

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE**  
**SCIENTIFIQUE**  
**UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE**  
**« HOUARI BOUMEDIENE »**  
**FACULTE D'ELECTRONIQUE ET INFORMATIQUE**



**MEMOIRE**  
Présenté pour l'obtention du diplôme de MAGISTER  
En : ELECTRONIQUE  
Spécialité : Instrumentation Electronique

Par : **Khélil ZAOUCHE**

**Thème:**

**Etude et Développement de Différentes  
Méthodes MPPT pour un Système  
Photovoltaïque**

Soutenu publiquement le 30 /11/ 2009, devant le jury composé de :

|       |                   |                       |            |                      |
|-------|-------------------|-----------------------|------------|----------------------|
| Mr    | OUSSAID Rachid    | Maître de Conférences | U.S.T.H.B  | Président            |
| Mr    | TALHA Abdelaziz   | Maître de Conférences | U.S.T.H.B  | Directeur de Mémoire |
| Mr    | BERKOUK El-Madjid | Professeur            | ENSP Alger | Examineur            |
| Melle | HARROUNI Samia    | Maître de Conférences | U.S.T.H.B  | Examinatrice         |

**ملخص :** هذه الأطروحة مخصصة لدراسة بعض تقنيات تتبع نقطة الطاقة القصوى للمولدات الكهروضوئية. هذه التقنيات تختلف حسب فعاليتها، سهولة إدماجها، كفاءتها، عدد الحساسات المستعملة وأخيرا سرعتها. اهتماما خاصا وجه إلى حسن اختيار نوعية المحول  $CD/CD$  وكيفية تحديد قيمة عناصره المختلفة. عالجنا أيضا في هذه الأطروحة كيفية تحديد نموذج كهربائي للمولد الكهروضوئي. طريقة جديدة، سهلة وفعالة، اقترحت في هذا الصدد. التقنيات المدروسة :  $P\&O$ ,  $dnOCnI$  و تلك المعتمدة فقط على قياس سعة التيار الكهربائي، رغم أنها فعالة من حيث تتبع تغير نقطة الطاقة القصوى إلا أنها تتسبب في فقدان محسوس للطاقة وهذا جراء عدم استقرار نقطة عمل الجهاز. استعمال نظرية المنطق المتسامح من أجل تتبع نقطة الطاقة القصوى أوضح فعالية جد معتبرة. استعملنا أيضا في هذه الأطروحة الخوارزم العصبية المتكيفة الجامعة بين إمكانية التكيف و التعلم الخاصة بالشبكات العصبية الاصطناعية و إمكانية إدماج الخبرة البشرية الخاصة بالمنطق المتسامح.

**كلمات مفتاحية :** مولد الكهروضوئي،  $TPPM$ , محول  $CD/CD$ , المنطق المتسامح.

**Résumé :** Ce mémoire est consacré à l'étude détaillée des méthodes de poursuite du point de puissance maximale, les plus utilisées. Elles diffèrent par leur efficacité, complexité, coût, nombre de capteurs employés, vitesse de convergence et autres. Un intérêt particulier est donné au choix du type de convertisseur DC/DC et à son dimensionnement. La modélisation du générateur photovoltaïque est abordée ; une nouvelle méthode de modélisation, basée sur une approche graphique, est proposée. Les méthodes étudiées :  $P\&O$ , Conductance Incrémentale et à une seule grandeur de mesure, bien que efficaces en terme de poursuite du PPM, présentent des pertes de puissance dues à l'oscillation du point de fonctionnement du système autour de sa position optimale. La condition d'atteinte du point de puissance maximale, basée sur des comparaisons, n'est jamais vérifiée (de part la précision du système et des erreurs de mesure). L'emploi d'un dispositif de poursuite du point de puissance maximale basé sur la théorie des ensembles flous offre une solution très efficace. Nous avons également exploré la possibilité de l'utilisation d'algorithmes neuro-adaptatifs, rassemblant la capacité d'apprentissage des réseaux de neurones à la possibilité d'intégration du savoir faire humain de la logique floue, afin d'optimiser les nombreux paramètres du système d'inférence flou utilisés pour la poursuite du point de puissance maximale.

**Mots clés :** générateur photovoltaïque, MPPT, convertisseur DC/DC, Logique floue.

**Abstract :** In this work, several maximum power point trackers schemes have been studied. First, we developed a new method to modelling photovoltaic generator. This new graphically approach is easier to elaborate than the classical one, and present a good efficiency. The study conducted of the three basic topologies of DC/DC converter revealed the importance of the correct choice of the converter in order to obtain highest efficiency.

The studied algorithms:  $P\&O$ , Incremental Conductance and that with only one variable measurement, oscillate around the maximum power point in steady state, giving rise to the waste of some amount of available energy. Using the Fuzzy logic theory for seeking the maximum power point of photovoltaic array is an efficient solution. Also, in this work, we used the Adaptive Neural Fuzzy Inference Systems (ANFIS), combining the advantage of Fuzzy logic and neural networks, for giving an optimized Fuzzy inference system.

**Keywords:** Photovoltaic generator, MPPT, DC/DC converter, Fuzzy logic.

## AVANT PROPOS

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein de l'équipe d'instrumentation solaire et modélisation afférent au laboratoire d'instrumentation du département d'instrumentation et automatique de la faculté d'électronique et d'informatique de l'université des sciences et de la technologie Houari Boumediene.

J'adresse mes vifs remerciements à mon directeur de mémoire Docteur Talha Abdelaziz, maître de conférences à l'USTHB, pour m'avoir proposé ce sujet de mémoire, je le remercie pour sa disponibilité et pour ses conseils avisés qui m'ont guidé tout au long de mes travaux. Travailler à ses côtés est un honneur.

Je tiens également à remercier Docteur Samia Harrouni (maître de conférences à l'USTHB), Professeur EL Madjid Berkouk (enseignant chercheur à l'école polytechnique d'Alger) et Docteur Rachid Ousaïd (maître de conférences à l'USTHB) qui m'ont fait l'honneur de participer au jury.

J'exprime une très grande gratitude à mes professeurs de Magistère ; Professeur Mokhtar Attari, Professeur EL Madjid Berkouk, Professeur Farès Boudjemaa, Docteur Abdelaziz Talha, Docteur Samia Harrouni, Docteur Akila Boukhelifa, Docteur Farid Bouchafa, Docteur Rachid Ousaïd et Docteur Ben Aïssa Kadour.

Je réserve une pensée toute particulière à mes collègues, frères et amis, Moncef Sili et Nabil Khelifati pour le soutien moral qu'ils m'ont apporté.

Je remercie également mes responsables au niveau de l'Unité de Développement de la Technologie du Silicium pour les facilités qu'ils m'ont accordé pour mener à bien mes études de magistère.

Je finirai par les remerciements les plus importants qui vont à mes parents à qui je dois tout.

Ce travail est dédié à la mémoire de mon frère Hakim

# NOMENCLATURE

## Symboles

|                 |                                                                                              |
|-----------------|----------------------------------------------------------------------------------------------|
| $C$ :           | Vitesse de la lumière [ $2.997925 \cdot 10^8 \text{ms}^{-1}$ ]                               |
| $C_{01}$ :      | Coefficients de température donnés respectivement [ $\text{A.K}^{-3}$ ]                      |
| $C_{02}$ :      | Coefficients de température donnés respectivement [ $\text{A.K}^{-5/2}$ ]                    |
| $C_1$ :         | Coefficient d'irradiance [ $\text{m}^2.\text{V}^{-1}$ ]                                      |
| $C_2$ :         | Coefficient de température de l'irradiance [ $\text{m}^2.\text{V}^{-1}.\text{K}^{-1}$ ]      |
| $D$ :           | Noyau de Deutérium (Hydrogène lourd)                                                         |
| $e^+$ :         | Positon                                                                                      |
| $E_g$ :         | Énergie de gap du matériau [eV]                                                              |
| $G_{eff}$ :     | Irradiance (ensoleillement) effective aux conditions de travail [ $\text{Wm}^{-2}$ ]         |
| $G_{eff,STC}$ : | Irradiance effective (ensoleillement) aux conditions de tests standards [ $\text{Wm}^{-2}$ ] |
| $h$ :           | Constante de Plank [ $6,62620 \cdot 10^{-34} \text{Js}$ ]                                    |
| $I_0$ :         | Courant de saturation inverse [A]                                                            |
| $Imp$ :         | Courant correspondant à la puissance maximale fournie [A]                                    |
| $I_{ph}$ :      | Courant photogénéré [A].                                                                     |
| $I_{SC}$ :      | Courant de court-circuit [A]                                                                 |
| $I_{SCG}$ :     | Courant de court-circuit du générateur photovoltaïque [A]                                    |
| $k$ :           | Constante de Boltzmann [ $1.381 \cdot 10^{-23} \text{J/K}$ ]                                 |
| $NOCT$ :        | Température nominale de fonctionnement de la cellule [K]                                     |
| $N_s$ :         | Nombre de cellules en série                                                                  |
| $q$ :           | Charge de l'électron [ $1.602 \cdot 10^{-19} \text{Coulomb}$ ]                               |
| $R_s$ :         | Résistance série [ $\Omega$ ]                                                                |
| $R_{sh}$ :      | Résistance parallèle [ $\Omega$ ]                                                            |
| $T$ :           | Température de la cellule [K]                                                                |
| $T_a$ :         | Température ambiante [K]                                                                     |
| $T_c$ :         | Température de la cellule [K]                                                                |
| $V_{OC}$ :      | Tension de circuit ouvert [V]                                                                |
| $V_{OCG}$ :     | Tension de circuit ouvert du générateur photovoltaïque [V]                                   |
| $V_{mp}$ :      | Tension correspondant à la puissance maximale fournie [V]                                    |
| $\gamma_e$ :    | Neutrino                                                                                     |

## Abréviations

|            |                                                |
|------------|------------------------------------------------|
| AM0 :      | Air Masse 0                                    |
| AM1.5 :    | Air Masse 1.5                                  |
| FF :       | Facteur de forme associé à une cellule solaire |
| MPPT:      | Maximum Power Point Tracking.                  |
| PPM :      | Point de Puissance Maximale.                   |
| PV :       | Photovoltaïque.                                |
| P&O :      | Méthode perturbation et observation            |
| $\eta$ :   | Le rendement de la conversion photovoltaïque   |
| $\delta$ : | Rapport cyclique du hacheur.                   |

Les autres symboles et abréviations sont explicités dans le texte.

# SOMMAIRE

## SOMMAIRE

|                                   |           |
|-----------------------------------|-----------|
| <b>INTRODUCTION GENERALE.....</b> | <b>10</b> |
|-----------------------------------|-----------|

### **CHAPITRE I : NOTIONS PRELIMINAIRES SUR LE RAYONNEMENT SOLAIRE**

|                                                                                          |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| I.1. Introduction.....                                                                   | 13 |
| I.2. Le soleil.....                                                                      | 13 |
| I.3. Mouvement de la Terre autour de Soleil.....                                         | 14 |
| I.4. Position du soleil.....                                                             | 15 |
| I.4.1. Système de coordonnées Horizontales.....                                          | 15 |
| I.4.2. Système de coordonnées horaires .....                                             | 15 |
| I.5. Puissance du rayonnement solaire à la limite de l'atmosphère.....                   | 16 |
| I.6. Constitution du spectre solaire.....                                                | 16 |
| I.7. Constitution de l'atmosphère .....                                                  | 17 |
| I.8. Effet de l'atmosphère .....                                                         | 17 |
| I.8.1. Rayonnement solaire à travers l'atmosphère .....                                  | 18 |
| I.8.2. Notion de trajet optique ou masse atmosphérique .....                             | 19 |
| I.9. Optimisation de l'orientation et de l'inclinaison des modules photovoltaïques ..... | 20 |
| I.10. Conclusion .....                                                                   | 22 |

### **CHAPITRE II : PHOTOVOLTAÏQUE : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT ET MODELISATION**

|                                                                                             |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| II.1. Introduction .....                                                                    | 24 |
| II.2. Effet photovoltaïque .....                                                            | 24 |
| II.3. Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque .....                         | 25 |
| II.4. Influence des paramètres météorologiques sur le fonctionnement de la cellule PV ..... | 28 |
| II.4.1 Influence de l'éclairement .....                                                     | 28 |
| II.4.2. Influence de la température .....                                                   | 29 |
| II.5. Générateur photovoltaïque .....                                                       | 30 |
| II.6. Modélisation électrique des générateurs photovoltaïques .....                         | 31 |
| II.6.1. Modèle à quatre paramètres.....                                                     | 32 |
| II.6.2. Modèle à cinq paramètres.....                                                       | 33 |
| II.6.2.1. Influence de $R_s$ et de $R_{sh}$ .....                                           | 38 |
| II.6.2.3. Adaptation des paramètres aux variations des conditions météorologiques .....     | 39 |
| II.6.3. Modèle à deux diodes .....                                                          | 40 |

|                                                    |    |
|----------------------------------------------------|----|
| II.7. Modélisation d'un champ photovoltaïque ..... | 44 |
| II.8. Conclusion .....                             | 45 |

## **CHAPITRE III : CONVERTISSEUR DC/DC : DIMENSIONNEMENT ET MODELISATION**

|                                                                          |    |
|--------------------------------------------------------------------------|----|
| III.1. Introduction .....                                                | 47 |
| III.2. Hypothèses .....                                                  | 47 |
| III.3. Convertisseur DC/DC de type abaisseur (Buck) .....                | 48 |
| III.3.1. Courant $i_s$ dans l'inductance .....                           | 48 |
| III.3.2. Valeur moyenne de $V_s$ .....                                   | 49 |
| III.3.3. Ondulation dans l'inductance .....                              | 49 |
| III.3.4. Ondulation de la tension de sortie .....                        | 51 |
| III.3.5. Ondulation de la tension d'entrée .....                         | 51 |
| III.3.6. Fonctionnement en mode de conduction discontinu .....           | 52 |
| III.3.7. Conditions d'adaptation pour un hacheur de type Buck .....      | 55 |
| III.3.8. Exemple de dimensionnement d'un hacheur Buck .....              | 56 |
| III.3.8.1. Détermination de la valeur de l'inductance $L$ .....          | 57 |
| III.3.8.2. Dimensionnement du condensateur de sortie .....               | 57 |
| III.3.8.3. Dimensionnement du condensateur d'entrée .....                | 57 |
| III.3.9. Modèle mathématique équivalent .....                            | 58 |
| III.4. Convertisseur DC/DC de type élévateur (Boost) .....               | 59 |
| III.4.1. Valeur moyenne de la tension de sortie $V_s$ .....              | 59 |
| III.4.2. Courant de sortie .....                                         | 60 |
| III.4.3. Ondulation de la tension de sortie .....                        | 61 |
| III.4.4. Ondulation de la tension d'entrée .....                         | 62 |
| III.4.5. Ondulation du courant d'entrée .....                            | 62 |
| III.4.6. Mode de fonctionnement .....                                    | 63 |
| III.4.7. Condition d'adaptation du hacheur Boost .....                   | 66 |
| III.4.8. Modèle mathématique équivalent du hacheur élévateur .....       | 67 |
| III.5. Convertisseur Buck-Boost .....                                    | 67 |
| III.5.1. Valeur moyenne de la tension de sortie du hacheur .....         | 68 |
| III.5.2. Ondulation de la tension en sortie du convertisseur .....       | 68 |
| III.5.3. Ondulation du courant dans l'inductance .....                   | 70 |
| III.5.4. Ondulations de la tension d'entrée .....                        | 70 |
| III.5.5. Fonctionnement en mode discontinu .....                         | 71 |
| III.5.6. Condition d'adaptation pour un hacheur de type Buck-Boost ..... | 74 |

|                                                                    |    |
|--------------------------------------------------------------------|----|
| III.5.7. Modèle mathématique équivalent du hacheur Buck-Boost..... | 75 |
| III.6. Conclusion.....                                             | 76 |

## **CHAPITRE IV : DIFFERENTES METHODES DE POURSUITE DU POINT DE PUISSANCE MAXIMALE**

|                                                                                              |     |
|----------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| IV.1. Introduction.....                                                                      | 78  |
| IV.2. Rappel sur quelques techniques simples de poursuite du PPM .....                       | 78  |
| IV.2.1. Poursuite du PPM par contre réaction de tension .....                                | 78  |
| IV.2.2. Poursuite du PPM par contre réaction de courant.....                                 | 79  |
| IV.2.3. Poursuite du PPM à partir d'une cellule pilote .....                                 | 79  |
| IV.3. Développement des différents algorithmes de poursuite de point de puissance maximum... | 79  |
| IV.3.1. Méthode par perturbation et observation (P&O) .....                                  | 79  |
| IV.3.1.1. Principe de la méthode .....                                                       | 80  |
| IV.3.1.2. Robustesse de l'algorithme P&O vis-à-vis des variations de l'ensoleillement ...    | 83  |
| IV.3.1.3. Robustesse de l'algorithme P&O vis-à-vis des variations de la température .....    | 89  |
| IV.3.1.4. Robustesse de l'algorithme P&O vis-à-vis des variations de la charge.....          | 90  |
| IV.3.1.5. Inconvénients de la méthode P&O.....                                               | 91  |
| IV.3.1.5.1. Pertes dues aux oscillations du point de fonctionnement autour du PPM .....      | 91  |
| IV.3.1.5.2. Perte du point de puissance maximale .....                                       | 92  |
| IV.3.1.6. Amélioration de l'algorithme P&O.....                                              | 94  |
| IV.3.2. Méthode par conductance incrémentale.....                                            | 95  |
| IV.3.3. Méthode de poursuite du PPM basé sur le courant photovoltaïque .....                 | 102 |
| IV.3.4. Méthode de poursuite du PPM par logique floue .....                                  | 107 |
| IV.3.4.1. Fuzzification.....                                                                 | 108 |
| IV.3.4.2. Inférence.....                                                                     | 109 |
| IV.3.4.3. Défuzzification.....                                                               | 111 |
| IV.3.4.4. Effet du changement de l'ensoleillement.....                                       | 112 |
| IV.3.4.5. Effet du changement de la température.....                                         | 114 |
| IV.3.5. Contrôleur MPPT flou optimisé par un système neuraux-adaptatif .....                 | 116 |
| IV.3.6. Comparaison entre les différentes méthodes MPPT .....                                | 119 |
| IV.4. Conclusion .....                                                                       | 120 |

|                                  |            |
|----------------------------------|------------|
| <b>CONCLUSION GENERALE .....</b> | <b>122</b> |
|----------------------------------|------------|

## **BIBLIOGRAPHIE**

## **ANNEXE**

# **INTRODUCTION GENERALE**

## INTRODUCTION GENERALE

L'énergie, qui joue un rôle essentiel dans le développement économique et social, est au cœur des inquiétudes mondiales de ce millénaire.

Les ressources d'énergie fossile sont limitées, le pétrole et le gaz naturel seront pratiquement épuisés dans les quarante années à venir. A cette préoccupation première de développement d'énergies alternatives aux énergies fossiles, est venue se greffer la nécessité de réduire considérablement la production de gaz à effet de serre qui causent de graves dommages à notre environnement et provoquent des changements climatiques de grande envergure.

Le rapport du club de Rome de 1972 intitulé « Les limites de la croissance » et la première crise pétrolière de 1973 ont attiré l'attention du monde entier sur ces problèmes et sur les solutions à apporter.

La filière photovoltaïque est un moyen souple d'exploitation d'une des énergies renouvelables les plus abondantes qui est l'énergie solaire. En effet, pour cette forme d'exploitation de l'énergie solaire, on produit directement de l'électricité à partir du rayonnement solaire. Les générateurs photovoltaïques convertissent directement l'énergie lumineuse en électricité ; ils utilisent des matériaux exploitant les propriétés des semi-conducteurs et fournissant un courant continu lorsqu'ils sont éclairés. L'énergie est produite sans aucune pièce en mouvement ni apport extérieur. Ainsi, le développement de la filière photovoltaïque paraît incontournable compte tenu du potentiel considérable qu'elle offre et de sa qualité écologique intrinsèque. Mais outre un coût souvent excessif dans les conditions actuelles, ce développement est encore freiné par plusieurs problèmes. On reproche par exemple à l'énergie solaire, et à ses modes d'exploitation directe en électricité en particulier, d'être intermittente (jour, nuit, saisons), diffuse et non concentrée, en oubliant que le pétrole lui-même, est basé sur ce mode de production énergétique. L'aspect non concentré de cette énergie peut être pallié, par exemple, en exploitant les surfaces déjà construites, les programmes de toits photovoltaïques lancés par plusieurs pays sont un prolongement de cette approche. La question du coût élevé de l'électricité photovoltaïque est aussi souvent avancée, à juste titre, comme un frein. A cela vient s'ajouter le rendement faible de la conversion de l'énergie solaire en énergie électrique (ne dépassant pas les 13% dans la majorité des cas).

La caractéristique électrique du générateur photovoltaïque dépend, en plus des conditions météorologiques, du vieillissement du module. De plus le point de fonctionnement du générateur photovoltaïque dépend directement de la charge qu'il alimente ; cette dernière, qu'elle soit continue ou alternative, est souvent de nature aléatoire.

Cette nature non linéaire des générateurs photovoltaïques, leur faible rendement ainsi que leurs coûts élevés ont incité les utilisateurs à exploiter le maximum de puissance électrique disponible. Ce maximum est généralement obtenu en assurant une bonne adaptation entre le générateur photovoltaïque et sa charge. Cette adaptation est effectuée à l'aide de convertisseur statique DC/DC. La convergence du système vers son point de fonctionnement optimal est assurée par un organe de commande qui agit sur le rapport cyclique du convertisseur. On dit qu'on effectue une poursuite du point de puissance maximale (MPPT, Maximum Power Point Tracking).

De nombreuses méthodes de poursuite du point de puissance maximale sont proposées dans la littérature. Elles diffèrent par leur efficacité, complexité, coût, nombre de capteurs utilisés, vitesse de convergence et autres.

Dans ce mémoire les méthodes de poursuite du point de puissance maximale, les plus utilisées, sont détaillées, un intérêt particulier est donné au choix du type de convertisseur DC/DC et à son dimensionnement. La modélisation du générateur photovoltaïque est abordée ; une nouvelle méthode de modélisation, basée sur une approche graphique, est proposée.

Le premier chapitre est une présentation succincte du rayonnement solaire. On détermine l'énergie totale que le Soleil envoie à la Terre, l'effet de l'atmosphère sur cette énergie et sur sa répartition spectrale. La notion de masse atmosphérique y est abordée, ainsi que l'optimisation de l'orientation et de l'inclinaison des générateurs photovoltaïques.

Le deuxième chapitre traite les différentes méthodes de la modélisation des générateurs photovoltaïques, à savoir, le modèle à quatre paramètres, le modèle à cinq paramètres et le modèle à deux diodes ; le principe de fonctionnement d'une cellule solaire est décrit ainsi que l'effet des conditions météorologiques sur les caractéristiques électriques des générateurs photovoltaïques.

Le troisième chapitre est consacré aux convertisseurs statiques DC/DC, on s'intéresse à leur dimensionnement et modélisation. Trois types de convertisseurs DC/DC sont étudiés, le hacheur abaisseur (*Buck*), élévateur (*Boost*) et abaisseur-élévateur (*Buck-Boost*).

Enfin, le quatrième et dernier chapitre s'attache aux différentes techniques de poursuite du point de puissance maximale.

Les méthodes étudiées sont les suivantes :

- Les méthodes classiques simples ;
- La méthode dite *P&O* ;
- Une amélioration de la méthode *P&O* ;
- La méthode de l'inductance incrémentale ;
- Une méthode basée sur la logique floue.

Pour cette dernière méthode, afin d'optimiser les paramètres du système d'inférence flou, une approche neuro-adaptative est abordée.

Une comparaison entre les différentes méthodes est proposée en fin de ce chapitre.

## CHAPITRE I

# NOTIONS PRELEMINAIRES SUR LE RAYONNEMENT SOLAIRE

# CHAPITRE I

## NOTIONS

## PRELIMINAIRES SUR LE RAYONNEMENT SOLAIRE

### I.1. Introduction

L'énergie solaire est la source d'énergie la plus prometteuse et la plus abondante parmi les énergies renouvelables ; son potentiel énorme représente plusieurs fois la consommation énergétique mondiale. L'énergie lumineuse reçue dépend du climat du site considéré, elle est aussi fonction de la disposition du module.

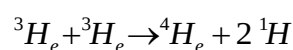
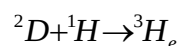
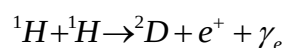
Le développement, l'optimisation et la conception des systèmes photovoltaïques impliquent une certaine connaissance de la source d'énergie utilisée : le soleil. Il est souhaitable de connaître le rayonnement solaire par ses différents aspects. On détermine, d'abord, l'énergie totale que le soleil envoie à la limite de l'atmosphère terrestre. Il faut, ensuite, connaître la répartition spectrale en fonction de la longueur d'onde, car les cellules photovoltaïques, disponibles actuellement, sont sélectives. Enfin, on doit tenir compte de l'absorption atmosphérique. L'ensemble de ces points, ainsi que l'optimisation de l'orientation et de l'inclinaison des générateurs photovoltaïques, sont succinctement traités dans ce chapitre.

Dans les formules développées plus bas tous les angles sont donnés en degrés

### I.2. Le soleil

Le soleil est l'étoile la plus proche de la Terre. Elle apparaît sous la forme d'une sphère gazeuse de 1 391 000 km de diamètre, sa masse est évaluée à  $10^{30} kg$ . Sa distance de la Terre varie de 147 100 000 km lorsqu'il est le plus proche de nous ; à 152 100 000 km. Sa distance moyenne à la Terre est de 149 450 000 km. Le soleil nous entraîne à une vitesse de 250 km/s autour de son orbite galactique ; ce qui lui donne 220 millions d'années pour achever une révolution complète autour de son centre galactique. Il tourne aussi autour de lui-même, la durée de sa rotation sidérale est de 25 jours environ [1].

Le Soleil, composé principalement de 70% d'Hydrogène et de 25% d'Hélium, répand depuis des milliards d'années d'énormes quantités d'énergies dans l'univers intersidéral. Cette énergie émise par le Soleil provient d'une suite de réactions thermonucléaires et exothermiques compliquées, dite *Cycle de Bethe*. Le processus dominant commence par la fusion de deux protons puis se poursuit par l'apport d'un troisième proton :



Avec :

$\gamma_e$  : Neutrino ;

$e^+$  : Positon ;

$D$  : Noyau du Deutérium (Hydrogène lourd).

Ces réactions nucléaires prennent naissance au cœur du Soleil, l'énergie s'achemine vers la périphérie d'abord par rayonnement ensuite par convection.

### I.3. Mouvement de la Terre autour du Soleil

Le centre de gravité de la Terre décrit une ellipse dont le Soleil occupe l'un des foyers (Figure I.1). La distance entre le soleil et la Terre est donnée, en mètre, par : [2]

$$d = 1,5.10^{11} \left\{ 1 + 0,017 \sin \left[ \frac{360(J - 93)}{365} \right] \right\} \quad (I-1)$$

Où  $J$  représente le jour de l'année ;  $J=1$  pour le premier janvier.

L'excentricité de cette ellipse demeure très faible, la distance Terre-Soleil ne varie que de 1.7% par rapport à sa valeur moyenne : 149 450 000km.

Le plan de la trajectoire de la Terre autour du Soleil s'appelle *l'écliptique*.

Le plan équatorial, perpendiculaire à l'axe des pôles, fait un angle de  $23^{\circ}27'$  avec *l'écliptique*. Cet angle se nomme *l'inclinaison*. C'est cette inclinaison qui fait que le Soleil soit plus haut dans le ciel en été qu'en hiver ; aussi, c'est l'inclinaison qui fait que les jours sont plus longs en été qu'en hiver.

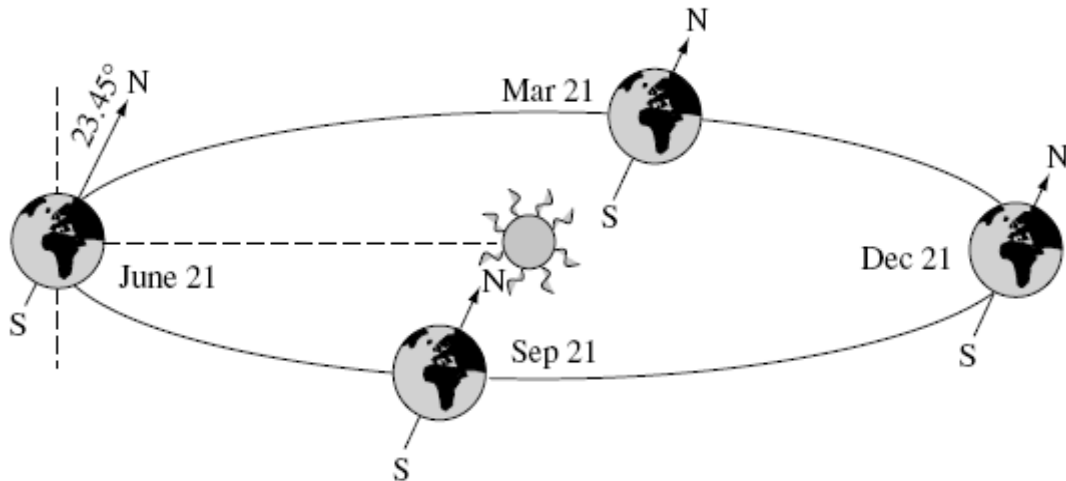


Figure I.1. Orbite de la Terre et sa déclinaison à différentes périodes de l'année

L'angle formé par la direction du soleil et le plan équatorial constitue la déclinaison notée  $\delta$ . Celle-ci varie au cours de l'année, en atteignant ses deux valeurs extrêmes :  $-23^{\circ}27'$  au solstice d'hiver et  $+23^{\circ}27'$  au solstice d'été, elle s'annule aux équinoxes de printemps et d'automne. Sa valeur, à toute époque de l'année, est donnée par la formule [3] :

$$\delta = 23,45^{\circ} \sin \left[ 360 \frac{284 + J}{365} \right] \quad (I-2)$$

## I.4. Position du soleil

Pour localiser le soleil dans le ciel on définit une sphère imaginaire appelée sphère céleste, de rayon arbitraire et dont le centre se définit suivant les besoins. Cela revient à dire que la Terre est fixe dans l'espace et que le soleil se déplace autour d'elle.

Pour définir complètement la position du soleil, il est nécessaire de spécifier trois paramètres ; si on assume que la distance Terre-Soleil est constante deux coordonnées suffisent pour localiser le soleil.

Les deux systèmes de coordonnées les plus employés sont le système horizontal et le système horaire.

### I.4.1. Système de coordonnées Horizontales

On prend comme origine le lieu d'observation. Le plan fondamental qui sert à définir les coordonnées d'une direction est le plan horizontal perpendiculaire à la verticale du lieu. Le plan méridien passe par la verticale du lieu et la direction des pôles. Il coupe le plan horizontal suivant la direction Sud-Nord. On distingue (Figure I.2).

**L'azimut  $a$** , mesuré dans le plan horizontal depuis le Sud, et positivement dans le sens rétrograde (le sens des aiguilles d'une montre). C'est l'angle entre le plan méridien du lieu et le plan vertical passant par le soleil perpendiculairement au plan fondamental.

L'azimut est compté en degrés, dans le sens rétrograde de 0 à 360° à partir du demi-méridien Sud pour les astronomes ; dans la marine en mesure les azimutes à partir du demi-méridien Nord.

**La hauteur  $\varphi$** , dans le plan vertical du soleil. C'est l'angle formé par le plan fondamental et la direction du soleil. On appelle distance zénithale le complément définit par :  $z = 90^\circ - \varphi$

La hauteur  $h$  est comptée en degrés à partir du plan horizontal, de -90° au pôle Sud à +90° au pôle Nord.

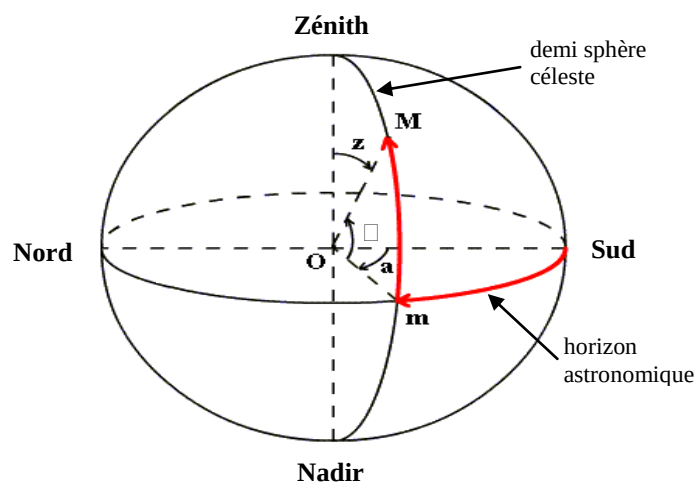


Figure I.2. Système de coordonnées horizontales

### I.4.2. Système de coordonnées horaires

Dans ce cas, l'origine est le centre de la Terre, le plan fondamental celui de l'équateur. On distingue (Figure I.3).

**L'angle horaire  $H$** , angle formé par le plan méridien du lieu et celui passant par la direction du soleil.

Si l'on prend comme origine le méridien de *Greenwich*, l'angle a une valeur comprise entre  $0^\circ$  et  $360^\circ$ .

L'angle  $H$  est mesuré, positivement dans le sens rétrograde, en heures, minutes et secondes.

**La déclinaison  $\delta$** , angle formé par le plan de l'équateur et la direction du Soleil.

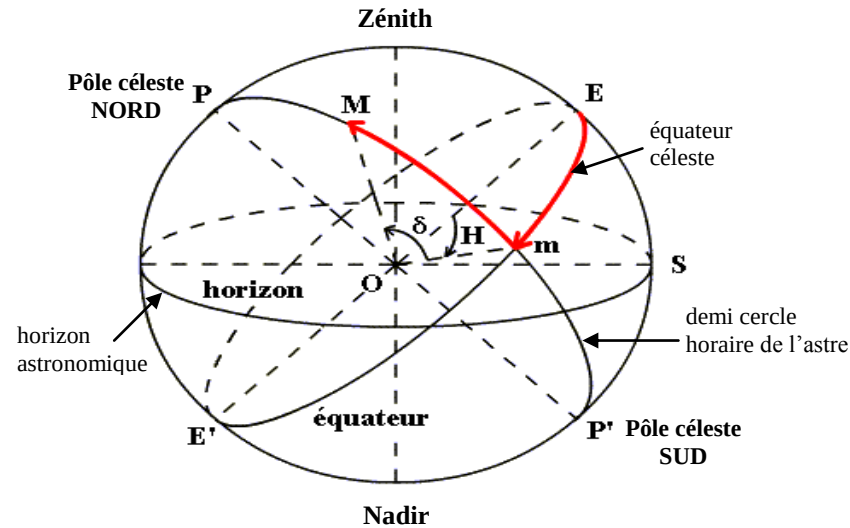


Figure I.3. Système de coordonnées horaires

### I.5. Puissance du rayonnement solaire à la limite de l'atmosphère

On appelle irradiance (ou ensoleillement) la densité de puissance reçue par une surface soumise à un flux lumineux. L'unité utilisée est le  $W/m^2$ .

A la limite supérieure de l'atmosphère la puissance du rayonnement solaire sur une surface de  $1m^2$  placée perpendiculairement au rayonnement vaut  $1390W/m^2$ . Cette donnée appelée constante solaire varie de  $\pm 3,5\%$  autour de sa valeur moyenne. Sa valeur effective dépend de la distance Terre-Soleil.

### I.6. Constitution du spectre solaire

Le spectre solaire hors atmosphère s'étend pratiquement entre  $0.2\mu m$  et  $4\mu m$  (Figure I.4). La partie principale du rayonnement solaire est constituée par une gamme continue de radiations allant de  $0.2\mu m$  et  $2.4\mu m$  ; ce spectre s'apparente à celui émis par un corps noir porté à une température de  $5800K$  [4].

Des radiations supplémentaires sont, également, émises :

- ❖ Des radiations de l'Ultraviolet extrême, notamment la raie *Lyman  $\alpha$*  de l'Hydrogène neutre à une longueur d'onde  $\lambda$  de  $0.1216\mu m$  ;
- ❖ Des rayons X ( $0.001\mu m$  à  $0.01\mu m$ ) et des ondes radioélectriques courtes.

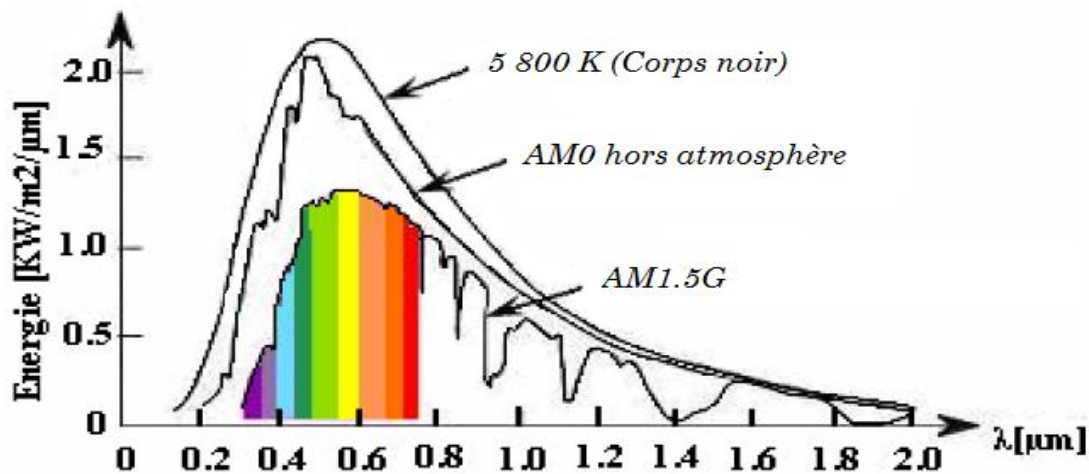


Figure I.4. Spectre solaire hors atmosphère et au sol

L'énergie des radiations supplémentaires ne représente qu'une fraction inférieure à  $10^{-5}$  de l'ensemble du rayonnement solaire.

Signalons, au passage, que les cellules photovoltaïques n'exploitent qu'une fraction du spectre solaire. Dans le silicium, par exemple, les photons ne sont absorbés qu'entre  $0.35\mu\text{m}$  et  $1.1\mu\text{m}$  ; entre  $0.35\mu\text{m}$  et  $0.9\mu\text{m}$  pour l'arséniure de gallium [4].

## I.7. Constitution de l'atmosphère

L'atmosphère, comme tous les corps, subit l'effet de la pesanteur. Sa densité est maximale à la surface du globe. 90% de la masse totale de l'atmosphère est comprise entre 0 et  $16\text{km}$ .

Vue de l'extérieur, l'ionosphère enveloppe le globe à une altitude du sol terrestre comprise entre 50 et  $1000\text{km}$ . La stratosphère s'étend entre 11 et  $50\text{km}$  du sol ; la température y croît avec l'altitude. Ce réchauffement provient de l'ozone qui absorbe, dans le proche Ultraviolet, les rayonnements dangereux pour la vie sur Terre.

Enfin, entre  $11\text{km}$  et le sol se situe la troposphère ; la température y décroît avec l'altitude. La vapeur d'eau reste confinée essentiellement dans cette couche [4].

L'atmosphère se compose principalement d'azote (78%), d'oxygène (21%), d'argon (0.93%), d'Hydrogène (0.01%) et de gaz carbonique (0.03%). Deux autres constituants, en très faible concentration, la vapeur d'eau et l'ozone, sont à l'origine des bandes d'absorption [5].

Des particules de poussière et des microgouttelettes interceptent les rayons incidents, les absorbent et les réfléchissent.

## I.8. Effet de l'atmosphère

Rappelons d'abord quelques notions de physique classique :

Lorsqu'une radiation passe d'un milieu d'indice de réfraction  $n_1$  à un autre milieu d'indice de réfraction  $n_2$ , il y a d'abord déviation (réfraction) des rayons lumineux et si la différence des deux indices est grande, une certaine quantité du rayonnement incident est renvoyée (réfléchi) dans le premier milieu dans une direction privilégiée.

Quand le rayonnement heurte des obstacles, dont les dimensions sont de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde, il est dévié non pas dans une seule direction, mais dans un certain nombre de directions privilégiées. Ce phénomène s'appelle la diffraction.

Enfin, si le faisceau incident est réfléchi dans toutes les directions par des irrégularités de surface réparties au hasard et dont les dimensions sont de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde ou inférieure, on est en présence du phénomène de diffusion.

La lumière est diffusée par les particules de poussières contenues dans l'atmosphère (aérosol) et par les molécules de l'air elles-mêmes.

Un autre phénomène se produit dans l'atmosphère, c'est l'absorption. L'ozone et la vapeur d'eau sont deux constituants atmosphériques qui provoquent une absorption extrêmement sensible dans certaines longueurs d'ondes du spectre solaire.

L'ozone provoque de fortes bandes d'absorption entre  $0.2\mu m$  et  $0.3\mu m$ , et une légère absorption dans la bande spectrale comprise entre  $0.45\mu m$  et  $0.7\mu m$  et deux bandes Infrarouges à  $10\mu m$  et  $14\mu m$ .

La vapeur d'eau présente des bandes multiples et complexes :

Bande A :  $0.72\mu m$  faible

Bande 0.8 :  $0.82\mu m$  faible

Bande  $\rho, \sigma, \tau$  :  $0.92\mu m$

$\phi$  :  $1.1\mu m$

$\psi$  :  $1.4\mu m$

$\Omega$  :  $1.9\mu m$

$\chi$  :  $2.4$  à  $2.9\mu m$  forte et large

$3$  à  $4\mu m$  : forte

$6\mu m$  : forte

Bande de rotation :  $18\mu m$

L'oxygène à deux bandes d'absorption étroites vers  $0.69\mu m$  et  $0.76\mu m$ .

Le dioxyde de carbone génère deux bandes d'absorption étroites centrées sur  $1.6\mu m$  et  $2\mu m$  et des bandes fortes centrées sur  $2.25\mu m$  et  $4.15\mu m$  [5].

### **I.8.1. Rayonnement solaire à travers l'atmosphère**

En traversant l'atmosphère, une partie du rayonnement solaire incident parvient directement au sol, l'autre partie, qui a été diffusée, provient du reste de la voûte céleste hors du disque solaire (Figure I.5).

Un module photovoltaïque incliné subit une autre composante du rayonnement : la fraction renvoyée vers l'atmosphère après réflexion diffuse par le sol. Cette fraction de rayonnement, non absorbée par le sol, s'appelle albédo. Elle varie en fonction de la nature du sol et de son état de surface. Elle est, par exemple, de 0.85 pour de la neige fraîche ; entre 0.12 et 0.25 pour une prairie [5].

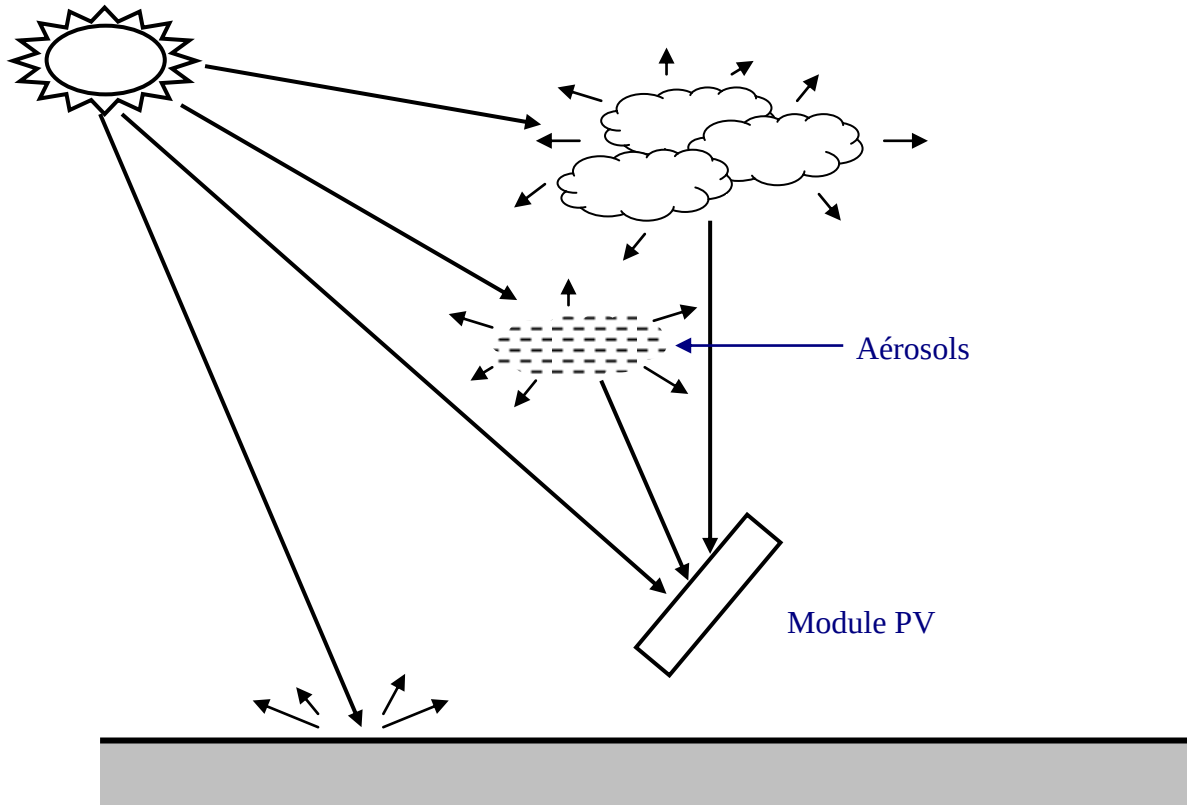


Figure I.5. Rayonnements incidents sur un générateur photovoltaïque

### I.8.2. Notion de trajet optique ou masse atmosphérique

Considérons la figure I.6.

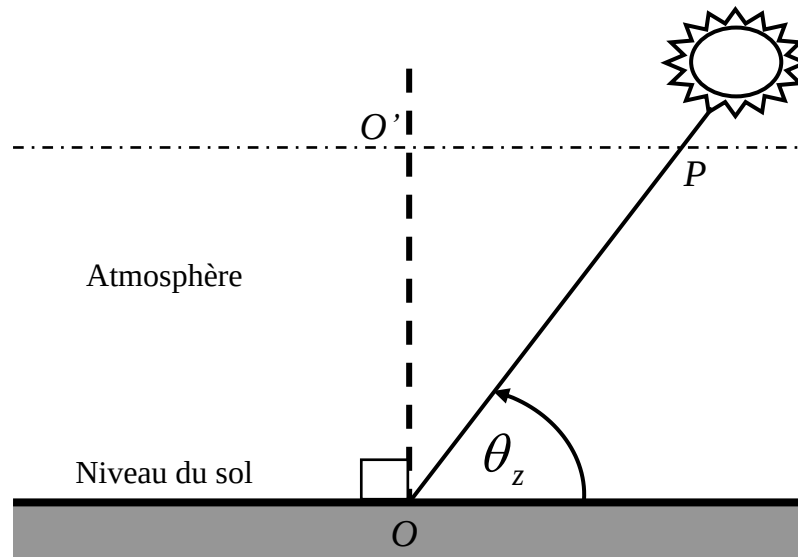


Figure I.6. Définition de la masse d'air

On définit un trajet optique ou masse atmosphérique en prenant pour unité l'épaisseur verticale de l'atmosphère moyenne au-dessus du niveau de la mer (pression 1000mbar) par :

$$AM_x = OP = \frac{O'O}{\sin(\theta_z)} \quad (I-3)$$

La notion de masse atmosphérique, désignée  $AM_x$ , a été instituée afin de comparer les performances des cellules photovoltaïques. Elle quantifie la quantité de puissance absorbée par l'atmosphère en fonction de l'angle  $\theta_z$  du soleil par rapport au plan horizontal.  $x$  dans la formule (I-3) est donnée par :

$$x = \frac{1}{\sin(\theta_z)} \quad (I-4)$$

$AM_0$  correspond à l'irradiance hors atmosphère.

Le spectre standard utilisé pour le photovoltaïque est  $AM_{1.5G}$  correspondant à un angle  $\theta_z$  de 48.19°.

Le « G » signifie globale car il tient compte à la fois des radiations directes et diffuses.

Le nombre 1,5 indique que le parcours de la lumière dans l'atmosphère est 1,5 fois supérieur au parcours le plus court du Soleil, c'est-à-dire au zénith.

La densité de puissance totale contenue dans le spectre  $AM_{1.5G}$  est normalisée (arrondie) à une valeur de 1000W/m<sup>2</sup> appelée 1sun.

## I.9. Optimisation de l'orientation et de l'inclinaison des modules photovoltaïques

Afin de maximiser la production d'électricité d'une installation photovoltaïque, il convient d'orienter les modules de façon optimale afin de capter le maximum du rayonnement solaire.

Connaissant l'éclairement provenant du rayonnement direct, qu'on appelle  $I$ , et les coordonnées du soleil (azimut  $a$  et hauteur  $\square$ ), on peut calculer la composante de cet éclairement, perpendiculaire à la surface d'un générateur photovoltaïque, en fonction de son inclinaison et de son orientation.

