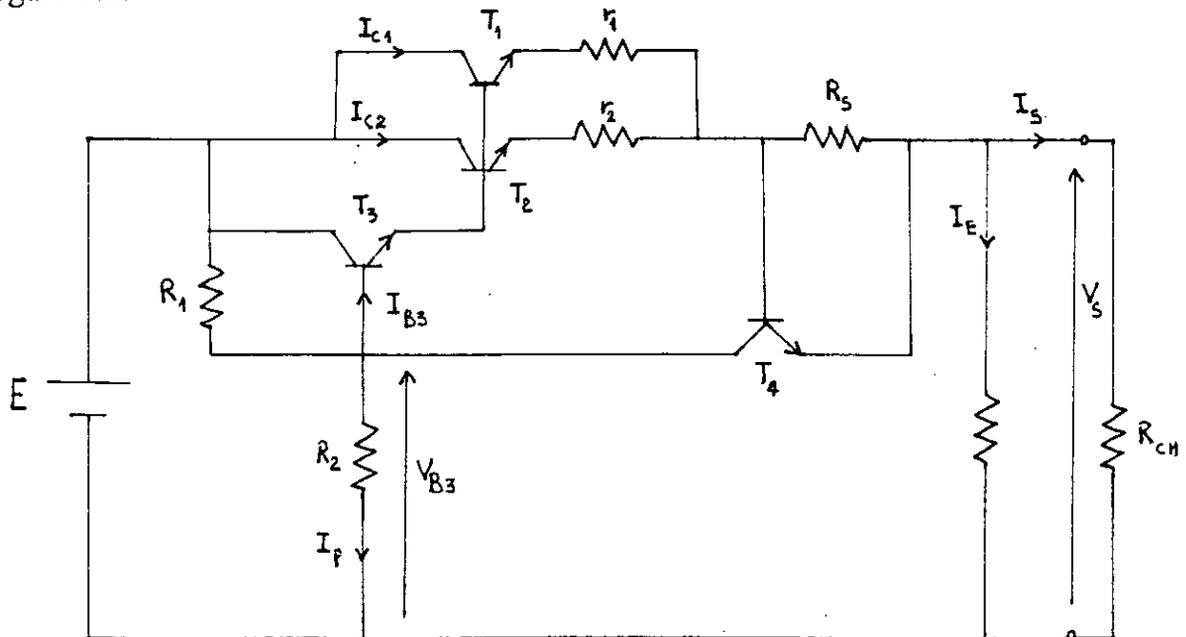


Figure 6.2: Simulateur du panneau solaire

Ce circuit devra présenter les caractéristiques suivantes:

- Une tension en circuit ouvert ( $R_{ch} = \infty$ ) :  $V_s = V_{co} = 42 \text{ V}$ .
- Un courant de court circuit ( $R_{ch} = 0$ ) :  $I_s = I_{cc} = 4,4 \text{ A}$ .

Le calcul des éléments se fait pour  $R_{ch} = \infty$  (circuit ouvert), et les transistors T1 et T2 sont du type 2N3055 qui présentent les caractéristiques suivantes:

- Tension collecteur - émetteur maximale : 60 V.
- Courant collecteur maximal : 15 A.
- Dissipation de puissance maximale : 117 W.

Ainsi, nous aurons:

$$\text{Si : } \begin{cases} V_{CE_1} \approx V_{CE_2} \approx 4V \\ I_{C_1} \approx I_{C_2} \approx 200 \text{ mA} \\ \beta_1 \approx \beta_2 = 144 \end{cases} \quad \text{Alors } \begin{cases} I_{B_1} \approx I_{B_2} \approx \frac{I_{C_1}}{\beta} \approx \frac{I_{C_2}}{\beta} \approx 1,39 \text{ mA} \\ V_{BE_1} \approx V_{BE_2} \approx 0,57 \end{cases}$$

$$\text{donc : } V_{B_3} = 42 + 0,57 + 0,7 \quad V_{B_3} = 43,27 \text{ V}$$

Pour le transistor T<sub>3</sub>, il est du type 2N2222, ainsi :