Sur la figure I.7 le générateur photovoltaïque est incliné d'un angle  $\alpha$  par rapport au plan horizontal. On définit son orientation par l'angle  $\gamma$  que fait, avec la direction du Sud, la projection dans le plan horizontal de la normale ( $n$ ) à la surface du capteur. On écrit :

$$n = I \cdot \cos(\theta) \quad (I-5)$$

L'angle  $\theta$  que fait la normale au générateur photovoltaïque avec les rayons lumineux incidents est égal à [4] :

$$\cos(\theta) = \cos(\square) \sin(\alpha) \cos(a - \gamma) + \sin(\square) \cos(\alpha) \quad (I-6)$$

Pour maximiser le rayonnement sur la surface du générateur photovoltaïque, il faut que  $\cos(\theta)$  soit égal à 1 ; dans ces conditions les angles  $\gamma$  et  $a$  d'une part,  $\alpha$  et  $h$ , d'autre part, seront définis tels que :

$$\gamma = a \quad \text{et} \quad \alpha = 90 - \square$$

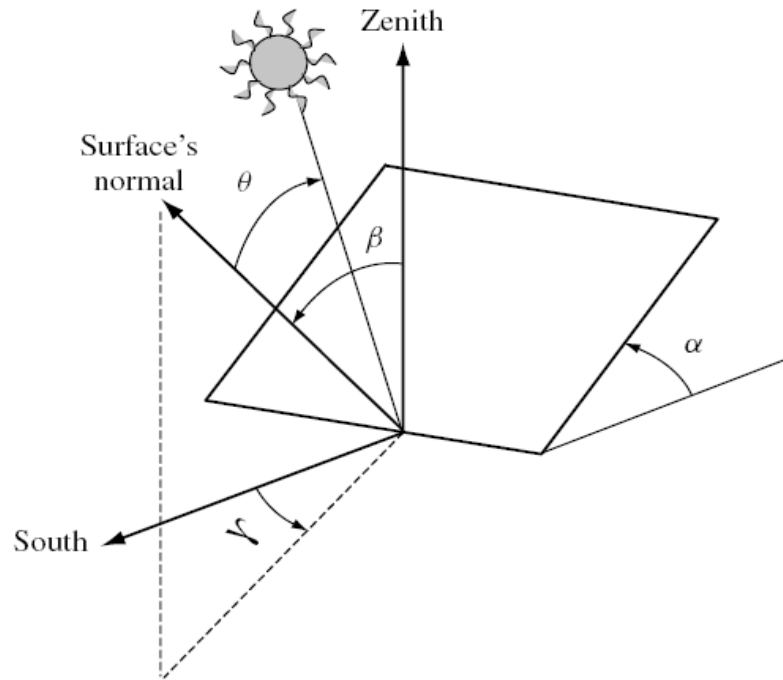


Figure I.7. Positionnement du GPV

Dans le cas du rayonnement diffus le problème se complique. En effet, l'éclairement diffus présente un caractère anisotrope d'autant plus marqué que la hauteur du Soleil diminue.

C'est l'hémisphère vu par la surface du générateur photovoltaïque qu'il faut considérer. Si le GPV est incliné, il capte à la fois le rayonnement diffusé par le Soleil et les nuages et celui qui est réfléchi par le Sol.

Ce rayonnement réfléchi dans l'atmosphère par le sol accroît le rayonnement diffus si l'albédo est élevé. On doit alors en tenir compte [4].

Le rayonnement global reçu par le capteur correspond à la somme de ces trois contributions de rayonnements lumineux.

En conclusion on peut dire que l'énergie solaire reçue par la surface du générateur photovoltaïque sera plus importante si cette surface est perpendiculaire aux rayons directs du Soleil.

D'une manière générale on oriente le générateur photovoltaïque vers le Sud lorsqu'on est dans l'hémisphère Nord, et vers le Nord lorsqu'on est dans l'hémisphère Sud.

L'inclinaison optimale du générateur photovoltaïque par rapport à l'horizontale est donnée par la relation suivante :

$$\text{Inclinaison} = \text{latitude du lieu} - \text{Arc sin} \left( 0,4 \sin \left( J \frac{360}{365} \right) \right) \quad (\text{I-7})$$

$J$  : nombre de jours entre l'équinoxe de printemps (21 mars de chaque année) et le jour considéré, de signe négatif vers la saison froide.

L'angle d'inclinaison optimale en moyenne annuelle correspond à la latitude du lieu. Cet angle est souvent pondéré en fonction de l'utilisation souhaitée.

Avec des panneaux orientables, on peut modifier l'inclinaison tous les mois, mais par facilité, on choisit une inclinaison pour l'été et une autre pour l'hiver.

On peut, également, utiliser des suiveurs de trajectoires solaires. Le générateur photovoltaïque sera aligné sur la position du Soleil de telle manière à ce que sa surface soit toujours orientée selon l'angle optimal. Ces dispositifs de poursuite présentent, néanmoins, quelques inconvénients : Ils sont complexes, fragiles et coûteux, en plus leur usage ne se justifie qu'en cas d'absence de couverture nuageuse.

## **I.10. Conclusion**

Malgré la distance considérable qui le sépare de la Terre, le soleil fournit une énergie importante. L'hémisphère éclairé de la Terre reçoit une puissance de  $1,8 \cdot 10^{17}$  Watts sous la forme d'un rayonnement dont le spectre se répartit essentiellement entre 0.2 et  $4\mu m$ .

L'intensité et la répartition spectrale de ce rayonnement sont pondérées par divers facteurs ; à la surface de la Terre le rayonnement solaire est réfléchi, diffusé et absorbé par les gaz, les aérosols et les nuages. L'énergie fournie par le soleil dépend également des conditions climatiques, la latitude du lieu, son degré de pollution et des saisons.

De par sa situation géographique, l'Algérie dispose d'un des gisements solaires les plus importants du monde. La durée d'insolation sur la quasi totalité du territoire national dépasse les 2000 heures annuellement.

L'énergie reçue quotidiennement sur une surface horizontale de  $1m^2$  est de l'ordre de  $5Kwh$  sur la majeure partie du territoire national [6]. Ceci offre un environnement propice au développement de filières énergétiques solaires, thermiques ou photovoltaïques.

## CHAPITRE II

# PHOTOVOLTAÏQUE : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT ET MODELISATION

## CHAPITRE II

# PHOTOVOLTAÏQUE : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT ET MODELISATION

### II.1. Introduction

L'énergie solaire est la source d'énergie la plus abondante parmi les énergies renouvelables. L'électricité photovoltaïque est obtenue par transformation directe de la lumière des rayonnements solaires en électricité, au moyen de cellules photovoltaïques.

Nous nous intéressons dans ce chapitre à la conversion photovoltaïque ; dans un premier temps, nous décrirons brièvement la structure et le fonctionnement des cellules et générateurs photovoltaïques ; Ainsi, nous étudierons l'influence des conditions météorologiques (Température et irradiance) sur le comportement électrique d'une cellule solaire. Trois méthodes de modélisation du GPV seront abordées dans ce chapitre, à savoir, le modèle à quatre paramètres, le modèle à cinq paramètres et le modèle à deux exponentielles.

Une nouvelle méthode de modélisation, basée sur une approche graphique, est proposée.

### II.2. Effet photovoltaïque

Historiquement, l'effet photovoltaïque a été mis en évidence en 1839, quant Antoine Becquerel obtint une différence de potentiel aux bornes d'une électrode éclairée émergée dans un électrolyte. Albert Einstein expliqua le phénomène photoélectrique en 1912; mais il fallut attendre le début des années 50 pour sa mise en application pratique. En 1954 D.M. Chapin, C.S. Fuller et G.L. Pearson réalisent, en laboratoire, la première cellule solaire en silicium. Vient alors la conquête spatiale; en 1959, la NASA met en orbite le premier satellite artificiel équipé de cellules solaires. La fabrication pour des applications spatiales et terrestres est lancée. L'amélioration des propriétés cristallines du semi-conducteur et la technologie du composant progressent.

Plusieurs technologies ont vu le jour; chacune propose un type de cellule avec un rendement et un coût qui lui est propre.

**Les cellules monocristallines :** la technologie monocristalline propose des cellules industrielles à base de silicium massif monocristallin avec un rendement de 12 à 18%. Cette technologie souffre d'un coût de fabrication élevé dû principalement à la qualité du matériau.

**Les cellules polycristallines :** la technologie polycristalline propose des cellules moins coûteuses, à base de silicium massif polycristalin, avec un rendement variant entre 11 et 13%.

**La technologie couches minces :** La technologie couches minces consiste à déposer une couche mince de semi-conducteur sur des substrats à bas coût : silicium métallurgique (peu purifié), plaques de verre, métal...etc. Le rendement reste cependant inférieur à 10%.

**Les cellules amorphes :** ont un coût de production bien plus bas, mais malheureusement leur rendement n'est que 8 à 10%. Cette technologie permet d'utiliser des couches très minces de

silicium. Elles sont utilisées le plus souvent dans les petits produits de consommation comme les calculatrices et les montres, mais aussi plus récemment sur les grandes surfaces utilisées pour la couverture des toits.

### II.3. Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque

Une cellule photovoltaïque est constituée d'un matériau absorbant l'énergie du photon et la transformant en énergie électrique. L'énergie du photon correspondant à une radiation donnée est reliée à sa longueur d'onde par la relation :

$$E_{\lambda} = h\gamma = \frac{hC}{\lambda} = \frac{1.24}{\lambda} \quad (\text{II-1})$$

Dans le schéma simple d'un matériau à deux niveaux d'énergies (Figure II.1) un électron ne peut passer de la bande de valence à la bande de conduction que si on lui apporte une énergie supérieure ou égale à l'énergie de *gap* du matériau,  $E_g$ .

$E_g$ , appelée aussi largeur de la bande interdite, définit l'écart énergétique entre la bande de valence et la bande de conduction.

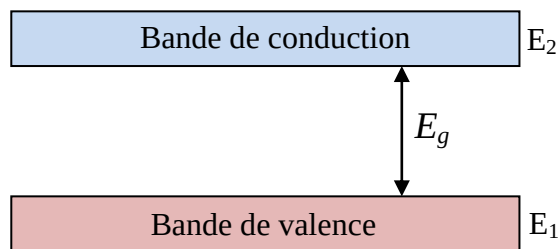


Figure II.1. Matériau à deux niveaux d'énergie

A ce stade, il faut noter que les photons d'énergie supérieure au *gap* ne transforment en électricité qu'au mieux l'énergie égale à l'énergie de *gap*, le reste est perdu sous forme de chaleur.

La tension de sortie d'un générateur élémentaire, constitué d'une seule cellule, est donnée par la relation suivante [7]:

$$V_{oc} = \frac{E_g}{q} \quad (\text{II-2})$$

Si on choisit un matériau ayant une largeur de bande interdite étroite, cela favorisera la création de paires électrons trous, mais la tension aux bornes de la cellule élémentaire sera faible. Si par contre on choisit un matériau ayant une largeur de bande interdite élevée, les électrons auront du mal à se libérer de la bande de valence. Le tableau II.1 donne la valeur de  $E_g$  pour quelques matériaux semi-conducteurs [8] [7].

En pratique, le choix du matériau résulte de nombreux critères, tels que son procédé de fabrication, sa pureté...etc; actuellement le matériau le plus utilisé dans l'industrie est le silicium (abondant, stable, non toxique et surtout facile à procèsser).

| Matériau            | Symbole chimique | Energie de Gap en eV |
|---------------------|------------------|----------------------|
| Silicium cristallin | Si               | 1.12                 |
| Silicium amorphe    | a-Si             | ~1.8                 |
| Germanium           | Ge               | 0.67                 |
| Arsenic de Galium   | GaAs             | 1.424                |
| Sulfure de Cadmium  | CdS              | 2.40                 |

Tableau II.1. Valeur de l'énergie de Gap, donnée pour quelques matériaux semi-conducteurs

Mais pour qu'un électron créé par l'absorption d'un photon participe à un courant utile, faut-il encore le canaliser [7]; c'est le rôle de la dissymétrie électrique que l'on obtient par création d'une jonction en mettant en contact deux semi-conducteurs de natures et de types différents (hétérojonction), soit par la barrière de potentiel entre un métal et un semi-conducteur (diode Schottky), ou tout simplement, à l'aide d'une homojonction, (ou jonction p-n) créée sur un seul barreau de semi-conducteur dopé différemment.

La structure d'une cellule photovoltaïque de base est représentée en figure II.2, on y remarque les pertes par réflexions et celles dues aux recombinaisons des porteurs photogénérés.

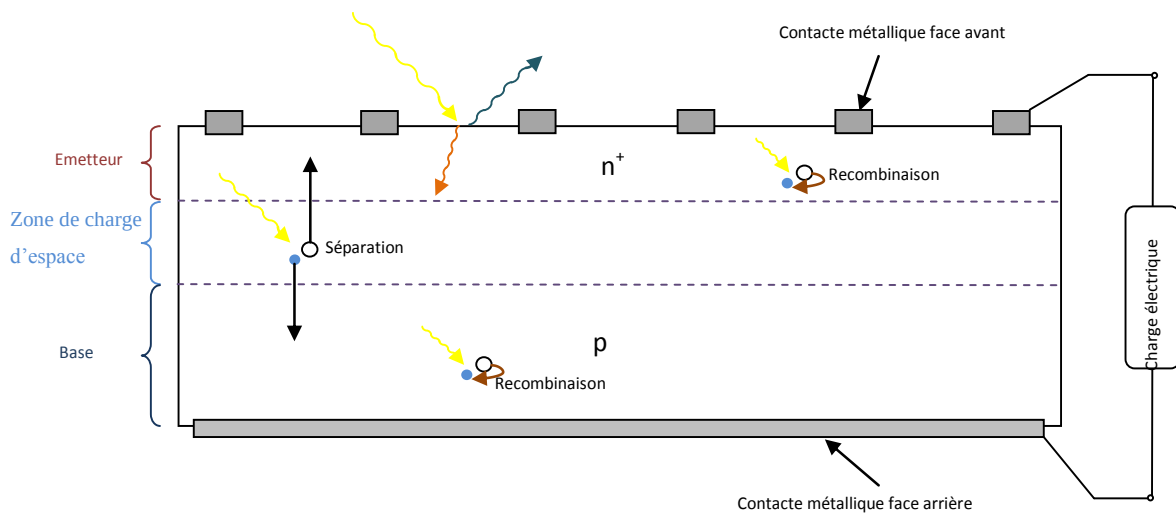


Figure II.2. Cellule solaire de base

La figure II.3 représente la caractéristique courant-tension d'une cellule photovoltaïque, monocristalline de  $10 \times 10 \text{ cm}^2$ , obtenue par le simulateur solaire *Lot-Oriel* disponible au niveau de l'UDTS (*Unité de Développement de la technologie du Silicium*).

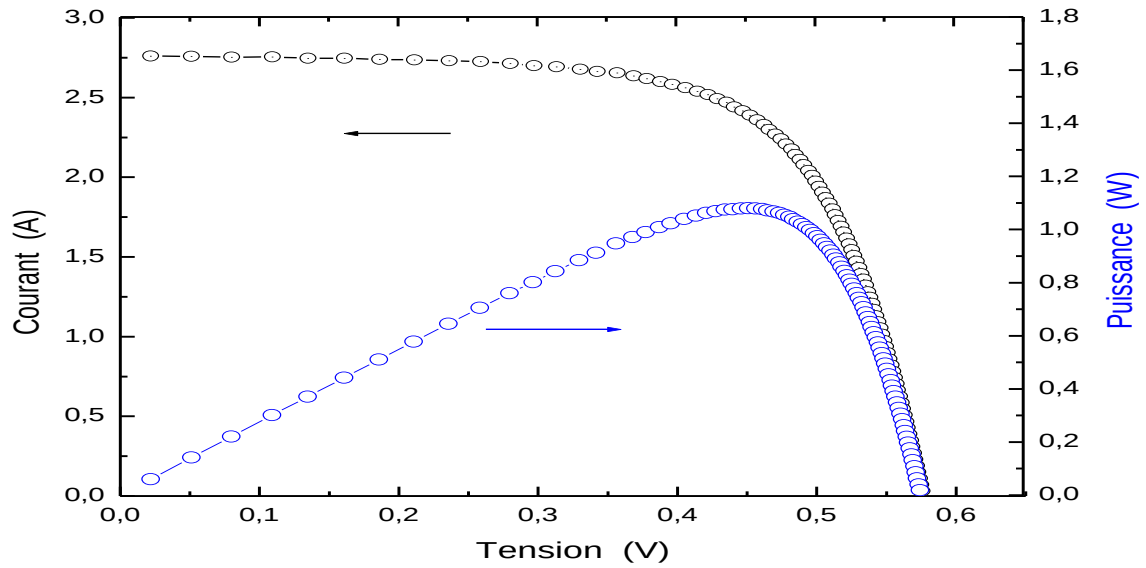


Figure II.3. Caractéristiques I-V et P-V d'une cellule photovoltaïque monocristalline de  $10 \times 10 \text{ cm}^2$   $E_g = 1.14 \text{ eV}$ , (Conditions de mesures : Spectre AM1.5G, Irradiance =  $1000 \text{ W/m}^2$ ,  $T = 26^\circ \text{C}$ ),  $I_{sc} = 2.7617 \text{ A}$ ,  $V_{oc} = 0.577 \text{ V}$ ,  $I_{mpp} = 2.401 \text{ A}$ ,  $V_{mpp} = 0.450 \text{ V}$ ,  $FF = 67.9$ , Efficacité =  $10.8\%$

Les différents paramètres caractérisant une cellule photovoltaïque sont les suivants :

$V_{OC}$  : Tension de circuit ouvert, elle représente la tension aux bornes de la cellule sous éclairement et à vide (sans circuit de charge) ;

$I_{SC}$  : Courant de court-circuit ;

$V_{mp}$  : Tension correspondant à la puissance maximale fournie ;

$I_{mp}$  : Courant correspondant à la puissance maximale fournie ;

On définit deux autres paramètres : le facteur de forme et le rendement.

$FF$  : Facteur de forme ou facteur de remplissage (*Fill Factor*), défini par :

$$FF = \frac{V_{mp} I_{mp}}{V_{oc} I_{cc}} \quad (\text{II-3})$$

Son expression empirique est donnée par la relation suivante [9] :

$$FF = \frac{V_{oc} - \frac{kT}{q} \ln \left[ q \frac{V_{oc}}{q} + 0.72 \right]}{V_{oc} + \frac{kT}{q}} \quad (\text{II-4})$$

$\eta$  : Le rendement ; c'est le rapport entre la puissance électrique fournie par la cellule et la puissance incidente.

$$\eta = \frac{V_{mp} I_{mp}}{P_{incidente}} = \frac{FF \cdot V_{oc} I_{oc}}{P_{incidente}} \quad (\text{II-5})$$

## II.4. Influence des paramètres météorologiques sur le fonctionnement de la cellule PV

### II.4.1 Influence de l'éclairement

Les figures II.4a et II.4b représentent les caractéristiques courant-tension et puissance-tension d'une cellule PV en fonction de l'éclairement, à une température constante.

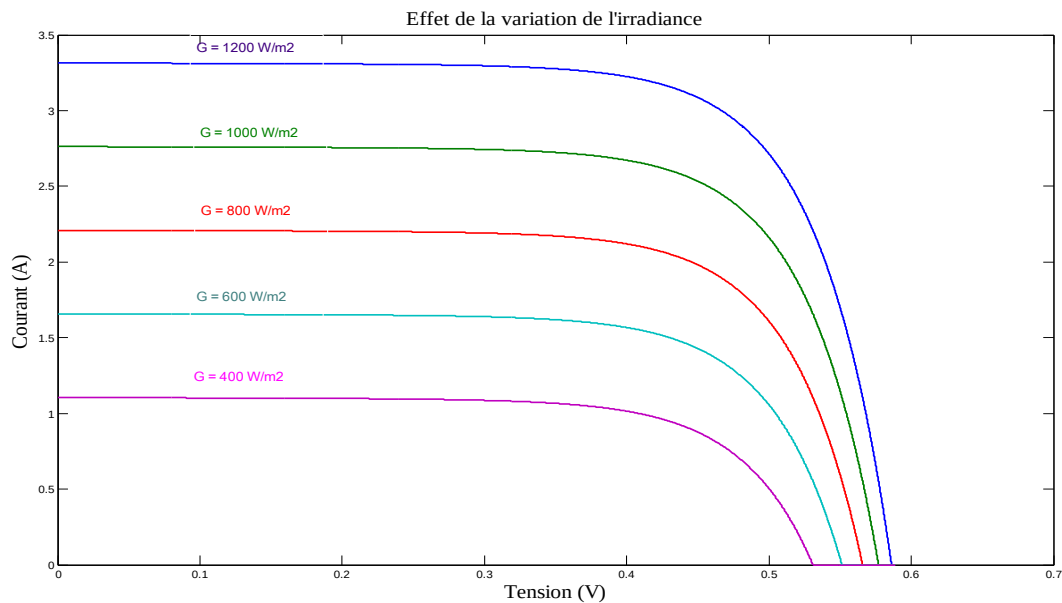


Figure II.4a. Influence de l'irradiance sur la caractéristique courant-tension d'une cellule PV

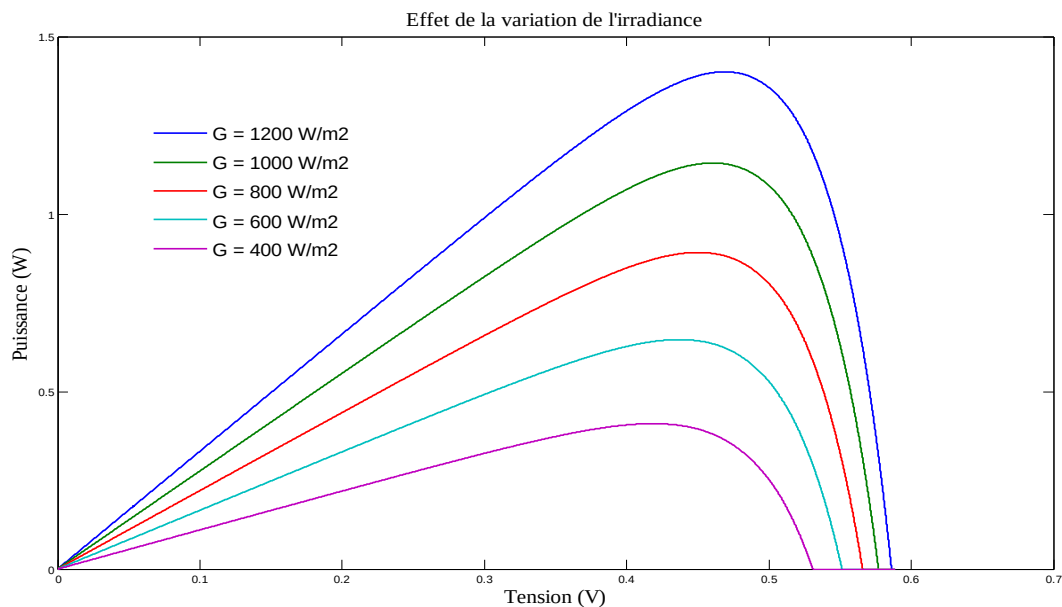


Figure II.4b. Influence de l'irradiance sur la caractéristique puissance-tension d'une cellule PV

On remarque que la tension  $V_{oc}$  varie très peu en fonction de l'irradiance, contrairement au courant  $I_{cc}$  qui augmente fortement avec l'irradiance (Figure II.4a). D'autre part, la puissance délivrée par une cellule PV dépend de l'irradiance qu'elle reçoit (Figure II.4b).

### II.4.2. Influence de la température

Les caractéristiques électriques d'une cellule PV dépendent de la température de jonction au niveau de la surface exposée. Les figures II.5a et II.5b donnent l'allure générale des caractéristiques électriques d'une cellule photovoltaïque pour différentes températures.

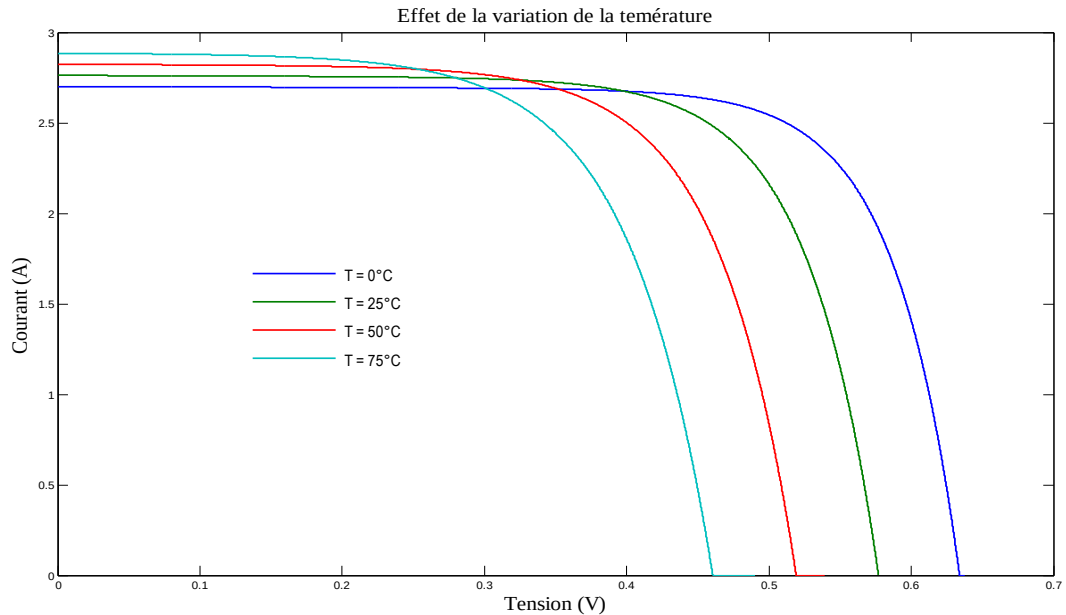


Figure II.5a. Influence de l'irradiance sur la caractéristique courant-tension d'une cellule PV

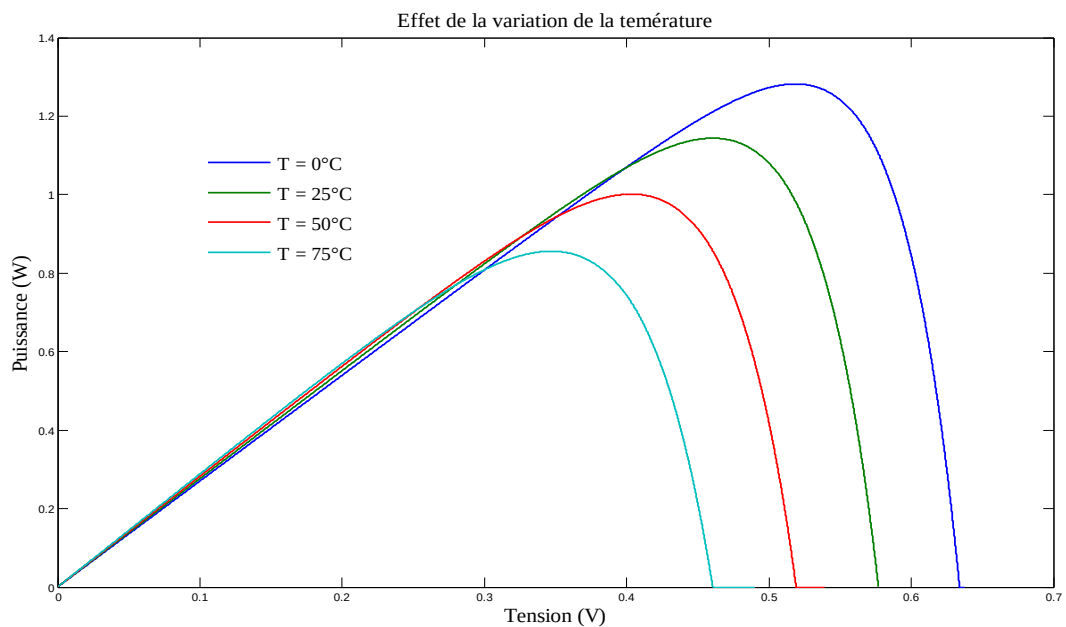


Figure II.5b. Influence de l'irradiance sur la caractéristique puissance-tension d'une cellule PV

Lorsque la température augmente, le courant photogénéré augmente, mais très légèrement, en contre partie, le nombre de porteurs minoritaires va augmenter ; ces porteurs en remplissant tous les niveaux d'énergie vont diminuer la longueur de la bande interdite et feront chuter, par la même, la tension de circuit ouvert.

## II.5. Générateur photovoltaïque

La cellule photovoltaïque élémentaire constitue un générateur électrique de très faible puissance (quelques Watts sous une tension très faible) qui est insuffisante pour la plus part des applications, il est donc nécessaire de faire augmenter cette puissance en faisant associer plusieurs cellules PV dans différents montages. En effet, en associant les cellules PV en série ou en parallèle, on peut constituer des modules PV qui fournissent la puissance demandée selon les besoins de l'application visée.

En associant en parallèle  $N_p$  rangées, où chaque rangée est constituée de  $N_s$  cellules élémentaires, les caractéristiques électriques du générateur résultant seront données par :

$$I_{scG} = N_p I_{sc}$$

$$V_{ocG} = N_s V_{oc}$$

La figure II.6 représente l'évolution des deux principales caractéristiques d'un générateur photovoltaïque, à savoir (I-V) et (P-V), pour différentes températures ; de même la figure II.7 les variations des mêmes caractéristiques suite à des variations d'irradiance.

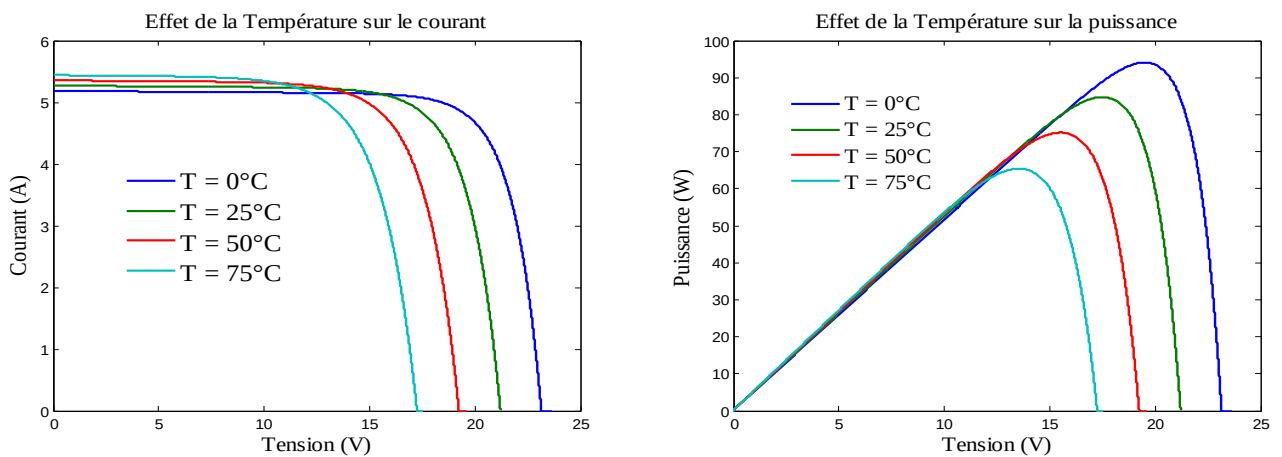


Figure II.6. Evolution des caractéristiques d'un GPV pour des variations de température (I-V) à gauche et (P-V) à droite

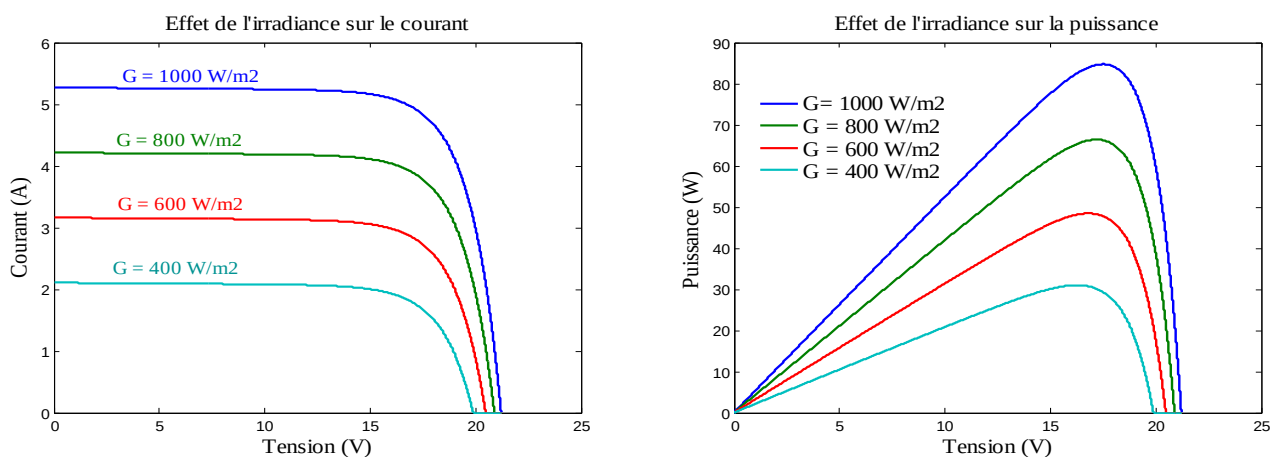


Figure II.7. Evolution des caractéristiques d'un GPV pour des variations d'irradiance (I-V) à gauche et (P-V) à droite

## II.6. Modélisation électrique des générateurs photovoltaïques

Les caractéristiques électriques d'une cellule photovoltaïque peuvent être modélisées par la superposition de la caractéristique d'une diode et un générateur de photocourant. La tension produite par la cellule photovoltaïque est réduite par la résistance série  $r_s$  du matériau et des contacts métalliques [10], une résistance by-pass  $r_{sh}$ , de valeur finie, rend compte des fuites de courant dues aux effets de bord [11].

L'expression générale du courant produit par une cellule photovoltaïque est donnée par l'équation suivante :

$$I = I_{ph} - I_0 \left( \exp \left( \frac{q(V + Ir_s)}{nkT} \right) - 1 \right) - \frac{(V + Ir_s)}{r_{sh}} \quad (\text{II-6})$$

$n$  est le facteur d'idéalité (de qualité) de la diode. Typiquement la valeur de  $n$  est entre 1 et 2 ;  $n$  est proche de 1 pour une diode où dominent les phénomènes de recombinaisons dans les régions quasi-neutres (zones de diffusion) ; inversement  $n$  tend vers 2 quand les recombinaisons dans la zone de charge d'espace dominant [9].

En utilisant l'équation (II-6) et en partant du fait qu'un générateur photovoltaïque est constitué de groupements, série-parallèle, de cellules photovoltaïques, la relation qui lie le courant à la tension d'un GPV est donnée par :

$$I = N_p I_{ph} - N_p I_0 \left( \exp \left( \frac{q \left( \left( \frac{V}{N_s} \right) + \left( \frac{I}{N_p} \right) \left( \frac{N_p}{N_s} R_s \right) \right)}{nkT} \right) - 1 \right) - N_p \frac{\left( \left( \frac{V}{N_s} \right) + \left( \frac{I}{N_p} \right) \left( \frac{N_p}{N_s} R_s \right) \right)}{\left( \frac{N_p}{N_s} R_{sh} \right)} \quad (\text{II-7})$$

Soit en simplifiant :

$$I = N_p I_{ph} - N_p I_0 \left( \exp \left( \frac{q(V + IR_s)}{N_s nkT} \right) - 1 \right) - \frac{(V + IR_s)}{R_{sh}} \quad (\text{II-8})$$

$$R_s = \frac{N_s}{N_p} r_s \quad (\text{II-9})$$

$$R_{sh} = \frac{N_s}{N_p} r_{sh} \quad (\text{II-10})$$

Dans la littérature plusieurs modèles ont été proposés pour décrire le comportement d'un générateur photovoltaïque. Trois modèles sont détaillés ici ; le modèle à une diode à quatre paramètres, le modèle à une diode à cinq paramètres et en fin le modèle à deux diodes.

### II.6.1. Modèle à quatre paramètres

Le modèle stipule qu'un générateur photovoltaïque idéal peut être modélisé par une source de courant, dépendant de l'irradiance, en parallèle avec une diode. Une résistance série est ajoutée pour rendre compte des pertes ohmiques. Le circuit équivalent pour ce modèle est représenté par la figure II.8.

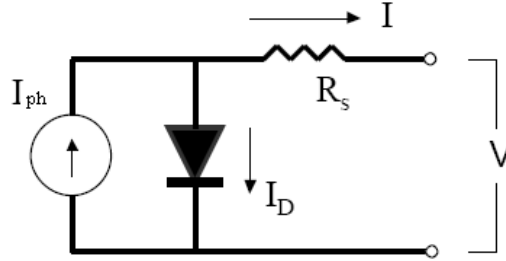


Figure II.8. Schéma équivalent du modèle à quatre paramètres

$I$  et  $V$  respectivement représentent le courant et la tension récupérés aux bornes de la charge [12].

La caractéristique courant-tension est décrite par l'expression ci-dessous :

$$I = I_{ph} - I_0 \left( \exp \left( \frac{q(V + IR_s)}{\gamma kT} \right) - 1 \right) \quad (\text{II-11})$$

Un générateur photovoltaïque sera donc défini par quatre paramètres :  $I_{ph}$ ,  $I_0$ ,  $\gamma$ , et  $R_s$ .

Malheureusement, ces informations ne sont pas directement fournies par le fabricant.

Les performances d'un module PV donné sont évaluées dans des conditions de test standard définies par une irradiance spectrale conforme au standard AM 1.5G, une irradiance de  $1000 \text{ W/m}^2$  et une température de  $25^\circ\text{C}$  pour la cellule. A ces conditions trois points de la caractéristique I-V sont disponibles : le point de court circuit ( $V=0$  et  $I=I_{sc}$ ), le point de puissance maximale ( $V_{mp}$  et  $I_{mp}$ ) et, enfin, le point de circuit ouvert ( $V=V_{oc}$  et  $I=0$ ). Substitués dans l'équation (II-11), nous obtenons :

$$0 = I_{ph,STC} - I_{0,STC} \left( \exp \left( \frac{qV_{oc,STC}}{\gamma kT_{STC}} \right) - 1 \right) \quad (\text{II-12})$$

$$I_{sc,STC} = I_{ph,STC} - I_{0,STC} \left( \exp \left( \frac{qI_{sc,STC}R_s}{\gamma kT_{STC}} \right) - 1 \right) \quad (\text{II-13})$$

$$I_{mp,STC} = I_{ph,STC} - I_{0,STC} \left( \exp \left( \frac{q(V_{mp,STC} + I_{mp,STC}R_s)}{\gamma kT_{STC}} \right) - 1 \right) \quad (\text{II-14})$$

Une quatrième équation est déduite du fait que la dérivée de la puissance s'annule au point maximal.

$$\frac{I_{mp}}{V_{mp}} = \frac{1}{\left(\frac{\gamma k T}{I_0 q}\right) \exp\left(\frac{-q}{\gamma k T}(V_{mp} + I_{mp} R_s)\right) + R_s} \quad (\text{II-15})$$

Il suffit de résoudre le système constitué des quatre équations (II-12) à (II-15) pour déterminer les paramètres du modèle.

Duffie et Beckman [13] proposent une alternative à l'équation (II-15) en utilisant deux grandeurs fournies par le fabricant ;  $\beta_{Voc}$  (coefficient de température de la tension de circuit ouvert) et  $\alpha_{Isc}$  (coefficient de température du courant de court circuit) l'expression de  $\gamma$  sera donnée par :

$$\gamma = \left(\frac{q}{k T_{STC}}\right) \frac{\beta_{Voc} T_{STC} - V_{oc,STC} + E_g N_s}{\frac{\alpha_{Isc} T_{STC}}{I_{ph,STC}} - 3} \quad (\text{II-16})$$

Le nouveau système constitué des équations (II-12), (II-13), (II-14) et (II-16) sera résolu analytiquement ; la méthode de Newton-Raphson est proposée par Townsend [14].

Cette méthode se base sur les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Le (-1) est négligé devant l'exponentiel dans les équations (II-12) et (II-14).
- On suppose, également, que le courant photogénéré est égal au courant de court circuit.

En introduisant un terme intermédiaire  $\gamma = \frac{q}{k T}$ , les paramètres du modèle sont donnés par :

$$I_{ph,STC} = I_{sc,STC} \quad (\text{II-17})$$

$$\gamma = \frac{\left(\frac{I_{sc,STC}}{I_{sc,STC} - I_{mp,STC}}\right) + \ln\left(1 - \frac{I_{mp,STC}}{I_{sc,STC}}\right)}{2V_{mp,STC} - V_{oc,STC}} \quad (\text{II-18})$$

$$R_s = \frac{\frac{1}{\gamma} \ln\left(1 - \frac{I_{mp,STC}}{I_{sc,STC}}\right) + V_{oc,STC} - V_{mp,STC}}{I_{mp,STC}} \quad (\text{II-19})$$

$$I_{0,STC} = I_{sc,STC} \exp(-\gamma V_{oc,STC}) \quad (\text{II-20})$$

$$\gamma = \frac{q}{\gamma k T_{STC}} \quad (\text{II-21})$$

## II.6.2. Modèle à cinq paramètres

Le modèle à quatre paramètres stipule que la pente de la courbe (I-V) est plane au point de court circuit, hypothèse qui n'est pas toujours vérifiée; spécialement pour des modules fabriqués à partir de matériaux tels que le silicium multicristallin ou amorphe.

Le modèle à cinq paramètres, introduit une résistance  $R_{sh}$  définie par l'équation (II-27). L'équation I de V du modèle est donnée par :

$$I = I_{ph} - I_0 \left( \exp \left( \frac{q(V + IR_s)}{\gamma k T} \right) - 1 \right) - \frac{(V + IR_s)}{R_{sh}} \quad (II-22)$$

Le circuit équivalent pour le modèle à cinq paramètres est représenté par la figure II.9.

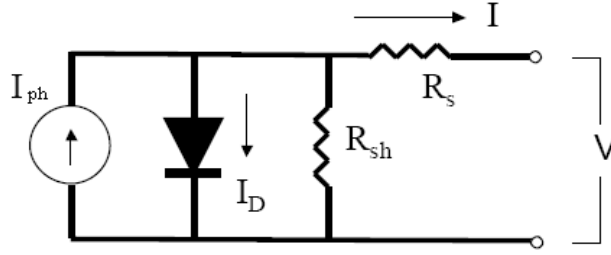


Figure II.9. Schéma équivalent du modèle à cinq paramètres

Aux points de circuit ouvert, court circuit et de puissance maximale l'équation devient ;

$$0 = I_{ph,STC} - I_{0,STC} \left( \exp \left( \frac{qV_{oc,STC}}{\gamma k T_{STC}} \right) - 1 \right) - \frac{V_{oc,STC}}{R_{sh}} \quad (II-23)$$

$$I_{sc,STC} = I_{ph,STC} - I_{0,STC} \left( \exp \left( \frac{qI_{sc,STC} R_s}{\gamma k T_{STC}} \right) - 1 \right) - \frac{I_{sc,STC} R_s}{R_{sh}} \quad (II-24)$$

$$I_{mp,STC} = I_{ph,STC} - I_{0,STC} \left( \exp \left( \frac{q(V_{mp,STC} + I_{mp,STC} R_s)}{\gamma k T_{STC}} \right) - 1 \right) - \frac{V_{mp,STC} + I_{mp,STC} R_s}{R_{sh}} \quad (II-25)$$

$$\left( \frac{d(IV)}{dV} \right)_{mp} = 0 \quad (II-26)$$

$$R_{sh} = \frac{-1}{\left( \frac{dI}{dV} \right)_{sc}} \quad (II-27)$$

On se retrouve devant un système à cinq équations non linéaires couplées assez difficiles à résoudre.

Townsend [14], fry [12] et R.chenni & al [15] proposent une méthode itérative pour régler le coefficient de température associé à la tension de circuit ouvert  $\beta_{Voc}$ .

$\beta_{Voc}$  est déterminé analytiquement à partir des équations (II-23) à (II-27); la valeur de  $R_s$  est réglée, par procédure itérative, pour faire correspondre le  $\beta_{Voc}$  calculé à celui fourni par le fabricant. Mais, une fois de plus, la méthode ne converge pas dans tout les cas.

De ce fait, nous proposons une alternative, très simple à mettre en œuvre. L'idée est d'ajuster les deux résistances  $R_{sh}$  et  $R_s$  jusqu'à faire correspondre la courbe (I-V) du modèle aux données de mesure. Cette technique se résume en quatre étapes [16] :

**Étape1 :** On considère comme premières approximations :

$$R_{sh} = \frac{-1}{\left(\frac{dI}{dV}\right)_{sc}} \quad \text{et} \quad R_s = \frac{-1}{\left(\frac{dI}{dV}\right)_{co}}$$

W. De soto, dans [17] évalue  $R_{sh}$  par : 
$$R_{sh} = \frac{2V_{mp,STC}}{I_{sc,STC} - I_{mp,STC}}$$

**Étape2 :** On calcule les trois autres paramètres définis par les équations (II-28), (II-29) et (II-30).

$$I_{ph,STC} = I_{sc,STC} \left( 1 + \frac{R_s}{R_{sh}} \right) \quad (II-28)$$

$$I_{0,STC} = \frac{I_{ph,STC} - \frac{V_{oc,STC}}{R_{sh}}}{\exp\left(\frac{q}{\gamma k T_{STC}} V_{oc,STC}\right)} \quad (II-29)$$

$$\gamma = \frac{q(V_{mp,STC} - V_{oc,STC} + I_{mp,STC} R_s)}{k T_{STC} \ln \left( \frac{I_{ph,STC} - I_{mp,STC} - \frac{V_{mp,STC} + I_{mp,STC} R_s}{R_{sh}}}{I_{sc,STC} - \frac{V_{oc,STC}}{R_{sh}}} \right)} \quad (II-30)$$

**Étape3 :** On trace les caractéristiques (I-V) prédites par le modèle et on les compare avec celles mesurées.

**Étape4 :** On change les valeurs de  $R_s$  et  $R_{sh}$  pour se rapprocher des caractéristiques réelles; et on refait les étapes 2 et 3.

Cette nouvelle méthode de détermination des paramètres a été testée sur un GPV de type MSX-83 composé de 36 cellules multicristallines connectées en série (caractéristiques en annexe).

La figure II.10 présente une comparaison entre l'efficacité du modèle proposé. La courbe I-V prédite par le modèle à cinq paramètres s'accorde mieux aux données réelles que dans le cas du modèle à quatre paramètres. La différence entre les deux modèles est plus apparente autour des points de puissance maximale. Cette tendance se confirme, également, pour des variations des conditions météorologiques.

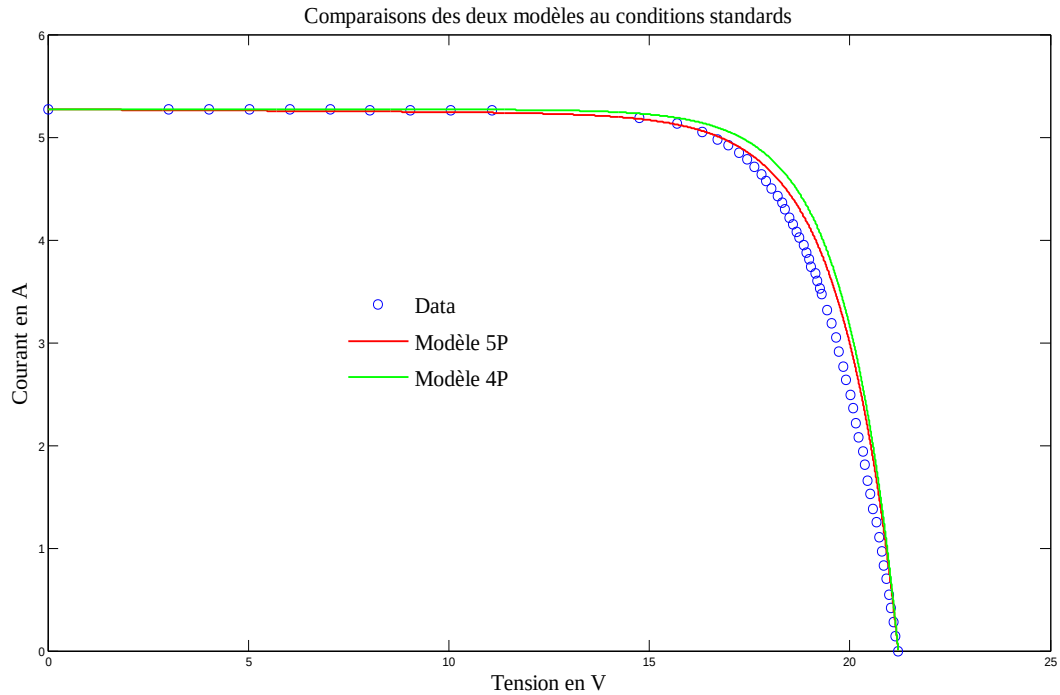


Figure II.10. Comparaison des deux modèles (à quatre et à cinq paramètres) de type MSX83

La figure II.11 présente la réaction du modèle à cinq paramètres suite à des variations de température. L'erreur commise varie légèrement avec la température. Le modèle offre des performances acceptables vis-à-vis des variations de température. La même constatation est faite pour des variations d'irradiance ( $1000\text{W/m}^2$  et  $800\text{W/m}^2$ ) (Figure II.12).

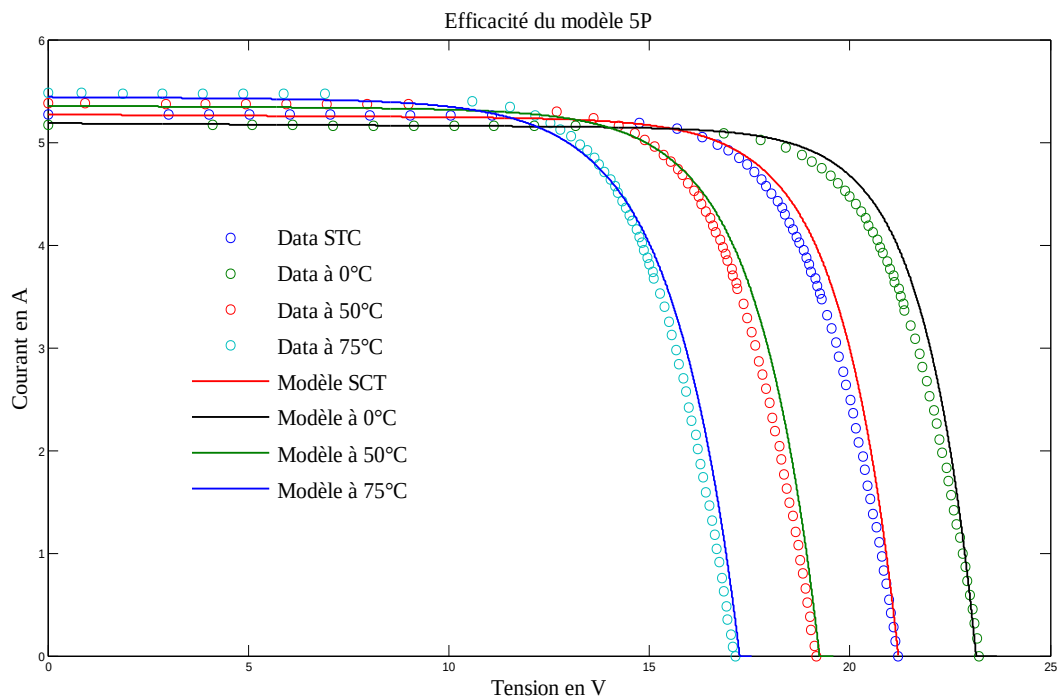


Figure II.11. Efficacité du modèle à cinq paramètres de type MSX83

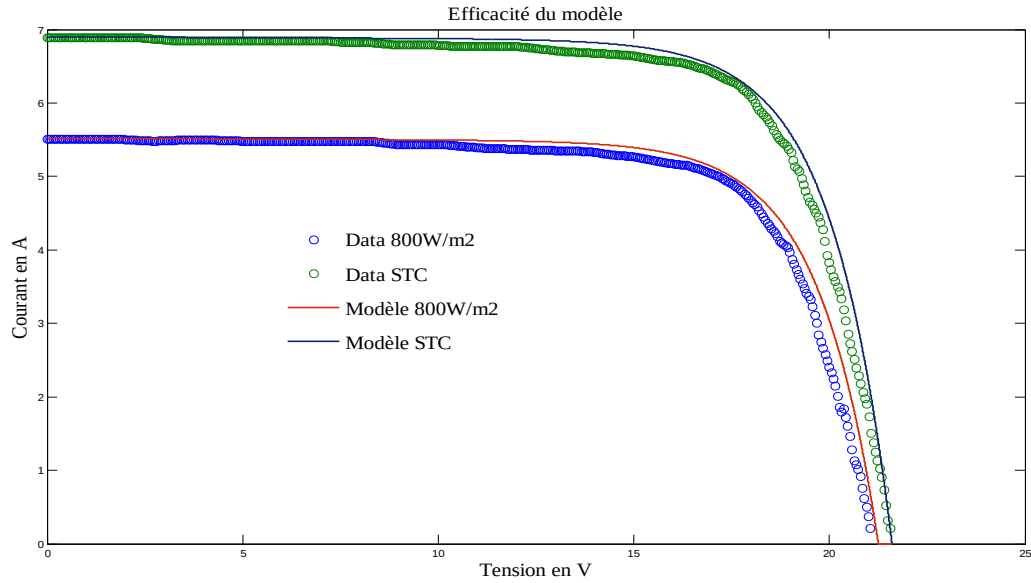


Figure II.12. Caractéristique courant-tension pour une température constante (25°C) et différentes irradiances

Pour les tests de variation de l'irradiance, les données de référence sont extraites de courbes digitalisées à partir de la fiche technique du générateur photovoltaïque PW6-110 de Photowatt.

Pour estimer l'efficacité de cette nouvelle méthode l'erreur commise est calculée à partir de l'équation (II-31).

$$Erreur[\%] = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^N (I_{Data} - I_{Modèle})^2}}{I_{Data, SC}} \times 100 \quad (II-31)$$

$N$  : nombre de points mesurés.

Dans le tableau II-2 on présente une comparaison entre le modèle à quatre paramètres et le modèle à cinq paramètres élaboré par la nouvelle méthode.

| Température [°C] | Modèle à 4 Paramètres | Modèle à 5 paramètres |                      |                     |                       |                      |                      |
|------------------|-----------------------|-----------------------|----------------------|---------------------|-----------------------|----------------------|----------------------|
|                  |                       | Rsh=400Ω<br>Rs=0.05Ω  | Rsh=100Ω<br>Rs=0.01Ω | Rsh=30Ω<br>Rs=0.05Ω | Rsh=500Ω<br>Rs=0.07 Ω | Rsh=500Ω<br>Rs=0.01Ω | Rsh=300Ω<br>Rs=0.03Ω |
| 0                | 7.64                  | 5.65                  | 5.62                 | PdC                 | 6.08                  | 4.73                 | 5.3                  |
| 25               | 8                     | 5.8                   | 6.66                 | PdC                 | 6.35                  | 4.53                 | 5.4                  |
| 50               | 8.25                  | 5.9                   | 7.77                 | PdC                 | 6.52                  | 4.2                  | 5.5                  |
| 75               | 8.8                   | 5.84                  | 8.66                 | PdC                 | 6.54                  | 3.8                  | 5.4                  |

Tableau II.2. Erreur en % pour les deux modèles

PdC : Pas de Convergence

On remarque, que des valeurs inappropriées des paramètres  $R_s$  et  $R_{sh}$  conduiraient à des résultats erronés (Figure II.13).

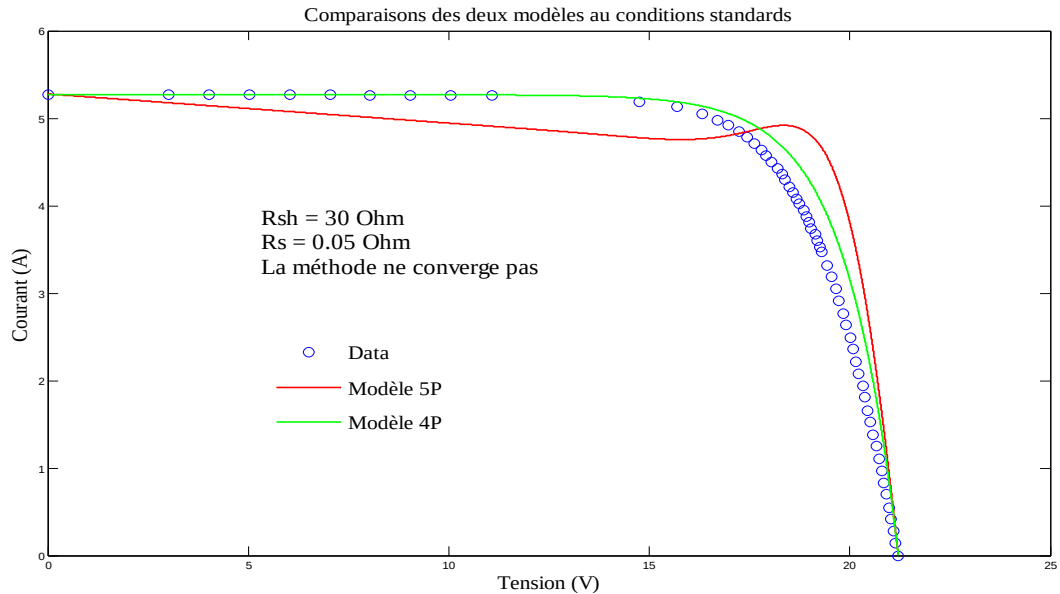


Figure II.13. Mauvais choix des valeurs de  $R_{sh}$  et  $R_s$

#### II.6.2.1. Influence de $R_s$ et de $R_{sh}$

Dans cette partie, on se propose d'étudier l'influence des résistances  $R_s$  et  $R_{sh}$  sur la caractéristique (I-V). En effet, dans cette approche, qui est essentiellement graphique, donc visuelle, la connaissance de l'effet de  $R_s$  et de  $R_{sh}$  sur la caractéristique (I-V) est primordiale.

Les figures II.14 et II.15 représentent respectivement l'effet des résistances  $R_s$  et  $R_{sh}$  sur la caractéristique (I-V).

On note que la pente de la courbe I-V diminue avec l'augmentation de  $R_{sh}$ ; et que  $R_s$  contrôle la localisation du point de puissance maximale. En effet, l'augmentation de  $R_s$  déplacerait le point de puissance maximale en bas et vers la gauche [17].

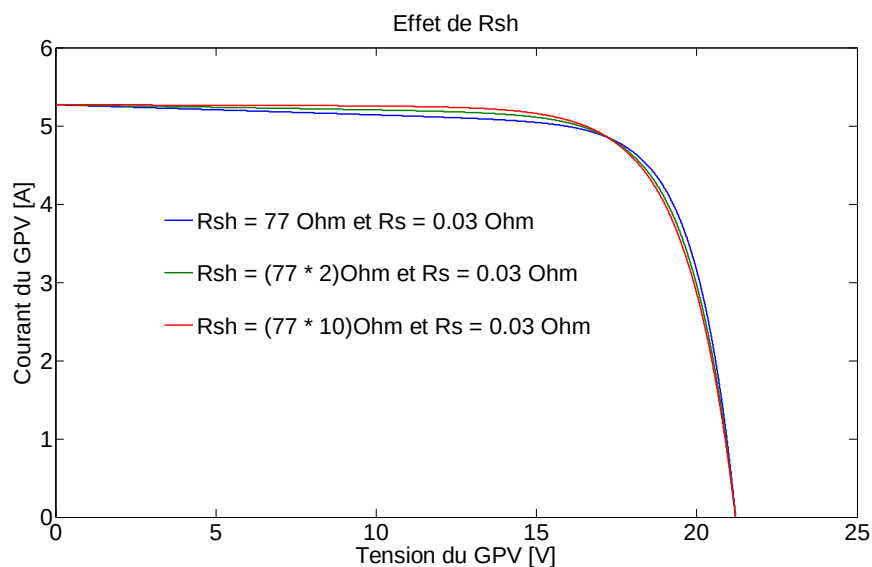
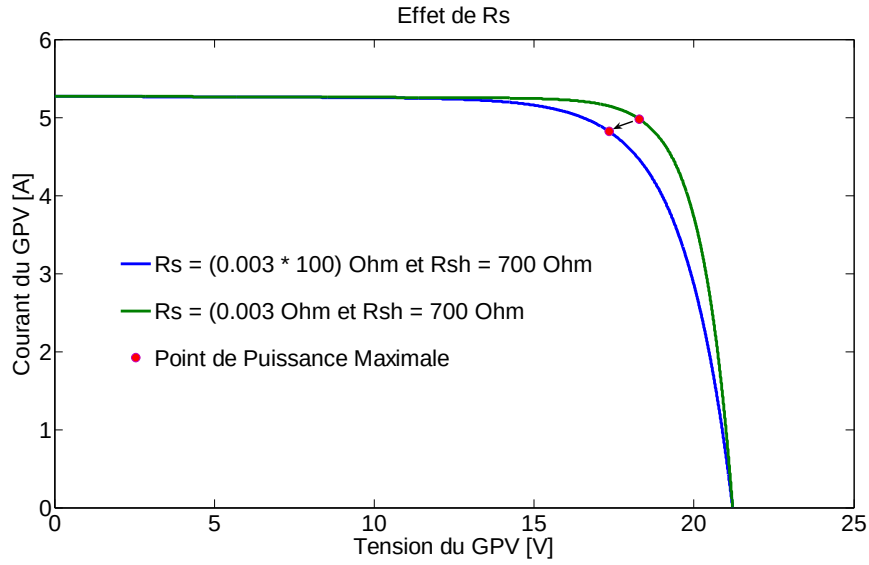


Figure II.14. Effet de la résistance  $R_{sh}$


 Figure II.15. Effet de la résistance  $R_s$ 

### II.6.2.2. Adaptation des paramètres aux variations des conditions météorologiques

Dans cette partie, nous aborderons l'effet de l'irradiance et de la température sur les cinq paramètres du modèle.

#### Détermination de la température de la cellule

La température de la cellule est déterminée par une corrélation empirique vérifiant l'hypothèse d'une dépendance linéaire à la température ambiante et l'irradiance [18].

La température de la cellule augmente linéairement avec l'irradiance; le coefficient dépend du type de module, de son installation, de la vitesse du vent et de l'humidité ambiante. Une seule valeur est utilisée pour caractériser cette dépendance : le *NOCT* (*Nominal Operating Cell Temperature*) donnée par le fabricant et définie comme étant la température de la cellule lorsque la température ambiante est de 20°C l'irradiance de 800W/m<sup>2</sup> et la vitesse du vent est de 1m/s.

La température de la cellule est donnée par la formule suivante [2] :

$$T_c(^{\circ}C) = T_a(^{\circ}C) + G_{eff}(W / m^2) \frac{NOCT(^{\circ}C) - 20}{800W / m^2} \quad (II-32)$$

Une autre formule empirique pour prédire la température de la cellule en fonction de la température ambiante, de l'irradiance, et de la vitesse du vent (*Wind Speed*) est donnée par [19] :

$$T_{module}(^{\circ}C) = 0.943T_{ambiante} + 0.028Irradiance - 1.528WindSpd + 4.3 \quad (II-33)$$

Une autre loi, également empirique, est donnée par [19] :

$$T_{cellule} = 276 + \frac{Irradiance}{4} + 0.9T_{ambiante} \quad (II-34)$$

### Courant de saturation inverse

Le courant de saturation  $I_0$  dépend de la température, de la largeur de la bande interdite du matériau et du nombre de cellules en série. Il est donné par [14]:

$$I_0 = I_{0,STC} \left[ \frac{T}{T_{STC}} \right]^3 \exp \left( \frac{E_g N_s q}{\gamma k T_{STC}} \left( 1 - \frac{T_{STC}}{T} \right) \right) \quad (\text{II-35})$$

### Courant photogénéré

Le courant photogénéré  $I_{ph}$  dépend de l'irradiance et de la température, il s'exprime comme suit :

$$I_{ph} = \frac{G_{eff}}{G_{eff,STC}} (I_{ph,STC} + \alpha_{Is_c} (T - T_{STC})) \quad (\text{II-36})$$

### Résistance série

Certains auteurs utilisent des facteurs de correction pour adapter la résistance série aux changements climatiques. Pour la nouvelle approche proposée,  $R_s$  est maintenue à la valeur fixe de départ.

### II.6.3. Modèle à deux diodes

C'est le modèle qui décrit le mieux la caractéristique courant-tension d'une cellule photovoltaïque (figure II.16); trois mécanismes essentiels sont pris en compte [21] :

1. Le mécanisme de recombinaisons dans les régions quasi-neutres, modélisé par un terme exponentiel  $I_d$  comportant un courant de saturation  $I_{01}$  ;
2. Le mécanisme de recombinaisons dans la zone de charge d'espace, représenté par un terme exponentiel  $I_r$  comportant un courant de saturation inverse  $I_{02}$  ;
3. Le troisième mécanisme pris en compte est l'effet Joule qui se traduit par des pertes d'énergie dans les résistances série  $R_s$  et schunt  $R_{sh}$ .

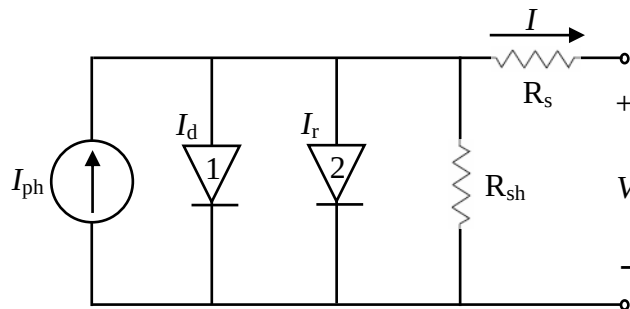


Figure II.16. Schéma électrique équivalent d'une cellule solaire

L'expression résultante correspondant à une caractéristique courant-tension pour une température et une irradiance données est définie comme suit:

$$I = I_{ph} - I_d - I_r - \frac{V + R_s I}{R_{sh}} \quad (\text{II-37})$$

Où encore :

$$I = I_{ph} - I_{01} \left( \exp\left(\frac{q(V + R_s I)}{kT}\right) - 1 \right) - I_{02} \left( \exp\left(\frac{q(V + R_s I)}{2kT}\right) - 1 \right) - \frac{V + R_s I}{R_{sh}} \quad (\text{II-38})$$

Avec :

$$I_{ph} = (C_1 + C_2 T) \text{Irradiance} \quad (\text{II-39})$$

$C_1$  : Coefficient d'irradiance donné en  $[\text{m}^2 \cdot \text{V}^{-1}]$ ,

$C_2$  : Coefficient de température de l'irradiance donné en  $[\text{m}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}]$ .

$L$  Irradiance est donnée en  $[\text{m}^{-2} \cdot \text{V} \cdot \text{A}]$ .

$$I_{01} = C_{01} T^3 \exp\left(-\frac{qE_g}{kT}\right) \quad (\text{II-40})$$

$$I_{02} = C_{02} T^{\frac{5}{2}} \exp\left(-\frac{qE_g}{2kT}\right) \quad (\text{II-41})$$

$C_{01}$  et  $C_{02}$  coefficients de température donnés respectivement en  $[\text{A} \cdot \text{K}^{-3}]$  et en  $[\text{A} \cdot \text{K}^{-5/2}]$ .

$E_g$  est en [eV] (électron Volt).

Les paramètres du circuit équivalent (Figure II.16) sont donc au nombre de six :  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_{01}$ ,  $C_{02}$ ,  $R_s$  et  $R_{sh}$ .

Nous donnons, en tableau II.3, les paramètres du modèle à deux exponentielles, pour quelques générateurs photovoltaïques [22].

| Paramètre        | $R_s$            | $R_{sh}$ | $C_1$                                    | $C_2$                                                        | $C_{01}$                       | $C_{02}$                                 |
|------------------|------------------|----------|------------------------------------------|--------------------------------------------------------------|--------------------------------|------------------------------------------|
| Unité            | $10^{-3} \Omega$ | $\Omega$ | $10^{-3} \text{V}^{-1} \cdot \text{m}^2$ | $10^{-6} \text{V}^{-1} \cdot \text{K}^{-1} \cdot \text{m}^2$ | $\text{A} \cdot \text{K}^{-3}$ | $10^{-3} \text{A} \cdot \text{K}^{-5/2}$ |
| AEG PQ 36/0      | 16,00            | 29,6     | 0,5575                                   | 0,4075                                                       | 109,55                         | 357,0                                    |
| AEG PQ 10/40     | 15,00            | 7,5      | 1,8300                                   | 2,0000                                                       | 56,00                          | 25,5                                     |
| AEG PQ 36/45     | 13,66            | 34,9     | 2,2400                                   | 2,2860                                                       | 210,40                         | 18,1                                     |
| AEG PQ 40/50     | 13,66            | 34,9     | 2,2400                                   | 2,2860                                                       | 210,40                         | 18,1                                     |
| Siemens SM50     | 13,81            | 13,0     | 3,0600                                   | 0,1790                                                       | 170,80                         | 18,8                                     |
| Kyocera LA361J48 | 12,94            | 94,1     | 2,5100                                   | 1,9320                                                       | 371,90                         | 12,2                                     |
| Kyocera LA441J59 | 12,94            | 94,1     | 2,5100                                   | 1,9320                                                       | 371,90                         | 12,2                                     |

Tableau II.3. Paramètres du modèle à deux diodes pour quelques générateurs photovoltaïques

Les figures II.17a, II.17b, II.18a et II.18.b représentent les caractéristiques des trois modèles : à quatre paramètres, à cinq paramètres et à deux diodes.

Paramètres du modèle à cinq paramètres :  $R_s = 0.003\Omega$ ,  $R_{sh} = 800\Omega$ ,  $I_{ph} = 2.4A$ ,  $\gamma = 65.8327$ ,

$I_0 = 4.9198 \cdot 10^{-6}A$ .

Paramètre du modèle à quatre paramètres :  $R_s = 0.0332\Omega$ ,  $I_{ph} = 2.4A$ ,  $I_0 = 6.6335 \cdot 10^{-6}A$ ,

$\gamma = 67.3101$ .

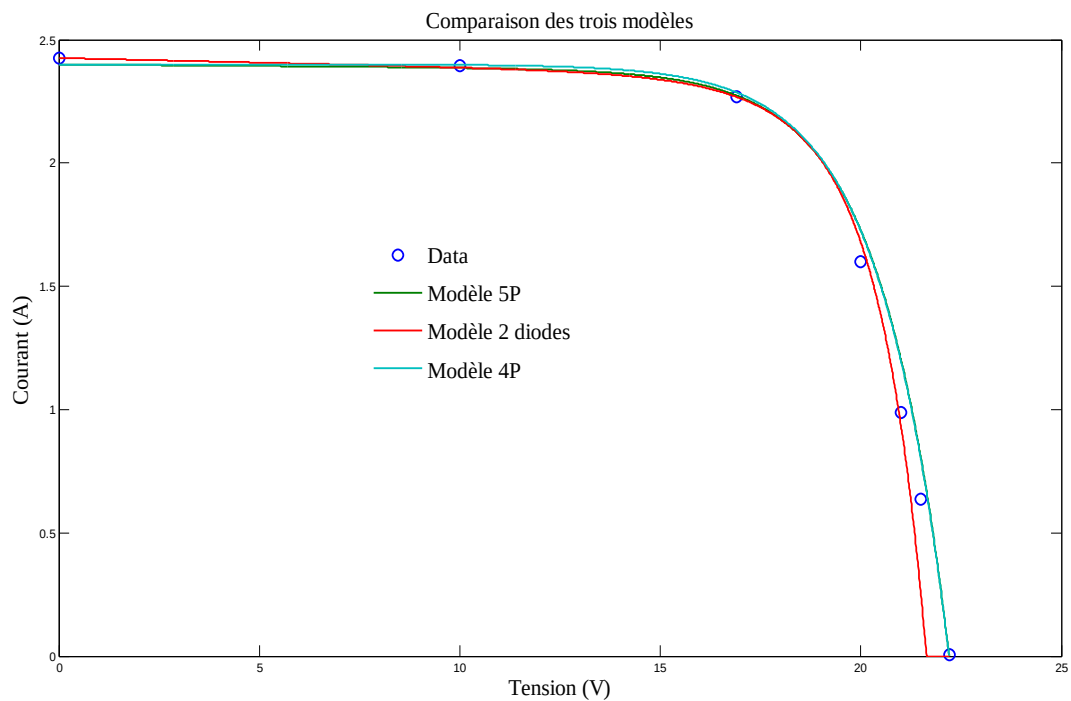


Figure II.17a. Comparaison des caractéristiques (I-V) des trois modèles du GPV AEG PQ10/40

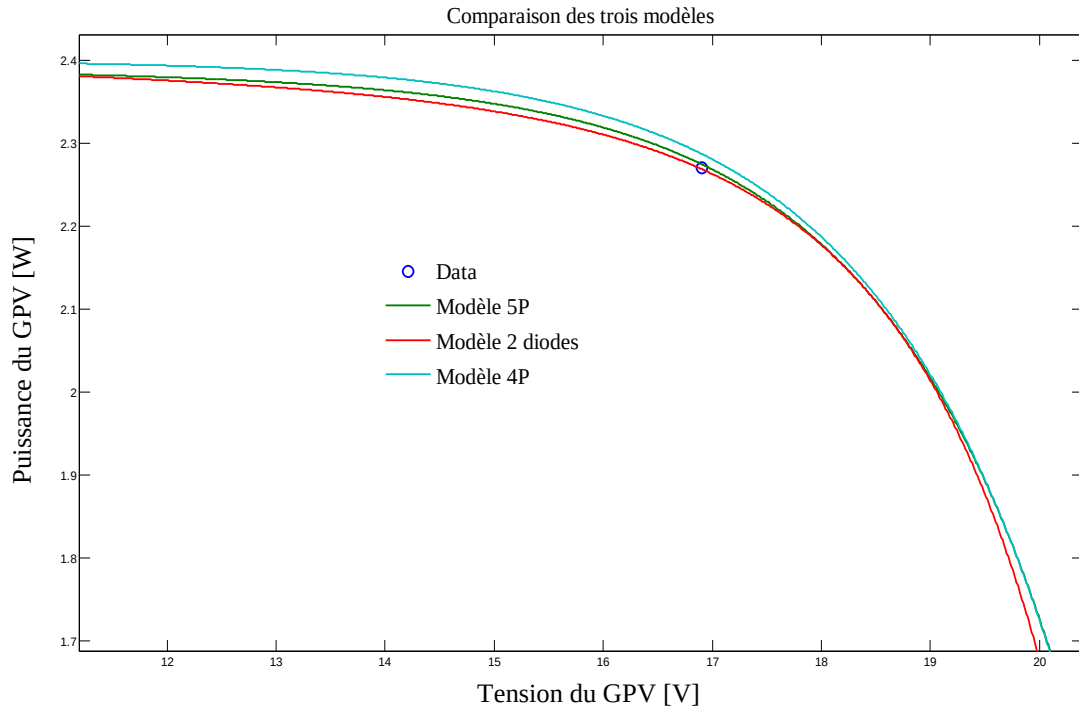


Figure II.17b. Zoom sur la zone de puissance maximale des caractéristiques (I-V)

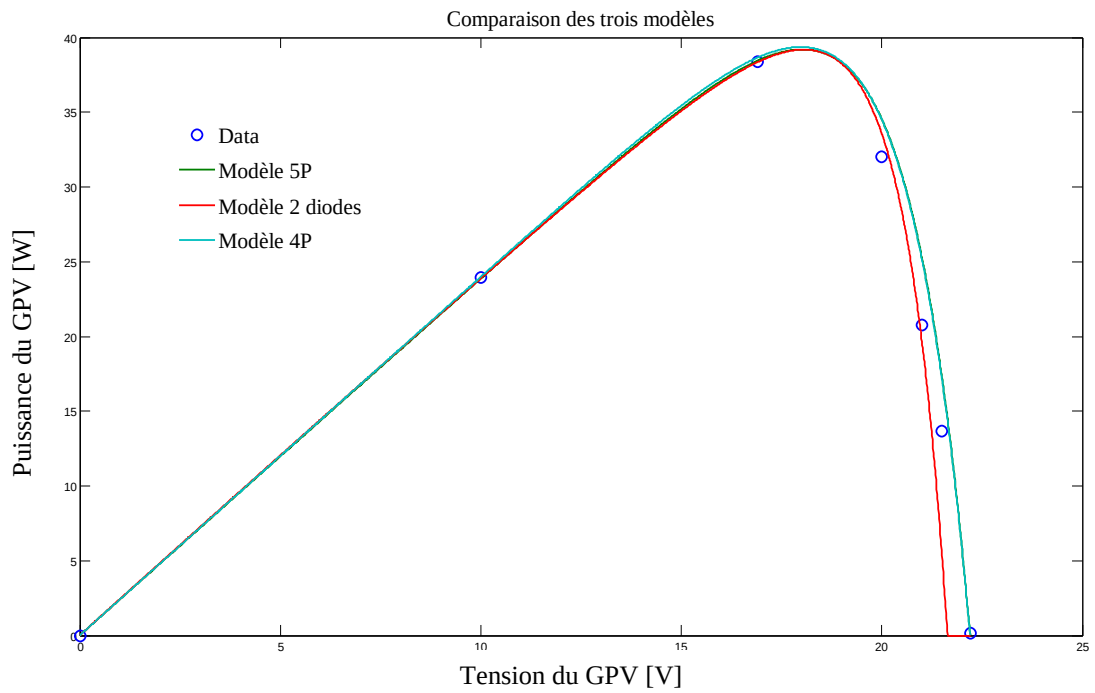


Figure II.18a. Comparaison des caractéristiques P-V des trois modèles du GPV AEG PQ10/40

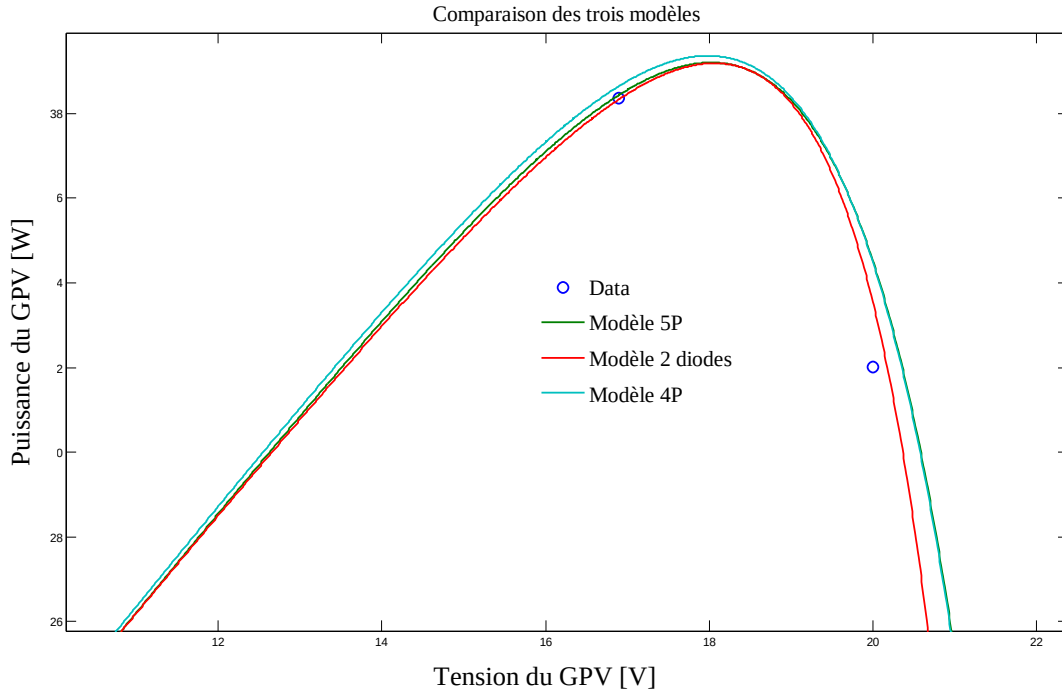


Figure II.18b. Zoom sur la zone de puissance maximale des caractéristiques (P-V)

## II.7. Modélisation d'un champ photovoltaïque

Généralement, un champ photovoltaïque est formé par  $n_p$  lignes connectées en parallèle, chaque ligne est constituée de  $n_s$  générateurs photovoltaïques connectés en série.

En supposant que tous les GPVs sont soumis aux mêmes conditions météorologiques (irradiance et température), le courant et la tension en sortie du groupement série-parallèle des GPVs seront liés par la relation (II-42) dérivée de la formule (II-8) du modèle à cinq paramètres:

$$I = n_p N_p I_{ph} - n_p N_p I_0 \left( \exp \left( \frac{q \left( \left( \frac{V}{n_s} \right) + \left( \frac{I}{n_p} \right) R_s \right)}{N_s n k T} \right) - 1 \right) - \frac{\left( \left( \frac{V}{n_s} \right) + \left( \frac{I}{n_p} \right) R_s \right)}{R_{sh}} \quad (\text{II-42})$$

Pour le modèle à deux diodes le courant est lié à la tension par la relation suivante:

$$I = n_p I_{ph} - n_p I_{01} \left( \exp \left( \frac{q \left( \frac{V}{n_s} + R_s \frac{I}{n_p} \right)}{k T} \right) - 1 \right) - n_p I_{02} \left( \exp \left( \frac{q \left( \frac{V}{n_s} + R_s \frac{I}{n_p} \right)}{2 k T} \right) - 1 \right) - n_p \frac{\frac{V}{n_s} + R_s \frac{I}{n_p}}{R_{sh}} \quad (\text{II-43})$$

$I_{ph}$ ,  $I_{01}$ , et  $I_{02}$  sont donnés respectivement par les équations (II-39), (II-40) et (II-41).

## II.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons procédé à la modélisation des générateurs photovoltaïques. Trois modèles ont été abordés, le modèle à une diode quatre paramètres, le modèle à une diode cinq paramètres et enfin le modèle à deux diodes six paramètres.

Pour le modèle à cinq paramètres une nouvelle approche, basée sur un ajustement graphique, a été élaborée. En effet, le modèle à cinq paramètres est géré par un système d'équations non linéaires couplées, difficile à résoudre. La nouvelle méthode présentée pourrait, sans nuire à l'efficacité du modèle, être une alternative très simple à mettre en œuvre.

## CHAPITRE III

# CONVERTISSEURS DC/DC : DIMENSIONNEMENT ET MODELISATION

## CHAPITRE III

# CONVERTISSEURS DC/DC : DIMENSIONNEMENT ET MODELISATION

### III.1. Introduction

Les convertisseurs statiques *DC/DC*, appelés aussi hacheurs, sont souvent utilisés dans les systèmes photovoltaïques comme interface d'adaptation entre le générateur photovoltaïque et sa charge. Ils permettent de commander le flux d'énergie générée par les *GPV* et d'assurer la poursuite du point de puissance maximale en suivant des stratégies de contrôle spécifiques.

Dans le présent chapitre, trois types de convertisseurs *DC/DC* seront abordés, le convertisseur abaisseur (*Buck*), élévateur (*Boost*) et abaisseur-élévateur (*Buck-Boost*). Pour chaque convertisseur on détaillera le fonctionnement et le dimensionnement des différents éléments ; le modèle mathématique simplifié correspondant au régime continu sera présenté.

Sur les figures III.2, III.7 et III.13 l'interrupteur  $Tr$  (schématisé par un transistor *MOS*) est un interrupteur à deux segments, unidirectionnel en tension et en courant, commandable à l'ouverture et à la fermeture. Cet interrupteur pourra, donc, être de type transistor (*bipolaire*, *MOS*, *IGBT* ou *GTO*).

Le contrôle de  $Tr$  s'effectue par un signal *MLI* (*Modulation de Largeur d'Impulsion*) de fréquence fixe  $\frac{1}{T}$  et de rapport cyclique  $\delta$  variable (Figure III.1).

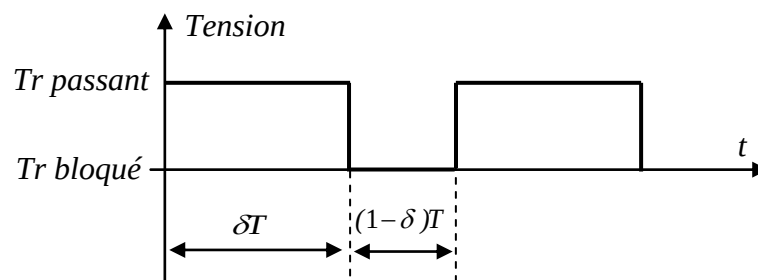


Figure III.1. Allure de la tension de commande de l'interrupteur

### III.2. Hypothèses

Pour les trois types de hacheurs nous adoptons les hypothèses suivantes :

- ❖ La période de hachage (de commutation du transistor) est largement inférieure aux différentes constantes de temps du système ;
- ❖ Le courant traversant l'inductance ne s'annule pas durant toute la période de hachage ;
- ❖ Le condensateur  $C_s$  est calculé de telle sorte qu'il absorbe les ondulations du courant de sortie ;

- ❖ Le condensateur  $C_e$  est dimensionné pour absorber les ondulations de la tension d'entrée  $V_{pv}$ .

Nous supposons, également, que toute grandeur dynamique,  $x$ , possède une valeur moyenne notée  $\langle X \rangle$  et une ondulation notée  $\tilde{x}$  ; soit :  $x = \langle X \rangle + \tilde{x}$

### III.3. Convertisseur DC/DC de type abaisseur (Buck)

La tension de sortie d'un convertisseur de type *Buck* est toujours inférieure à celle de l'entrée. Un système photovoltaïque adapté par un hacheur de type *Buck* alimentant une charge résistive  $R_L$  est représenté sur la figure III.2.

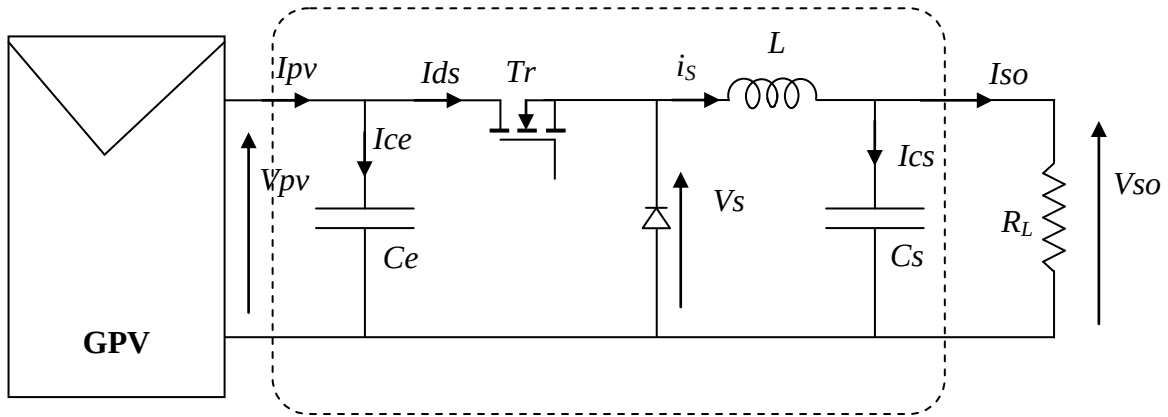


Figure III.2. Système PV conçu autour d'un hacheur *Buck*

Dans un cas idéal le fonctionnement du hacheur *Buck* peut être divisé en deux phases selon l'état du transistor  $Tr$ .

Dans la première phase  $Tr$  est passant, la tension aux bornes de l'inductance vaut  $V_{pv} - V_{so}$ . Le courant traversant l'inductance augmente linéairement. La tension aux bornes de la diode étant négative aucun courant ne la traverse.

Dans la deuxième phase,  $Tr$  est bloqué et la diode conduit afin d'assurer la continuité du courant dans l'inductance. La tension aux bornes de l'inductance vaut  $-V_{so}$ . Le courant la traversant est décroissant [23].

#### III.3.1. Courant $i_s$ dans l'inductance

Le courant dans l'inductance est constitué d'une valeur moyenne  $\langle I_s \rangle$  et d'une ondulation triangulaire  $\tilde{i}_s$ , autour de cette valeur moyenne tel que :

$$i_s = \langle I_s \rangle + \tilde{i}_s \quad (\text{III-1})$$

L'application de la loi des nœuds au schéma électrique de la figure III.2, nous donne :

$$i_s = I_{cs} + I_{so} \quad (\text{III-2})$$

Compte tenu des hypothèses précédentes,  $I_{cs} = \tilde{i}_s$ ; les ondulations sont absorbées par le condensateur et  $I_{so} = \langle I_s \rangle$ .

### III.3.2. Valeur moyenne de $V_s$

La tension  $V_s$  vaut  $V_{pv}$  lorsque le transistor  $Tr$  est passant et  $0Volts$  lors de la phase de roue libre. Le calcul de  $\langle V_s \rangle$  donne :

$$\langle V_s \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T V_{pv}(t) dt = \delta V_{pv} \quad (III-3)$$

$\delta$  : Rapport cyclique du hacheur, défini comme étant le rapport entre la durée de conduction du transistor et la période de commutation  $T$ .

$$\text{Compte tenu des hypothèses précédentes: } \langle I_s \rangle = I_{so} = \frac{V_{so}}{R_L} \quad (III-4)$$

Et compte tenu que  $\langle V_s \rangle = V_{so}$  ; la valeur moyenne du courant dans l'inductance vaut :

$$\langle I_s \rangle = \frac{\delta V_{pv}}{R_L} \quad (III-5)$$

### III.3.3. Ondulation dans l'inductance

La tension aux bornes de  $L$  est donnée par :

$$V_s - V_{so} = L \frac{di_s}{dt} = L \frac{d[\langle I_s \rangle + \tilde{i}_s]}{dt} \quad (III-6)$$

$$\text{Soit :} \quad V_s - V_{so} = L \frac{d\tilde{i}_s}{dt} \quad (III-7)$$

Le fait de supposer que la période de hachage est largement inférieure aux constantes de temps du système, l'évolution du courant dans  $L$  peut être considérée comme linéaire (Figure III.3)

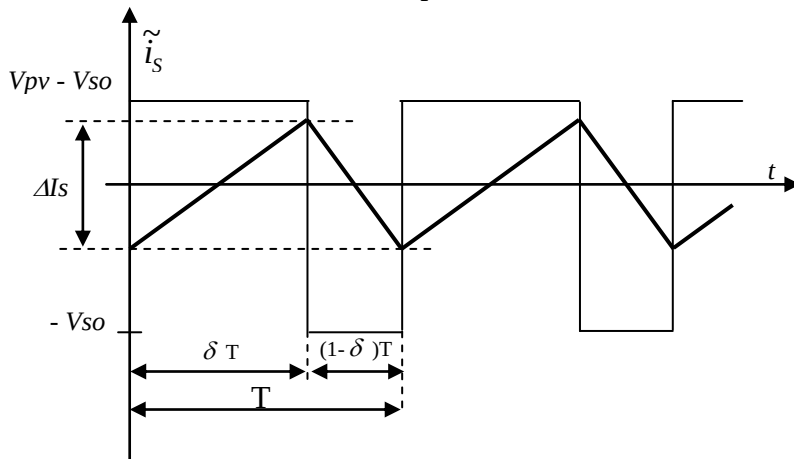


Figure III.3. Ondulation du courant dans l'inductance

On distingue deux phases :

**Phase 1 :** ( $0 < t < \delta T$ ) : Le transistor  $Tr$  est passant ; l'équation (III-7) devient :

$$V_{pv} - V_{so} = L \frac{d\tilde{i}_s}{dt} = L \frac{\Delta \tilde{i}_s}{\Delta t} \quad (\text{III-8})$$

En remplaçant  $V_{so}$  par sa valeur, on obtient :

$$(1 - \delta)V_{pv} = L \frac{d\tilde{i}_s}{\delta T} = L \frac{\Delta \tilde{i}_s}{\delta T} \quad (\text{III-9})$$

L'ondulation du courant dans l'inductance est, donc, donnée par :

$$\Delta I_s = \frac{\delta(1 - \delta)V_{pv}}{L f} \quad (\text{III-10})$$

L'équation (III-10) est utilisée pour dimensionner l'inductance  $L$ , telle que :

$$L = \frac{\delta(1 - \delta)V_{pv}}{\Delta I_s f} \quad (\text{III-11})$$

$V_{pv}$  et  $f$  sont des paramètres constants, en revanche  $\delta$  varie suivant le point de fonctionnement. A partir de la relation (III-11), on peut écrire :

$$\frac{\Delta I_s}{V_{pv}} L f = (1 - \delta)\delta \quad (\text{III-12})$$

**Phase 2 :** ( $\delta T < t < T$ ) : Le transistor  $Tr$  est bloqué, l'équation (III-7) devient :

$$-V_{so} = L \frac{d\tilde{i}_s}{dt} \quad (\text{III-13})$$

La figure III.4 représente l'ondulation du courant dans l'inductance en fonction de  $\delta$ .

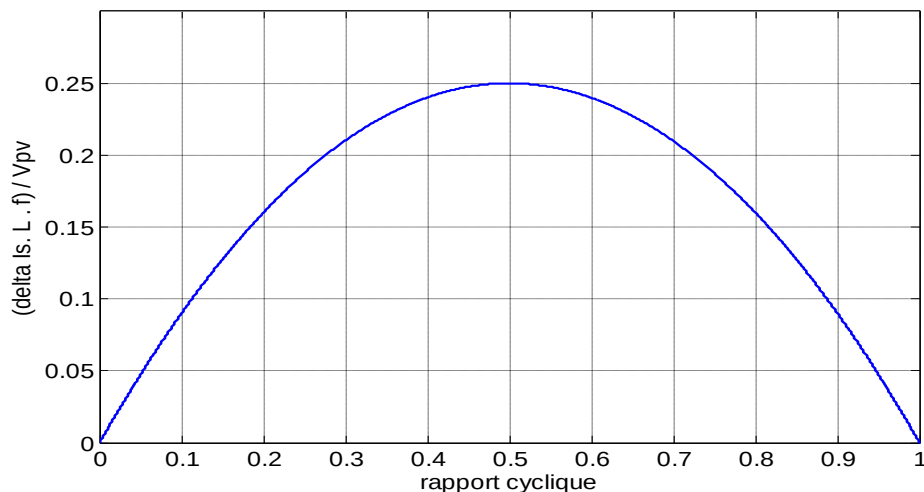


Figure III.4. Ondulation du courant dans l'inductance en fonction de  $\delta$

L'ondulation de courant sera maximale pour  $\delta = 0.5$  ; c'est à partir de cette valeur qu'on va dimensionner l'inductance  $L$  ; et ce afin d'être sûr que l'ondulation de courant  $\Delta I_s$  n'excèdera jamais la valeur imposée par le cahier de charges [24].

### III.3.4. Ondulation de la tension de sortie

Comme  $I_{cs} = C_s \frac{d\tilde{v}_{so}}{dt}$ , du fait que  $I_{cs} = \tilde{i}_s$  nous avons :  $\tilde{i}_s = C_s \frac{d\tilde{v}_{so}}{dt}$

$\tilde{v}_{so}$  est, donc, donnée par :  $\tilde{v}_{so} = \frac{1}{C_s} \cdot \int \tilde{i}_s \cdot dt$

Compte tenu de l'évolution linéaire du courant dans l'inductance [24]:

$$\tilde{v}_{so} = \Delta V_{so} = \frac{1}{8C_s} T \Delta I_s \quad (\text{III-14})$$

La relation (III-10) donne :

$$\Delta V_{so} = \frac{\delta(1-\delta)V_{pv}}{8LC_s f^2} \quad (\text{III-15})$$

Qu'on exprime également par :

$$\frac{\Delta V_{so}}{V_{so}} = \frac{(1-\delta)}{8LC_s f^2} \quad (\text{III-16})$$

La formule (III-15) sera utilisée pour dimensionner le condensateur de sortie  $C_s$ . Comme pour le calcul de  $L$ , on prendra une valeur de 0.5 pour le rapport cyclique  $\delta$ .

### III.3.5. Ondulation de la tension d'entrée

Le rôle du condensateur  $C_e$  est d'assurer un courant  $I_{pv}$  constant en minimisant les fluctuations de la tension  $V_{pv}$ . Le courant circulant dans  $C_e$  est donné par :

$$I_{ce} = I_{pv} - I_{ds} \quad (\text{III-17})$$

L'ondulation de la tension  $V_{pv}$  se déduit de l'équation différentielle régissant la tension et le courant dans le condensateur  $C_e$ , soit :

$$\frac{dV_{pv}}{dt} = \frac{I_{ce}}{C_e} \quad (\text{III-18})$$

Ce qui donne :

$$\Delta V_{pv} = \int \frac{dV_{pv}}{dt} dt = \frac{1}{C_e} \left[ \int_0^T I_{pv} dt - \int_0^T I_{ds} dt \right] \quad (\text{III-19})$$

$$\Delta V_{pv} = \frac{I_{pv} T (1-\delta)}{C_e} \quad (\text{III-20})$$

La formule (III-20) sera utilisée pour dimensionner  $C_e$ .

### III.3.6. Fonctionnement en mode de conduction discontinu

Les résultats que nous avons établis ne sont valables que dans le cas où le courant dans l'inductance ne s'annule jamais. Nous définissons, dans ce cas, un mode de fonctionnement continu appelé *CCM* (*Continus Conduction Mode*). Lorsque le courant dans l'inductance s'annule avant la fin de la phase de roue libre et ne redevient différent de zéro que lorsque le transistor est amorcé à nouveau ; dans ces conditions le hacheur fonctionne en mode discontinu, appelé *DCM* (*Discret Continus Mode*).

Pour que le fonctionnement du convertisseur *DC/DC* soit uniquement en mode continu la valeur moyenne du courant dans l'inductance doit être strictement supérieur à  $\frac{\Delta I_s}{2}$ , soit donc :

$$\langle I_s \rangle > \frac{\Delta I_s}{2} \quad (\text{III-21})$$

En développant on obtient :

$$\frac{\delta V_{pv}}{R_L} > \frac{1}{2} \frac{\delta V_{pv}(1-\delta)}{Lf} \quad (\text{III-22})$$

Ce qui donne après simplifications :

$$\frac{2L}{R_L T} > (1-\delta) \quad (\text{III-23})$$

Lorsque  $\frac{2L}{R_L T} = (1-\delta)$  on dit que le hacheur fonctionne en mode critique.

Nous nous proposons, pour la suite, d'évaluer la tension  $V_s$  lors d'un fonctionnement discontinu ;

Lorsque le transistor  $Tr$  est passant, la tension aux bornes de  $L$  est telle que :

$$V_{pv} - V_{so} = L \frac{di_s}{dt} \quad (\text{III-24})$$

Comme  $V_{pv}$  est supérieur à  $V_{so}$ ,  $i_s$  est donc croissant, cette croissance est linéaire.

Lorsque le transistor est bloqué,  $V_s = 0$  ; la tension aux bornes de  $L$  devient :

$$-V_{so} = L \frac{di_s}{dt} \quad (\text{III-25})$$

Cette phase correspond à la décroissance du courant dans  $L$ .

Cependant, le courant  $i_s$  s'annule avant que le transistor ne se réenclenche. Cette phase de fonctionnement est définie par sa durée  $\delta' T$ . Durant cette phase  $V_s = V_{so}$ .

Ainsi, en régime discontinu,  $V_s$  passe par trois niveaux  $V_{pv}$ , 0 Volts et  $V_{so}$  (Figure III.5).