$$\text{Pour : } \begin{cases} I_{C_3} = I_{B_1} + I_{B_2} = 2,78 \text{ mA} \\ \beta_3 \approx 30 \\ V_{CE_3} \approx 3,5 \text{ V} \end{cases} \quad \text{nous aurons } \begin{cases} I_{B_3} \approx \frac{I_{C_3}}{\beta_3} \approx 92,7 \text{ } \mu\text{A} \\ V_{BE_3} \approx 0,7 \text{ V} \end{cases}$$

$$\text{Donc : } R_3 = \frac{V_S}{I_E} = \frac{V_S}{I_{C_1} + I_{C_2}} \Leftrightarrow R_3 = 105 \text{ } \Omega \text{ , On prend } \boxed{R_3 = 100 \text{ } \Omega}$$

$$\text{En posant } I_p = 10 I_{B_3} \text{ , nous trouvons : } R_2 = \frac{V_{B_3}}{10 I_{B_3}} \text{ d'où : } R_2 = 46,68 \text{ K}\Omega$$

$$\text{On prend : } \boxed{R_2 = 47 \text{ K}\Omega}$$

La valeur de E est donnée par :

$$E = V_S + V_{CE_1} \Leftrightarrow E = 46 \text{ V}$$

$$\text{d'où : } R_1 = \frac{E - V_{B_3}}{I_p} \Leftrightarrow R_1 = 2,95 \text{ K}\Omega \text{ , on prend } \boxed{R_1 = 2,7 \text{ K}\Omega}$$

Le courant I<sub>S</sub> est limité à 4,4 A, donc :

$$R_s = \frac{0,7}{4,4} \Leftrightarrow \boxed{R_s = 0,16 \text{ } \Omega}$$

Les résistances r<sub>1</sub> et r<sub>2</sub> servent à compenser la dissymétrie de fonctionnement entre T<sub>1</sub> et T<sub>2</sub> à cause de la dispersion de leurs caractéristiques. Nous prendrons :

$$r_1 = r_2 = 0,22 \text{ } \Omega$$

## **CHAPITRE 7**

### **PROGRAMMATION**

Tout au long des chapitres précédents, nous avons étudié les différents organes du système photovoltaïque, notamment la partie de commande conçue autour du microcontrôleur 68705P3S.

Dans ce qui va suivre, nous allons nous intéresser au programme qui assure la conduite du système en effectuant les deux tâches suivantes:

- La poursuite du point de puissance maximale du panneau au cours de la charge de la batterie.
- La transition entre les différents modes de fonctionnement du système suivant l'organigramme de la figure 3.1.

Il est clair que cette dernière tâche a été réduite à sa forme la plus simple, car en pratique, le conditionnement de puissance d'un système PV est bien plus complexe et nécessiterait une étude plus développée qui sort du cadre de notre travail.

#### **7.1. Initialisation du micro-contrôleur:**

Avant l'exécution du programme proprement dit, les différents paramètres du microcontrôleur (fonctionnement du Timer interne, type d'horloge, configuration des ports d'entrée-sortie, vecteurs d'interruption et de RESET) devront être préalablement fixés suivant la structure adoptée pour celui-ci.

##### **7.1.1. Programmation du registre MOR et des vecteurs d'interruption et de RESET:**

Le registre MOR (MASK OPTION REGISTER) ainsi que les vecteurs d'interruption et de RESET se trouvent dans l'espace mémoire de l'EPROM, donc leurs initialisation se fera lors de la programmation de celle-ci.

###### **7.1.1.1. Initialisation du MOR:**

Le timer interne du 68705P3 n'étant pas utilisé, le MOR sera initialisé comme suit:

- Les bits 0, 1, 2 sont mis arbitrairement à « 0 », ce qui fixe le taux de prédivision à 1.
- Le bit 3 n'est pas utilisé.
- Le bit 4 est mis à « 0 », pour désactiver la ligne du timer.
- Le bit 5 est mis à « 0 », pour sélectionner une source d'horloge interne.
- Le bit 6 est mis à « 1 », pour que les bits 5, 4, 2, 1, 0 du registre de contrôle du timer soient inaccessibles en écriture, leurs valeurs étant fixées par les bits de mêmes numéros du MOR.
- Le bit 7 est mis à « 0 », pour sélectionner une horloge à quartz.

Ainsi, le MOR contiendra le mot 40.