Il vient donc :

$0 < t < \delta T$  :

$$V_{pv} - V_{so} = L \frac{\Delta I_s}{\delta T} \quad (\text{III-26})$$

$\delta T < t < (\delta + \delta') T$  :

$$-V_{so} = L \frac{-\Delta I_s}{\delta' T} \quad (\text{III-27})$$

$\Delta I_s$  se déduit donc par :

$$\Delta I_s = \frac{1}{L} (V_{pv} - V_{so}) \delta T = \frac{1}{L} \delta' T V_{so} \quad (\text{III-28})$$

Soit :

$$\frac{V_{so}}{V_{pv}} = \frac{\delta}{\delta + \delta'} \quad (\text{III-29})$$

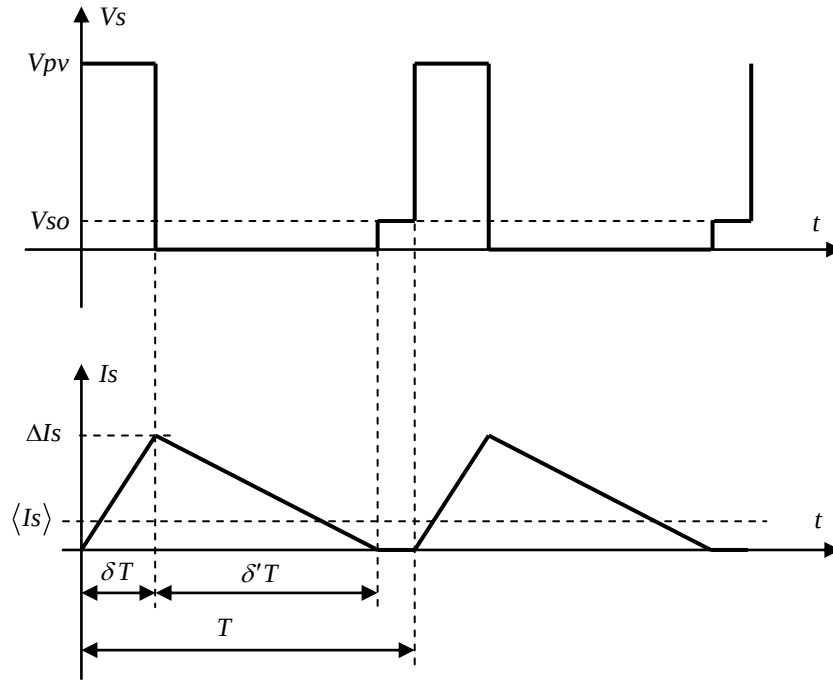


Figure III.5. Régime discontinu

La valeur moyenne du courant  $I_s$  se calcule par :

$$\langle I_s \rangle = \frac{1}{T} \left[ \frac{1}{2} \Delta I_s \delta T + \frac{1}{2} \Delta I_s \delta' T \right] \quad (\text{III-30})$$

$$\langle I_s \rangle = \frac{1}{2} \Delta I_s (\delta + \delta') \quad (\text{III-31})$$

En reportant dans cette équation l'expression de  $\Delta I_s$  et de  $\delta'$  on obtient :

$$\langle I_s \rangle = \frac{1}{2L} (V_{pv} - V_{so}) \delta T \left( \delta + \frac{V_{pv} - V_{so}}{V_{so}} \delta \right) \quad (\text{III-32})$$

$$\langle I_s \rangle = \frac{\delta^2}{2Lf} V_{pv} \left( \frac{V_{pv}}{V_{so}} - 1 \right) \quad (\text{III-33})$$

Soit :

$$V_{so} = V_{pv} \frac{1}{1 + \frac{2Lf \langle I_s \rangle}{\delta^2 V_{pv}}} \quad (\text{III-34})$$

Dans [24] des variables normalisées sont introduites afin d'étudier les caractéristiques de sortie du hacheur.

Soit donc :

$$y = \frac{\langle V_s \rangle}{V_{pv}} = \frac{V_{so}}{V_{pv}} \quad (\text{III-35})$$

Et :

$$x = \frac{Lf \langle I_s \rangle}{V_{pv}} \quad (\text{III-36})$$

En reformulant les équations (III-3), (III-33) on obtient :

mode continu  $V_{so} = \delta V_{pv} \Rightarrow y = \delta$  (III-37)

mode discontinu  $V_{so} = V_{pv} \frac{1}{1 + \frac{2Lf \Delta I_s}{V_{pv} \delta^2}} \Rightarrow y = \frac{1}{1 + \frac{2x}{\delta^2}}$  (III-38)

Le régime critique est atteint pour :

$$\langle I_s \rangle = \langle I_{s_{limite}} \rangle = \frac{1}{2Lf} (1 - \delta) \delta V_{pv} \quad (\text{III-39})$$

Soit :

$$x_{limite} = \frac{1}{2} y (1 - y) \quad (\text{III-40})$$

Le tracé de ces relations pour plusieurs valeurs du rapport cyclique  $\delta$  est donné sur la figure III.6.

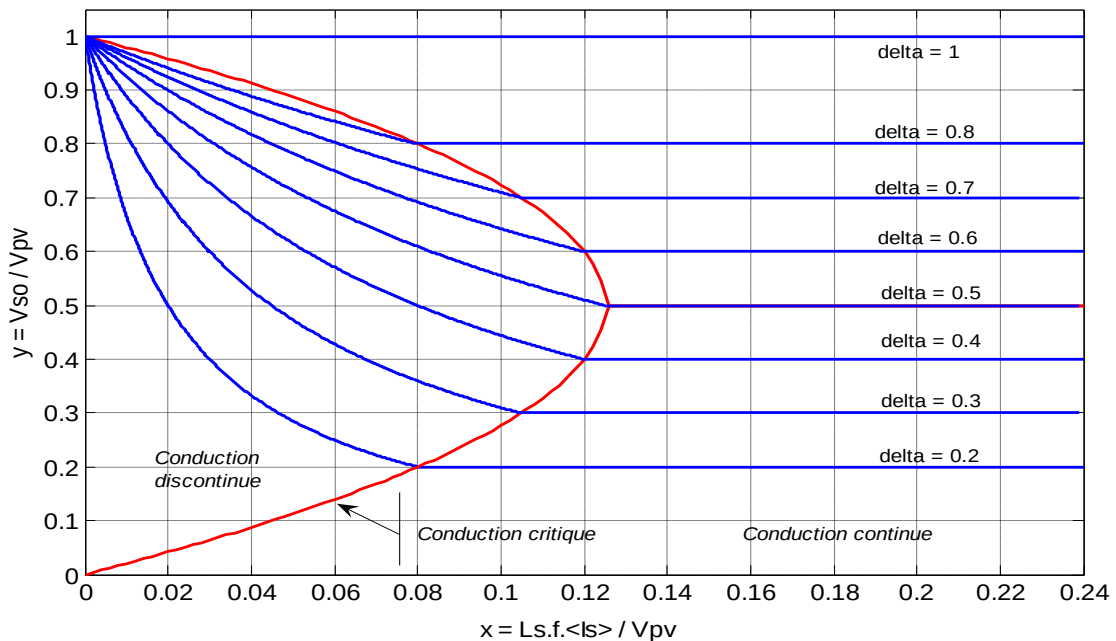


Figure III.6. Caractéristiques de sortie

En conduction continue la tension moyenne de sortie ne dépend que du rapport cyclique. Le régime discontinu impose une dépendance vis-à-vis du courant moyen  $\langle I_s \rangle$ ; ceci limite les possibilités de contrôle des convertisseurs, spécialement à faibles charges.

Les caractéristiques décrites par  $x = \frac{1}{2}y(1-y)$  marquent la frontière entre le régime continu et discontinu. Cette caractéristique possède un maximum au point  $x_0$ , tel que  $\left. \frac{dx}{dy} \right|_{x_0} = 0$  [25].

Soit alors :  $x_0 = \frac{1}{8} = 0,125$

Pour  $x > 0,125$  (Figure III.5) le hacheur *Buck* fonctionne en régime continu quelle que soit la valeur de  $\delta$ .

Pour dimensionner  $L$ , on dispose donc de deux formules :

$$\frac{Lf\langle I_s \rangle}{V_{pv}} > 0,125 \quad (\text{III-41})$$

$$\text{Et :} \quad \Delta I_s = \frac{V_{pv}(1-\delta)\delta}{Lf} \quad (\text{III-42})$$

où  $\langle I_s \rangle = \frac{V_{so}}{R_L}$  et  $\delta = 0,5$

On fixe pour  $L$  une valeur qui satisfait aux deux conditions.

### III.3.7. Conditions d'adaptation pour un hacheur de type Buck

Déterminons à présent la plage de variation de  $R_i$ , résistance d'entrée du convertisseur *Buck* implanté dans le système de la figure III.2.

En régime continu nous avons :

$$R_i = R_{pv} = \frac{V_{pv}}{I_{pv}} \quad (\text{III-43})$$

A partir des équations (III-3) et (III-5) la résistance d'entrée du convertisseur devient :

$$R_i = \frac{1}{\delta^2} R_L \quad (\text{III-44})$$

D'où :  $\lim_{\delta \rightarrow 0} R_i = +\infty$  et  $\lim_{\delta \rightarrow 1} R_i = R_L$

La résistance d'entrée du hacheur Buck varie donc dans l'intervalle  $[R_L, \infty[$ . De part son concept, le système de poursuite du point de puissance maximale va modifier la valeur de la résistance d'entrée du convertisseur dans le but d'avoir  $R_i = R_{PPM} = \frac{V_{PM}}{I_{PM}}$ .

Si, par mal chance, la valeur de  $R_{PPM}$  n'est pas dans l'intervalle  $[R_L \infty[$  le point de fonctionnement optimal ne sera jamais atteint.

On définit pour  $R_L > R_{PPM}$  une zone de “non capture” du point de puissance maximale [26].

A la lumière de ce qui a été avancé, il faut donc lors du dimensionnement de notre système que la charge soit supérieure à la valeur optimale ( $R_{PPM} = \frac{V_{PM}}{I_{PM}}$ ) de la résistance de sortie du générateur photovoltaïque.

Rappelons que cette dernière dépend, en plus des caractéristiques internes du générateur, des conditions météorologiques.

### III.3.8. Exemple de dimensionnement d'un hacheur Buck

Le dimensionnement des éléments de chaque convertisseur est fonction de l'application et des caractéristiques du générateur photovoltaïque utilisé. Dans cet exemple le GPV utilisé est de type MSX-83 dont les principales caractéristiques sont résumées sur le tableau III-1.

|                                                       |                                         |            |
|-------------------------------------------------------|-----------------------------------------|------------|
| Cellules                                              | 4x9 Cellules de 150x150 cm <sup>2</sup> |            |
| Technologie                                           | Silicium multicristalin                 |            |
| <i>E<sub>g</sub></i>                                  | 1.124 eV                                |            |
| Courant de court circuit,                             | <i>I<sub>sc</sub></i>                   | 5.25 A     |
| Tension de circuit ouvert,                            | <i>V<sub>co</sub></i>                   | 21.2 V     |
| Puissance nominale,                                   | <i>P<sub>m</sub></i>                    | 80 W       |
| Resistance série,                                     | <i>R<sub>s</sub></i>                    | 0.05 Ω     |
| Résistance parallèle,                                 | <i>R<sub>sh</sub></i>                   | 400 Ω      |
| Courant photogénéré,                                  | <i>I<sub>ph</sub></i>                   | 5.27 A     |
| Courant de saturation inverse,                        | <i>I<sub>0</sub></i>                    | 1.745 μA   |
| Facteur d'idéalité,                                   | <i>n</i>                                | 1.5373     |
| Coefficient de température de <i>V<sub>co</sub></i> , | <i>βV<sub>oc</sub></i>                  | -80 mV/K   |
| Coefficient de température de <i>I<sub>sc</sub></i> , | <i>αI<sub>sc</sub></i>                  | 0.0034 A/K |

Tableau III.1. Caractéristiques du GPV de type MSX-83

Le système de la figure III.2 doit remplir les conditions imposées par le cahier de charges défini tel que :

- ✓ Le convertisseur fournit en sortie une tension de 14 Volts ;
- ✓ Le courant minimal de sortie doit être de 0.5 A ;
- ✓ Les ondulations de la tension d'entrée ne doivent pas dépasser les 0.1 Volts ;
- ✓ Les ondulations tolérées pour la tension de sortie sont de 1 mV ;
- ✓ Les ondulations du courant de sortie tolérées sont de 0,1A ;
- ✓ La fréquence de commutation du hacheur est fixée à 0.1Mhz.

### III.3.8.1. Détermination de la valeur de l'inductance $L$

Pour que le convertisseur fonctionne en mode de conduction continue  $L$  doit satisfaire la condition imposée par l'équation (III-41), soit :

$$L > 0,125 \frac{V_{pv}}{f \langle I_s \rangle} \quad (III-45)$$

En se plaçant dans les conditions les plus défavorables, l'équation (III-45) devient :

$$L > 0,125 \frac{V_{pv_{MAX}}}{f_{min} \langle I_s \rangle_{min}} \quad (III-46)$$

Soit :

$$L > 0,125 \frac{V_{co}}{f_{min} \langle I_s \rangle_{min}} = 0,125 \frac{21,2}{0,1 \cdot 10^6 \cdot 0,5} = 53 \mu H \quad (III-47)$$

Pour fixer les ondulations du courant de sortie  $L$  doit satisfaire :

$$L = \frac{0,25 V_{pv}}{\Delta I_s f} \quad (III-48)$$

Dans les conditions les plus défavorables, l'équation (III-48) devient :

$$L = \frac{0,25 V_{pv_{MAX}}}{\Delta I_{s_{min}} f_{min}} = \frac{0,25 \cdot 21,2}{0,1 \cdot 0,1 \cdot 10^6} = 530 \mu H \quad (III-49)$$

On prendra donc  $L = 530 \mu H$

### III.3.8.2. Dimensionnement du condensateur de sortie

L'équation (III-16) donne :

$$C_s = \frac{0,25 V_{pv}}{8 L f^2 \Delta V_{so}} \quad (III-50)$$

En se plaçant dans les conditions les plus défavorables, l'équation (III-50) devient :

$$C_s = \frac{0,25 V_{pv_{MAX}}}{8 L_{min} f_{min}^2 \Delta V_{so_{min}}} = \frac{0,25 \cdot 21,2}{8 (530 \cdot 10^{-6}) (0,1 \cdot 10^6)^2 \cdot 10^{-3}}$$

Soit :  $C_s = 125 \mu F$

### III.3.8.3. Dimensionnement du condensateur d'entrée

La valeur du condensateur d'entrée est donnée par l'équation (III-51), telle que :

$$C_e = \frac{I_{pv}(1-\delta)}{f \Delta V_{pv}} \quad (\text{III-51})$$

Dans les conditions de fonctionnement les plus défavorables, l'équation (III-51) devient :

$$C_e = \frac{I_{pv_{MAX}}}{f_{min} \Delta V_{pv_{min}}} = \frac{I_{sc}}{f_{min} \Delta V_{pv_{min}}} = \frac{5,25}{0,1 \cdot 10^6 \cdot 0,1}$$

Soit :  $C_e = 525 \mu F$

### III.3.9. Modèle mathématique équivalent

Dans cette partie nous élaborerons le modèle mathématique du hacheur Buck fonctionnant en mode continu. Les variables  $i_s$ ,  $V_s$  et  $V_{pv}$  sont associées aux composants  $L$ ,  $C_e$  et  $C_s$ .

Les deux systèmes d'équations différentielles (III-52) et (III-53) régissent le fonctionnement du hacheur *Buck*.

$$\begin{cases} I_{ce} = C_e \frac{dV_{pv}}{dt} = I_{pv} - i_s \\ I_{cs} = C_s \frac{dV_{so}}{dt} = i_s - I_{so} \\ V_L = L \frac{di_s}{dt} = V_{pv} - V_{so} \end{cases} \quad (0 < t < \delta.T) \quad (\text{III-52})$$

$$\begin{cases} I_{ce} = C_e \frac{dV_{pv}}{dt} = I_{pv} \\ I_{cs} = C_s \frac{dV_{so}}{dt} = i_s - I_{so} \\ V_L = L \frac{di_s}{dt} = -V_{so} \end{cases} \quad (\delta.T < t < T) \quad (\text{III-53})$$

On rappelle que  $i_s$  est le courant dans  $L$ ,  $I_{so}$  est le courant en sortie du hacheur et enfin,  $V_{pv}$  est la tension délivrée par le *GPV*.

Les hypothèses précédentes, en particulier le fait que la période de commutation du transistor est largement inférieure aux différentes constantes de temps du système, nous permettent de considérer que la variation des grandeurs dynamiques  $i_s$ ,  $V_s$ ,  $V_{so}$  est linéaire [27].

Dans ces conditions, une représentation dynamique approximée valable sur toute la période de hachage est donnée par :

$$\begin{cases} I_{ce} = C_e \frac{dV_{pv}}{dt} = I_{pv} - \delta i_s \\ I_{cs} = C_s \frac{dV_{so}}{dt} = i_s - I_{so} \\ V_L = L \frac{di_s}{dt} = \delta V_{pv} - V_{so} \end{cases} \quad (0 < t < T) \quad (\text{III-54})$$

En réarrangeant les termes du système d'équations (III-54), on obtient le modèle dynamique du convertisseur Buck :

$$\begin{cases} i_s = \frac{1}{\delta} I_{pv} - \frac{C_e}{\delta} \frac{dV_{pv}}{dt} \\ I_{so} = i_s - C_s \frac{dV_{so}}{dt} \\ V_{pv} = \frac{L}{\delta} \frac{di_s}{dt} + \frac{1}{\delta} V_{so} \end{cases} \quad (\text{III-55})$$

### III.4. Convertisseur DC/DC de type élévateur (Boost)

Le convertisseur *Boost* est un élévateur de tension, la tension de sortie est toujours supérieure à la tension d'entrée. La figure III.7 représente la structure d'un hacheur de type *Boost* utilisé pour adapter un système photovoltaïque alimentant une charge résistive  $R_L$ .

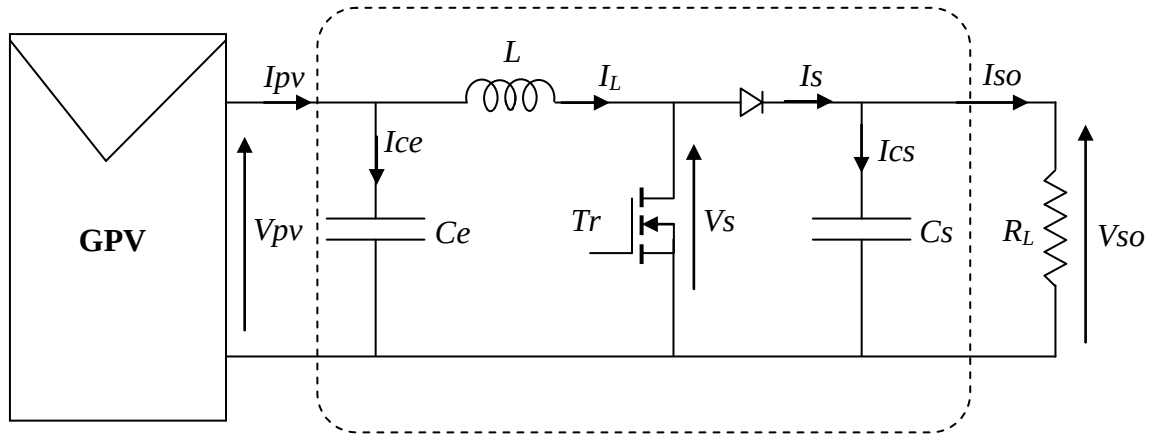


Figure III.7. Système PV conçu autour d'un hacheur *Boost*

En mode de conduction continue le fonctionnement de ce convertisseur peut être divisé en deux phases selon l'état du transistor  $Tr$ .

Dans la première phase  $Tr$  est passant, la tension aux bornes de l'inductance vaut  $V_L = V_{pv}$  le courant traversant l'inductance augmente linéairement.

Dans la deuxième phase le transistor est bloqué, la diode devient passante. La tension aux bornes de l'inductance vaut  $V_L = V_{pv} - V_{so}$ . Dans cette phase le condensateur  $C_s$  se charge en même temps par le courant stocké dans l'inductance et par le générateur [23].

#### III.4.1. Valeur moyenne de la tension de sortie $V_s$

Les hypothèses adoptées nous permettent de considérer que :

$$\langle I_s \rangle = I_{so} \text{ et } I_{cs} = \tilde{i}_s$$

$$V_s = V_{so} = \langle V_s \rangle$$

L'expression de la valeur moyenne de la tension aux bornes de  $L$  est donnée par :

$$\langle V_L \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T V_L(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\delta T} V_{pv} dt + \frac{1}{T} \int_{\delta T}^T (V_{pv} - V_{so}) dt \quad (\text{III-56})$$

$$\langle V_L \rangle = \delta V_{pv} + (1 - \delta)(V_{pv} - V_{so}) \quad (\text{III-57})$$

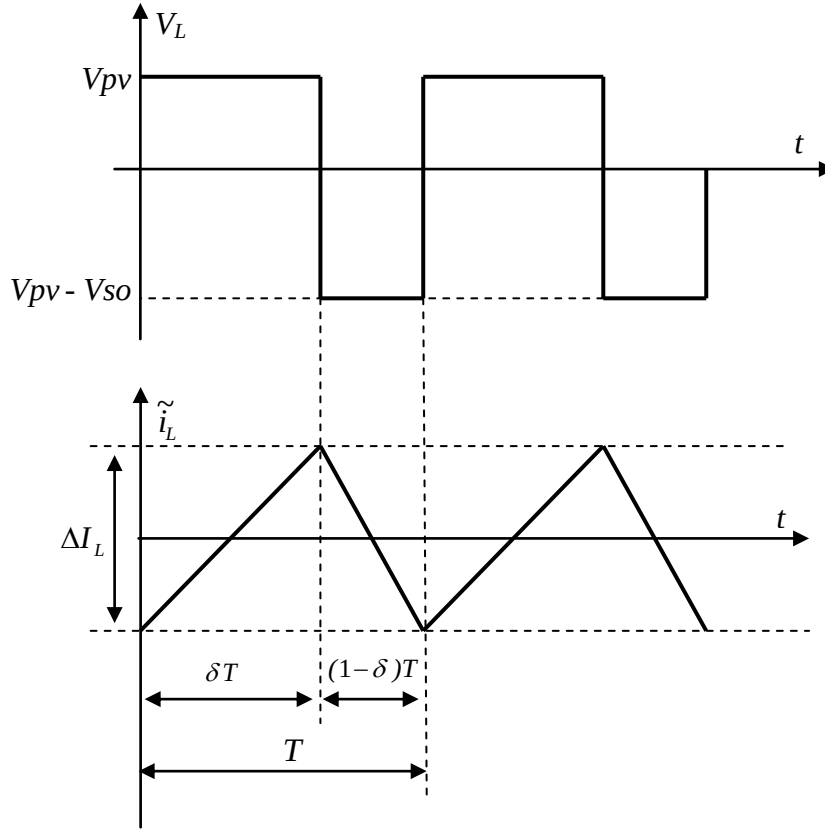


Figure III.8. Tension aux bornes de l'inductance

En régime permanent, la tension moyenne aux bornes de l'inductance  $L$  est nulle, par conséquent :

$$V_{so} = V_{pv} \frac{1}{1 - \delta} \quad (\text{III-58})$$

#### III.4.2. Courant de sortie

En admettant que la puissance échangée entre le générateur photovoltaïque et la charge se conserve, nous pouvons écrire :

$$V_{pv} I_{pv} = V_s I_s \quad (\text{III-59})$$

En tenant compte de l'équation (III-58), nous déduisons :

$$I_s = (1 - \delta) I_{pv} \quad (\text{III-60})$$

### III.4.3. Ondulation de la tension de sortie

Les variations de la tension de sortie  $V_{so}$  sont données par la relation :

$$I_{cs} = C_s \frac{dV_s}{dt} = C_s \frac{d\tilde{v}_s}{dt} \quad (\text{III-61})$$

Nous nous mettons dans l'hypothèse où le condensateur d'entrée  $C_e$  est dimensionné pour absorber les ondulations du courant dans l'inductance  $L$ . Dans ces conditions le courant moyen  $I_{pv}$  à l'entrée du convertisseur est complètement transmis à l'inductance.

En se référant à la figure III.9, l'intégration de  $\tilde{v}_s$  sur une durée  $(1-\delta)T$  est donnée par :

$$\tilde{v}_s = \frac{1}{C_s} \int_0^{(1-\delta)T} (I_{pv} - I_{so}) dt = \Delta V_{so} = \frac{1}{C_s} (I_{pv} - I_{so})(1-\delta)T \quad (\text{III-62})$$

En considérant la relation  $I_s = (1-\delta)I_{pv}$ , on aura :

$$\Delta V_{so} = \tilde{v}_s = \frac{1}{C_s} \delta I_{so} T = \frac{1}{R_L C_s f} \delta V_{so} \quad (\text{III-63})$$

Soit 
$$\Delta V_{so} = \frac{V_{pv}}{R_L C_s f} \frac{\delta}{(1-\delta)} \quad (\text{III-64})$$

$\Delta V_{so}$  représente l'amplitude des ondulations en sortie du convertisseur.  $\Delta V_{so}$  dépend des paramètres du circuit et du rapport cyclique  $\delta$ .

La figure III.10 représente les variations du rapport  $\frac{\delta}{(1-\delta)}$  en fonction de  $\delta$ .

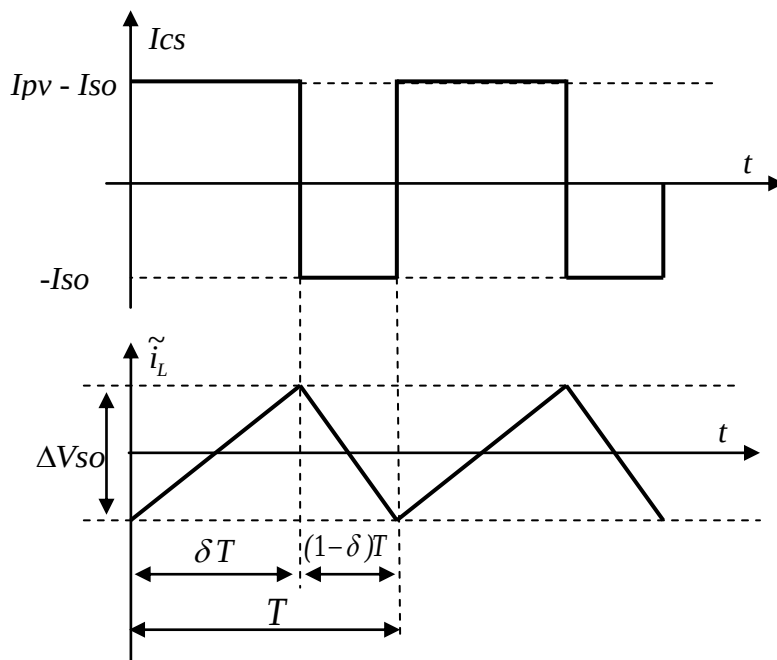
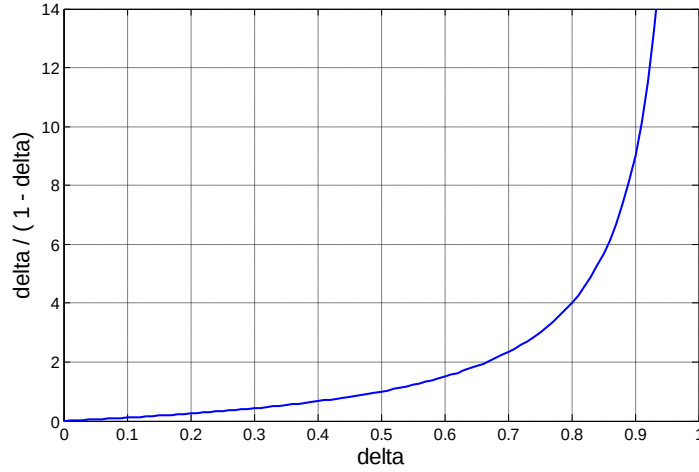


Figure III.9. Ondulations de la tension de sortie


 Figure III.10. Ondulation de tension en fonction de  $\delta$ 

#### III.4.4. Ondulation de la tension d'entrée

Le courant dans l'inductance peut être décomposé en courant continu moyen égale au courant d'entrée  $I_{pv}$  superposé à un courant alternatif triangulaire  $I_{Lalt}$  [27]. Dans l'hypothèse d'un bon choix du condensateur d'entrée, le courant traversant  $C_e$  est tel que :

$$I_{ce} = -I_{Lalt} \quad (III-65)$$

L'ondulation de la tension d'entrée  $V_{pv}$  se déduit de l'équation différentielle régissant la tension et le courant dans le condensateur, soit :

$$V_{pv} = \frac{1}{C_e} \int I_{ce} dt + V_{pv_0} = \frac{-1}{C_e} \int I_{Lalt} + V_{pv_0} \quad (III-66)$$

Où  $V_{pv_0}$  : tension à l'entrée à un instant donné.

L'intégration sur une demi période de l'équation précédente nous donne [27] :

$$\Delta V_{pv} = \frac{1}{C_e} \left( \frac{T \Delta I_L}{8} \right) \quad (III-67)$$

En tenant compte de l'équation  $\Delta I_L = \delta \frac{V_{pv}}{L_f}$  l'amplitude de l'ondulation de la tension d'entrée se met sous la forme :

$$\Delta V_{pv} = \frac{\delta V_{pv}}{8 L C_e f^2} \quad (III-68)$$

#### III.4.5. Ondulation du courant d'entrée

La tension aux bornes de l'inductance est donnée par :  $V_L = \frac{dI_L}{dt}$

En se référant au schéma de la figure III.8 et en intégrant sur une durée  $\delta T$ , on obtient :

$$V_L = V_{pv} = L \frac{\Delta I_L}{\delta T} \quad (\text{III-69})$$

Compte tenu des hypothèses adoptées ( $C_e$  est calculé de telle sorte à avoir  $I_L = I_{pv}$ ) l'équation (III-68) devient :

$$V_{pv} = L \frac{\Delta I_{pv}}{\delta T} \quad (\text{III-70})$$

Soit :

$$\Delta I_{pv} = V_{pv} \frac{\delta T}{L} \quad (\text{III-71})$$

Qui s'écrit

$$\Delta I_{pv} = \frac{\delta V_{pv}}{L_f} \quad (\text{III-72})$$

#### III.4.6. Mode de fonctionnement

Jusqu'à présent, nous avons travaillé dans l'hypothèse d'un régime de fonctionnement continu. A l'instar du hacheur *Buck*, le convertisseur *Boost* ne peut fonctionner en mode continu que lorsque les deux interrupteurs (transistor  $Tr$  et la diode) sont complémentaires. L'ouverture du transistor amorce la conduction de la diode ; une fois amorcée, la diode ne se bloquera qu'à la fin de la période de hachage. En mode continu, la valeur moyenne du courant dans l'inductance doit donc être strictement supérieure à  $\frac{\Delta I_L}{2}$ , soit donc :

$$\langle I_L \rangle = \langle I_{pv} \rangle > \frac{\Delta I_{pv}}{2} \quad (\text{III-73})$$

En considérant  $I_{so} = (1 - \delta) I_{pv}$ , l'équation (III-73) devient :

$$\langle I_{so} \rangle > \frac{\Delta I_{pv}}{2} (1 - \delta) \quad (\text{III-74})$$

Avec :  $\Delta I_{pv} = \frac{\delta V_{pv}}{L_f}$

Et :  $\langle I_{so} \rangle = \frac{V_{so}}{R_L} = \frac{V_{pv}}{(1 - \delta) R_L}$

L'équation (III-73) s'écrit également :  $\frac{2L}{R_L T} > \delta(1 - \delta)^2 \quad (\text{III-75})$

Nous nous proposons, pour la suite, de réévaluer la relation liant  $V_{so}$  à  $V_{pv}$  [24] ; en se référant au schéma de la figure III.11 on distingue deux phases de fonctionnement :

$$1^{er} \text{ Phase : } 0 < t < \delta T : \quad V_L = L \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta t} = V_{pv} \quad (\text{III-76})$$

$$\text{D'où} \quad \Delta I_{pv} = \frac{1}{L} V_{pv} \delta T \quad (\text{III-77})$$

$$2^{ème} \text{ Phase : } \delta T < t < (\delta + \delta')T :$$

$$V_L = V_{pv} - V_{so} = L \frac{-\Delta I_{pv}}{\Delta t} \quad (\text{III-78})$$

$$\text{D'où} \quad \Delta I_{pv} = \frac{1}{L} (V_{so} - V_{pv}) \delta' T \quad (\text{III-79})$$

$$\text{D'après } V_{pv} = L \frac{\Delta I_{pv}}{\delta T} \text{ il vient :}$$

$$V_{pv} \delta = (V_{so} - V_{pv}) \delta' \quad (\text{III-80})$$

$$\text{D'où} \quad \delta' = \frac{V_{pv}}{V_{so} - V_{pv}} \delta \quad (\text{III-81})$$

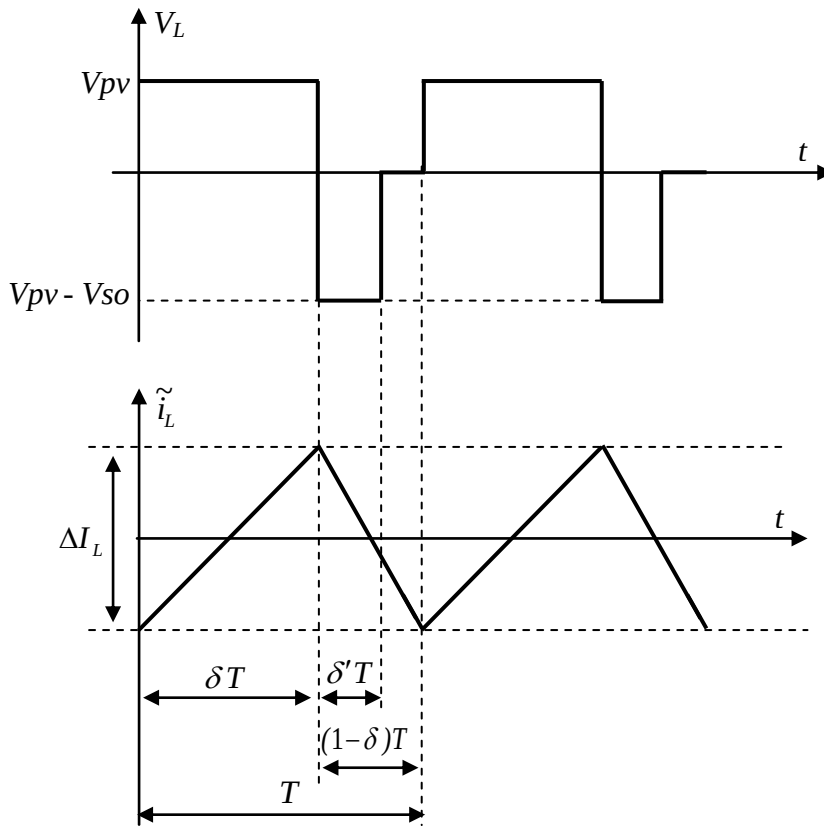


Figure III.11. Régime discontinu

Nous avons  $I_{so} = \langle I_s \rangle$  ; en outre, lorsque la diode est passante  $I_s = I_{pv}$ , d'après la figure III.11, on obtient :

$$Iso = \frac{1}{2} \Delta I_{pv} \delta' \quad (III-82)$$

En reportant les relations (III-75) et (III-81) dans cette expression, on obtient :

$$Iso = \frac{1}{2L} V_{pv} \delta T \frac{V_{pv}}{V_{so} - V_{pv}} \delta \quad (III-83)$$

Soit :

$$Iso = \frac{1}{2Lf} \frac{V_{pv}^2}{V_{so} - V_{pv}} \delta^2 \quad (III-84)$$

Il vient :

$$\frac{V_{so}}{V_{pv}} = 1 + \frac{V_{pv}}{2Lf Iso} \delta^2 \quad (III-85)$$

Comme pour le convertisseur *Buck*, nous introduisons les variables normalisées suivantes :

$$y = \frac{\langle V_s \rangle}{V_{pv}} = \frac{V_{so}}{V_{pv}}$$

$$x = \frac{Lf Iso}{V_{pv}}$$

Le tracé des caractéristiques de sortie du hacheur *Boost* est donné par la figure III.12.

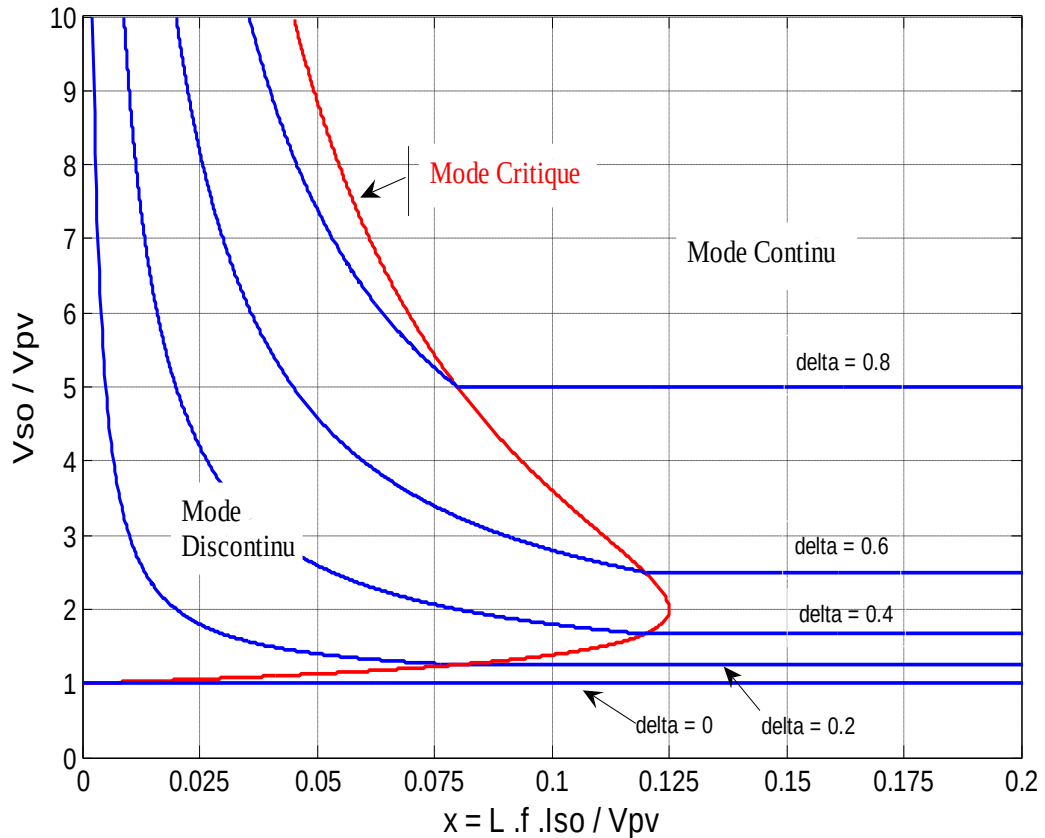


Figure III.12. Caractéristiques de sorties du hacheur Boost représentées en variables normalisées

Sur le tracé il apparaît :

- 1- En conduction continue la tension de sortie ne dépend que du rapport cyclique. Cependant, pour des valeurs élevées de  $\delta$ , la tension de sortie peut prendre des valeurs infinies (à cause du  $\frac{1}{(1-\delta)}$ ) d'où la nécessité de fixer un seuil maximal pour le rapport cyclique ;
- 2- A l'instar du hacheur Buck, le mode de conduction discontinu impose une dépendance vis-à-vis du courant moyen  $I_{so}$ . Ceci peut limiter les possibilités de contrôle du convertisseur à faibles charges ;
- 3- La conduction discontinue pose un problème de divergence : la tension de sortie peut croître indépendamment de la valeur faible de  $\delta$ .

La caractéristique décrite par  $x = \frac{y-1}{2y^2}$  marque la frontière entre le régime continu et discontinu ;

cette caractéristique possède un maximum au point  $x_0$ , défini tel que  $\left. \frac{dx}{dy} \right|_{x_0} = 0$  [27] .

Soit alors :  $x_0 = \frac{1}{8} = 0,125$ .

Pour  $x > 0,125$  (Figure III.12) le hacheur *Boost* fonctionne en régime continu quelle que soit la valeur de  $\delta$ .

Pour assurer un mode de fonctionnement continu quelle que soit la valeur du rapport cyclique l'inductance doit donc être dimensionnée telle que :

$$\frac{Lf \langle I_s \rangle}{V_{pv}} > 0,125$$

#### III.4.7. Condition d'adaptation du hacheur Boost

Dans ce qui suit nous allons déterminer la plage de variation de la résistance d'entrée du convertisseur Boost.

$$\text{En régime continu nous avons : } R_i = R_{pv} = \frac{V_{pv}}{I_{pv}} \quad (\text{III-86})$$

À partir des équations (III-65) et (III-67), nous déduisons :

$$R_i = (1-\delta)^2 R_L \quad (\text{III-87})$$

$$\text{d'où : } \lim_{\delta \rightarrow 0} R_i = R_L \quad \text{et} \quad \lim_{\delta \rightarrow 1} R_i = 0$$

La résistance d'entrée varie donc dans l'intervalle  $[0 \quad R_L]$ .

De même que pour le convertisseur Buck, on définit pour  $R_L < R_{ppm} = \frac{V_{PM}}{I_{PM}}$  une zone de non capture du point de puissance maximale [26].

Pour un fonctionnement correct du système photovoltaïque il faut que la charge soit supérieure à la charge optimale  $R_{PPM}$ .

### III.4.8. Modèle mathématique équivalent du hacheur élévateur

Comme pour le convertisseur Buck, nous considérons les variables dynamiques  $I_L$ ,  $V_{pv}$  et  $V_{so}$ . En mode de fonctionnement continu, les deux systèmes d'équations différentielles (III-88) et (III-89) régissent le fonctionnement du hacheur *Boost*.

$$\begin{cases} I_{ce} = Ce \frac{dV_{pv}}{dt} = I_{pv} - I_L \\ I_{cs} = Cs \frac{dV_{so}}{dt} = -I_{so} \\ V_L = L \frac{dI_L}{dt} = V_{pv} \end{cases} \quad 0 < t < \delta T \quad (III-88)$$

$$\begin{cases} I_{ce} = Ce \frac{dV_{pv}}{dt} = I_{pv} - I_L \\ I_{cs} = Cs \frac{dV_{so}}{dt} = I_L - I_{so} \\ V_L = L \frac{dI_L}{dt} = V_{pv} - V_{so} \end{cases} \quad \delta T < t < (1-\delta)T \quad (III-89)$$

Les hypothèses adoptées nous permettent de considérer que la variation des grandeurs dynamiques  $i_s$ ,  $V_s$  et  $V_{so}$  est linéaire ; dans ces conditions une représentation dynamique sur toute la période de hachage est donnée par [27] :

$$\begin{cases} I_L = I_{pv} - Ce \frac{dV_{pv}}{dt} \\ I_{so} = (1-\delta)I_L - Cs \frac{dV_{so}}{dt} \\ V_{pv} = L \frac{dI_L}{dt} + (1-\delta)V_{so} \end{cases} \quad 0 < t < T \quad (III-90)$$

### III.5. Convertisseur Buck-Boost

Le convertisseur *Buck-Boost* est un inverseur de tension à stockage inductif, la tension en sortie est toujours de signe contraire à la tension en entrée. Le hacheur *Buck-Boost* est caractérisé par une fonction de transfert qui peut être soit supérieure soit inférieure à l'unité [23].

La figure III.13 représente un système photovoltaïque constitué d'un *GPV*, un hacheur *Buck-Boost* et une charge résistive  $R_L$ .

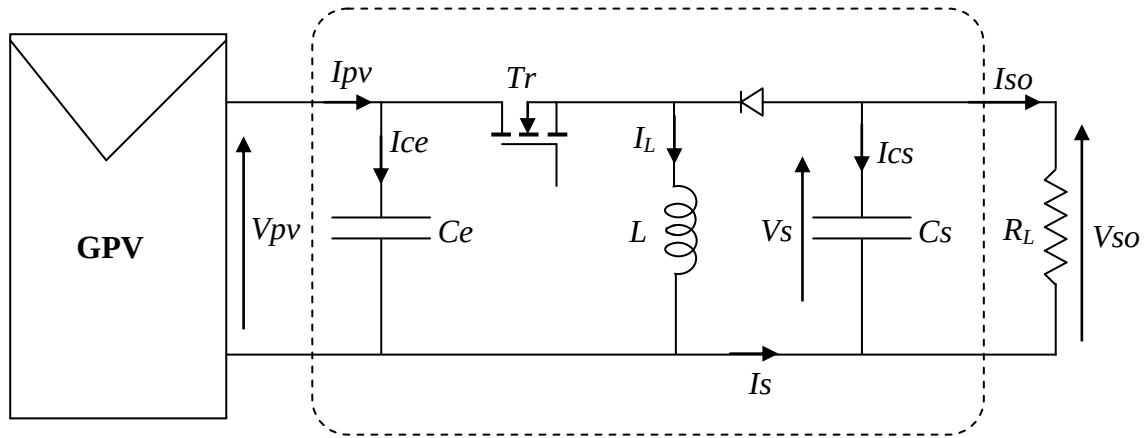


Figure III.13. Système PV conçu autour d'un hacheur Buck-Boost

### III.5.1. Valeur moyenne de la tension de sortie du hacheur

Afin de déterminer l'expression de  $V_{so}$  nous commençons par calculer la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance  $L$ , nous avons :

$$0 < t < \delta T \quad V_L = V_{pv} \quad (III-91)$$

$$\delta T < t < T \quad V_L = V_{so} \quad (III-92)$$

$$\text{Il vient :} \quad \langle V_L \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T V_L(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\delta T} V_{pv} dt + \frac{1}{T} \int_{\delta T}^T V_{so} dt \quad (III-93)$$

$$\text{Enfin :} \quad \langle V_L \rangle = \delta V_{pv} + (1 - \delta) V_{so} \quad (III-94)$$

En régime permanent la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance est nulle, par conséquent (III-94) donne :

$$V_{so} = -\frac{\delta}{(1 - \delta)} V_{pv} \quad (III-95)$$

Si nous admettons que la puissance échangée entre le générateur et sa charge se conserve, alors nous pouvons écrire [27] :

$$I_{so} = -\frac{(1 - \delta)}{\delta} I_{pv} \quad (III-96)$$

### III.5.2. Ondulation de la tension en sortie du convertisseur

Dans ce qui suit nous allons définir la relation qui permet de lier les ondulations de la tension de sortie aux paramètres du convertisseur, et ce, afin d'être en mesure de dimensionner le condensateur de sortie  $C_s$  et justifier les hypothèses adoptées [24].

Dans l'hypothèse que les ondulations du courant  $I_{pv}$  sont absorbées par le condensateur d'entrée  $C_e$ , deux phases se distinguent lors de la description du fonctionnement en mode continu du hacheur *Buck-Boost* :

**1<sup>er</sup> Phase** :  $0 < t < \delta T$  : Le transistor  $Tr$  est passant et la diode est bloquée ;  $I_s$  est donc nul. On peut donc écrire :

$$\langle I_{pv} \rangle = I_L \quad (III-97)$$

Et :  $I_{cs} = -I_{so}$  (III-98)

**2<sup>ème</sup> Phase** :  $\delta T < 0 < T$  : Le transistor  $Tr$  est bloqué et la diode est passante, assurant la continuité du courant dans l'inductance  $L$ . Dans ce cas on aura :

$$I_L = I_s \quad (III-99)$$

Et :  $I_{cs} = -I_L - I_{so}$  (III-100)

Les variations  $\tilde{v}_s$  de la tension de sortie sont définies par :

$$I_{cs} = C_s \frac{d\tilde{v}_s}{dt} \quad (III-101)$$

Compte tenu des hypothèses adoptées le courant dans le condensateur  $C_s$  varie linéairement, ce qui permet d'écrire :

$$\tilde{v}_s = \frac{1}{C_s} \int_0^{\delta T} I_{so} dt \quad (III-102)$$

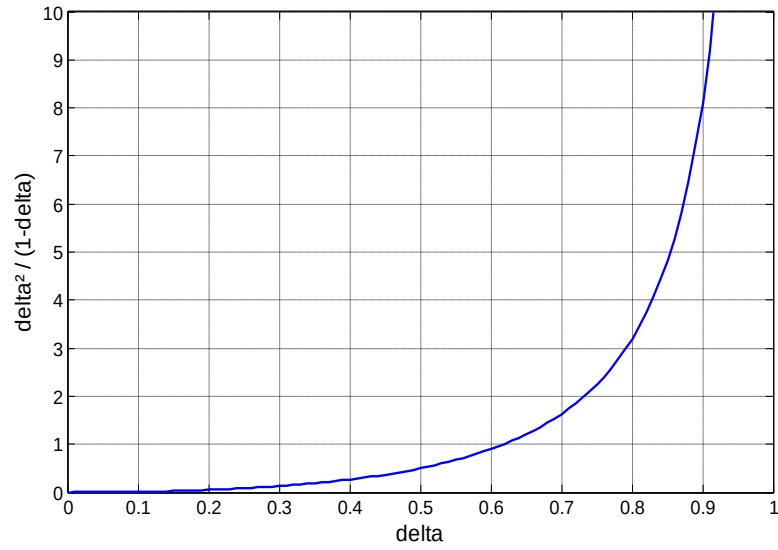
D'où :  $\Delta V_s = \frac{1}{C_s} I_{so} \delta T$  (III-103)

Qui s'écrit également :  $\Delta V_s = \frac{1}{R_L C_s f} V_{so} \delta$  (III-104)

En remplaçant  $V_{so}$  par son expression, on obtient :

$$\Delta V_s = \frac{V_{pv}}{R_L C_s f} \frac{\delta^2}{(1-\delta)} \quad (III-105)$$

La figure III.14 représente les variations du rapport  $\frac{\delta^2}{(1-\delta)}$  en fonction de  $\delta$ .


 Figure III.14. Ondulation de tension en fonction de  $\delta$ 

Nous remarquons que l'amplitude des ondulations de  $V_s$  augmente avec l'augmentation du rapport cyclique. Pour dimensionner  $C_s$  nous travaillerons dans le cas le plus défavorable, en considérant la valeur maximale que peut prendre  $\delta$  [24].

### III.5.3. Ondulation du courant dans l'inductance

Pendant la phase où le transistor est passant la tension aux bornes de l'inductance s'écrit :

$$V_{pv} = L \frac{dI_L}{dt} \quad (\text{III-106})$$

Soit :

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} \int_0^{\delta T} V_{pv} dt = \frac{V_{pv}}{L_f} \delta \quad (\text{III-107})$$

### III.5.4. Ondulations de la tension d'entrée

Le courant dans l'inductance peut être décomposé en courant continu moyen égale au courant d'entrée  $I_{pv}$  superposé à un courant alternatif triangulaire  $I_{Lalt}$  [27].

Dans l'hypothèse d'un choix judicieux du condensateur d'entrée, le courant dans  $C_e$  est tel que :

$$I_{ce} = -I_{Lalt} \quad (\text{III-108})$$

L'ondulation de la tension d'entrée  $V_{pv}$  se déduit de l'équation différentielle régissant la tension et le courant dans le condensateur, soit :

$$V_{pv} = \frac{1}{C_e} \int I_{ce} dt + V_{pv_0} \quad (\text{III-109})$$

En développant :

$$V_{pv} = -\frac{1}{C_e} \int I_{Lalt} dt + V_{pv_0} \quad (\text{III-110})$$

où  $V_{pv_0}$  : tension à l'entrée à un instant donné.

L'intégration sur une demi période de la tension nous donne :

$$\Delta V_{pv} = \frac{1}{C_e} \left( \frac{T \Delta I_L}{8} \right) \quad (\text{III-111})$$

En tenant compte de l'équation (III-107), on obtient :

$$\Delta V_{pv} = \frac{\delta V_{pv}}{8 L C_e f^2} \quad (\text{III-112})$$

### III.5.5. Fonctionnement en mode discontinu

Pour que le fonctionnement du convertisseur *Buck-Boost* se fasse uniquement en mode continu, il faut que la valeur moyenne du courant dans l'inductance soit strictement supérieure à  $\frac{\langle \Delta I_L \rangle}{2}$ , soit donc :

$$\langle I_L \rangle > \frac{\Delta I_L}{2} \quad (\text{III-113})$$

Or le courant de sortie est donné par :

$$I_{so} = \frac{-1}{T} \int_{\delta.T}^T \langle I_L \rangle dt = -(1-\delta) \langle I_L \rangle \quad (\text{III-114})$$

On reporte les relations (III-114) et (III-107) dans (III-113), on obtient :

$$\frac{-I_{so}}{(1-\delta)} > \frac{1}{2} \frac{V_{pv}}{L f} \delta \quad (\text{III-115})$$

Qui s'écrit également :

$$\frac{-V_{so}}{R_L (1-\delta)} > \frac{1}{2} \frac{V_{pv}}{L f} \delta \quad (\text{III-116})$$

en remplaçant  $V_{so}$  par son expression donnée dans (III-95) et en simplifiant, (III-116) devient :

$$\frac{2L}{R_L T} > (1-\delta)^2 \quad (\text{III-117})$$

Pour  $\frac{2L}{R_L T} = (1-\delta)^2$  le hacheur fonctionne en mode critique.

Nous nous proposons pour la suite d'évaluer la tension de sortie  $V_s$  lors d'un fonctionnement discontinu ( $\frac{2L}{R_L T} < (1-\delta)^2$ ). Pour ce mode de fonctionnement, la tension aux bornes de l'inductance et le courant  $I_L$  sont représentés dans la figure III.15.

Lorsque le transistor  $Tr$  est passant ( $0 < t < \delta T$ ) la tension aux bornes de  $L$  est telle que :

$$V_L = V_{pv} = L \frac{\Delta I_L}{\delta T} \quad (\text{III-118})$$

Soit :

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} V_{pv} \delta T \quad (\text{III-119})$$

Cette phase correspond à la croissance du courant dans l'inductance.

Pour  $\delta T < t < (\delta + \delta')T$  : Le transistor est bloqué et la diode conduit, cette phase correspond à la décroissance du courant dans l'inductance. Dans ces conditions la tension aux bornes de l'inductance est donnée par :

$$V_L = V_{so} = L \frac{\Delta I_L}{\delta' T} \quad (\text{III-120})$$

D'où :

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} V_{so} \delta' T \quad (\text{III-121})$$

De (III-119) et (III-121) il vient :  $\delta V_{pv} = \delta' V_{so}$  (III-122)

Qui s'écrit également :  $\delta' = \frac{V_{pv}}{V_{so}} \delta$  (III-123)

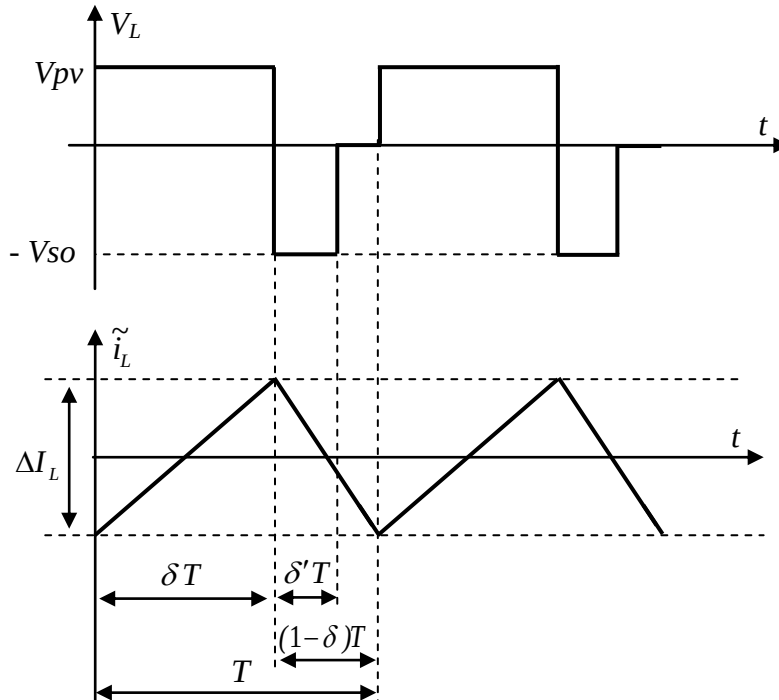


Figure III.15. Conduction discontinue

Évaluons, à présent, le courant en sortie du convertisseur ; nous avons, d'après les hypothèses adoptées,  $I_{so} = -\langle I_s \rangle$ , en outre  $I_s = I_L$  lorsque la diode est passante. D'après la figure III.15, on aura [24] :

$$Iso = \frac{-1}{2} \Delta I_L \delta' \quad (III-124)$$

En reportant les relations (III-107) et (III-123) dans (III-124), on obtient :

$$Iso = \frac{-1}{2L} V_{pv} \delta T \frac{V_{pv}}{V_{so}} \delta$$

Soit :

$$Iso = \frac{-V_{pv}^2}{2LfV_{so}} \delta^2 \quad (III-125)$$

Qui s'écrit également :

$$\frac{V_{so}}{V_{pv}} = \frac{-V_{pv}}{2LfIso} \delta^2 \quad (III-126)$$

Nous définissons, à l'instar des convertisseurs *Buck* et *Boost*, les variables normalisées suivantes :  $y = \frac{\langle V_s \rangle}{V_{pv}} = \frac{V_{so}}{V_{pv}}$ , et  $x = \frac{LfIso}{V_{pv}}$ .

En reformulant les équations (III-95) et (III-126) on obtient :

Régime continu :

$$\frac{V_{so}}{V_{pv}} = \frac{-\delta}{(1-\delta)} \Rightarrow y = \frac{-\delta}{(1-\delta)} \quad (III-127)$$

Régime discontinu :

$$\frac{V_{so}}{V_{pv}} = \frac{V_{pv}}{2LfIso} \delta^2 \Rightarrow y = \frac{-\delta^2}{2x} \quad (III-128)$$

Le hacheur *Buck-Boost* fonctionne en régime critique lorsque :

$$Iso = Iso_{limite} = \frac{-1}{2} \frac{V_{pv}}{Lf} \delta(1-\delta) \quad (III-129)$$

Soit :

$$x = \frac{-y}{2(y-1)^2} \quad (III-130)$$

La figure III.16 représente le tracé de ces relations en variables normalisées pour différentes valeurs du rapport cyclique  $\delta$

En régime continu la tension moyenne de sortie du convertisseur *Buck-Boost* ne dépend que du rapport cyclique. Cependant, pour les valeurs élevées de  $\delta$ , la tension  $V_{so}$  peut prendre, théoriquement, des valeurs infinies [27]. La valeur de  $\delta$  doit donc être limitée.

En mode critique et discontinu la tension de sortie du hacheur dépend du courant de sortie moyen, ce qui peut limiter les possibilités de contrôle du convertisseur à faible charge.

En mode discontinu la tension de sortie  $V_{so}$  peut croître, d'une manière dramatique, indépendamment de la faible valeur de  $\delta$ .

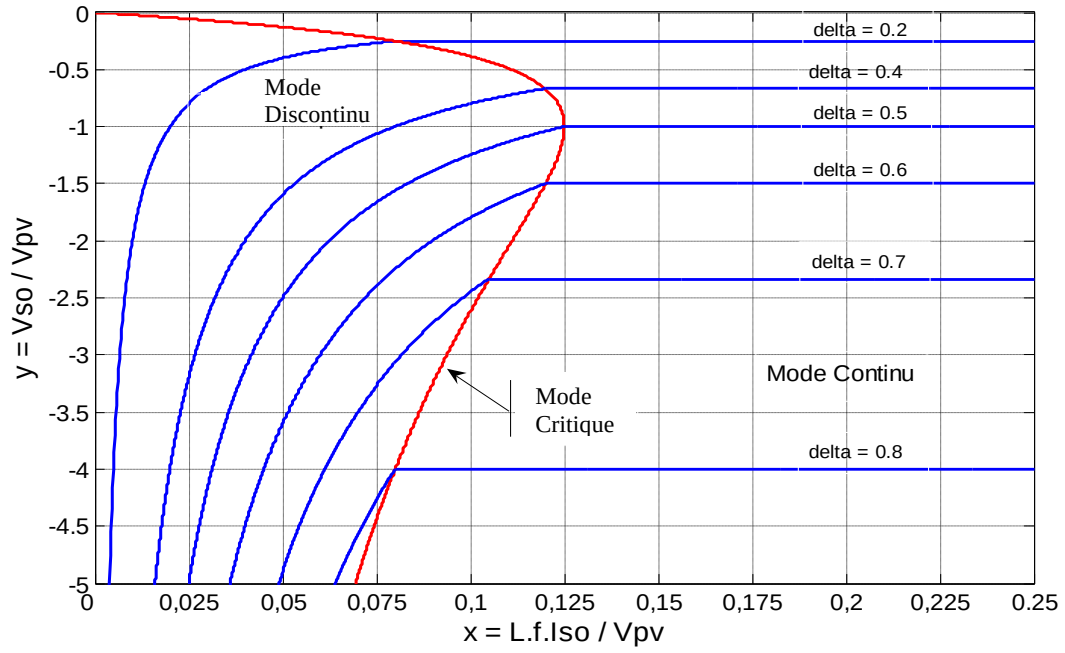


Figure III.16. Caractéristiques de sortie du hacheur Buck-Boost représentées en variables normalisées

Les caractéristiques décrites par  $x = \frac{1}{2}y(1-y)$  marquent la frontière entre le régime continu et discontinu. Cette caractéristique possède un maximum au point  $x_0$ , tel que  $\left. \frac{dx}{dy} \right|_{x_0} = 0$  [25].

Soit alors :  $x_0 = \frac{1}{8} = 0,125$

Pour  $x > 0,125$  (Figure III.15) le hacheur *Buck-Boost* fonctionne en régime continu quelle que soit la valeur de  $\delta$ .

Pour assurer un mode de fonctionnement continu quelle que soit la valeur du rapport cyclique l'inductance doit donc être dimensionnée telle que :

$$\frac{Lf \langle I_s \rangle}{V_{pv}} > 0,125$$

### III.5.6. Condition d'adaptation pour un hacheur de type Buck-Boost

A l'instar des deux convertisseurs Buck et Boost nous allons déterminer dans ce qui suit la plage de variation de la résistance d'entrée d'un hacheur Buck-Boost connecté à un générateur photovoltaïque.

$$\text{En régime continu nous avons} \quad R_i = R_{pv} = \frac{V_{pv}}{I_{pv}} \quad (\text{III-131})$$

À partir des équations (III-95) et (III-96), l'équation (III-131) devient :

$$R_i = \left( \frac{1-\delta}{\delta} \right)^2 R_L \quad (\text{III-132})$$

$$\text{d'où : } \lim_{\delta \rightarrow 0} R_i = +\infty \quad \text{et} \quad \lim_{\delta \rightarrow 1} R_i = 0$$

La résistance d'entrée du hacheur *Buck-Boost* peut donc prendre n'importe quelle valeur entre 0 et  $+\infty$ , par voie de conséquence le hacheur *Buck-Boost* est affranchi des restrictions imposées aux deux autres convertisseurs.

Le point de puissance maximale peut donc être atteint quelle que soit la valeur de la charge.

### III.5.7. Modèle mathématique équivalent du hacheur *Buck-Boost*

Dans ce qui suit nous élaborerons le modèle mathématique du hacheur Buck-Boost fonctionnant en mode continu. Les variables dynamiques  $I_L$ ,  $V_{so}$  et  $V_{pv}$  sont associées aux composants  $L$ ,  $C_e$  et  $C_s$ .

Les deux systèmes d'équation différentielles (III-133) et (III-134) régissent le fonctionnement du hacheur *Buck-Boost*.

$$\begin{cases} I_{ce} = C_e \frac{dV_{pv}}{dt} = I_{pv} - I_L \\ I_{cs} = C_s \frac{dV_{so}}{dt} = -I_{so} \\ V_L = L \frac{dI_L}{dt} = V_{pv} \end{cases} \quad 0 < t < \delta T \quad (\text{III-133})$$

$$\begin{cases} I_{ce} = C_e \frac{dV_{pv}}{dt} = I_{pv} \\ I_{cs} = C_s \frac{dV_{so}}{dt} = -I_L - I_{so} \\ V_L = L \frac{dI_L}{dt} = V_{so} \end{cases} \quad \delta T < t < T \quad (\text{III-134})$$

Les hypothèses adoptées, en particulier le fait que la période de hachage soit largement inférieure aux différentes constantes de temps du système, nous permettent de considérer que la variation des grandeurs dynamiques  $I_L$ ,  $V_{so}$  et  $V_{pv}$  est linéaire [27]. Dans ces conditions, une représentation dynamique approximée valable sur toute la période de hachage est donnée par :

$$\begin{cases} I_{ce} = C_e \frac{dV_{pv}}{dt} = I_{pv} - \delta I_L \\ I_{cs} = C_s \frac{dV_{so}}{dt} = -(1-\delta)I_L - I_{so} \\ V_L = L \frac{dI_L}{dt} = \delta V_{pv} + (1-\delta)V_{so} \end{cases} \quad 0 < t < T \quad (\text{III-135})$$

En réarrangeant les termes du système d'équation (III-135) on obtient le modèle mathématique équivalent du hacheur *Buck-Boost* fonctionnant en mode continu :

$$\begin{cases} I_L = \frac{1}{\delta} I_{pv} - \frac{Ce}{\delta} \frac{dV_{pv}}{dt} \\ I_{so} = -(1-\delta)I_L - Cs \frac{dV_{so}}{dt} \\ V_{pv} = \frac{L}{\delta} \frac{dI_L}{dt} - \frac{(1-\delta)}{\delta} V_{so} \end{cases} \quad 0 < t < T \quad (\text{III-136})$$

### III.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié les trois topologies de base pour les convertisseurs *DC/DC* connectés à un système photovoltaïque. Un intérêt particulier a été porté au dimensionnement des composants du hacheur.

L'étude des trois modes de fonctionnement de chaque type de convertisseur nous a permis de déduire que le mode de conduction continu est le plus approprié pour la poursuite du point de puissance maximale. En effet, pour ce mode de fonctionnement la tension de sortie du hacheur ne dépend que du rapport cyclique, alors que le régime discontinu impose une dépendance vis-à-vis du courant moyen de sortie.

Le dimensionnement des éléments  $L$ ,  $Ce$  et  $Cs$  du hacheur aura pour objectif de forcer le convertisseur à fonctionner en mode continu et de remplir les conditions imposées par le cahier de charges.

L'étude menée sur les conditions d'adaptation des trois topologies montre que le hacheur *Buck-Boost* est le seul à permettre un suivi efficace du point de puissance maximale et ce quelque soit la valeur de la charge et les variations météorologiques (température et ensoleillement).

## CHAPITRE IV

# DIFFERENTES METHODES DE POURSUITE DU POINT DE PUISSANCE MAXIMALE

## CHAPITRE IV

# DIFFERENTES METHODES DE POURSUITE DU POINT DE PUISSANCE MAXIMALE

### IV.1. Introduction

L'optimisation d'un système photovoltaïque est par nature difficile, en effet côté générateur photovoltaïque, le point de puissance maximale varie en fonction des paramètres météorologiques (température ambiante, ensoleillement, angle d'incidence des rayonnements solaires, pression atmosphérique et humidité), mais aussi du vieillissement du système. Côté charge, quelle soit de nature continue ou alternative, elle possède un comportement aléatoire [28].

De ce fait, la puissance transférée à la charge correspond rarement à la puissance maximale disponible en sortie du générateur.

Afin de pouvoir extraire le maximum de puissance disponible, un étage d'adaptation est introduit entre la charge et le GPV. L'adaptation d'impédance est assurée par un convertisseur statique de type hacheur. La convergence du système vers son point de fonctionnement optimal est assurée par un organe de commande qui agit sur le rapport cyclique du hacheur.

Plusieurs solutions ont été proposées pour l'algorithme de recherche du point de puissance maximale (PPM) commandant le convertisseur statique ; dans ce chapitre, nous rappelons, dans un premier lieu, quelques techniques simples basées sur l'estimation du point de puissance maximale. Par la suite, nous élaborons en détail d'autres techniques beaucoup plus précises. Ainsi nous étudions les méthodes suivantes :

- Méthode de contrôle de PPM perturbation & observation (P&O) ;
- Méthode conductance incrémentale ;
- Méthode des ensembles flous.

Pour cette dernière méthode, afin d'optimiser les paramètres du système d'inférence flou, une approche neuro-adaptative est abordée.

### IV.2. Rappel sur quelques techniques simples de poursuite du PPM

#### IV.2.1. Poursuite du PPM par contre réaction de tension

Cette méthode est basée sur le fait que la tension du GPV au point de puissance maximale,  $V_{pm}$ , est quasi linéairement proportionnelle à la tension du circuit ouvert  $V_{co}$ , soit :

$$k_1 = \frac{V_{pm}}{V_{co}} \cong Const < 1 \quad (IV-1)$$

La constante proportionnelle  $k_1$  dépend principalement de la technologie de fabrication du GPV, du facteur de forme et des conditions météorologiques, elle varie entre 0.75 à 0.80 [29].

La poursuite du PPM par contre réaction de tension consiste à mesurer la tension de circuit ouvert du GPV en interrompant le fonctionnement normal du système. La tension optimale est ensuite calculée via l'équation (IV-1) ; la valeur obtenue servira comme consigne de référence au pilotage du convertisseur statique adaptant le GPV à sa charge.

Cette méthode qui possède l'avantage d'être simple à implémenter, peut causer des pertes de puissance dues aux interruptions périodiques du fonctionnement du système photovoltaïque. En plus, des périodes d'échantillonnage trop éloignées causeront la perte du point de puissance maximale lors de variations rapides des conditions météorologiques.

#### **IV.2.2. Poursuite du PPM par contre réaction de courant**

Cette méthode est similaire à celle présentée précédemment, elle se base sur une dépendance quasi-linéaire entre le courant au point de puissance maximale  $I_{pm}$  et le courant de court circuit  $I_{cc}$  du GPV, soit :

$$k_2 = \frac{I_{pm}}{I_{cc}} \cong Const < 1 \quad (IV-2)$$

A l'instar de  $k_1$ ,  $k_2$  dépend de la technologie de fabrication du GPV, du facteur de forme et des conditions météorologiques.

Cette méthode présente les mêmes avantages et malheureusement les mêmes inconvénients que celle basée sur la tension de circuit ouvert.

#### **IV.2.3. Poursuite du PPM à partir d'une cellule pilote**

Dans la perspective de s'affranchir des pertes de puissances induites par les interruptions multiples du fonctionnement du système PV, on calcule la valeur de  $V_{pm}$  à partir de mesures effectuées sur une cellule photovoltaïque test, électriquement indépendante du système PV.

Cette technique suppose que la cellule test soit du même type que l'ensemble des cellules formant le GPV ; si cette supposition n'est pas vérifiée (à cause du vieillissement du GPV par exemple) le point de fonctionnement optimal ne sera pas atteint.

### **IV.3. Développement des différents algorithmes de poursuite de point de puissance maximum (MPPT)**

#### **IV.3.1. Méthode par perturbation et observation (P&O)**

L'algorithme de poursuite du point de puissance maximale par la méthode P&O (perturbation and observe) est le plus utilisé, car il est relativement simple à implémenter et n'utilise qu'un nombre réduit de capteurs.

On perturbe le système par l'augmentation ou la diminution de la tension en sortie du GPV, et ceci en agissant sur le rapport cyclique du hacheur. A tout moment, la puissance délivrée par le

GPV est connue, si celle-ci augmente suite à une perturbation alors on garde la même direction, sinon on inverse le sens de la perturbation au cycle suivant. Le point de puissance maximale est atteint lorsque le rapport  $\frac{dP}{dV}$  est nul [30].

#### IV.3.1.1. Principe de la méthode

L'analyse de la courbe de la puissance en fonction de la tension d'un GPV (Figure IV.1) montre qu'il existe deux zones de fonctionnement ; la première à gauche du point de puissance maximale où le rapport  $\frac{dP}{dV}$  est positif et la deuxième à droite du PPM où  $\frac{dP}{dV}$  est négatif. Lorsqu'on perturbe le point de fonctionnement quatre cas peuvent se présenter [31] :

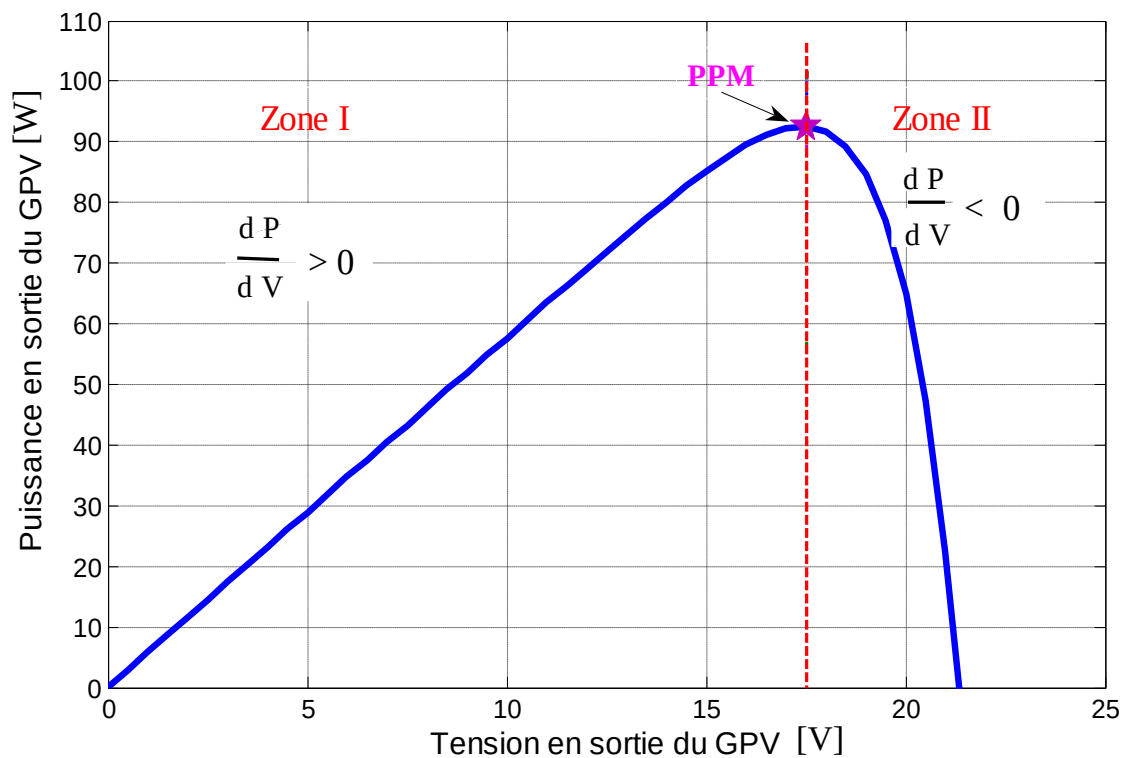


Figure IV.1. Zones de fonctionnement pour un GPV

**Premier Cas :**  $P(k) > P(k-1)$  et  $V(k) > V(k-1)$  ;

Le rapport  $\frac{dP}{dV}$  est positif, ceci indique que le point de fonctionnement se trouve à gauche du PPM ; en plus  $\Delta V$  est positive, on est donc dans la bonne direction. Pour la prochaine itération, on augmente la valeur de la tension du GPV.

Rappelons que quelque soit le type du convertisseur *DC-DC* utilisé, la tension à son entrée est inversement proportionnelle avec le rapport cyclique.

Soit donc  $\delta(k+1) = \delta(k) - D$  , où  $D$  est le pas d'incrément.

**Deuxième Cas :**  $P(k) > P(k-1)$  et  $V(k) < V(k-1)$  ;

Le rapport  $\frac{dP}{dV}$  est négatif, ceci indique que le point de fonctionnement se trouve à droite du PPM ; en plus  $\Delta V$  est négative, la recherche du PPM se fait dans la bonne direction.

On va donc pour la prochaine itération continuer à diminuer la tension (donc à augmenter le rapport cyclique)

$$\text{Soit donc } \delta(k+1) = \delta(k) + D$$

**Troisième Cas :**  $P(k) < P(k-1)$  et  $V(k) < V(k-1)$  ;

Le rapport  $\frac{dP}{dV}$  est positif, le point de fonctionnement se trouve à gauche du PPM ; et comme  $\Delta V$  est négative on se dirige dans le mauvais sens.

Lors de la prochaine itération on doit corriger le sens de la recherche c-à-d augmenter la tension ; soit donc  $\delta(k+1) = \delta(k) - D$

**Quatrième Cas :**  $P(k) < P(k-1)$  et  $V(k) > V(k-1)$  ;

Le rapport  $\frac{dP}{dV}$  est négatif, le point de fonctionnement actuel est à droite du PPM, en plus  $\Delta V$  est positive c-à-d que la recherche se fait dans la mauvaise direction.

Pour la prochaine itération on va diminuer la tension (donc augmenter le rapport cyclique)  
Soit donc  $\delta(k+1) = \delta(k) + D$

Des quatre cas présentés on déduit les règles de recherche du point de puissance maximale, qu'on résume sur le tableau IV.1.

| <i>Cas</i> | $\Delta P$ | $\Delta V$ | <i>Direction de recherche</i> | <i>Rapport cyclique</i>       |
|------------|------------|------------|-------------------------------|-------------------------------|
| <b>1</b>   | +          | +          | <i>Bonne direction</i>        | $\delta(k+1) = \delta(k) - D$ |
| <b>2</b>   | +          | -          | <i>Bonne direction</i>        | $\delta(k+1) = \delta(k) + D$ |
| <b>3</b>   | -          | -          | <i>Mauvaise direction</i>     | $\delta(k+1) = \delta(k) - D$ |
| <b>4</b>   | -          | +          | <i>Mauvaise direction</i>     | $\delta(k+1) = \delta(k) + D$ |

Tableau IV.1. Règles de recherche du PPM par la méthode P&O

A partir de l'organigramme de la méthode P&O, représenté par la figure IV.2, on détermine la loi de commande qui régit notre système.

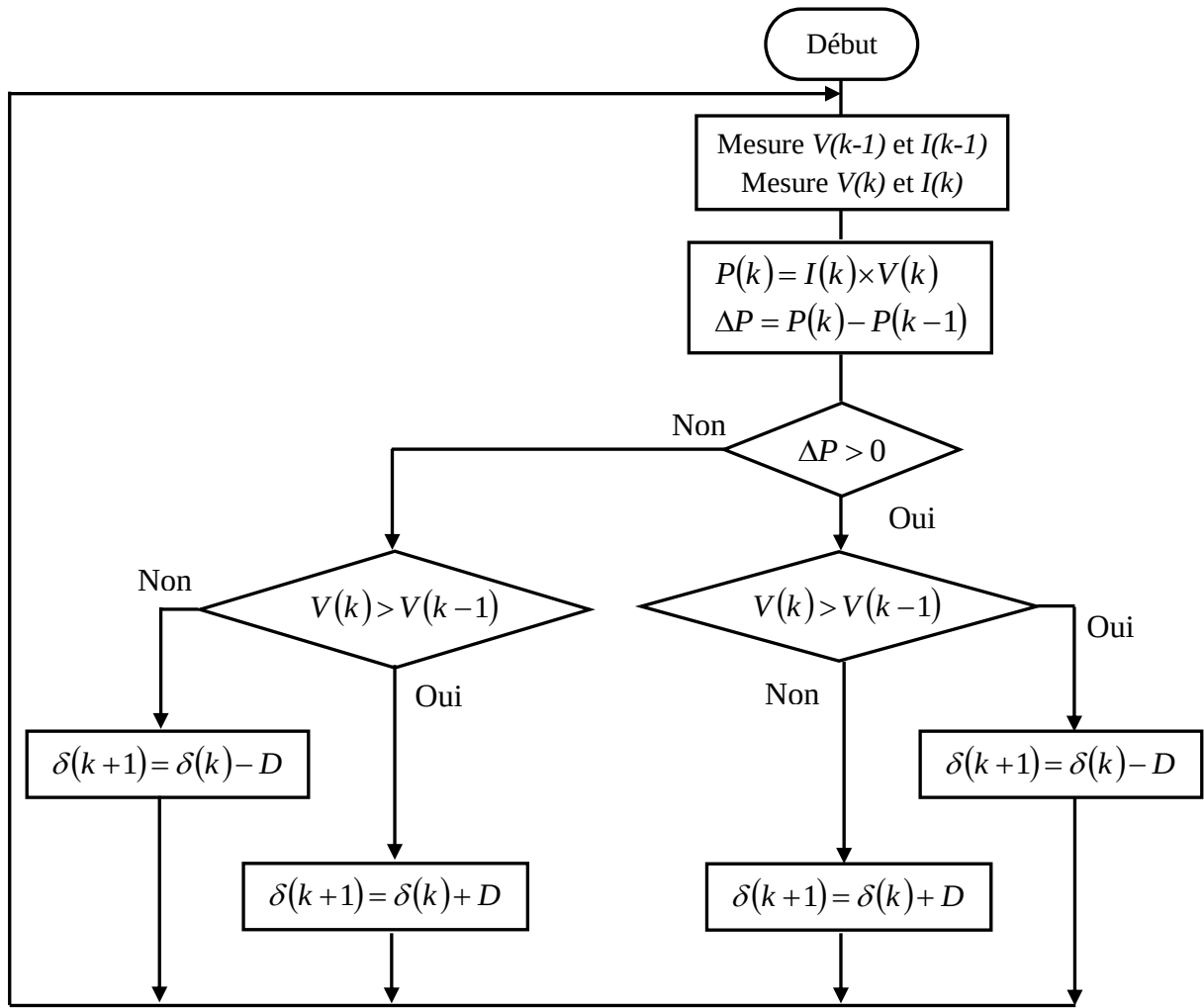


Figure IV.2 Organigramme de l'algorithme P&amp;O

On remarque que le rapport cyclique n'est incrémenté que lorsque les deux grandeurs booléennes  $(\Delta P > 0)$  et  $(\Delta V > 0)$  vérifient :

$$(\Delta P > 0) \cdot \overline{(\Delta V > 0)} + \overline{(\Delta P > 0)} \cdot (\Delta V > 0) = 1 \quad (\text{IV-3})$$

Soit :

$$(\Delta P > 0) \oplus (\Delta V > 0) = 1 \quad (\text{IV-4})$$

où  $\oplus$  désigne l'opérateur booléen « ou exclusif ».

Il est après très facile de définir une loi de commande pour le rapport cyclique, soit par exemple :

$$\text{Signe} = (\Delta P > 0) \oplus (\Delta V > 0) \quad (\text{IV-5})$$

Le rapport cyclique est alors commandé tel que :

$$\delta(k+1) = \delta(k) + (2 \times \text{Signe} - 1) \cdot D \quad (\text{IV-6})$$

Un exemple de modélisation sur Matlab/Simulink de l'organe de commande est donné sur la figure IV.3.

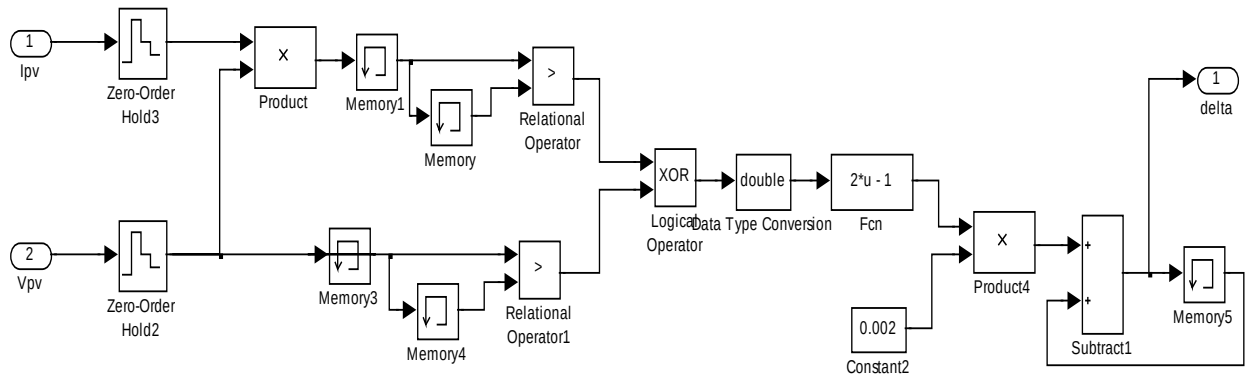


Figure IV.3. Modèle Matlab/Simulink de l'organe de commande de l'algorithme P&amp;O

#### IV.3.1.2. Robustesse de l'algorithme P&O vis-à-vis des variations de l'ensoleillement

Pour la suite, nous nous proposons d'évaluer la robustesse de l'algorithme P&O vis-à-vis des perturbations induites par le changement des paramètres météorologiques et celles causées par les variations de la charge. La figure IV.4 représente la réponse de l'algorithme P&O suite à des variations de l'ensoleillement, les autres paramètres étant considérés constants.

Nous avons testé, également, la réponse de l'algorithme P&O pour différentes valeurs de la température interne du module photovoltaïque, les résultats sont représentés sur la figure IV.5.

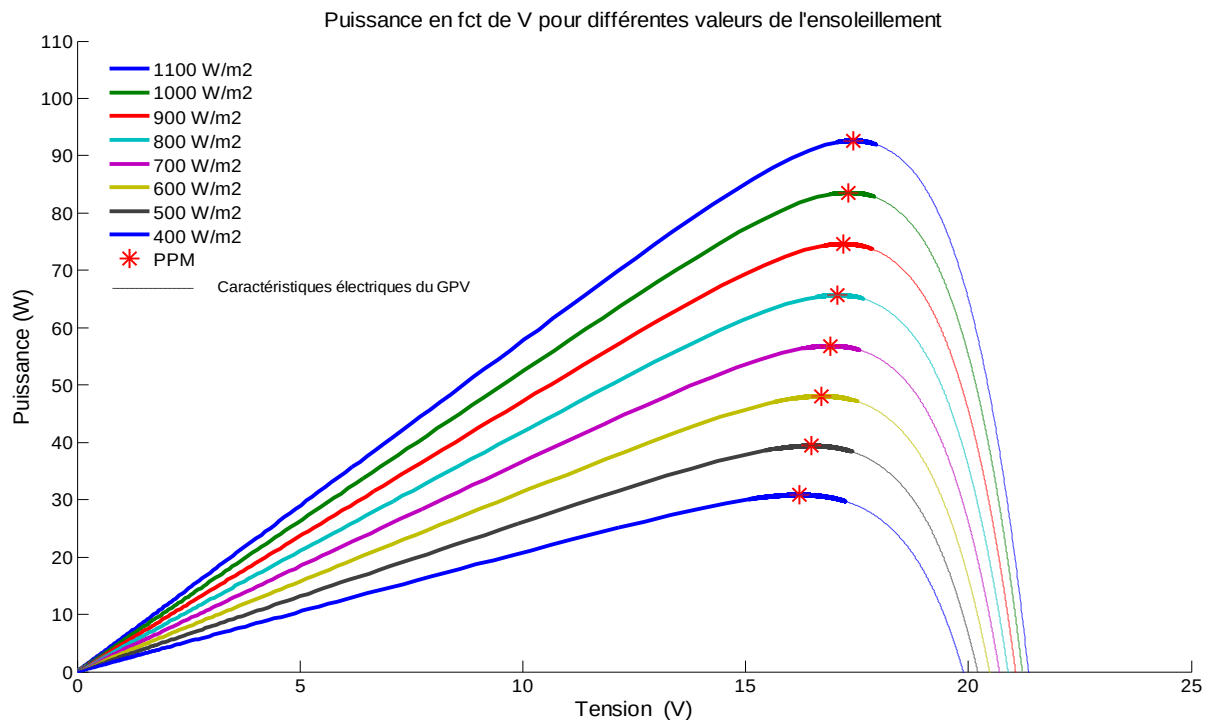


Figure IV.4. Réponse de l'algorithme P&amp;O pour différentes valeurs de l'ensoleillement, Température fixée à 25 °C

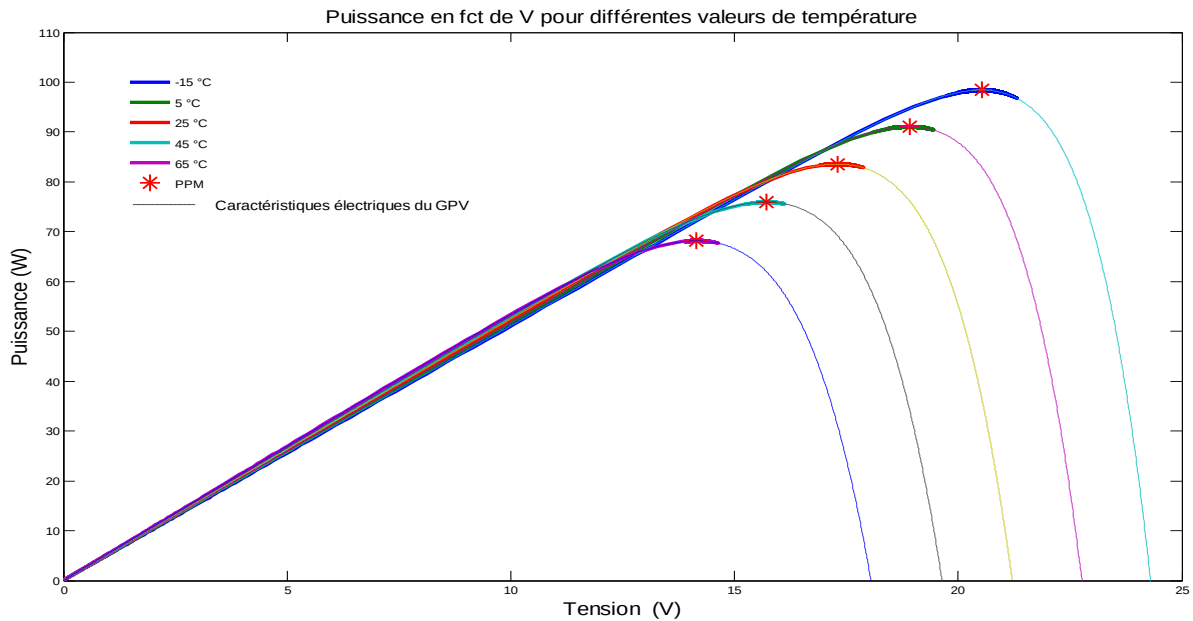


Figure IV.5. Réponse de l'algorithme P&O pour différentes valeurs de la température, ensoleillement fixé à  $1000\text{W/m}^2$

Pour les deux séries de tests le dispositif converge rapidement vers le point de puissance maximale, autour duquel il va osciller. Ces oscillations sont dues au fait que le point de fonctionnement du GPV est perturbé avec chaque cycle ; la figure IV.6 représente le régime permanent de la puissance de sortie du GPV.

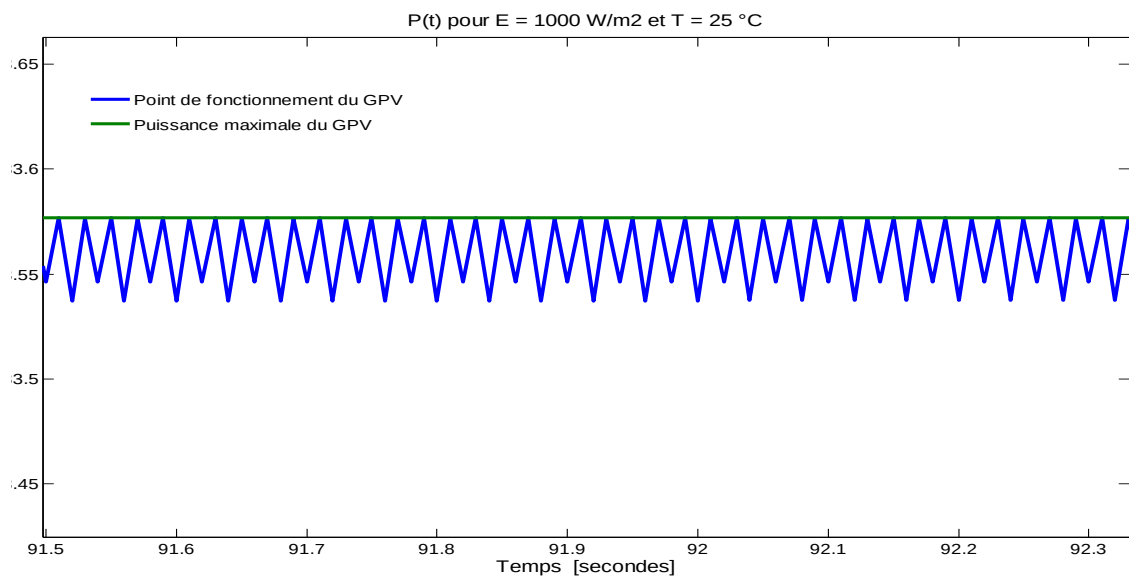


Figure IV.6. Oscillations du point de fonctionnement

Pour la suite nous allons tester le comportement de l'algorithme P&O lors de variations lentes, moyennes et enfin subites des conditions météorologiques.

La figure IV.7 représente l'évolution de la puissance débitée par le GPV en fonction du temps lorsque l'ensoleillement varie de  $400\text{W/m}^2$  à  $1000\text{W/m}^2$  pendant 120 secondes.

La figure IV.8 montre l'évolution temporelle de la puissance en sortie du GPV lorsque l'ensoleillement varie de  $1000\text{W/m}^2$  à  $400\text{W/m}^2$  pendant 120 secondes.

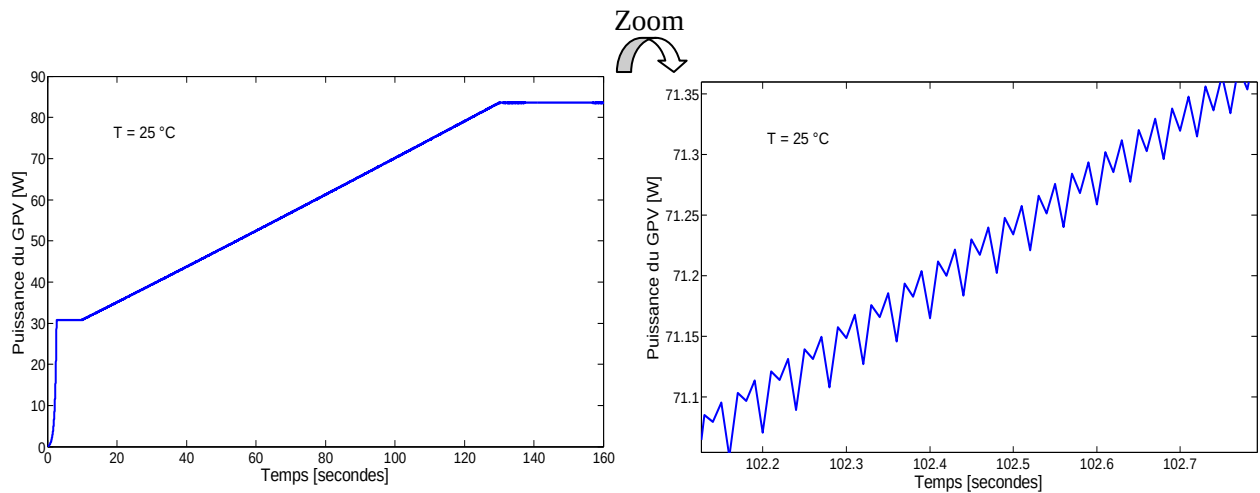


Figure IV.7. Evolution de la puissance du GPV pour une augmentation lente de l'ensoleillement

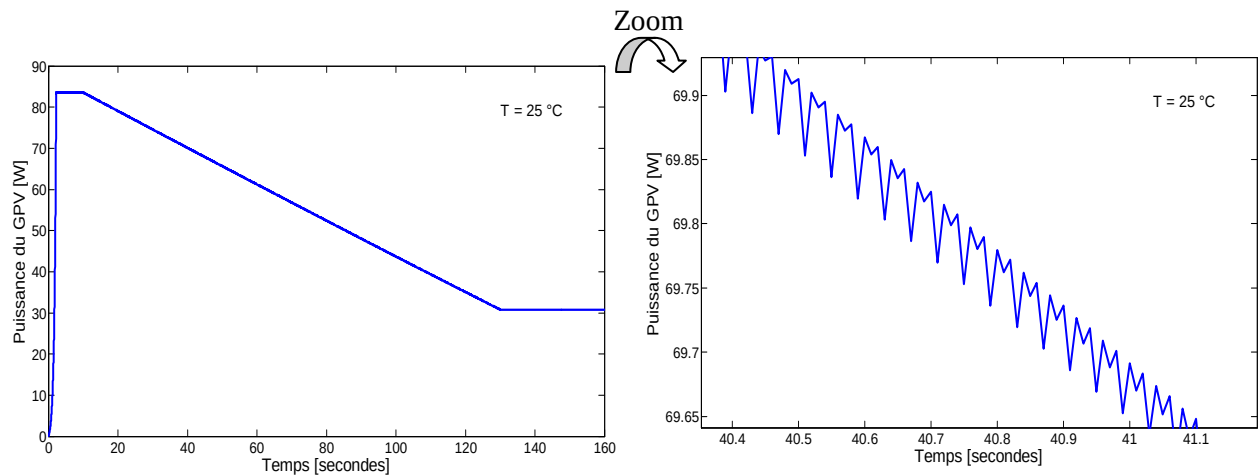


Figure IV.8. Evolution de la puissance du GPV pour une diminution lente de l'ensoleillement

La figure IV.9, (respectivement IV.10), représente la caractéristique électrique (P-V) de sortie du GPV pour des augmentations (respectivement des diminutions) lentes de l'ensoleillement

Les mêmes tests vont être effectués à présent pour des variations moyennes de l'ensoleillement. Dans un premier temps, on simule une augmentation de l'ensoleillement de  $400\text{W/m}^2$  à  $1000\text{W/m}^2$  pendant 30 secondes. Dans un deuxième temps, le système PV est soumis à un ensoleillement diminuant de  $1000\text{W/m}^2$  à  $400\text{W/m}^2$  pendant 30 secondes. Les figures IV.11 et IV.12 représentent les réponses temporelles de l'algorithme P&O pour les deux modes d'excitations (montée et descente moyenne de la valeur de l'ensoleillement). L'évolution de la caractéristique électrique P(V) du GPV est représentée sur les figures IV.13 et IV.14.