###### **7.1.1.2. Initialisation des vecteurs d'interruption et de RESET:**

Pour notre application, nous utiliserons uniquement le RESET. Ainsi, le vecteur « RESET » contiendra l'adresse de la première instruction du programme qui est

« \$0080 ». Le poids faible de ce vecteur (80) sera stocké à l'adresse « \$07FF » de l'EPROM et le poids fort (00) sera stocké à l'adresse « \$07FE ».

### 7.1.2. Programme d'initialisation:

Cette partie du programme fixe la configuration des ports d'entrée-sortie ainsi que les paramètres suivants:

- Le seuil d'enseillement nécessaire au démarrage du système, et qui correspond au courant de sortie minimal  $I_0$  pour amorcer la charge de la batterie. Sachant qu'un courant de sortie d'une valeur de 12 A donne à la sortie de l'ADC 804 l'octet FF la valeur de  $I_0$  que nous fixerons à 3 A aura pour équivalent binaire l'octet 40.
- Le courant minimal  $I_{Rmin}$  que devra débiter le panneau sur une charge résistive de  $3,6 \Omega$  nécessitant une puissance minimale de 40 W, vaut 3,33 A dont l'équivalent binaire est l'octet: 47.
- Le rapport cyclique initial  $\alpha_0$  aura pour valeur 0,4 ce qui correspond à l'octet 82.
- Les bits 1 et 2 du port C devront être mis à « 0 » pour désactiver les deux relais reliant le panneau à la charge et la batterie à la charge. Les bits 0 et 3 seront mis respectivement à « 0 » et à « 1 ».

Ainsi, le programme d'initialisation s'écrit comme suit:

```
LDA #$F8      }
STA $02      } Initialisation du port C
COM $06      }
LDA #$82      }
STA $01      } Initialisation du port B
COM $05      }
STA $16      }
LDA #$40      }
STA $11      } Stockage du seuil  $I_0$  dans l'adresse $0011
LDA #$47      }
STA $12      } Stockage du seuil  $I_{Rmin}$  dans l'adresse $0012
CLR $10
```

## 7.2. Les sous-routines du programme:

Bien que le programme soit relativement simple, nous avons préféré le diviser en deux sous-routines par souci de lisibilité. De plus, le programme ainsi structuré se prêtera mieux à des modifications ultérieures.

### 7.2.1. La sous-routine « MESURE »:

Cette sous-routine commande le fonctionnement de l'ADC 804 afin d'avoir l'équivalent binaire du courant panneau sur le port A du 68705P3. L'organigramme de cette sous-routine est donné par la figure ci-dessous:

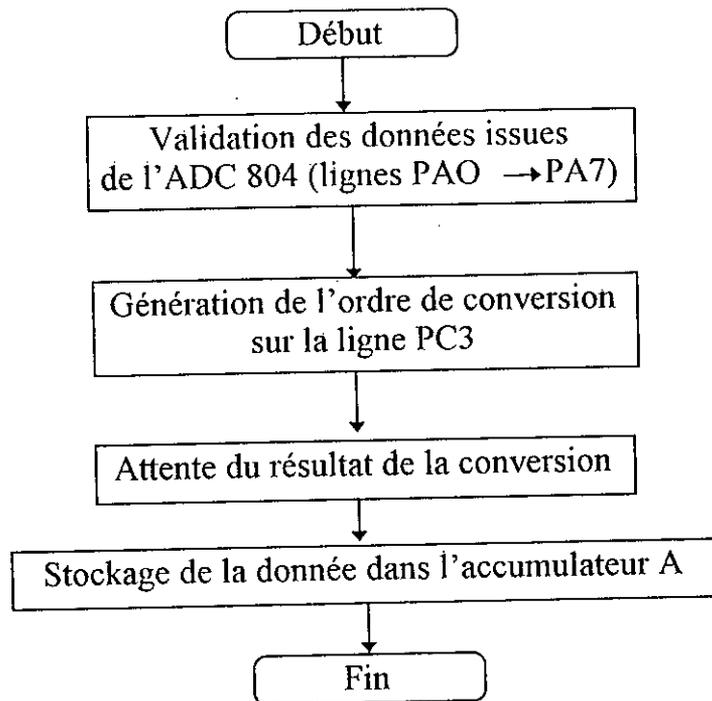


Figure 7.1: Organigramme de la sous-routine « MESURE ».