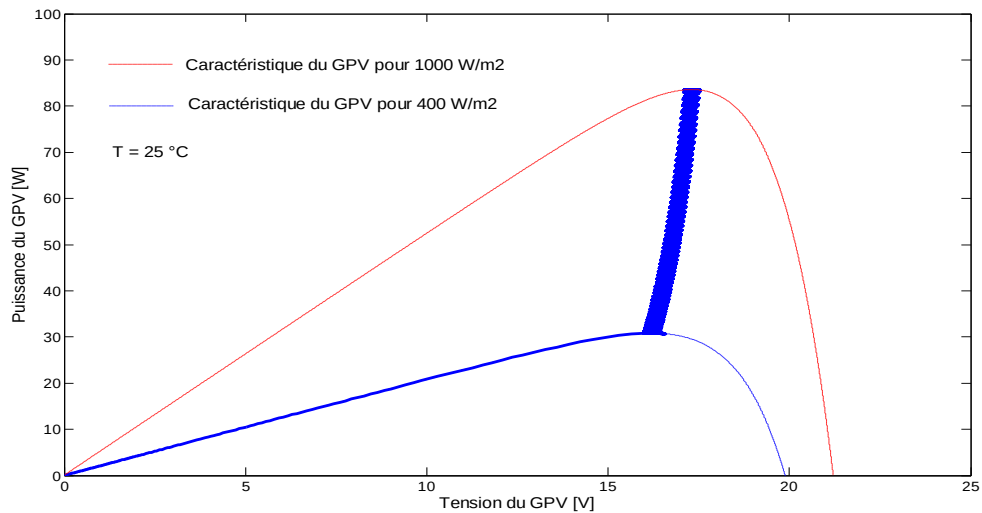


Figure IV.9. Evolution du point de fonctionnement du GPV lors d'une augmentation lente de l'ensoleillement

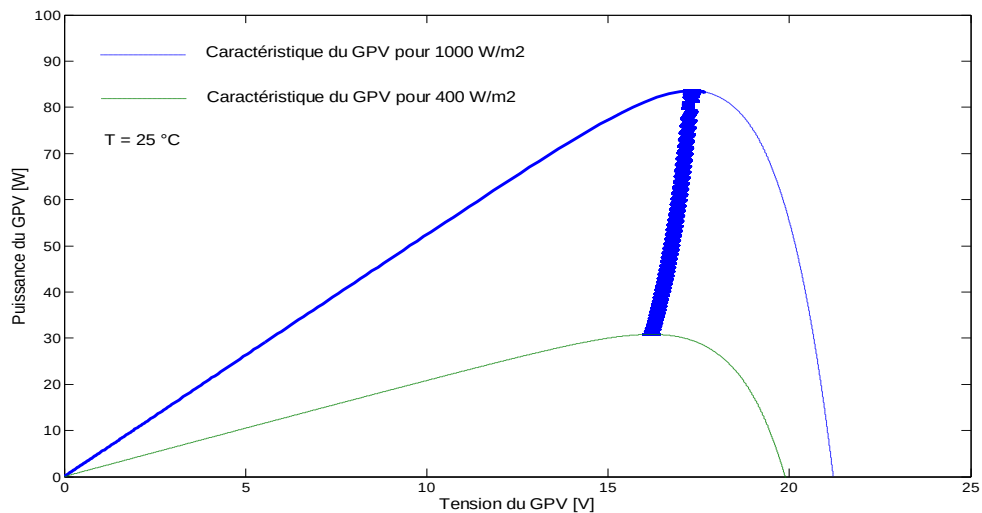


Figure IV.10. Evolution du point de fonctionnement du GPV lors d'une diminution lente de l'ensoleillement

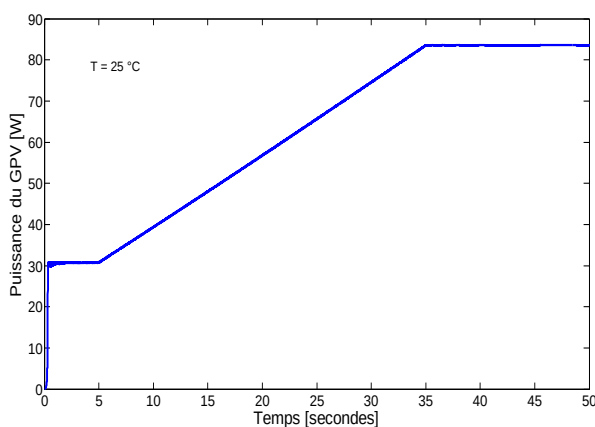


Figure IV.11. Evolution de la puissance du GPV pour une augmentation moyenne de l'ensoleillement

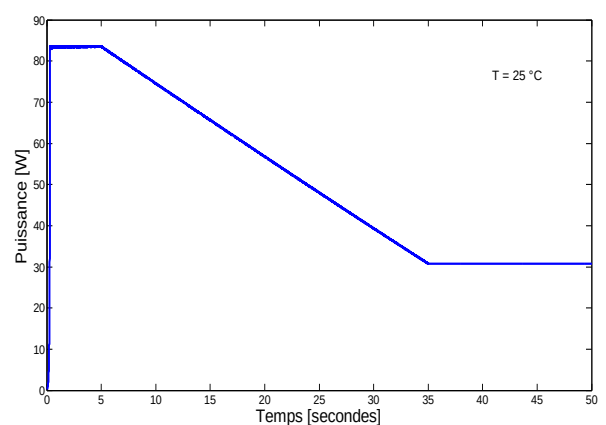


Figure IV.12. Evolution de la puissance du GPV pour une diminution moyenne de l'ensoleillement

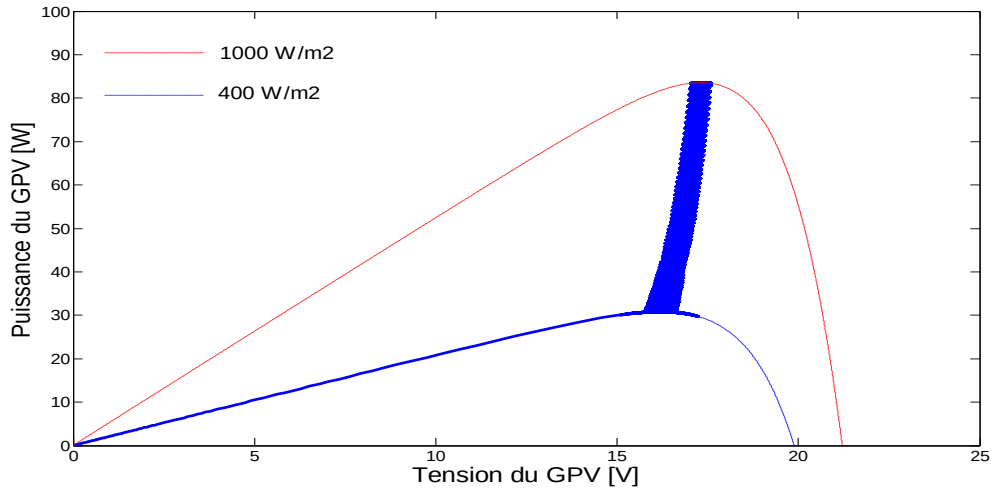


Figure IV.13. Evolution du point de fonctionnement du GPV lors d'une augmentation moyenne de l'ensoleillement

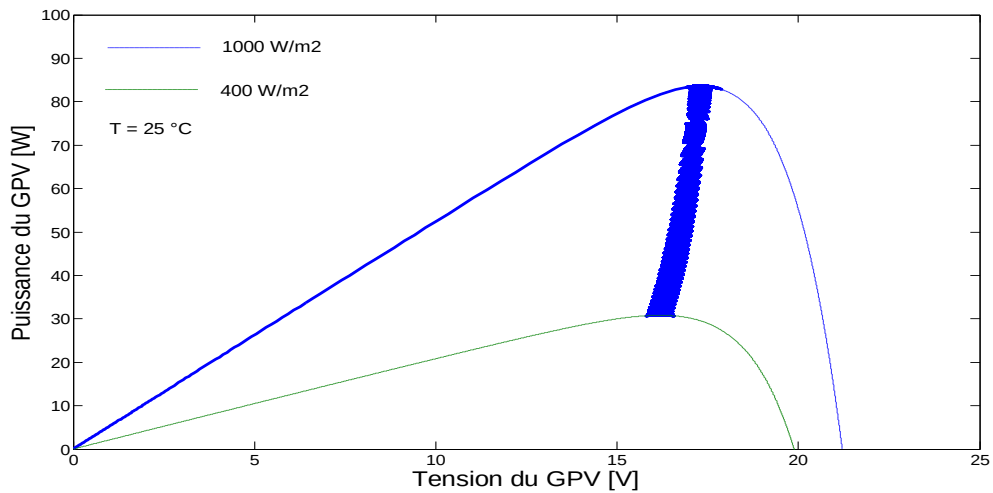


Figure IV.14. Evolution du point de fonctionnement du GPV lors d'une diminution moyenne de l'ensoleillement

Dans cette dernière phase de tests nous allons soumettre le système à une augmentation (respectivement une diminution) brusque de l'ensoleillement ; les variations simulées de l'ensoleillement sont représentées sur les figures IV.15 et IV.16

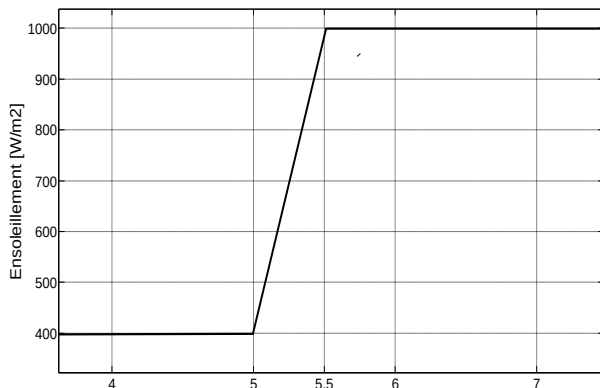


Figure IV.15. Variations simulées pour une augmentation brusque de l'ensoleillement

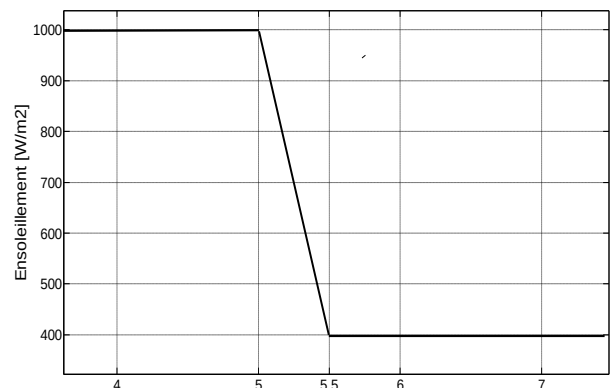


Figure IV.16. Variations simulées pour une diminution brusque de l'ensoleillement

Les figures IV.17, IV.18, IV.19 et IV.20 représentent le comportement de l'algorithme P&O lors de cette augmentation (respectivement diminution) brusque de l'ensoleillement.

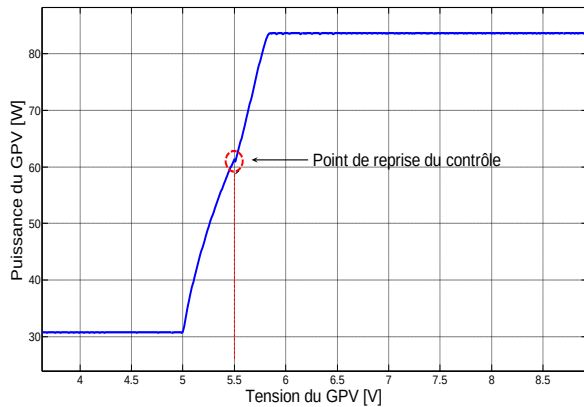


Figure IV.17. Evolution de la puissance du GPV pour une augmentation brusque de l'ensoleillement

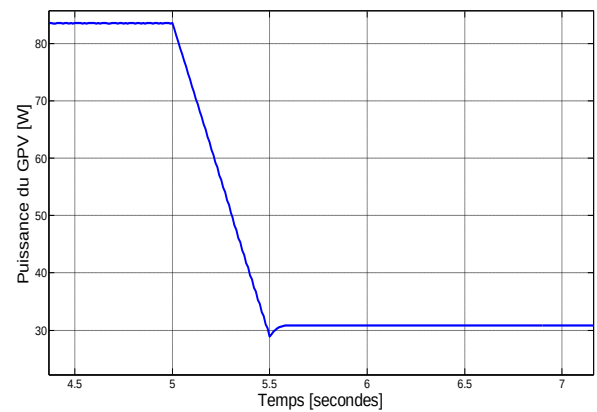


Figure IV.18. Evolution de la puissance du GPV pour une diminution brusque de l'ensoleillement

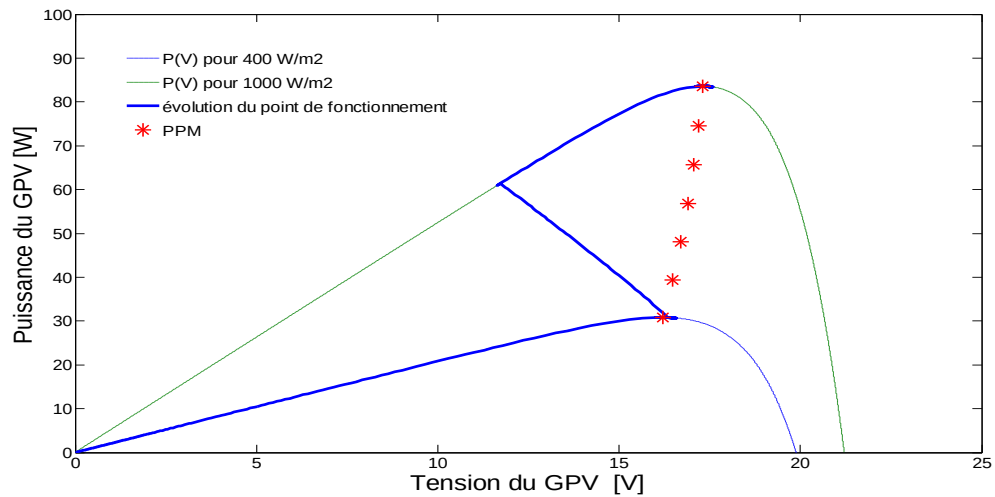


Figure IV.19. Evolution du point de fonctionnement du GPV lors d'une augmentation brusque de l'ensoleillement

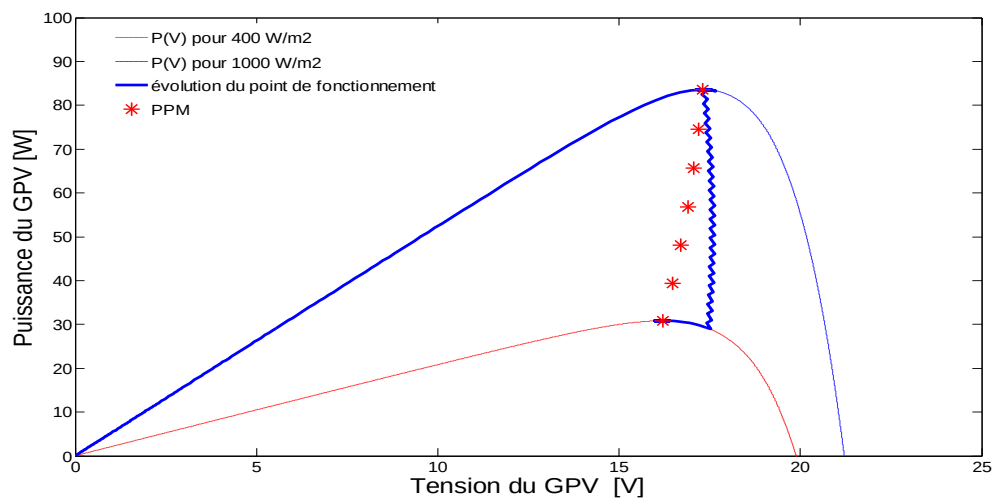


Figure IV.20. Evolution du point de fonctionnement du GPV lors d'une diminution brusque de l'ensoleillement

Pour les séries de tests effectués nous constatons que l'algorithme P&O suit, chaque fois, l'évolution du PPM ; le passage d'un état permanent à un autre s'effectue via une phase transitoire caractérisée par des ondulations qui augmentent avec la vitesse de variation de l'ensoleillement (Figures IV.7 et IV.8).

La variation brusque de l'ensoleillement est caractérisée quant à elle par un autre phénomène, en effet, lorsque l'ensoleillement augmente brusquement, l'algorithme P&O perd le point de puissance maximale. Le point de fonctionnement s'écarte à gauche ou à droite de sa valeur optimale (Figure IV.19).

Dès que la valeur de l'ensoleillement se stabilise, l'algorithme reprend le contrôle et le point de fonctionnement converge rapidement vers sa position optimale.

Ce point sera traité avec plus de détail lorsque nous aborderons les inconvénients de la méthode P&O.

#### IV.3.1.3. Robustesse de l'algorithme P&O vis-à-vis des variations de la température

La température interne du GPV dépend de la température ambiante, de l'humidité, de la vitesse et direction du vent et de l'ensoleillement. Le matériau photovoltaïque (le silicium par exemple) est sélectif, il ne transforme en photocourant que l'équivalent de son énergie de gap alors que le reste est transformé en chaleur.

De part son inertie thermique, le GPV ne peut être l'objet de variations subites de sa température interne, de ce fait des simulations de variations moyennes et lentes, de ladite grandeur, sont les seuls tests qui s'imposent.

Une augmentation de la température de  $-15^{\circ}\text{C}$  à  $65^{\circ}\text{C}$  (respectivement une diminution de  $65^{\circ}\text{C}$  à  $-15^{\circ}\text{C}$ ) pendant 240 secondes est simulée, l'ensoleillement étant fixé à  $1000\text{W/m}^2$ . La réponse temporelle de l'algorithme P&O est représentée sur les figures IV.21 et IV.22. L'évolution de la caractéristique (P-V) est représentée sur les figures IV.23 et IV.24.

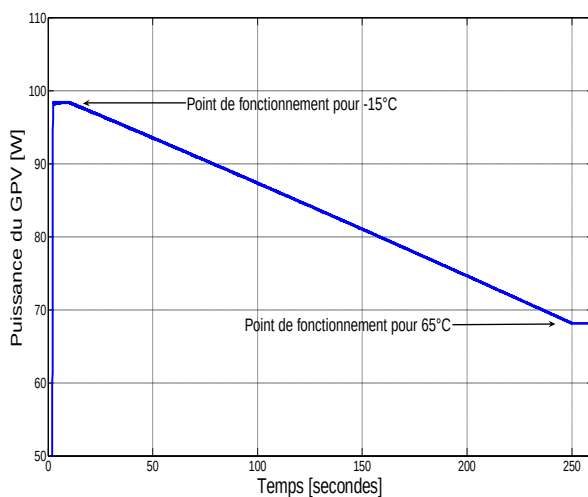


Figure IV.21. Evolution de la puissance du GPV pour une augmentation de la température

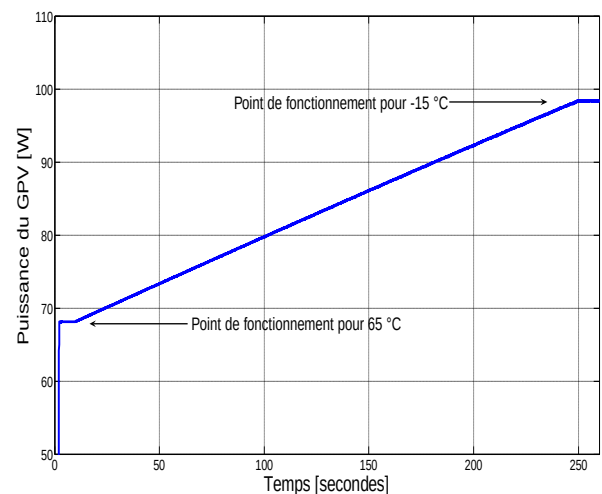


Figure IV.22. Evolution de la puissance du GPV pour une diminution de la température

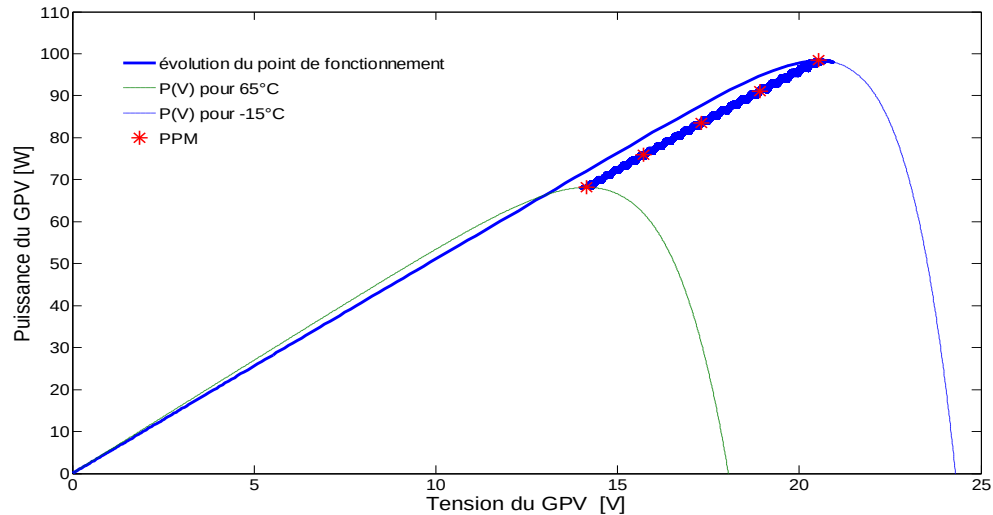


Figure IV.23. Evolution du point de fonctionnement du GPV lors d'une augmentation de la température

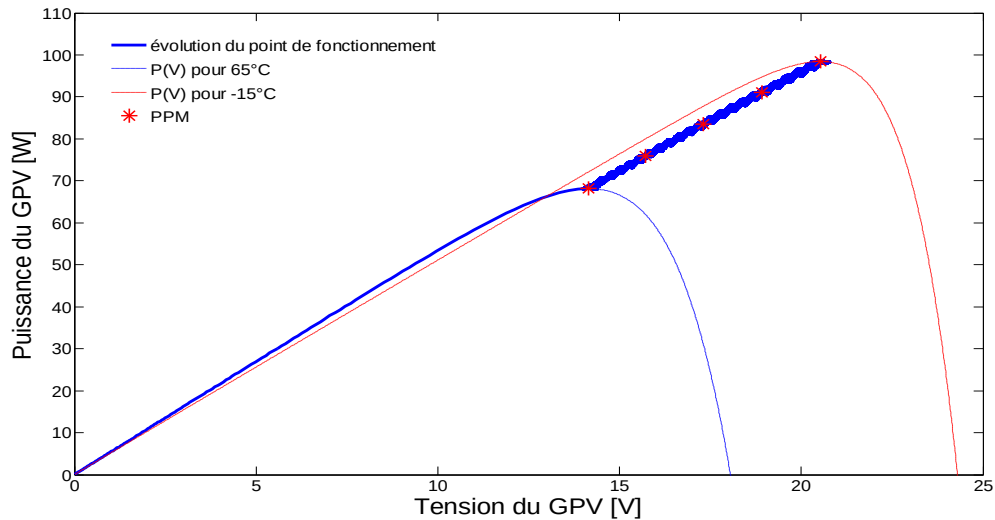


Figure IV.24. Evolution du point de fonctionnement du GPV lors d'une diminution lente de la température

L'algorithme P&O suit assez fidèlement le mouvement du PPM imposé par le changement de la température. Sur les figures IV.21 et IV.23 on constate que la puissance générée par le panneau photovoltaïque diminue avec l'augmentation de la température, alors que les figures IV.22 et IV.24 montrent l'augmentation de la puissance avec la diminution de la température interne du GPV.

#### IV.3.1.4. Robustesse de l'algorithme P&O vis-à-vis des variations de la charge

Sur un système photovoltaïque constitué d'un GPV adapté par un hacheur Buck-Boost et alimentant une charge résistive, nous testerons le comportement de l'algorithme P&O lors de variations brusques de la charge.

Initialement la charge est fixée à  $0.1\Omega$  à un instant  $t_0 = 10s$  la valeur de la charge passe brusquement à  $100\Omega$ . L'évolution de la puissance du GPV en fonction du temps est représentée sur la figure IV.25.

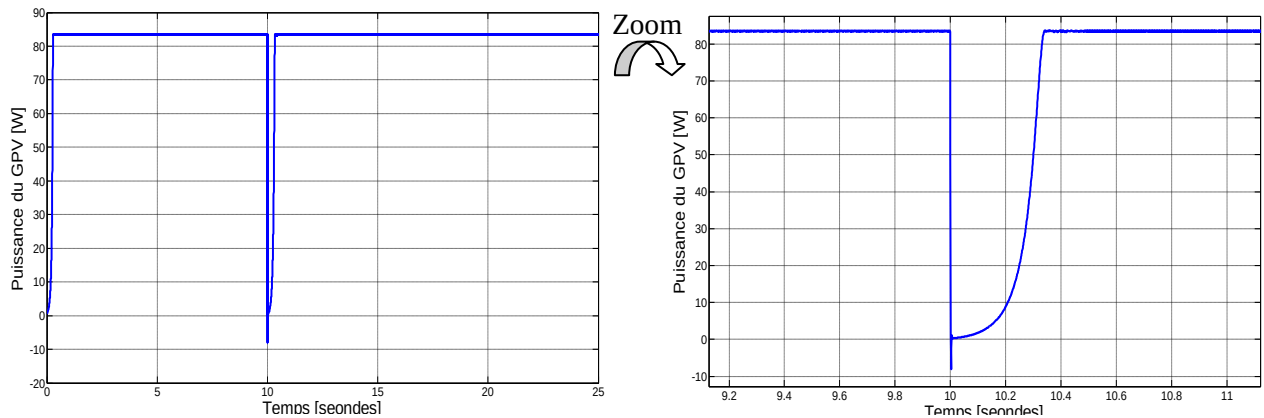


Figure IV.25. Evolution de la puissance du GPV pour une variation brusque de la charge

Le changement brusque de la valeur de la charge crée des perturbations transitoires de courte durée. L'algorithme P&O ramène rapidement le point de fonctionnement à sa position optimale.

On soumet à présent notre système à une charge dont les variations suivent l'allure représentée sur la figure IV.26. Dans ce cas, l'évolution de la puissance du GPV en fonction du temps est représentée sur la figure IV.27. On constate que le système reste calé sur son PPM pendant tout le cycle de variation de la charge, l'amplitude de la phase transitoire a nettement diminuée.

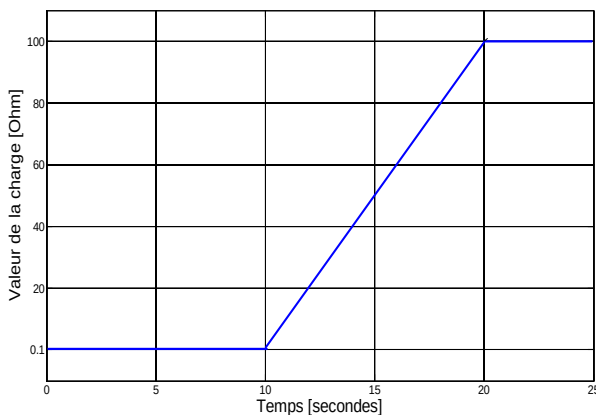


Figure IV.26. Allure des variations de la charge

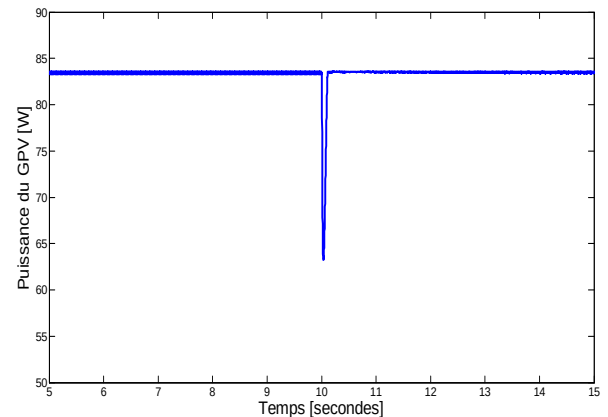


Figure IV.27. Evolution de la puissance du GPV pour une variation modérée de la charge

### IV.3.1.5. Inconvénients de la méthode P&O

#### IV.3.1.5.1. Pertes dues aux oscillations du point de fonctionnement autour du PPM

Le premier inconvénient dont souffre la méthode P&O est le fait que le point de fonctionnement du GPV est perturbé avec chaque cycle, même lorsque le PPM est atteint. En

effet, à l'état d'équilibre, la puissance de sortie du GPV oscille autour de sa valeur optimale, engendrant des pertes de puissance qui augmentent avec le pas d'incrémentation du rapport cyclique du hacheur, par ailleurs, un pas  $D$  très faible augmentera le temps de réponse du système (Figures IV.28.a et IV.28.b). Un compromis doit être adopté entre rapidité et perte de puissance.

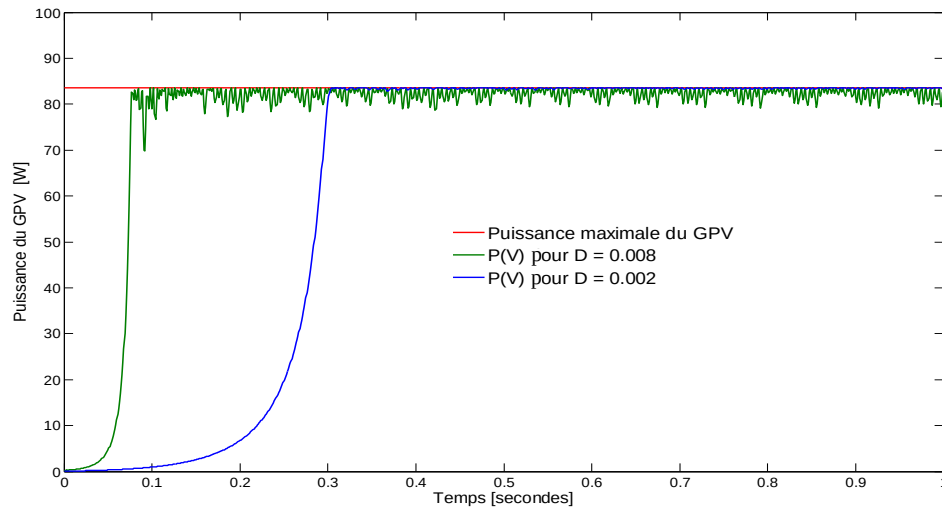


Figure IV.28.a. Effet du pas d'incrémentation sur la rapidité du dispositif

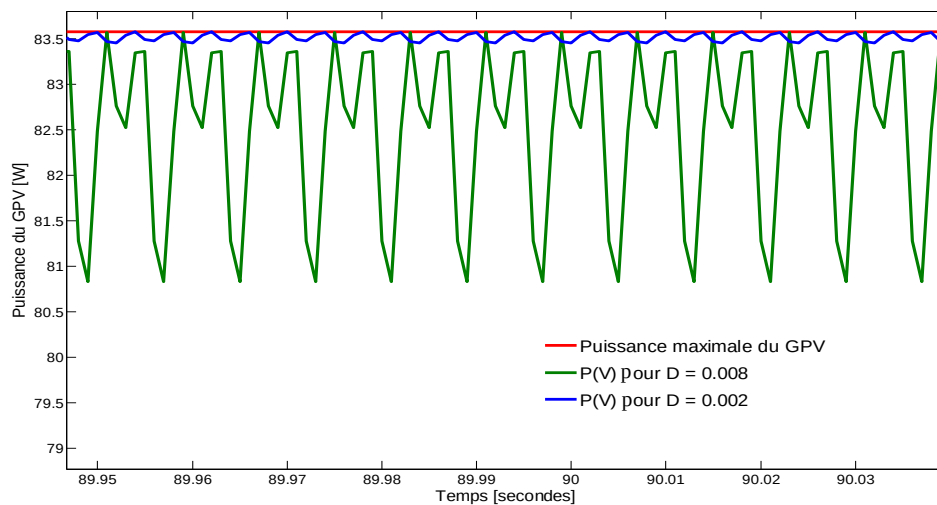


Figure IV.28.b. Effet du pas d'incrémentation sur les pertes en régime établi

#### IV.3.1.5.2. Perte du point de puissance maximale

Le deuxième inconvénient de la méthode P&O apparaît lorsque le système subit une augmentation brusque de l'ensoleillement et que l'algorithme se trompe de direction en considérant l'augmentation de l'ensoleillement comme une augmentation de la puissance.

Pour comprendre ce phénomène considérons l'exemple suivant : Initialement le point de fonctionnement oscille entre les deux positions  $A_1$  et  $A_2$  (Figure IV.29). Lors d'un fonctionnement normal (valeur de l'ensoleillement est constante); arrivé à  $A_1$  l'algorithme ordonne l'augmentation de la tension du GPV. Au point  $A_2$ , par contre, la tension du GPV est diminuée.

Si, par exemple, l'augmentation de l'ensoleillement survient lorsque le système est au point  $A_1$ , on se retrouve devant le cas suivant :

$$P(k) > P(k-1) \text{ et } V(k) < V(k-1)$$

L'algorithme de commande choisit donc de continuer à diminuer la tension du GPV. Le point de fonctionnement passe instantanément de la position (1) à (2) puis à (3). Ainsi de suite ce processus va continuer jusqu'à ce que l'ensoleillement se stabilise.

La figure IV.30 représente, pour une augmentation de l'ensoleillement de  $1600 \text{ W.m}^{-2}.\text{s}^{-1}$ , l'allure de la puissance en fonction de la tension du GPV.

On note que pour un système stationnaire, des changements brusques de l'ensoleillement sont peu probables ; sauf, peut-être, lors d'un passage rapide de nuages. De toute façon, le système fini par retrouver le PPM dès que la valeur de l'ensoleillement se stabilise. Les pertes ne seront palpables que si les changements sont fréquents.

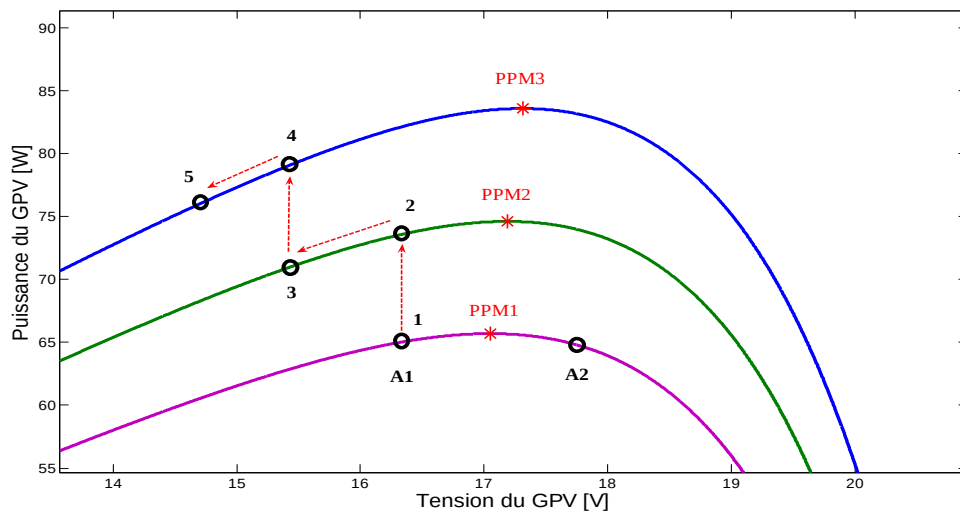


Figure IV.29. Déviation du point de fonctionnement pour des variations brusques de l'ensoleillement

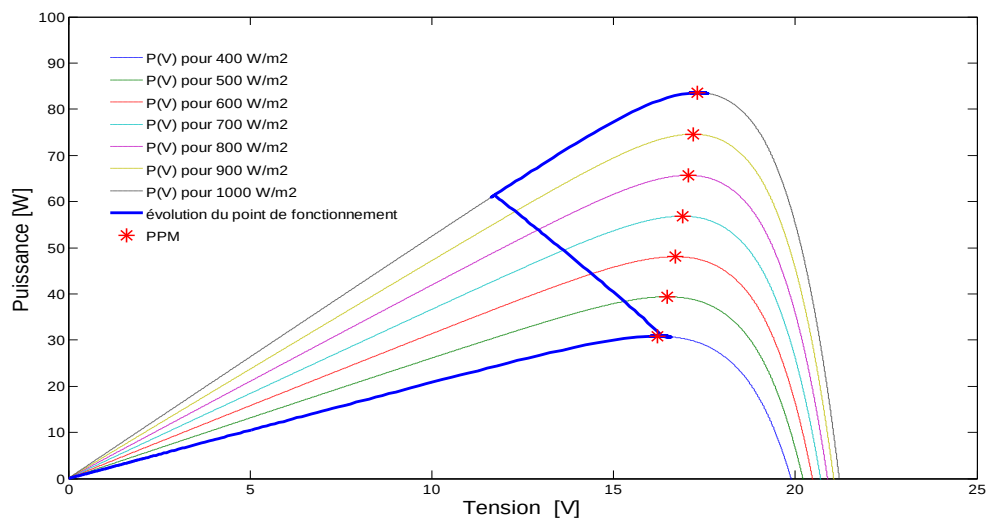


Figure IV.30. Evolution du point de fonctionnement du GPV lors des variations brusques de l'ensoleillement

#### IV.3.1.6. Amélioration de l'algorithme P&O

Une tentative d'amélioration de l'algorithme P&O est déduite directement du principe adopté pour la recherche du PPM. En effet, pour corriger un mauvais choix de la direction de recherche, l'algorithme choisit d'incrémenter (ou de décrémenter ; selon le cas) le pas de variation d'un cran. L'amélioration consiste à prendre trois crans pour chaque correction de direction. Le tableau IV.2 résume les nouvelles règles de recherche du PPM.

| <i>Cas</i> | $\Delta P$ | $\Delta V$ | <i>Direction de recherche</i> | <i>rapport cyclique</i>                |
|------------|------------|------------|-------------------------------|----------------------------------------|
| 1          | +          | +          | Bonne direction               | $\delta(k+1) = \delta(k) - D$          |
| 2          | +          | -          | Bonne direction               | $\delta(k+1) = \delta(k) + D$          |
| 3          | -          | -          | Mauvaise direction            | $\delta(k+1) = \delta(k) - 3 \times D$ |
| 4          | -          | +          | Mauvaise direction            | $\delta(k+1) = \delta(k) + 3 \times D$ |

Tableau IV.2. Nouvelles règles de recherche du PPM

La figure IV.31 représente un exemple d'implémentation sous *Matlab/Simulink* du nouveau algorithme P&O.

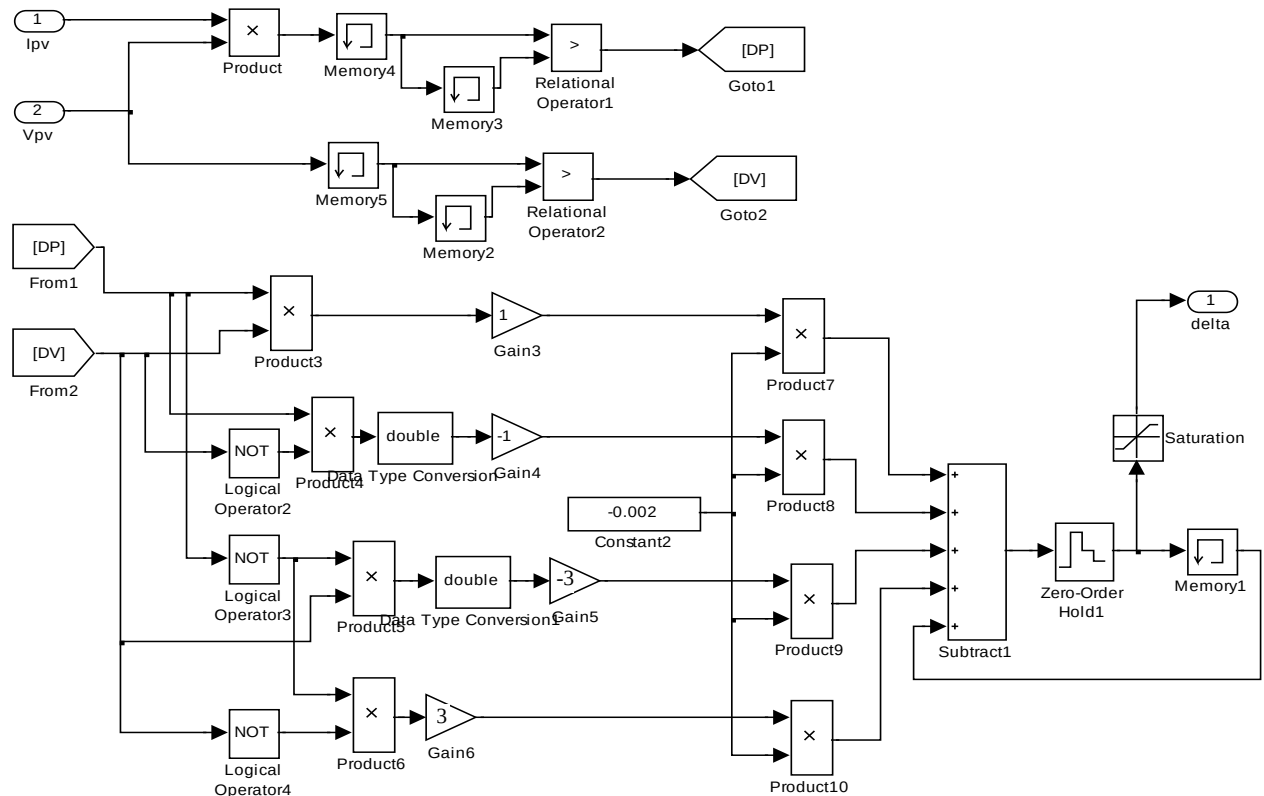


Figure IV.31. Implémentation *Matlab/Simulink* du nouvel organe de commande P&O

La nouvelle méthode apporte une légère augmentation de la vitesse de convergence de l'algorithme lorsque le PPM change de position (Figure IV.32), par contre le régime permanent est caractérisé par des ondulations d'amplitude plus grande que pour le P&O classique (Figure IV.33), d'où l'augmentation des pertes de puissance. Choisir deux crans pour la correction des éventuelles erreurs de direction semble louable comme approche ; seuls des tests à long terme et sous des conditions météorologiques réels, peuvent trancher entre les deux solutions.

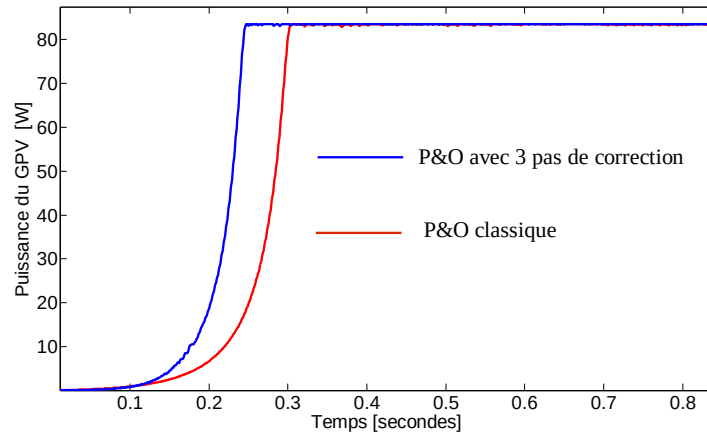


Figure IV.32. Augmentation de la rapidité de l'organe de commande P&O

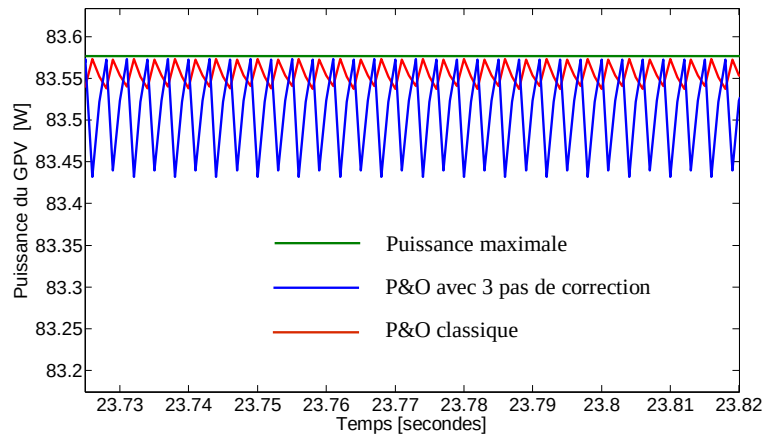


Figure IV.33. Augmentation des pertes en régime établi

### IV.3.2. Méthode par conductance incrémentale

La méthode de la conductance incrémentale est, à l'instar de la méthode P&O, basée sur le fait que la pente de la caractéristique  $P(V)$  du générateur photovoltaïque s'annule au point de puissance maximale, qu'elle est positive à gauche et négative à droite [32] tel que :

$$\begin{cases} \frac{dP}{dV} > 0 & \text{à gauche du PPM} \\ \frac{dP}{dV} = 0 & \text{au PPM} \\ \frac{dP}{dV} < 0 & \text{à droite du PPM} \end{cases} \quad (IV-7)$$

Avec :

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (\text{IV-8})$$

A partir des relations (IV-7) et (IV-8), on a :

$$\begin{cases} \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} > 0 & \text{à gauche du PPM} \\ \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} = 0 & \text{au PPM} \\ \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} < 0 & \text{à droite du PPM} \end{cases} \quad (\text{IV-9})$$

Le terme  $\frac{I}{V}$  est la conductance instantanée alors que  $\frac{dI}{dV}$  désigne la variation de cette conductance.

La poursuite du PPM est effectuée en comparant la conductance instantanée  $\frac{I}{V}$  à son gradient, soit  $\frac{dI}{dV}$ . Lorsque le PPM est atteint on arrête de perturber le système ; la valeur du rapport cyclique du hacheur est donc fixée jusqu'à ce que un changement de la grandeur  $dI$  est noté, indiquant un changement du PPM.

A cause des bruits, des erreurs de mesures et de la quantification, la condition  $\frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} = 0$  est rarement satisfaite dans la pratique, de ce fait le point de puissance maximale n'est jamais atteint. Des oscillations sont toujours constatées autour du PPM, dans ces conditions les performances de la méthode conductance incrémentale ne sont guère meilleures que celles de la P&O, avec en prime une augmentation de la complexité de l'algorithme !

Pour pallier cet inconvénient on tolère une certaine marge d'erreur ; la condition  $\frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} = 0$  devient :

$$\left| \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} \right| \leq \varepsilon \quad (\text{IV-10})$$

Avec :

$|x|$  : désigne la valeur absolue de  $x$

$\varepsilon$  : est un paramètre de l'algorithme

La même approche est adoptée pour la condition imposée à  $dI$  ; soit donc :

$$|dI| \leq \varepsilon \quad (\text{IV-11})$$

La figure IV.34 représente l'organigramme général de la méthode conductance incrémentale [33].

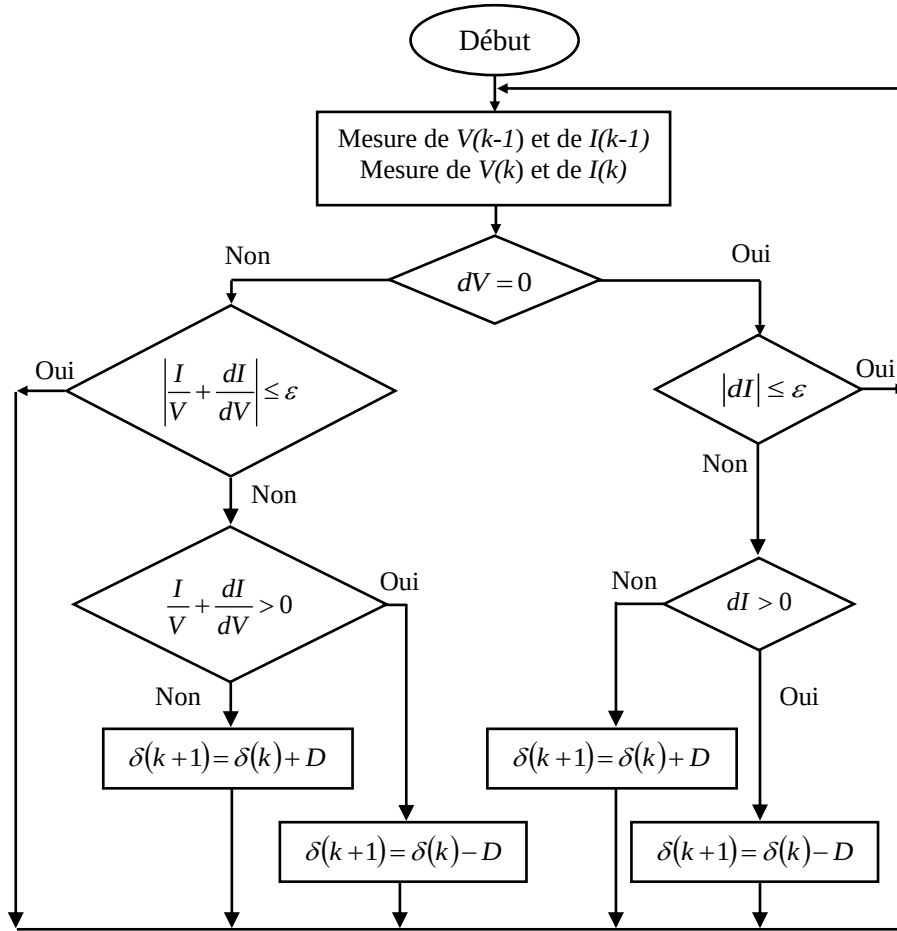


Figure IV.34. Organigramme de la méthode conductance incrémentale

Pour éviter une division par zéro, l'algorithme teste  $dV$ , si le gradient de la tension du GPV est nul (c'est-à-dire, que dans le cycle précédent le PPM était atteint) on teste le courant du GPV ; si l'évolution de ce dernier s'effectue à l'intérieur de la marge fixée par la condition (IV-8) on considère alors que le système est calé sur le point de puissance maximale ; le rapport cyclique du hacheur reste inchangé. Sinon, c'est le signe de  $dI$  qui va déterminer le sens d'évolution du point de fonctionnement.

La deuxième principale branche de notre organigramme est entamée lorsque  $dV \neq 0$ . A ce stade, si la condition (IV-10) est satisfaite le PPM est considéré comme atteint ; sinon, c'est le signe de  $\frac{I}{V} + \frac{dI}{dV}$  qui détermine la direction de recherche du PPM.

L'organe de commande du hacheur sera géré par une loi de la forme :

$$\delta(k+1) = \delta(k) + \text{Signe} \times D \quad (\text{IV-12})$$

Où « Signe » obéit aux règles suivantes :

$$(dV = 0) \text{ AND } (|dI| \leq \varepsilon) = 1 \Rightarrow \text{Signe} = 0$$

$$\overline{(dV = 0)} \text{ AND } \left( \left| \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} \right| \leq \varepsilon \right) = 1 \Rightarrow \text{Signe} = 0$$

$$(dV = 0) \text{ AND } (\overline{|dI| \leq \varepsilon}) \text{ AND } (dI > 0) = 1 \Rightarrow \text{Signe} = -1$$

$$(dV = 0) \text{ AND } (\overline{|dI| \leq \varepsilon}) \text{ AND } (\overline{dI > 0}) = 1 \Rightarrow \text{Signe} = 1$$

$$(\overline{dV = 0}) \text{ AND } \left( \left| \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} \right| \leq \varepsilon \right) \text{ AND } \left( \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} > 0 \right) = 1 \Rightarrow \text{Signe} = -1$$

$$(\overline{dV = 0}) \text{ AND } \left( \left| \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} \right| \leq \varepsilon \right) \text{ AND } \left( \overline{\frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} > 0} \right) = 1 \Rightarrow \text{Signe} = 1$$

La figure IV.35 représente un exemple de réalisation de l'organe de cette commande.

Où G, DG, DV et DI désignent respectivement la conductance, la variation de la conductance, la variation de la tension du GPV et enfin la variation du courant du GPV.

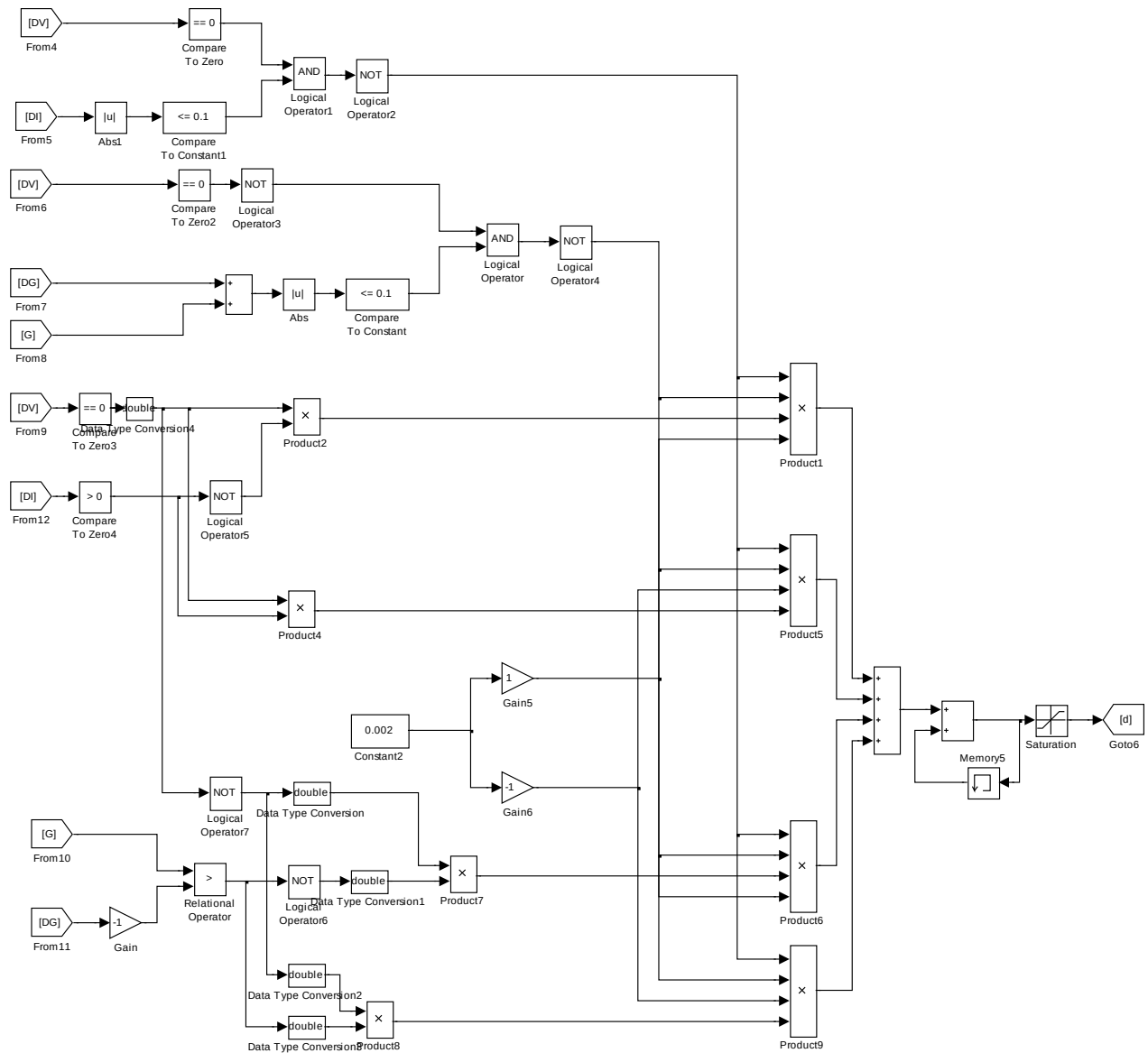


Figure IV.35. Implémentation de l'organe de commande de l'algorithme conductance incrémentale

En régime permanent les oscillations du point de fonctionnement autour du PPM diminuent, jusqu'à s'annuler, avec l'augmentation du paramètre  $\varepsilon$ . Pour des valeurs élevées de  $\varepsilon$  le point de fonctionnement ne peut coïncider avec le PPM du GPV. Un compromis doit donc être adopté entre niveau d'oscillation toléré et pertes en puissance (Figure IV.36).

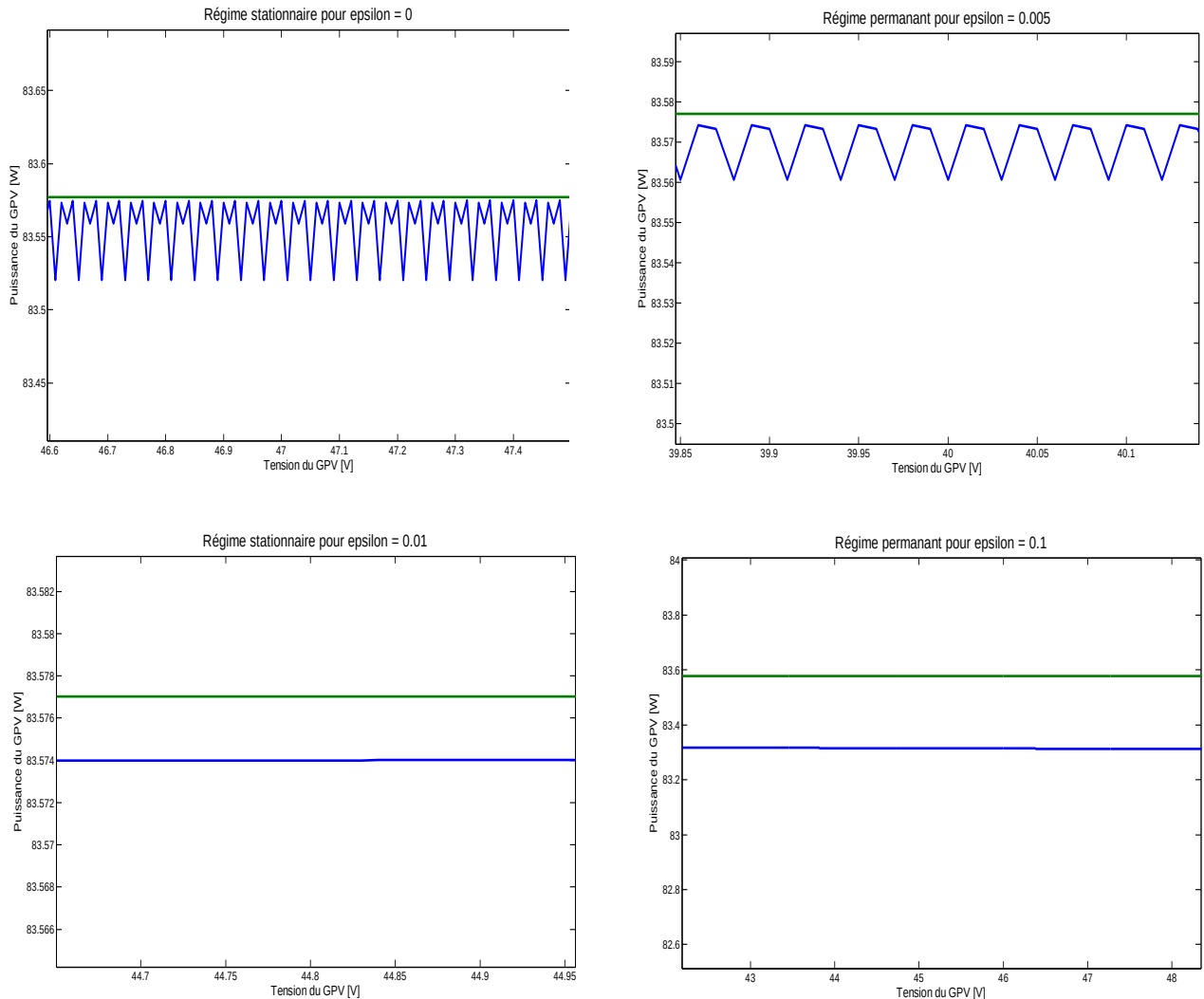


Figure IV.36. Régime établi de l'algorithme conductance incrémentale pour des différentes valeurs de  $\varepsilon$

— : Puissance maximale disponible en sortie du GPV  
 — : Point de fonctionnement du système

Pour la suite de notre travail on retiendra la valeur de 0.01 pour  $\varepsilon$ .

Une augmentation brusque de l'ensoleillement entraîne un écart entre le point de fonctionnement du système et le PPM, l'algorithme se trompe de sens lors de la recherche du PPM ; on se retrouve devant le même phénomène observé pour la méthode P&O.

Le système finit par se caler sur le point optimal dès que la valeur de l'ensoleillement se stabilise (Figure IV.37.a et IV.37.b).

La figure IV.37 représente la réponse du système lorsque l'ensoleillement passe de  $200\text{W/m}^2$  à  $1000\text{W/m}^2$  dans 0.5 seconde, soit une augmentation de  $1600\text{W/m}^2$  par seconde.

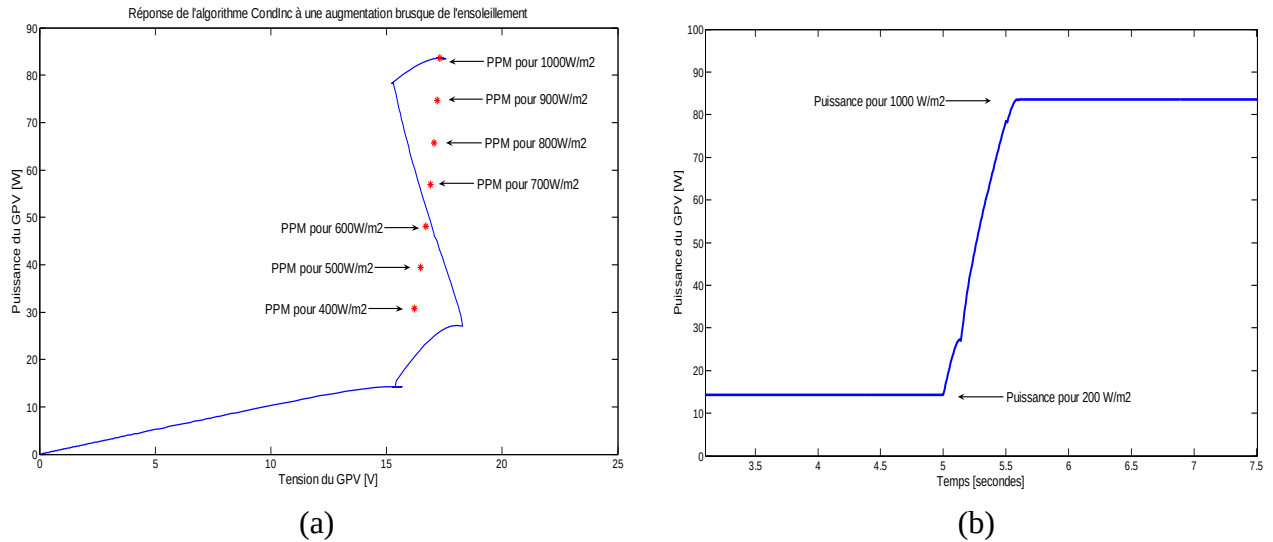


Figure IV.37. Réponse de l'algorithme conductance incrémentale pour une augmentation brusque de l'ensoleillement, (a) :  $P(V)$  , (b) : zoom sur la phase de montée de  $P(t)$

La figure IV.38 représente la réponse de l'algorithme conductance incrémentale lorsque l'ensoleillement augmente de  $200\text{W/m}^2$  à  $1000\text{W/m}^2$  dans un laps de temps de cinq secondes. La phase transitoire (phase de montée en puissance) est caractérisée par des oscillations qui se font autour du point de puissance maximale ; les pertes de puissance sont plus faibles que dans le cas de l'augmentation brusque de l'ensoleillement.

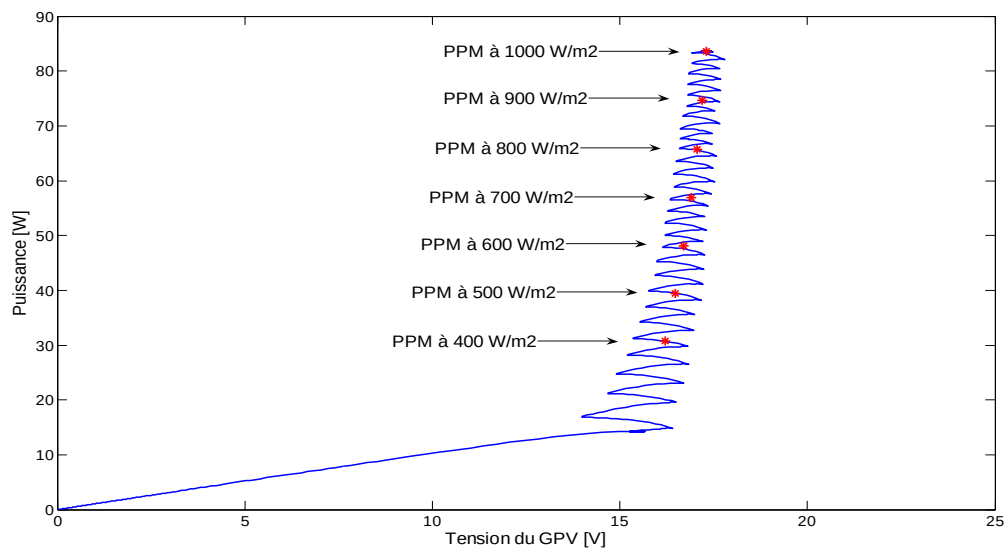
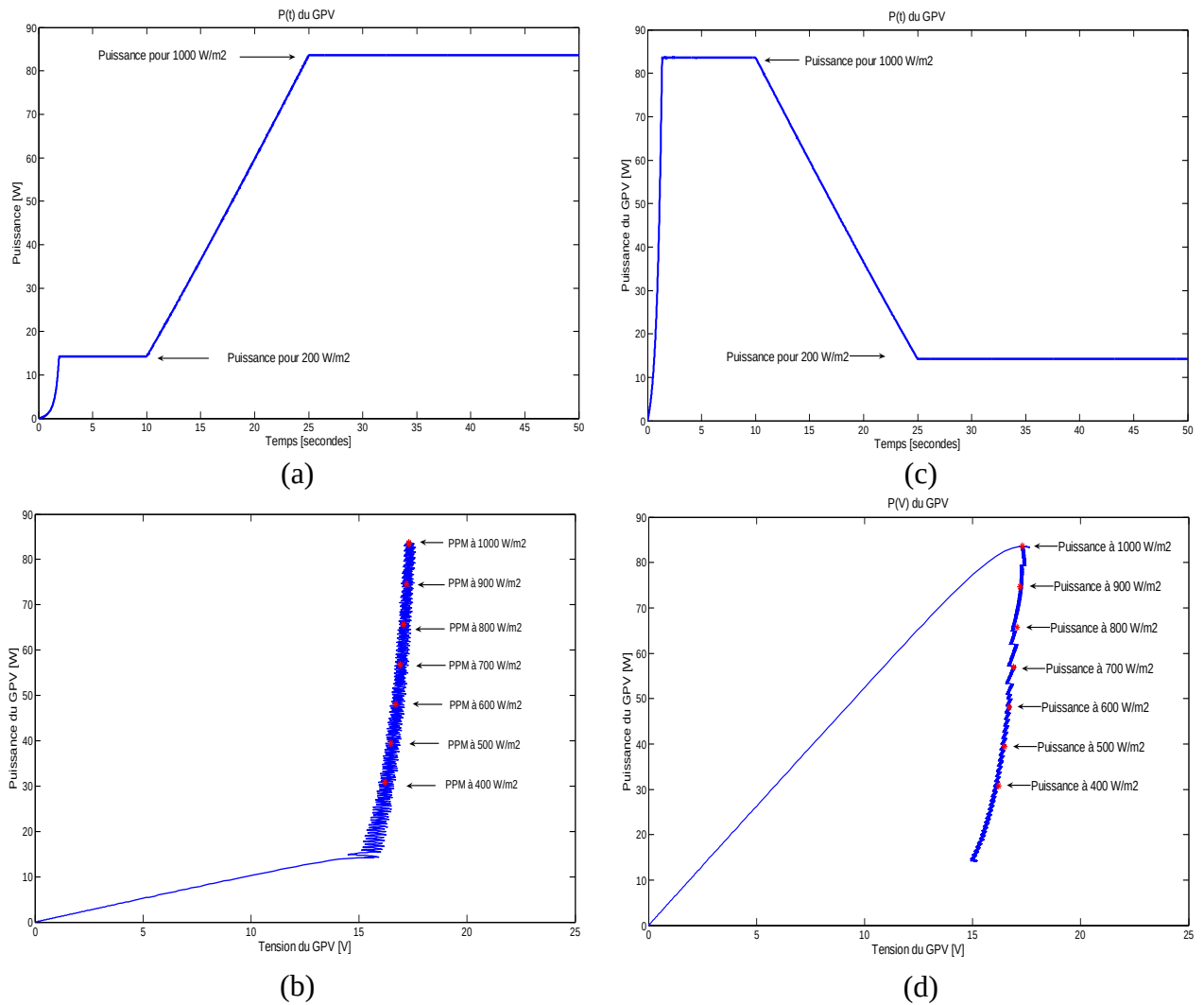


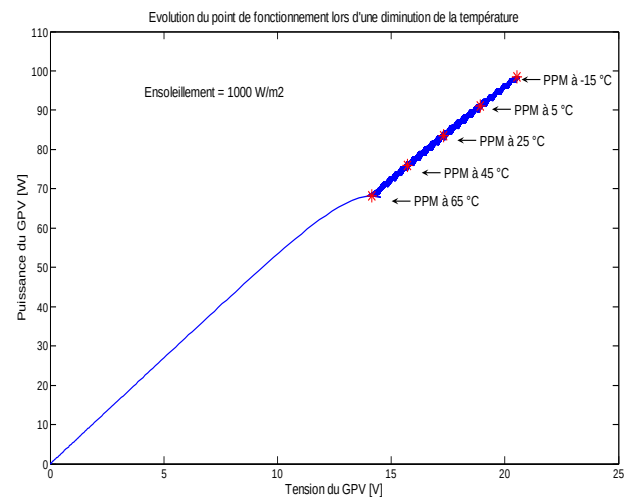
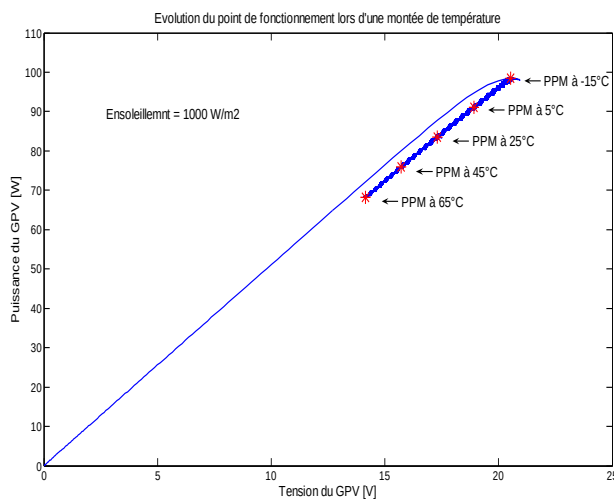
Figure IV.38. Réponse de l'algorithme conductance incrémentale à une augmentation rapide de l'ensoleillement

Pour la suite nous allons procéder aux tests de robustesse de l'algorithme conductance incrémentale lors de variations modérées des conditions météorologiques.

Les figures IV.39.a et IV.39.b, (respectivement IV.39.c et IV.39.d), représentent l'évolution du point de fonctionnement lors d'une augmentation de l'ensoleillement de  $200\text{W/m}^2$  à  $1000\text{W/m}^2$  (respectivement une diminution de  $1000\text{W/m}^2$  à  $200\text{W/m}^2$ ) durant 15 secondes.



La figure IV.40, (respectivement IV.41) représente la réponse de l'algorithme conductance incrémentale lorsque la température évolue de  $-15^{\circ}\text{C}$  à  $65^{\circ}\text{C}$ , (respectivement de  $65^{\circ}\text{C}$  à  $-15^{\circ}\text{C}$ ) dans un laps de temps de 120 secondes.



Comparée à l'algorithme P&O classique la méthode conductance incrémentale apporte une amélioration du régime établi du système commandé, ceci en réduisant, voir en annulant, les oscillations qui apparaissent autour du PPM.

Les ondulations diminuent, et s'annulent, avec l'augmentation du paramètre  $\varepsilon$  ; l'écart entre le point de fonctionnement et le PPM augmente avec  $\varepsilon$ . Pour le système PV étudié, la valeur de 0.01 offre un bon compromis. Face à une augmentation brusque de l'ensoleillement les deux méthodes P&O et conductance incrémentale souffrent des mêmes carences.

La robustesse des algorithmes conductance incrémentale et P&O face à des variations de la charge est identique.

### IV.3.3. Méthode de poursuite du PPM basé sur le courant photovoltaïque

V. Salas et al [34] proposent une méthode de poursuite du point de puissance maximale basée uniquement sur la mesure du courant en sortie du générateur photovoltaïque.

Considérons un GPV adapté par un hacheur de type Buck-Boost et alimentant une batterie de tension fixe  $V_{bat}$ . Le principe de préservation de l'énergie nous permet d'écrire :

$$P_{in} = V_{pv} I_{pv} = V_{bat} I_{out} \quad (IV-13)$$

Or, pour un hacheur Buck-Boost le courant de sortie,  $I_{out}$ , s'écrit :

$$I_{out} = -\frac{(1-\delta)}{\delta} I_{pv} \quad (IV-14)$$

L'équation (IV-13) devient :

$$V_{pv} I_{pv} = -V_{bat} \frac{(1-\delta)}{\delta} I_{pv} \quad (IV-15)$$

Notons :  $P^* = \frac{(1-\delta)}{\delta} I_{pv}$

La puissance du GPV est donc proportionnelle à la grandeur  $P^*$  ; la figure IV.42 schématise cette proportionnalité.

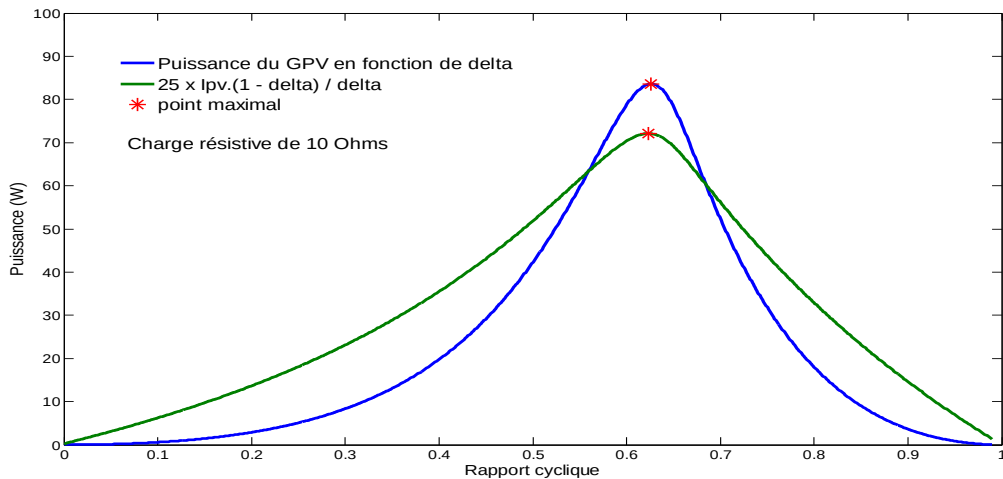


Figure IV.42. Allure des deux courbes,  $P(\delta)$  et  $P^*(\delta)$



Les figures IV.44 et IV.45 représentent  $P_{GPV}(\delta)$  et  $P^*(\delta)$  pour différentes charges.

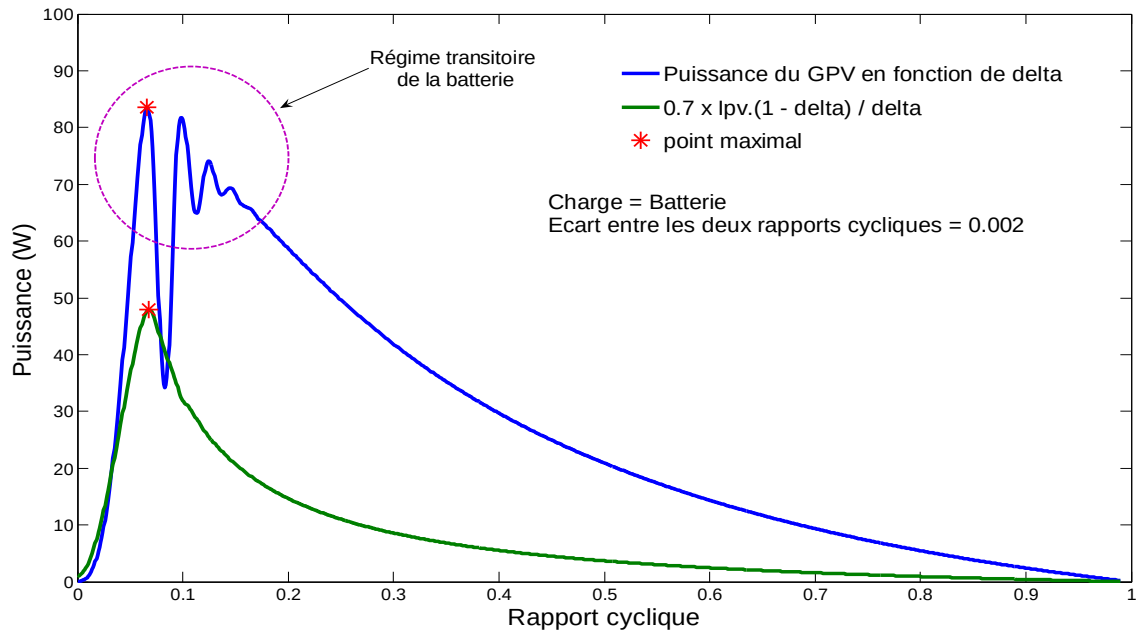


Figure IV.44. Allure des deux courbes  $P_{GPV}(\delta)$  et  $P^*(\delta)$  lorsque la charge est une batterie

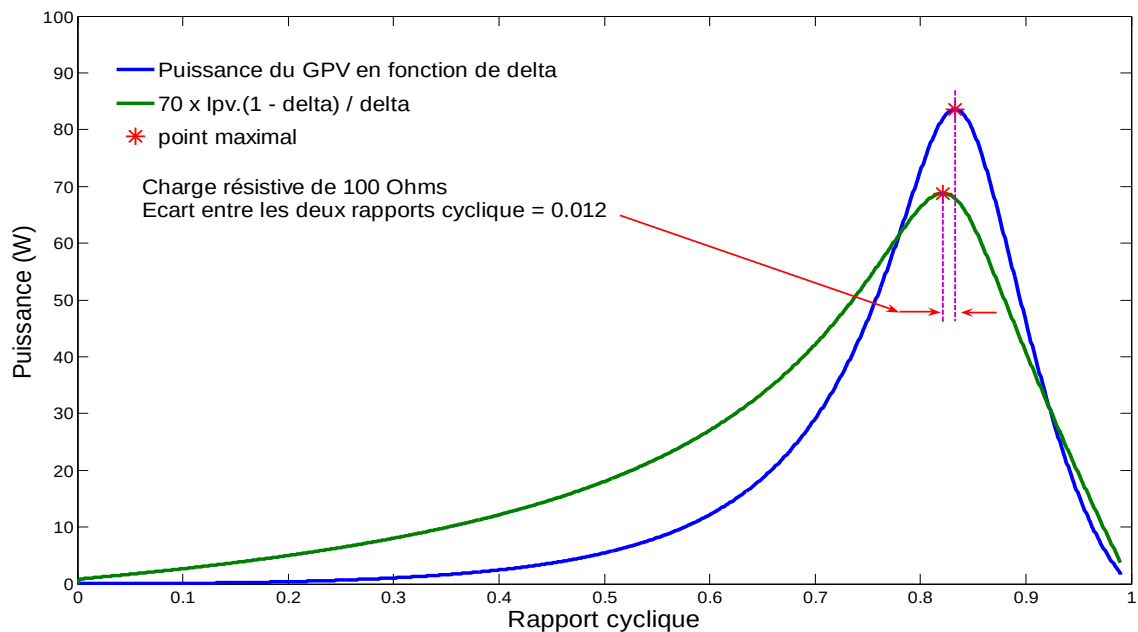


Figure IV.45. Allure des deux courbes  $P_{GPV}(\delta)$  et  $P^*(\delta)$  pour une charge de 100Ω

On note en premier lieu, le régime transitoire introduit par la batterie de 12Volts. (Pour la simulation nous avons utilisé le modèle élaboré par C.F. Lu & al [35] et repris dans [36] et [37]).

La deuxième observation concerne l'apparition, selon la valeur de la charge, d'un écart entre les deux points maximaux ; cet écart, qui reste faible, introduit des pertes de puissance qui s'ajoutent à celles causées par les oscillations du point de fonctionnement.

Une implémentation Matlab/Simulink de l'algorithme est représentée sur la figure IV.46.

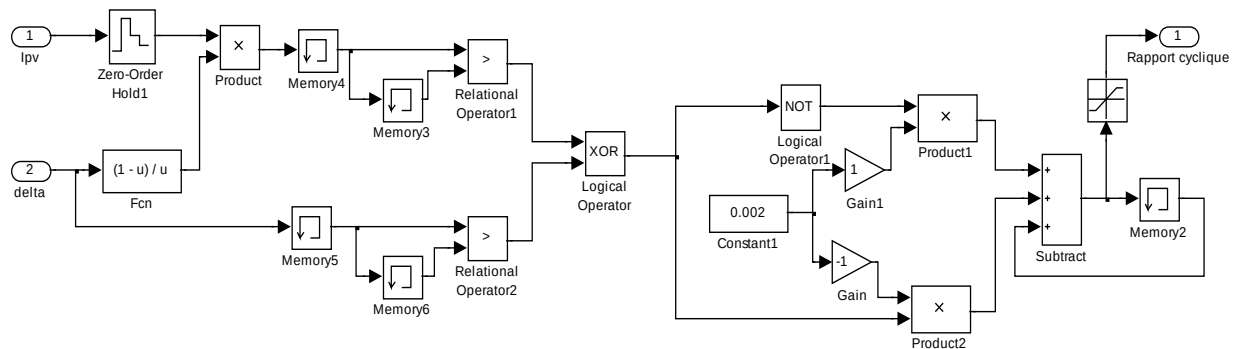


Figure IV.46. Exemple d'implémentation de l'algorithme

Les figures IV.47, IV.48 et IV.49 représentent la puissance de sortie du GPV pour des conditions de test standard avec comme charge respectivement une batterie puis une charge résistive de  $10\Omega$  et enfin de  $100\Omega$ .

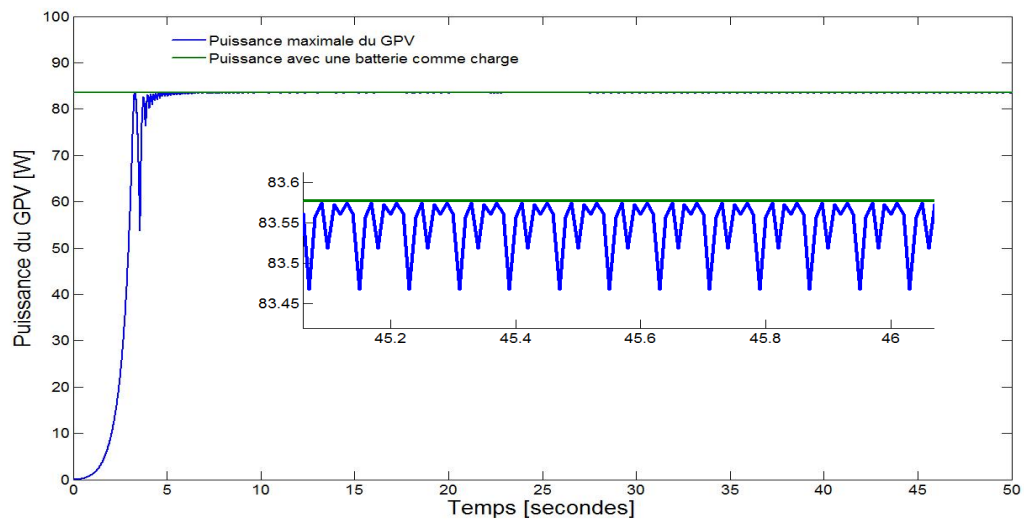


Figure IV.47. Puissance en sortie du GPV alimentant une batterie

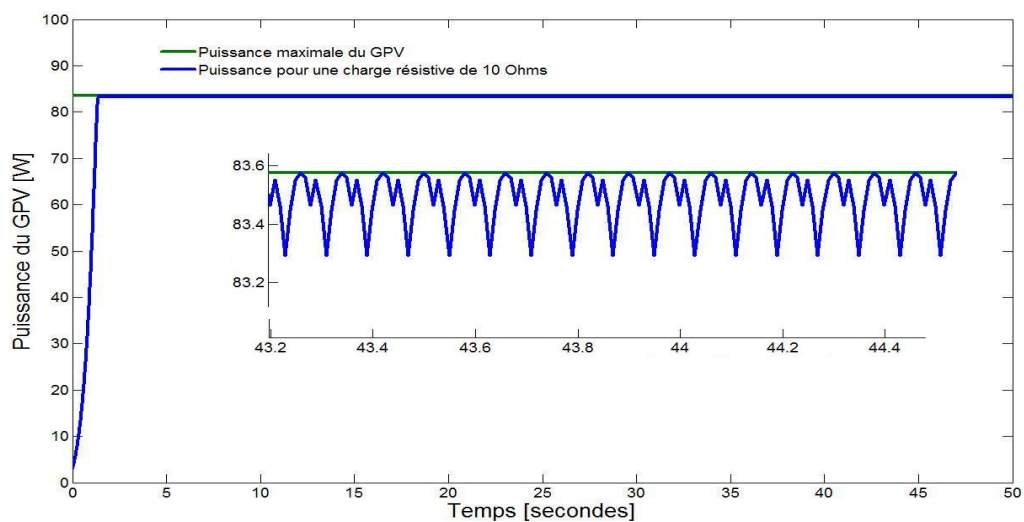


Figure IV.48. Puissance en sortie du GPV alimentant une charge résistive de  $10\Omega$

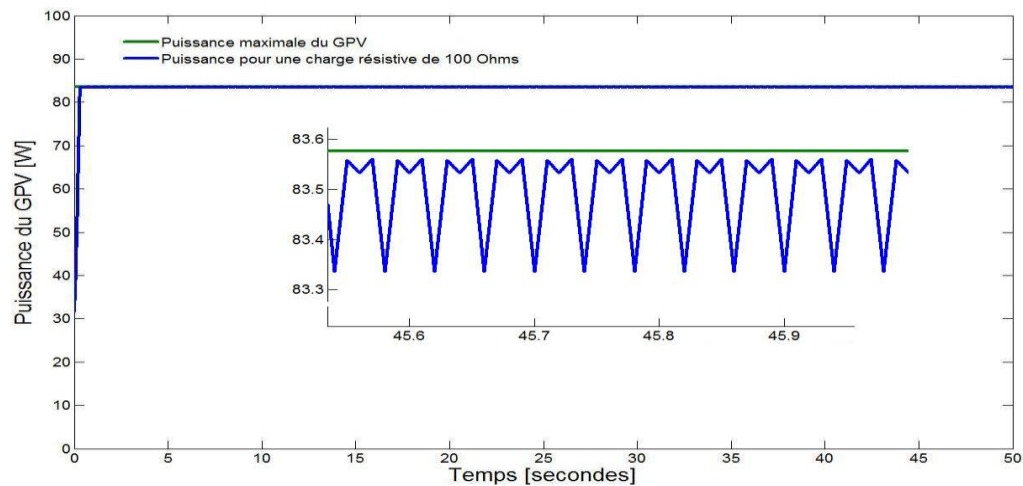


Figure IV.49. Puissance en sortie du GPV alimentant une charge résistive de 100Ω

La figure IV.51 représente la réponse du système lorsque l'ensoleillement varie selon l'allure décrite par la figure IV.50; la température interne étant fixée à 25°C.

En fixant l'ensoleillement à 1000W/m<sup>2</sup> et en simulant des variations de la température interne telles que représentées sur la figure IV.52, la réponse du système sera décrite par la figure IV.53.

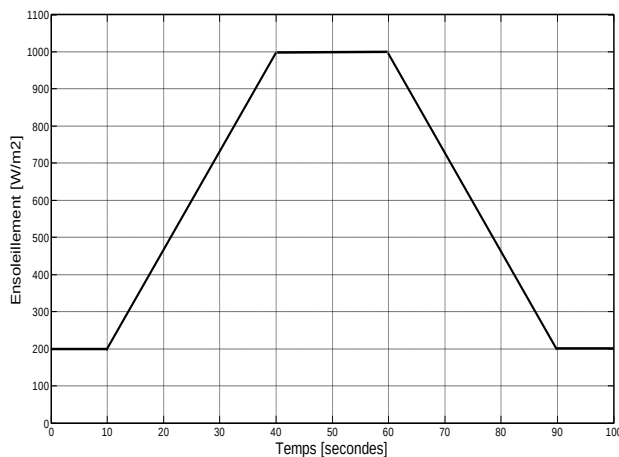


Figure IV.50. Variations de l'ensoleillement

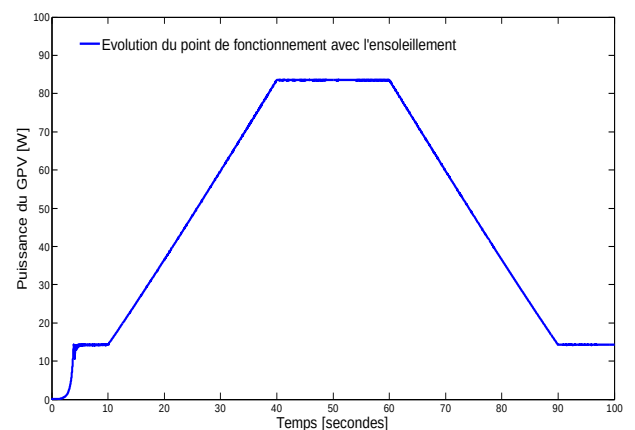


Figure IV.51. Evolution du PPM lors des variations de l'ensoleillement

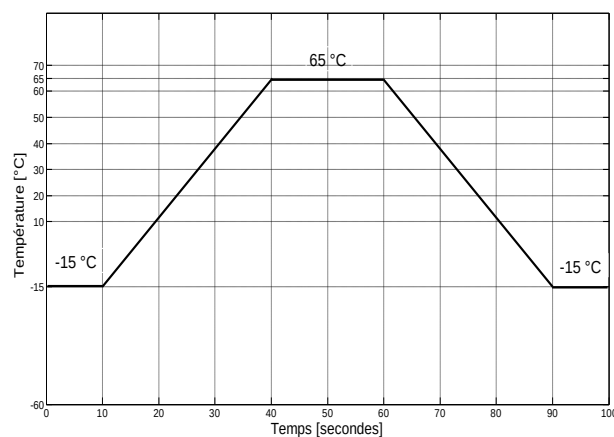


Figure IV.52. Variations de la température

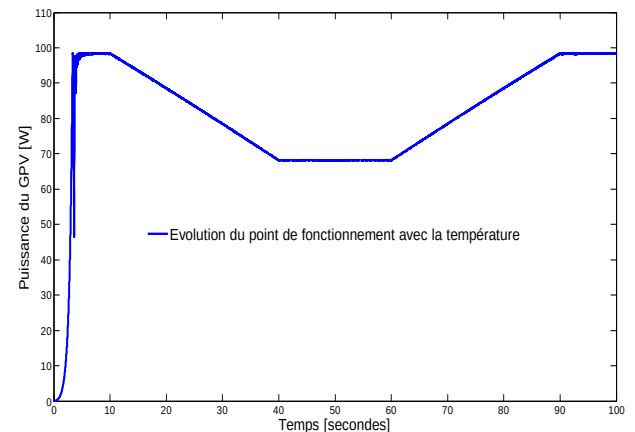


Figure IV.53. Evolution du PPM lors des variations de la température

Les résultats obtenus montrent que cet algorithme permet d'avoir des performances acceptables vis-à-vis des variations des paramètres météorologiques.

L'avantage majeur de cette méthode est l'emploi d'un seul capteur et de réduire, par la même, le coût du régulateur MPPT.

#### IV.3.4. Méthode de poursuite du PPM par logique floue

Les méthodes de poursuite du PPM, abordées jusqu'à présent, présentent un inconvénient majeur ; en effet, les pertes de puissance causées par l'oscillation du point de fonctionnement autour de sa position optimale sont une contrainte de plus, qui vient s'ajouter aux verrous technico-économiques imposés au développement du photovoltaïque.

Lors de l'étude des performances des précédentes méthodes de poursuite du PPM, il a été constaté qu'un faible pas d'incrément du convertisseur statique réduira les oscillations, mais détériorera, en contre partie, le temps de réponse de l'algorithme. L'utilisation de la théorie de la logique floue permet de disposer d'organe de poursuite du PPM rapide et affranchi d'oscillations.

Le régulateur MPPT élaboré possède deux entrées définies par [32]:

$$E(k) = \frac{P(k) - P(k-1)}{V(k) - V(k-1)} \quad (IV-16)$$

$$CE(k) = E(k) - E(k-1) \quad (IV-17)$$

Où  $E(k)$  et  $CE(k)$  désignent, respectivement, l'erreur et le changement d'erreur.  $P(k)$  et  $V(k)$  étant respectivement la puissance du GPV et sa tension de sortie à l'instant d'échantillonnage  $k$ .

La sortie du régulateur flou est la variation du rapport cyclique du convertisseur statique. La commande floue consistera à imposer une valeur forte pour le rapport cyclique lorsque l'erreur est importante puis à diminuer ce rapport cyclique lorsque l'erreur devient faible, de sorte à éviter les oscillations. La commande floue permet, ainsi, d'assurer une transition harmonieuse entre les différents modes de fonctionnement du système.

Le réglage par logique floue connaît un intérêt croissant, spécialement en électronique de puissance. La principale caractéristique des régulateurs basés sur la logique floue est la possibilité de faire passer, au moyen de règles linguistiques simples, le savoir faire de l'expert vers le régulateur.

Généralement, une commande par logique floue est constituée de trois blocs : *Fuzzification*, bloc d'*inférences* et finalement la *Défuzzification* (Figure IV.54).

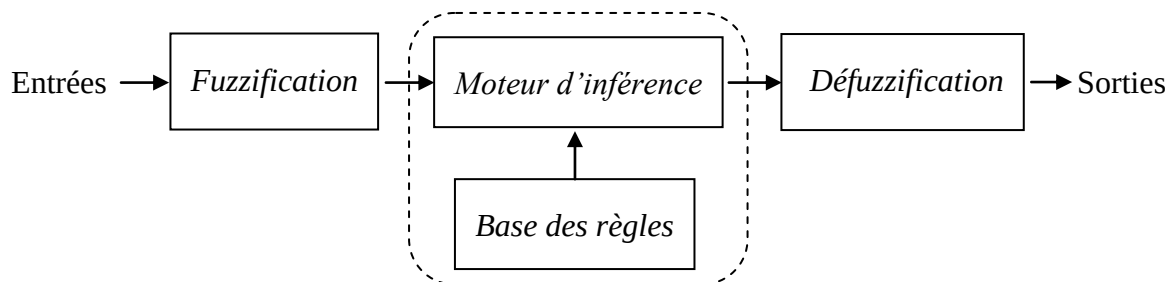


Figure IV.54. Structure générale d'un régulateur par logique floue

#### IV.3.4.1. Fuzzification

La *Fuzzification* permet de transformer les grandeurs physiques d'entrée en sous ensembles flous en fonction de la valeur réelle de la variable d'entrée.

A chaque variable est associé un univers de discours, entre -0.02 et 0.02 pour  $E$ , entre -200 et 200 pour  $CE$  et enfin, de -0.02 à 0.02 pour la variable de sortie  $D$ .

En partitionne chaque univers de discours en cinq sous-ensembles flous :  $NG$  (Négatif Grand),  $NP$  (Négatif Petit),  $ZE$  (Zéro Equivalent, ou proche de zéro),  $PP$  (Positif Petit) et enfin,  $PG$  (Positif Grand).

La *Fuzzification* proprement dite consiste à définir les fonctions d'appartenances pour l'ensemble des variables du système. Il est indispensable de *fuzzifier* la variable de sortie, on a besoin de ces ensembles flous lors de la formulation des inférences et de la *défuzzification* [38].

Les fonctions d'appartenance que nous avons utilisées sont schématisées sur les figures IV.55, IV.56 et IV.57.

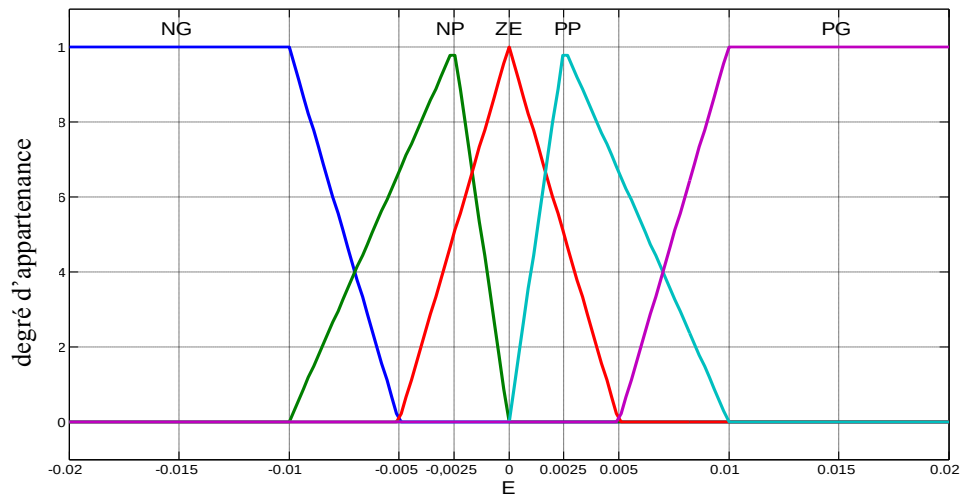


Figure IV.55. Fonctions d'appartenances de la variable d'entrée  $E$

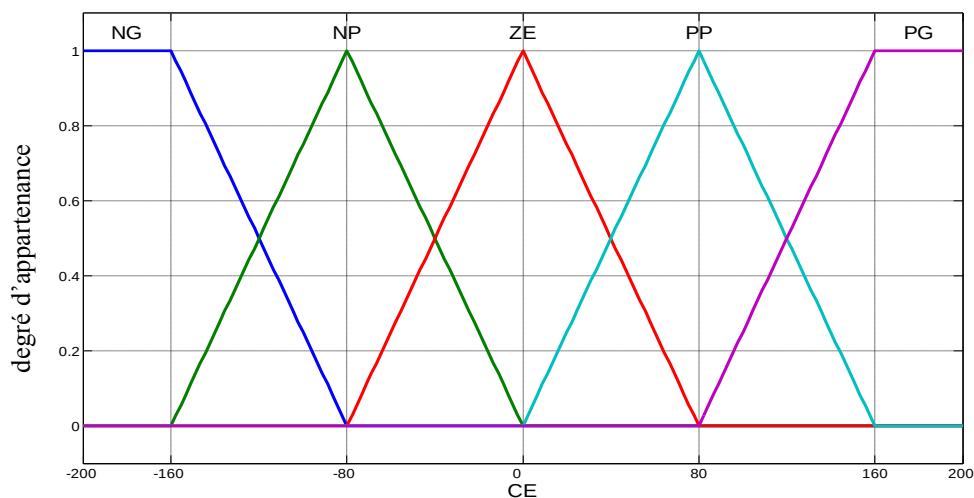


Figure IV.56. Fonctions d'appartenances de la variable d'entrée  $CE$

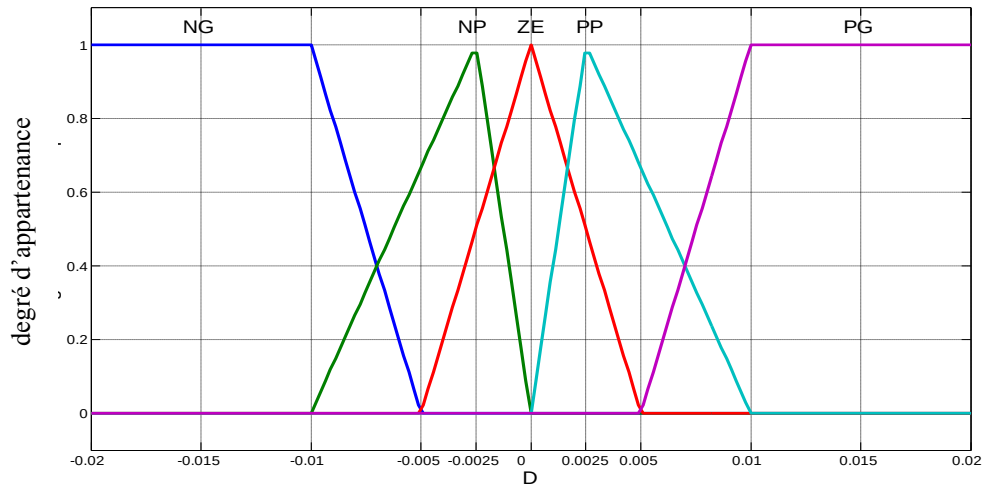


Figure IV.57. Fonctions d'appartenance de la variable de sortie  $D$

#### IV.3.4.2. Inférence

Le mécanisme d'*inférence* calcule le sous-ensemble flou relatif à la variation de la sortie à partir des règles d'appartenance des variables d'entrées *fuzzifiées* et de la table des règles fournie par l'expert.