La subroutine « MESURE » s'écrit comme suit:

BCLRO , \$ 02		Validation des données de l'ADC 804
BSET3 , \$ 02	}	Génération de l'ordre de conversion sur la ligne PC3
BCLR3 , \$ 02		
LDX #\$ 0F		
BCL1 DECX		
BNE BCL1		
BSET3 , \$ 02	}	Attente du résultat de la conversion
LDX #\$ 19		
BCL2 DECX		
BNE BCL2	}	Chargement du résultat de la conversion dans l'accumulateur A
LDA \$ 00		
RTS		

### 7.2.2. La subroutine « MPPT »:

Cette subroutine qui sera exécutée lors de la charge de la batterie permet de fixer le point de fonctionnement de l'ensemble GPV-convertisseur « Buck »-batterie au voisinage du PPM en agissant sur le rapport cyclique du signal de découpage par l'intermédiaire du DAC-08 (voir section 4.3).

En effet, le rapport cyclique varie de manière à ce que le courant de charge augmente; quand ce dernier se met à diminuer (le PPM est atteint), le sens de variation du rapport cyclique est modifié.

En régime établi, le point de fonctionnement variera autour du PPM avec une faible amplitude qui dépend du pas de variation du rapport cyclique. L'organigramme donné par la figure ci-dessous illustre bien l'algorithme de poursuite du PPM.

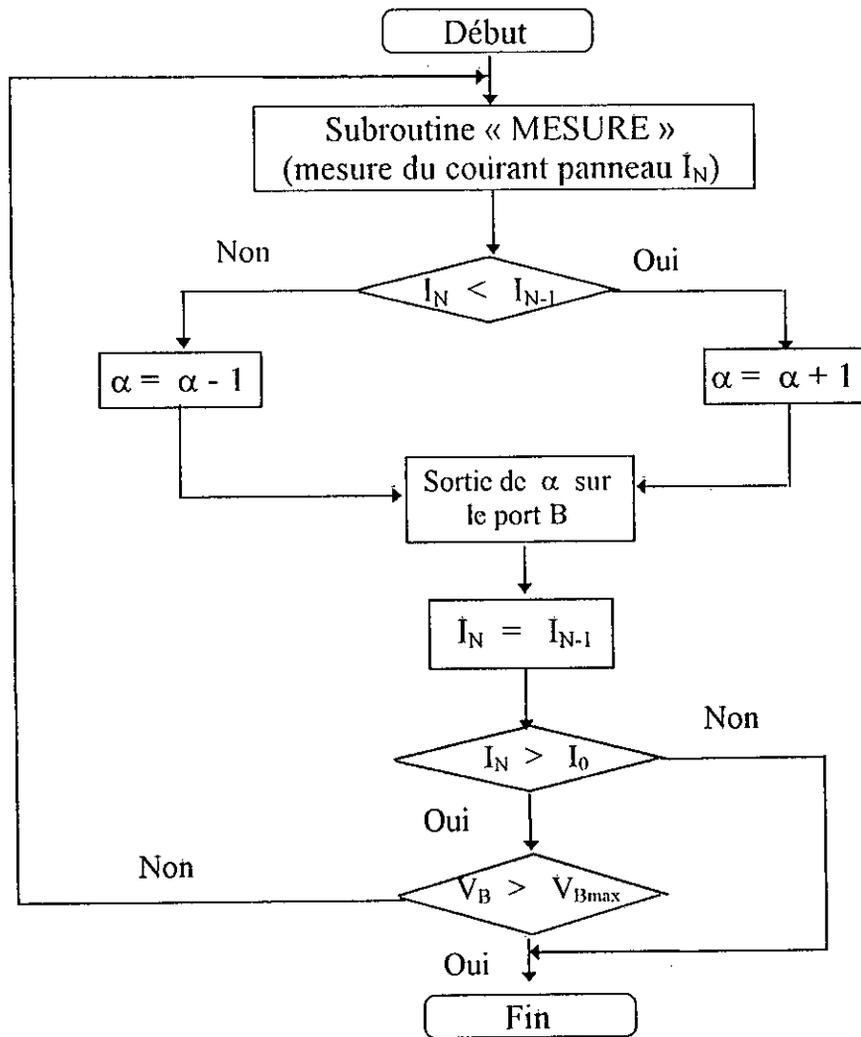


Figure 7.2: Organigramme de la subroutine « MPPT »

La subroutine « MPPT » s'écrit comme suit:

```

BCLO   JSR  MESURE
        CLC
        CMP  $ 10           Comparaison entre  $I_N$  et  $I_{N-1}$ 
        BLO , BCL1
        STA  $ 10           }
        LDA  $ 16           } Décrémentacion de  $\alpha$ 
        SUB  #$ 03          }
        JMP  , BCL2
BCL1   STA  $ 10           }
        LDA  $ 16           } Incrémentacion de  $\alpha$ 
        ADD  #$ 03          }
BCL2   STA  $ 16
        LDX  #$ FF
BCL3   DEC  X
        BSET 0 , $ 99       }
        BSET 1 , $ 99       } Temporisation
        BSET 1 , $ 99       }
        BSET 1 , $ 99       }
        BNE  , BCL 3
        STA  $ 01           Sortie du rapport cyclique sur le port B
        LDA  $ 10           }
        CLC                 }
        CMP  $ 11           } Test: • Si  $I_N > I_o$  : poursuivre la charge
        BLO , BCL 4         }      • Si  $I_N < I_o$  : arrêter la charge
        BSET 0 , $ 02       }
        BRCLR6 , $ 00 , BCLO } Test: • Si batterie non chargée : poursuivre
                                   la charge
                                   • Si batterie chargée: arrêter la
                                   charge
BCL4   RTS

```

### 7.3. Le programme principal:

Le programme principal a deux fonctions:

- la charge de la batterie avec poursuite du PPM.

- La gestion des transferts d'énergie au sein du système.  
 Son organigramme est donné par la figure suivante:

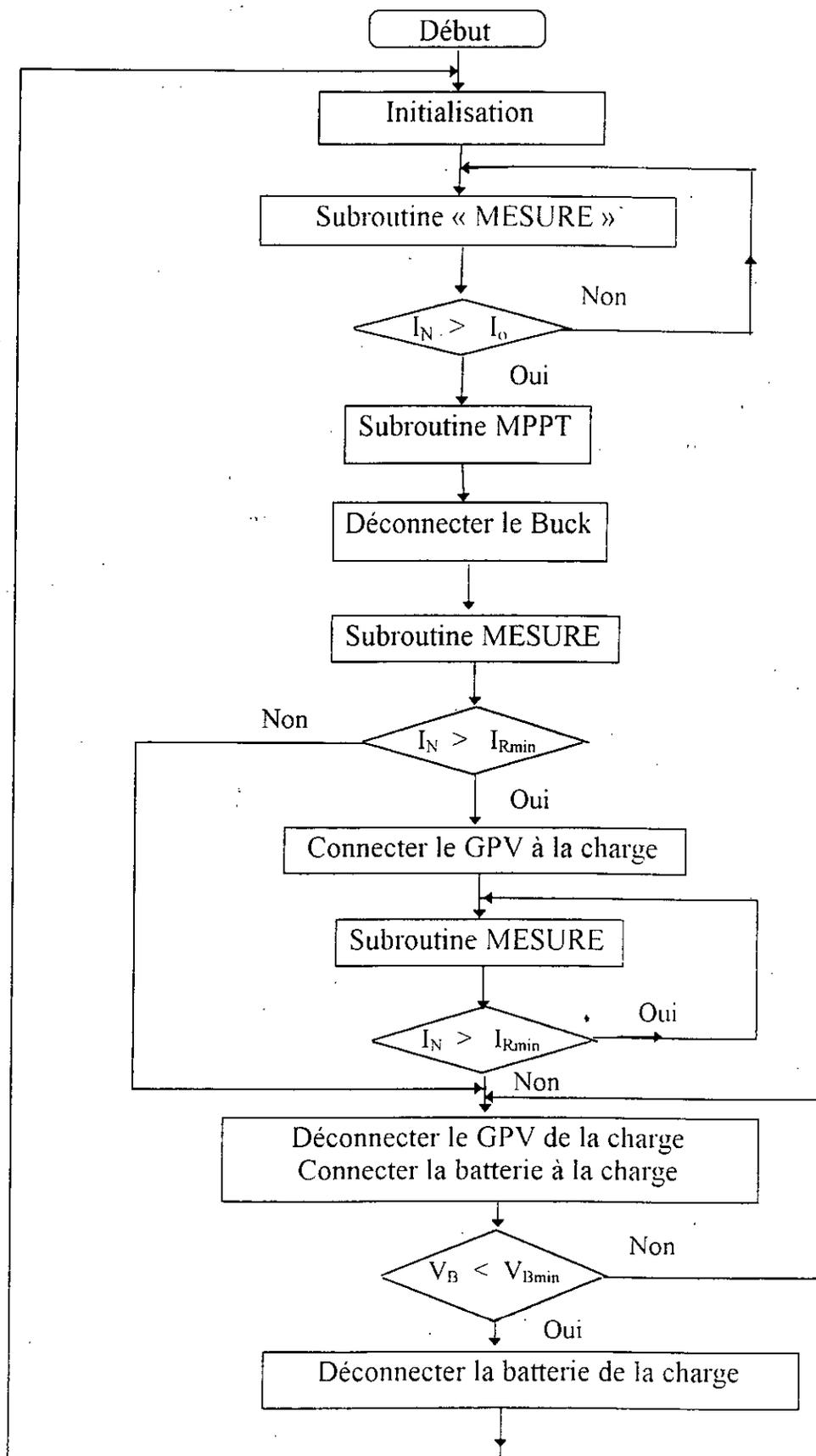


Figure 7.3: Organigramme du programme principal

Le programme principal:

BCL0	LDA # \$ F8	}	Initialisation
	STA \$ 02		
	COM \$ 06		
	LDA # \$ 82		
	STA \$ 01		
	COM \$ 05		
	STA \$ 16		
	LDA # \$ 40		
	STA \$ 11		
	LDA # \$ 47		
	STA \$ 12		
	CLR \$ 10		
BCL1	JSR , MESURE	}	Test: • Si $I_N > I_o$ : Exécuter la subroutine MPPT • Si $I_N < I_o$ : Refaire la mesure
	CMP \$ 11		
	BLO BCL1		
	JSR MPPT		Charge de la batterie
	LDA # \$ FF	}	Déconnecter le BUCK
	STA \$ 01		
	BSET1 , \$02		Connecter le GPV à la charge
BCL2	JSR MESURE	}	Test: • Si $I_N > I_{Rmin}$ : Connecter GPV à la charge • Si $I_N < I_{Rmin}$ : Connecter la batterie à la charge
	CMP \$ 12		
	BLO , BCL3		
	BRA BCL 2		
BCL3	BCLR1 , \$ 02		Déconnecter le GPV de la charge
	BSET2 , \$ 02		Connecter la batterie à la charge.
	BSET0 , \$ 02	}	Test: • Si batterie déchargée : On la déconnecte • Sinon: garder la batterie connectée
BCL4	BRN		
	BRCLR7 , \$00 , BCL4		
	BCLR2 , \$ 02		
	BRA , BCL0		Déconnecter la batterie Bouclage du programme

## CONCLUSION

Le travail que nous avons présenté dans ce mémoire peut se décomposer en trois parties :

Dans une première partie, nous avons présenté un système PV de base en mettant en évidence les problèmes liés aux échanges d'énergie et à l'adaptation entre le GPV et la charge. L'objet de notre travail étant justement de résoudre ce dernier problème, nous avons utilisé une méthode de régulation permettant la poursuite du point de puissance maximale: MPPT (chapitres 1 et 2).

Dans la deuxième partie, compte tenu de l'objectif cité ci-dessus, une structure du système PV est adoptée et un mode de fonctionnement est imposé. Une étude détaillée de chaque partie du système a été faite et les fonctions à remplir par chacune d'elles ont été définies (chapitre 3).

La troisième partie traite des modalités du choix des composants de chacune des unités fonctionnelles. Ce choix doit se faire non seulement en fonction des performances désirées, mais aussi en prenant en compte la disponibilité des composants électroniques. Enfin, l'unité de contrôle étant bâtie autour d'un microcontrôleur, nous avons présenté un programme qui assure la poursuite du PPM ainsi que la gestion du fonctionnement de l'ensemble du système (chapitres 4, 5, 6 et 7).

Notre but n'étant pas d'aboutir à un système PV de classe industrielle, nous avons tenté tout au long de ce travail de montrer qu'il est possible d'améliorer le rendement du transfert de puissance GPV-charge en ayant recours à un organe de commande programmable. Cette solution offre de réels avantages du fait de sa souplesse et de sa capacité d'adaptation aux diverses contraintes imposées par la conception d'un système plus performant.

Dans cette optique, les améliorations suivantes peuvent être apportées:

- L'utilisation, pour la commutation du Buck, de transistors MOSFET qui présentent une grande rapidité de commutation. Ceci permet, d'une part de réduire l'encombrement de la self et du condensateur et, d'autre part, de réduire les pertes imputables au commutateur.
- L'adjonction d'adaptateurs supplémentaires dans les liaisons batterie-charge et GPV-charge afin de réaliser une gestion plus rigoureuse de la puissance visant l'aboutissement à un système PV autonome.
- L'emploi d'une unité logique programmable plus évoluée pour gérer des systèmes PV plus complexes et appliquer des algorithmes de commande associés à des critères d'optimisation supplémentaires.

Pour terminer, dans la mesure où nos travaux, par leurs développements comme par les conclusions que nous en tirons, seraient jugés recevables et utiles, nos efforts n'auront pas été vains.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] - **ANALOG DEVICES** : « Data acquisition databook. Integrated circuits »  
Volume 1. 1982.
- [2] - **C. Aoudia, M. ZEAÏTER** ,  
« Mise au point d'un test pour les accumulateurs au plomb. Application au stockage de l'énergie photovoltaïque ».  
Mémoire de PFE, ENP. 1986.
- [3] - **R. BAUSIERE, F. LABRIQUE, G. SEGUIER**:  
« Les convertisseurs de l'électronique de puissance. Tome 3: Les convertisseurs continu - continu ».  
Technique et documentation Lavoisier. 1987.
- [4] - **N. BENAKMOUM, D. FAÏDI**: « Caractérisation des modules photovoltaïques »  
Mémoire de PFE, ENP. 1985.
- [5] - **O. BOURAHMANI**: « Simulation d'un panneau solaire ».  
Mémoire de PFE, ENP. 1986.
- [6] - **R. DAMAYE**: « L'amplificateur opérationnel: principes et applications ».  
Editions Radio, Paris. 1974.
- [7] - **J.H.R. ENSLIN**:  
« Maximum power point tracking: A saving necessity in solar energy systems »  
Renewable Energy - Numero 6. Decembre 1992. Pergamon Press.
- [8] - **Y. HAROEN**:  
«Conditionnement de puissance d'un système autonome géré par microprocesseur. Recherche du point de puissance maximum d'un générateur photovoltaïque ».  
Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse. Juin 1983.
- [9] - **LAAS**: « Utilisation des convertisseurs DC/DC pour la poursuite du point de puissance maximum dans les installations photovoltaïques. »  
Rapport de fin d'études. LAAS. 1980.
- [10] - **R. LAMRANI**: « Etude d'un système photovoltaïque ».  
Mémoire de PFE, ENP. 1995.
- [11] - **H. LILEN**: « Principes et applications des circuits intégrés linéaires »  
Editions Radio, Paris. 1971.

[12] - **M. MAMERI, K. CHENAOUA:**

« Etude et réalisation d'un régulateur de charge de batteries »  
Mémoire de PFE, ENP. 1985.

[13] - **NATIONAL SEMICONDUCTOR:** « Linear application databook »  
1978.

[14] - **W. PALZ:** « L'électricité solaire »  
Editions Dunod. 1981.

[15] - **G. PETITJEAN:** « Chargeur de batterie »  
Led numéro 66, Avril 1989.

[16] - **C. TAVERNIER:** « Microcontrôleurs 6805 et 68HC05 »  
Editions Dunod. 1993.

#### **ERRATUM**

\* Pour l'auteur de la référence [2], il faut lire OULD AOUDIA au lieu de AOUDIA.