Rappelons que la stratégie de réglage consiste à modifier le rapport cyclique du convertisseur statique de telle sorte à annuler l'erreur  $E$ .

Deux cas sont à envisager :

**Premier cas :**  $E$  est positif, c'est-à-dire, on se trouve à gauche du point de puissance maximale. Si le changement d'erreur  $CE$  est positif, alors le point de fonctionnement converge vers le point de puissance maximale. Si  $CE$  est négatif c'est l'inverse qui se produit.

**Deuxième cas :**  $E$  est négatif, on se trouve, donc, à droite du point de puissance maximale. Dans ce cas si  $CE$  est positif, le point de fonctionnement s'éloigne du point de puissance maximale et inversement si  $CE$  est négatif.

Le tableau IV.3 représente la matrice d'inférence adoptée pour la poursuite du PPM.

|   |    | CE |    |    |    |    |
|---|----|----|----|----|----|----|
|   |    | NG | NP | ZE | PP | PG |
| E | NG | ZE | ZE | PG | PG | PG |
|   | NP | ZE | ZE | PP | PP | PP |
|   | ZE | PP | ZE | ZE | ZE | NP |
|   | PP | NP | NP | NP | ZE | ZE |
|   | PG | NG | NG | NG | ZE | ZE |

Groupe 1
  Groupe 2
  Groupe 3
  Groupe 4

Tableau IV-3 : Matrice d'inférences

On distingue quatre groupes sur la matrice d'inférence :

**Groupe 1 :** Dans ce groupe,  $E$  et  $CE$ , sont nuls ou petits (positif ou négatif) ce qui implique que le point de fonctionnement est proche du point de puissance maximale. De ce fait, le signal de contrôle doit être petit ou nul [39].

**Groupe 2 :** Pour ce groupe de règles,  $E$  est grand (positif ou négatif) et le changement d'erreur  $CE$  indique que le point de fonctionnement converge vers le point de puissance maximale ; on n'effectue donc aucun changement dans le rapport cyclique.

**Groupe 3 :**  $E$  est grand (positif ou négatif) mais contrairement au groupe 2, la valeur de  $CE$  indique que le point de fonctionnement s'éloigne du point de puissance maximale ; le changement du rapport cyclique sera donc, grand (positif ou négatif).

**Groupe 4 :** Les règles dans ce groupe seront élaborées de telle sorte à assurer une transition douce entre les différents états du système.

Pour les deux groupes 2 et 3 le régulateur travaille en mode de poursuite, alors qu'il est en mode de réglage dans les groupes 1 et 4.

Le tableau IV-3 peut être exprimé de manière plus explicite par :

1. Si ((  $E$  est NG ) **ET** (  $CE$  est NG )) ALORS (  $D$  est ZE ), **OU**
2. Si ((  $E$  est NG ) **ET** (  $CE$  est NP )) ALORS (  $D$  est ZE ), **OU**
3. Si ((  $E$  est NG ) **ET** (  $CE$  est ZE )) ALORS (  $D$  est PG ), **OU**
4. Si ((  $E$  est NG ) **ET** (  $CE$  est PP )) ALORS (  $D$  est PG ), **OU**
5. Si ((  $E$  est NG ) **ET** (  $CE$  est PG )) ALORS (  $D$  est PG ), **OU**
6. Si ((  $E$  est NP ) **ET** (  $CE$  est NG )) ALORS (  $D$  est ZE ), **OU**
7. Si ((  $E$  est NP ) **ET** (  $CE$  est NP )) ALORS (  $D$  est ZE ), **OU**
8. Si ((  $E$  est NP ) **ET** (  $CE$  est ZE )) ALORS (  $D$  est PP ), **OU**
9. Si ((  $E$  est NP ) **ET** (  $CE$  est PP )) ALORS (  $D$  est PP ), **OU**
10. Si ((  $E$  est NP ) **ET** (  $CE$  est PG )) ALORS (  $D$  est PP ), **OU**
11. Si ((  $E$  est ZE ) **ET** (  $CE$  est NG )) ALORS (  $D$  est PP ), **OU**
12. Si ((  $E$  est ZE ) **ET** (  $CE$  est NP )) ALORS (  $D$  est ZE ), **OU**
13. Si ((  $E$  est ZE ) **ET** (  $CE$  est ZE )) ALORS (  $D$  est ZE ), **OU**
14. Si ((  $E$  est ZE ) **ET** (  $CE$  est PP )) ALORS (  $D$  est ZE ), **OU**
15. Si ((  $E$  est ZE ) **ET** (  $CE$  est PG )) ALORS (  $D$  est NP ), **OU**
16. Si ((  $E$  est PP ) **ET** (  $CE$  est NG )) ALORS (  $D$  est NP ), **OU**
17. Si ((  $E$  est PP ) **ET** (  $CE$  est NP )) ALORS (  $D$  est NP ), **OU**
18. Si ((  $E$  est PP ) **ET** (  $CE$  est ZE )) ALORS (  $D$  est NP ), **OU**
19. Si ((  $E$  est PP ) **ET** (  $CE$  est PP )) ALORS (  $D$  est ZE ), **OU**
20. Si ((  $E$  est PP ) **ET** (  $CE$  est PG )) ALORS (  $D$  est ZE ), **OU**
21. Si ((  $E$  est PG ) **ET** (  $CE$  est NG )) ALORS (  $D$  est NG ), **OU**
22. Si ((  $E$  est PG ) **ET** (  $CE$  est NP )) ALORS (  $D$  est NG ), **OU**
23. Si ((  $E$  est PG ) **ET** (  $CE$  est ZE )) ALORS (  $D$  est NG ), **OU**
24. Si ((  $E$  est PG ) **ET** (  $CE$  est PP )) ALORS (  $D$  est ZE ), **OU**
25. Si ((  $E$  est PG ) **ET** (  $CE$  est PG )) ALORS (  $D$  est ZE ), **OU**

On note que dans les inférences, interviennent les opérateurs ET et OU ; l'opérateur ET s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur OU lie les différentes règles.

A cause de l'empiètement des fonctions d'appartenance, deux ou plusieurs règles peuvent être activées en même temps. Rappelons qu'une règle d'inférence est activée lorsque la fonction d'appartenance liée à la condition de cette règle est non nulle [38].

La méthode d'inférence adoptée est la méthode max-min, c'est-à-dire que l'opérateur ET, correspondant à l'intersection de deux fonctions d'appartenance, est réalisé par la formation du minimum appliquée aux deux fonctions d'appartenance. Alors que l'opérateur OU, correspondant à l'union de deux fonctions d'appartenance, est réalisé par la formation du maximum appliquée aux deux fonctions d'appartenance.

#### IV.3.4.3. Défuzzification

La *défuzzification* transforme la variable floue de sortie en valeur non floue permettant la commande effective du système.

La méthode de *défuzzification* que nous avons utilisée est celle du centre de gravité de la variable floue de sortie.

Nous réalisons un correcteur à comportement *PI* (Proportionnel et Intégral) dont la structure est représentée sur la figure IV.58.

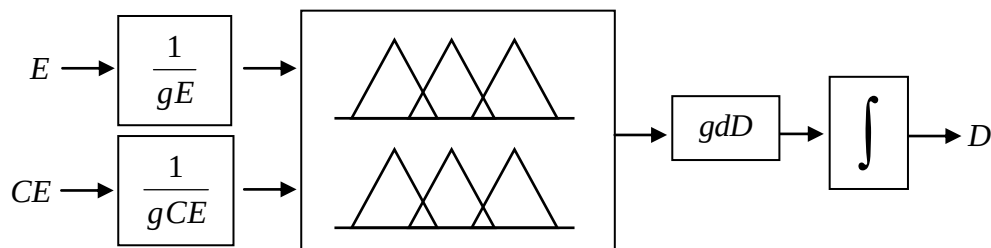


Figure IV.58. Schéma bloc du régulateur flou

Les deux entrées sont formatées au moyen des deux facteurs d'échelle  $gE$  pour l'erreur et  $gCE$  pour le changement d'erreur. Un gain de défuzzification  $gdD$  est affecté à la sortie  $D$ .

Les valeurs adoptées pour les facteurs d'échelle  $gE$  et  $gCE$  et le gain de Défuzzification  $gdD$  sont fixées respectivement à ( $gE=1000$ ,  $gCE=1$  et  $gdD=330$ ).

Afin d'évaluer les performances d'un système de poursuite du PPM à base de logique floue, nous simulerons, dans un premier lieu, des conditions de test standard (soit, un ensoleillement de  $1000\text{W/m}^2$  et une température interne de  $25^\circ\text{C}$ ). Par la suite, on testera l'effet des variations des paramètres météorologiques. Les résultats seront comparés à ceux obtenus à partir de la méthode *P&O*.

La figure IV.59 représente la phase transitoire (phase de montée) de la réponse temporelle du système soumis aux conditions de test standard.

La figure IV.60 représente le régime permanent de la réponse temporelle du système soumis aux conditions de test standard.

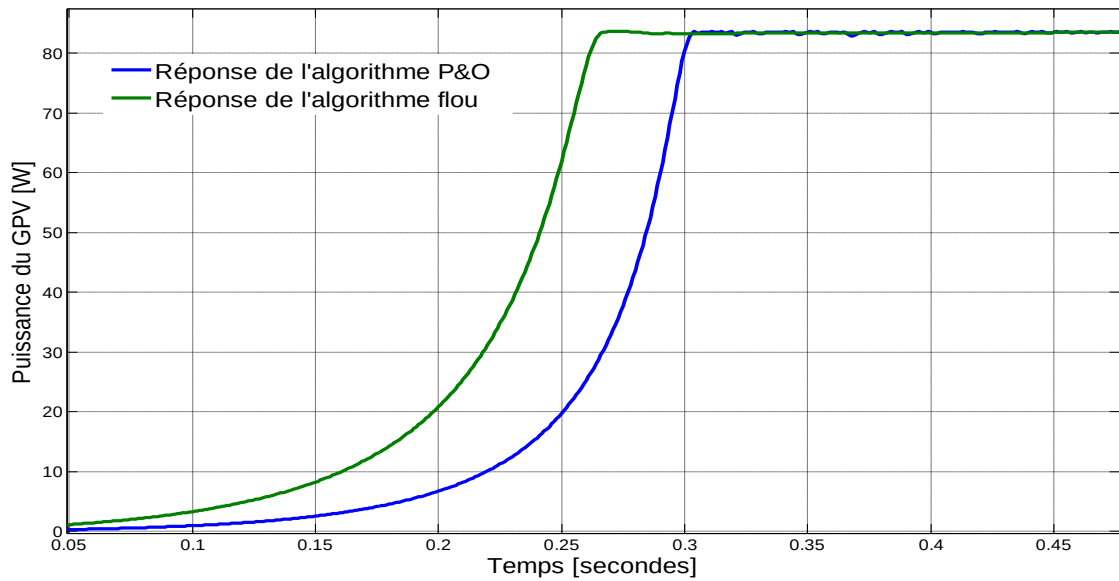


Figure IV.59. Régime transitoire de la puissance du GPV pour des conditions de tests standards

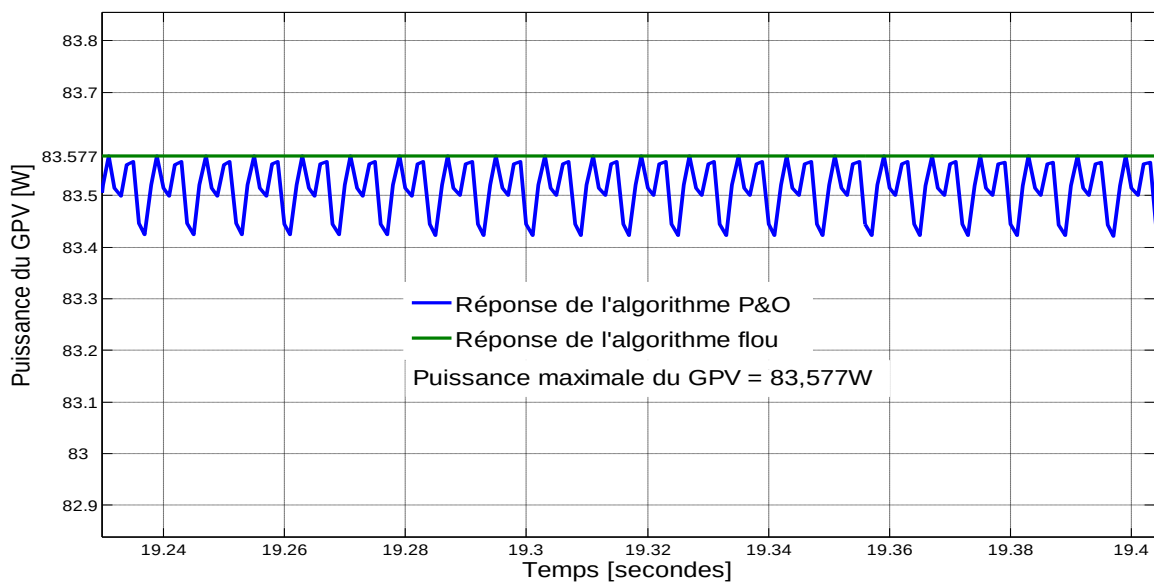


Figure IV.60. Zoom sur le régime permanent de  $P(t)$  du GPV pour des conditions de tests standards

On constate que le régime transitoire est plus long pour le système commandé par l'algorithme P&O, que celui régulé par logique floue.

En régime permanent, le régulateur flou est parfaitement calé sur le point de puissance maximale, alors que le régulateur P&O oscille autour dudit point (Figure IV.60).

#### IV.3.4.4. Effet du changement de l'ensoleillement

Pour une température interne fixée à  $25^{\circ}\text{C}$ , on simule une augmentation de l'ensoleillement de  $200\text{W/m}^2$  à  $1000\text{W/m}^2$  pendant 20 secondes (Figure IV.61). On refait l'expérience, dans l'autre sens, en diminuant l'ensoleillement de  $1000\text{W/m}^2$  à  $200\text{W/m}^2$  durant le même laps de temps (Figure IV.62).

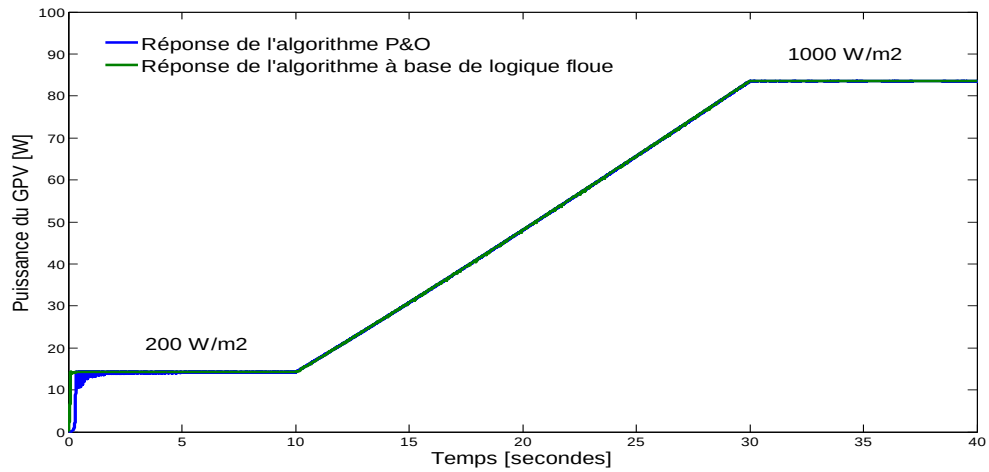


Figure IV.61. Effet de l'augmentation de l'ensoleillement

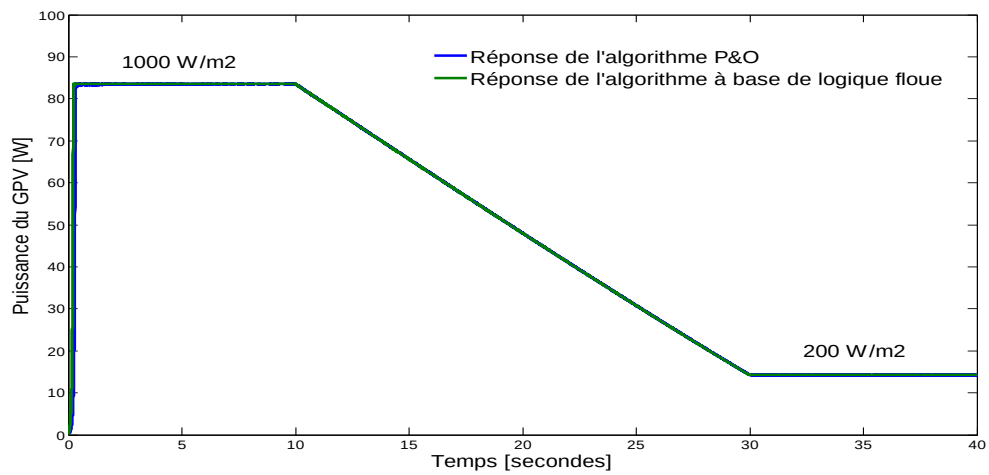


Figure IV.62. Effet de la diminution de l'ensoleillement

Dans les deux cas les régulateurs, P&O et flou, poursuivent, parfaitement, l'évolution du PPM ; les remarques faites pour le régime permanent restent valables (Figure IV.60).

Les figures IV.63 et IV.64 représentent respectivement un zoom sur la phase de montée et de descente, de la puissance.

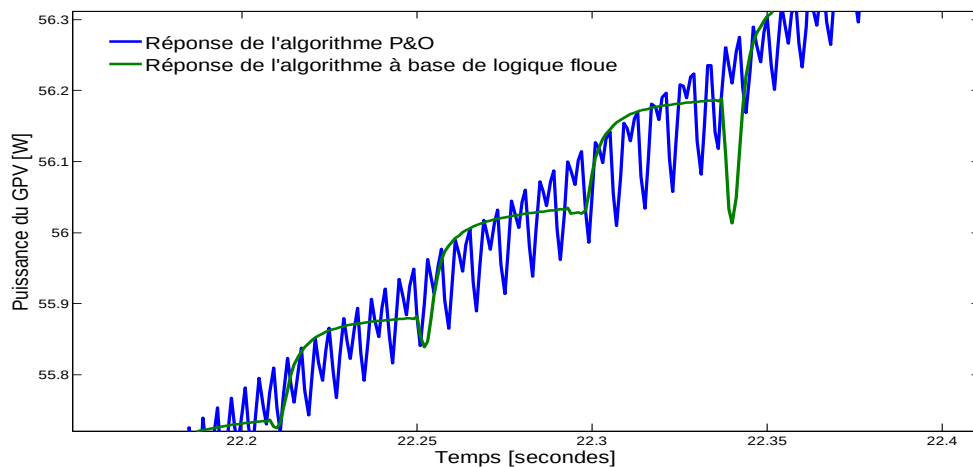


Figure IV.63. Zoom sur la phase de montée de la puissance du GPV

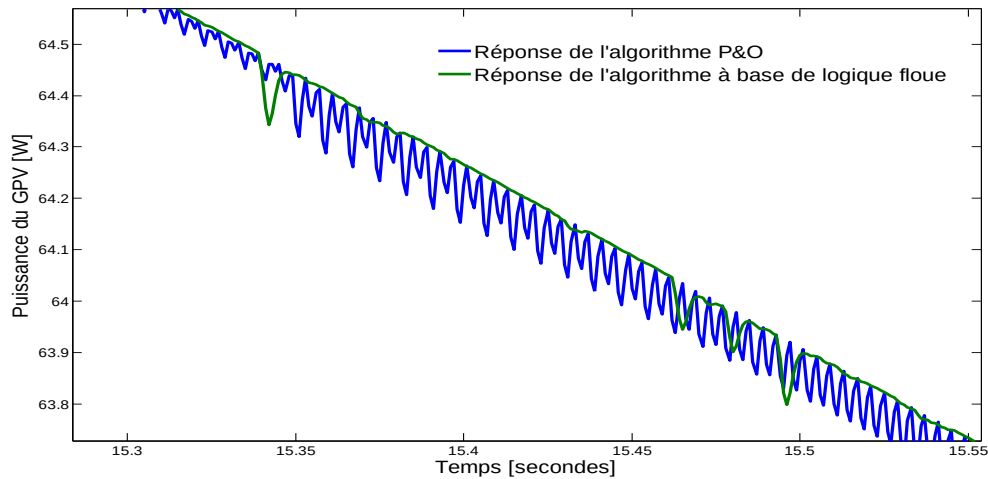


Figure IV.64. Zoom sur la phase de descente de la puissance du GPV

Le système commandé par logique floue évolue avec le PPM d'une manière plus harmonieuse comparé à l'algorithme P&O.

#### IV.3.4.5. Effet du changement de la température

Sous un ensoleillement fixé à  $1000\text{W/m}^2$ , nous simulerons une évolution de la température interne du GPV telle que :

Initialement la température interne est à  $-15^\circ\text{C}$ , à un instant  $t=10\text{s}$  elle augmente avec une rampe de  $1.66^\circ\text{C/s}$ , à  $t=40\text{s}$  elle se stabilise à  $65^\circ\text{C}$  pendant 20s, pour diminuer après avec une rampe de  $-1.66^\circ\text{C/s}$ , pour enfin se stabiliser à  $-15^\circ\text{C}$ .

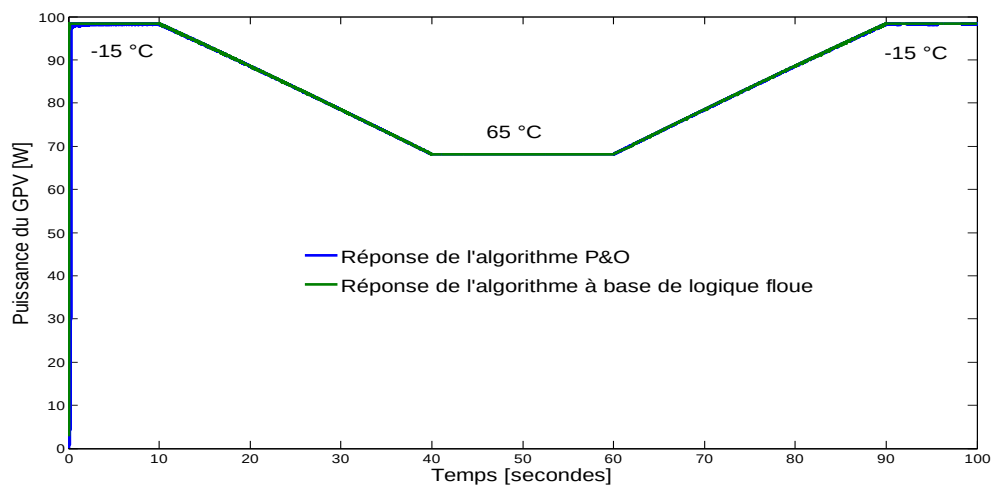


Figure IV.65. Effet de la variation de la température sur la commande floue

La réponse des deux algorithmes évolue avec le PPM avec un net avantage pour le contrôleur flou (Figure IV.65); le régime permanent est identique à celui décrit par la figure IV.60.

Les figures IV.66 et IV.67 représentent respectivement un zoom sur la phase de montée et de descente de la puissance; là aussi la poursuite du PPM par un régulateur flou est caractérisée par un régime transitoire plus harmonieux que celui obtenu en utilisant l'algorithme P&O.

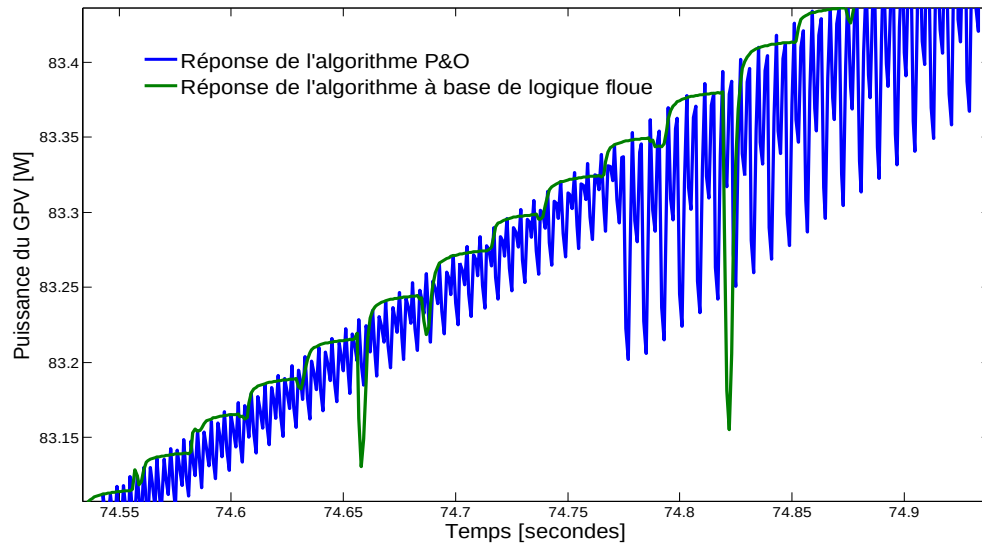


Figure IV.66. Zoom sur la phase de montée de la puissance du GPV

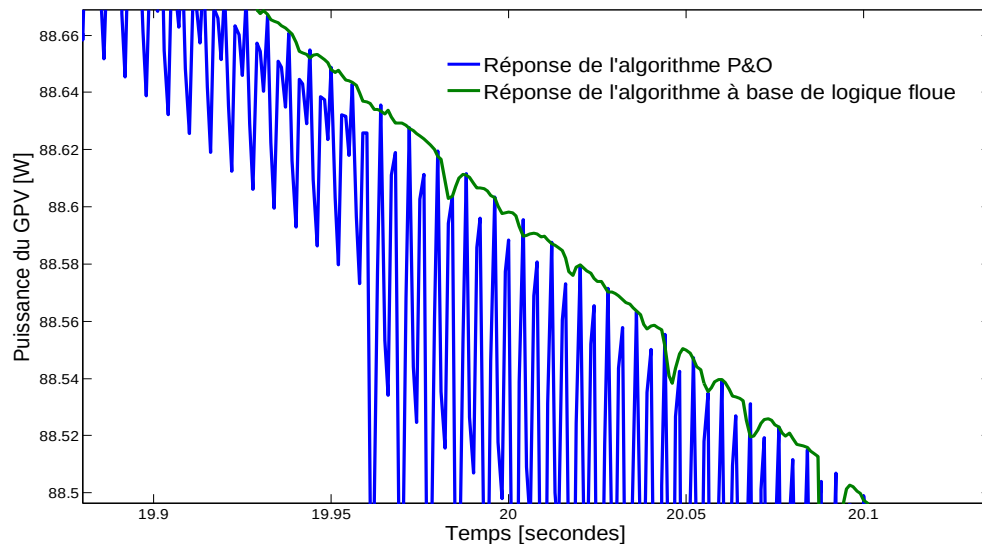


Figure IV.67. Zoom sur la phase de descente de la puissance du GPV

En vue des tests effectués, on constate qu'avec un jeu de paramètres adéquats on arrive à synthétiser un dispositif de poursuite du point de puissance maximale qui représente une alternative valable aux méthodes conventionnelles. Ceci étant, quelques remarques s'imposent :

1. Les fonctions d'appartenance associées aux deux sous-ensembles flous  $NG$  et  $PG$  ont été prolongées afin de prendre en compte les phénomènes transitoires de grande envergure ;
2. En variant les facteurs d'échelle,  $g_E$  et  $g_{CE}$ , on change l'univers de discours, et par la même, la sensibilité du contrôleur ;
3. Le gain de défuzzification,  $g_D$ , influe sur la vitesse de convergence ;
4. Il en découle, qu'un mauvais jeu de paramètres impliquera des performances médiocres ;
5. Le réglage des différents paramètres du contrôleur flou est facilité par l'existence de logiciels dédiés ; pour ce cas de figure, la modélisation de l'ensemble des éléments du système (GPV, convertisseur statique, charge...) est indispensable.

#### IV.3.5. Contrôleur MPPT flou optimisé par un système neuro-adaptatif

Lors de l'étude du contrôleur MPPT flou on a constaté le manque de directives précises et l'approche artisanale et non systématique pour la détermination des nombreux paramètres du contrôleur flou [38]. Dans cette partie nous proposons l'utilisation d'un système d'inférences floues neuro-adaptatif, ralliant la capacité d'apprentissage des réseaux de neurones à la possibilité d'intégration du savoir faire de l'expert.

L'outil logiciel *ANFIS* de *Matlab/Simulink* est utilisé afin d'optimiser les différents paramètres des fonctions d'inférences (univers de discours, formes des fonctions ...).

*ANFIS* construit un système d'inférences flou dont les paramètres sont réglés soit par un algorithme de rétropropagation seul, soit en combinaison avec la méthode des moindres carrées.

La technique d'apprentissage neuro-floue, ainsi définie, va accorder les paramètres des fonctions d'inférences de telle sorte à faire coïncider la sortie du système d'inférence aux paires d'entrée(s)/sortie(s) fournies comme modèle.

Notre base de données contiendra deux entrées : l'erreur  $E$  et le changement d'erreur  $CE$  et une seule sortie : la variation du rapport cyclique du convertisseur statique.

Cette base de données sera élaborée à partir du système photovoltaïque construit autour du régulateur flou.

Pour collecter les données nécessaires à l'apprentissage, on simule à 25°C un ensoleillement évoluant selon la figure IV.68.

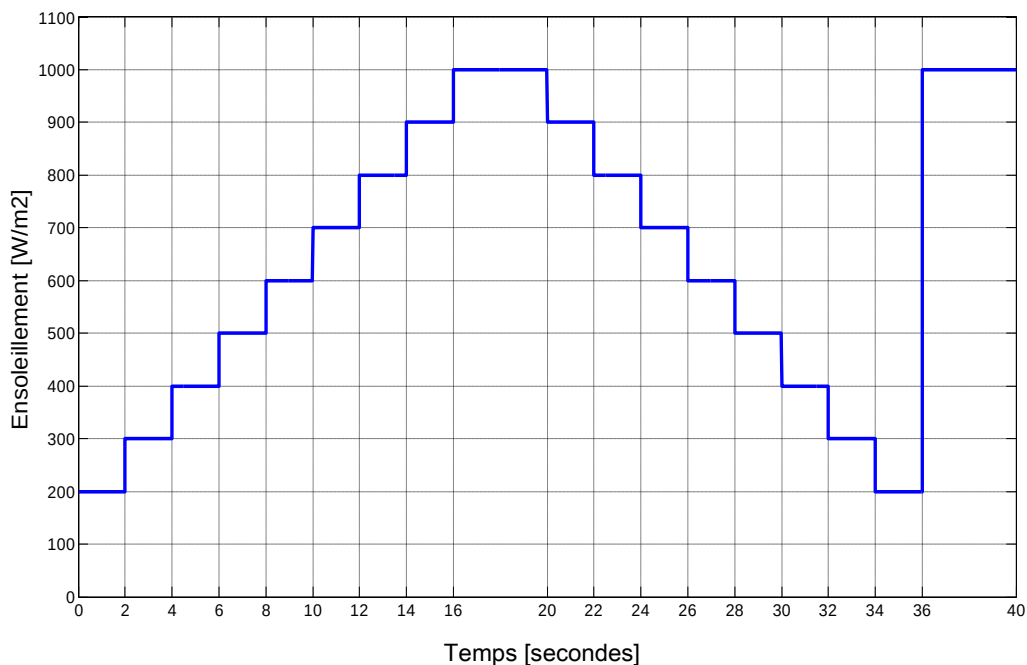


Figure VI.68. Ensoleillement utilisé pour la génération de la base de données

Nous formons ainsi une base de données de 40001 paires d'entrées/sortie ; on fixe ensuite pour chaque entrée cinq fonctions d'appartenance de type triangulaire, l'univers de discours choisit, initialement par le logiciel, entre -0.01215 et 0.02459 pour l'entrée  $E$  et entre -30.4 et 24.59 pour l'entrée  $CE$  sera fixé à [-0.05, 0.05] pour  $E$  et [-100, 100] pour  $CE$ .

La figure VI.69 représente l'évolution de l'erreur au rythme des itérations.

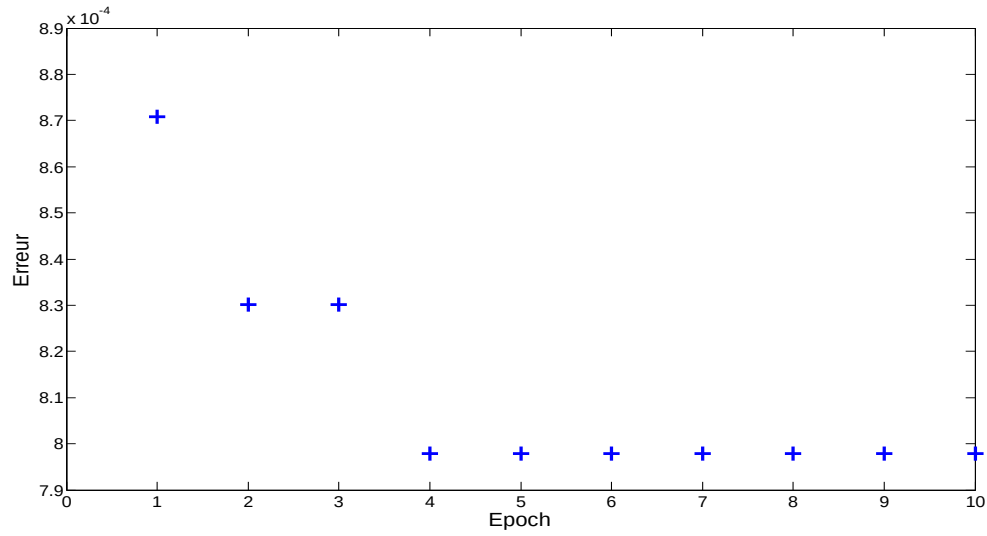


Figure IV.69. Evolution de l'erreur lors de l'apprentissage

La figure IV.70 représente l'allure des fonctions d'appartenance des entrées  $E$  et  $CE$  avant et après l'apprentissage.

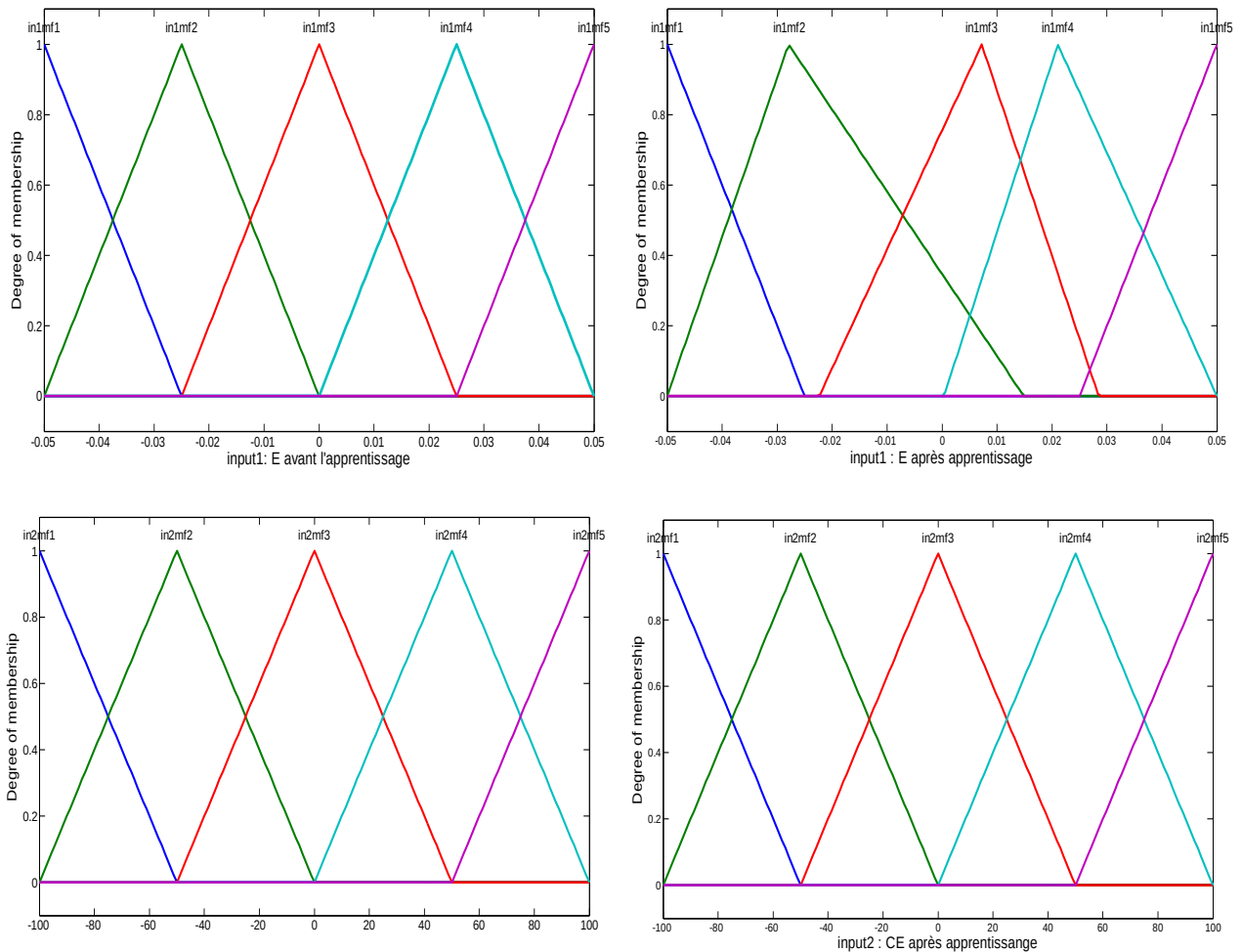


Figure IV.70. Fonctions d'appartenance de  $E$  et  $CE$  avant et après la phase d'apprentissage

Pour la suite de cette partie, nous testons la fiabilité du nouveau système d'inférence flou.

La figure IV.71 représente la réponse du système de poursuite du PPM lorsque l'ensoleillement varie de  $200\text{W/m}^2$  à  $1000\text{W/m}^2$  puis redescend de nouveau à  $1000\text{W/m}^2$ .

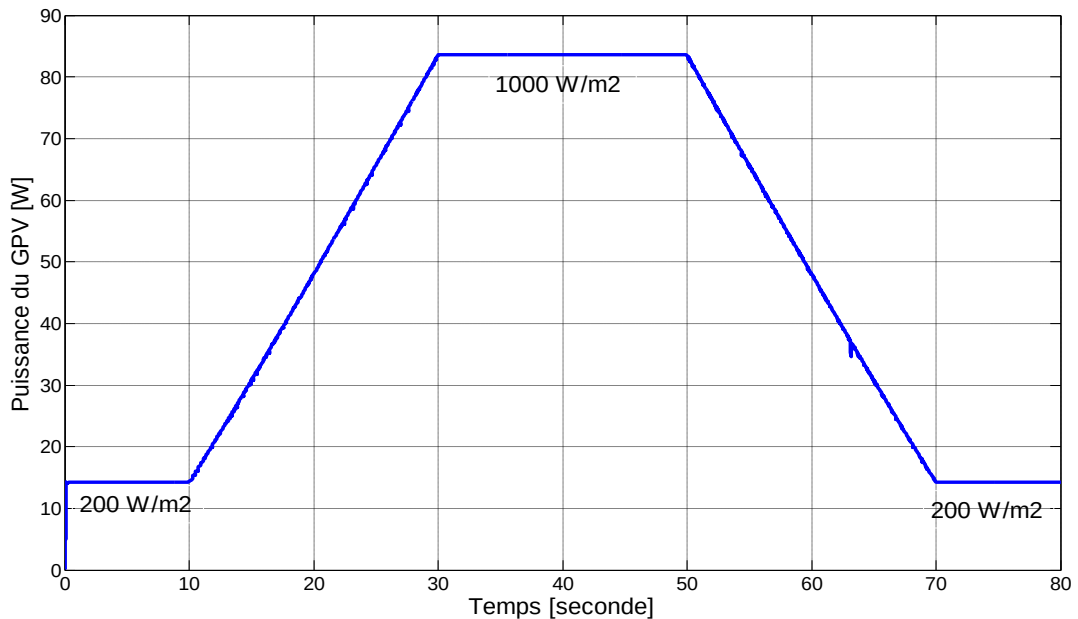


Figure IV.71. Réponse du système à des variations de l'ensoleillement

La figure IV.72 représente la réponse du système pour des conditions météorologiques stationnaires fixées à  $40^\circ\text{C}$  et  $800\text{W/m}^2$ .

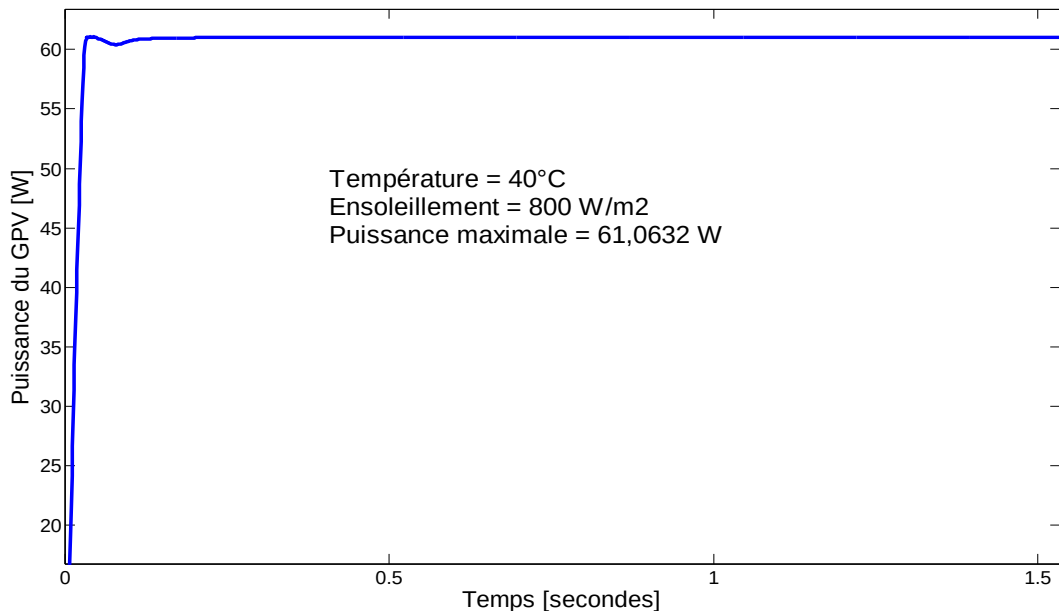


Figure IV.72. Puissance en sortie du GPV pour des conditions météorologiques stationnaires

En fixant l'ensoleillement à  $1000\text{W/m}^2$  on fait varier la température de  $-15^\circ\text{C}$  à  $65^\circ\text{C}$  pendant 30 secondes, puis de  $65^\circ\text{C}$  à  $-15^\circ\text{C}$  durant le même laps de temps. La réponse du système est illustrée sur la figure IV.73.

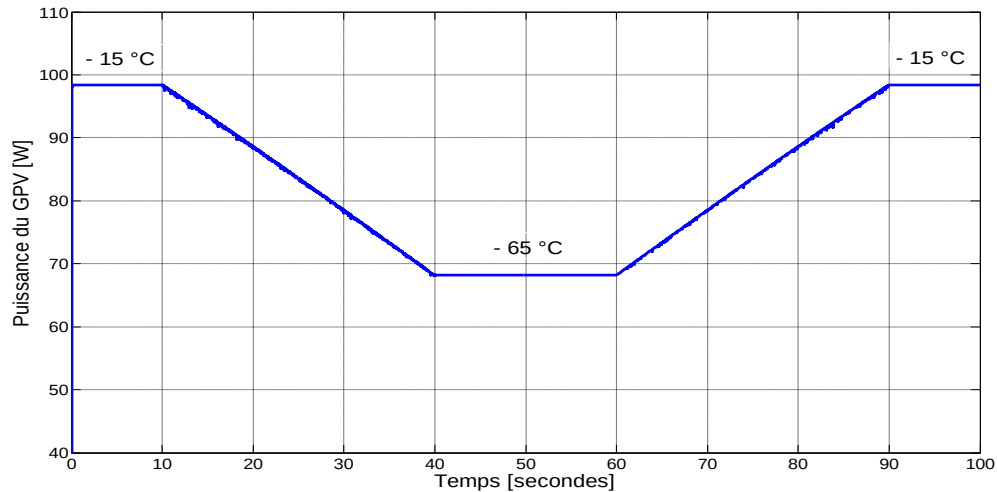


Figure IV.73. Réponse du système à des variations de la température

L'utilisation d'algorithme neuro-adaptatif a permis de générer automatiquement un système d'inférence flou à partir de bases de données représentatives du système à piloter. L'inconvénient de cette approche est que les données d'apprentissage prennent autant d'importance que la méthode elle-même. Cependant, une lacune, causée par une base de données peu représentative du système, peut être comblée par la connaissance humaine ; c'est l'approche que nous avons adopté. En effet, la simulation de la figure IV.73 est loin d'être fidèle à la réalité; malgré cela le système flou généré possède, en vue des tests effectués, des performances très satisfaisantes.

#### IV.3.6. Comparaison entre les différentes méthodes MPPT

Le tableau VI.4 résume les caractéristiques des différentes méthodes de poursuite du point de puissance maximale d'un système photovoltaïque.

| Techniques MPPT                | PV dépendance | Vraie MPPT | Analogique ou Numérique | Re-calibrage périodique | Vitesse de convergence | Complexité d'implémentation | Grandeur à mesurer |
|--------------------------------|---------------|------------|-------------------------|-------------------------|------------------------|-----------------------------|--------------------|
| Contre réaction de tension     | Oui           | Non        | Les deux                | Oui                     | Moyenne                | Faible                      | Tension            |
| Contre réaction de courant     | Oui           | Non        | Les deux                | Oui                     | Moyenne                | Faible                      | Courant            |
| P&O                            | Non           | Oui        | Les deux                | Non                     | Variable               | Faible                      | Tension, Courant   |
| Conductance incrémentale       | Non           | Oui        | Numérique               | Non                     | Variable               | Moyenne                     | Tension, Courant   |
| A une seule grandeur de mesure | Non           | Oui        | Les deux                | Non                     | Variable               | Moyenne                     | Courant            |
| Contrôleur flou                | Oui           | Oui        | Numérique               | Oui                     | Rapide                 | Elevée                      | Tension, Courant   |

Tableau IV.4. Tableau comparatif des techniques MPPT d'un système photovoltaïque

Le terme « PV dépendance » désigne la dépendance de l'algorithme de poursuite du PPM vis-à-vis du champ photovoltaïque : sa configuration, nombre de GPV en série et en parallèle, puissance délivrée.

#### **IV.4. Conclusion**

Les méthodes étudiées dans ce chapitre : P&O, Conductance Incrémentale et à une seule grandeur de mesure, bien que efficace en terme de poursuite du PPM, présentent des pertes de puissance dues à l'oscillation du point de fonctionnement du système autour de sa position optimale. La condition d'atteinte du point de puissance maximale, basée sur des comparaisons, n'est jamais vérifiée (de part la précision du système et des erreurs de mesure). L'emploi d'un dispositif de poursuite du point de puissance maximale basé sur la théorie des ensembles flous offre une solution très efficace.

Nous avons également dans ce chapitre exploré la possibilité de l'utilisation d'algorithmes neuro-adaptatifs, rassemblant la capacité d'apprentissage des réseaux de neurones à la possibilité d'intégration du savoir faire humain de la logique floue, afin d'optimiser les nombreux paramètres du système d'inférence flou utilisé pour la poursuite du point de puissance maximale.

Cette approche nous a permis de constater que la base de données utilisée pour l'apprentissage prenait autant d'importance que la méthode elle-même. En effet, une base de données non représentative du système produirait des résultats erronés. Cependant l'intégration de l'expertise humaine nous a permis de booster le mécanisme d'apprentissage, et les résultats obtenus ont été satisfaisants.

# CONCLUSION GENERALE

## CONCLUSION GENERALE

Le travail effectué dans ce mémoire porte sur l'étude détaillée des différentes techniques de poursuite du point de puissance maximale d'un générateur photovoltaïque.

Dans un premier lieu, nous avons étudié trois méthodes de modélisations des générateurs photovoltaïques, à savoir, le modèle à quatre paramètres, le modèle à cinq paramètres et le modèle à deux diodes. Pour le modèle à cinq paramètres une nouvelle approche, basée sur un ajustement graphique, est élaborée. En effet, le modèle à une diode cinq paramètres est géré par un système d'équations non linéaires couplées difficile à résoudre. La nouvelle méthode proposée est, sans nuire à l'efficacité du modèle, une alternative très simple à mettre en œuvre.

La modélisation et le dimensionnement de trois topologies de base de convertisseurs statiques DC/DC est, également, abordée dans ce mémoire.

L'étude des modes de fonctionnement des trois hacheurs, abaisseur (*Buck*), élévateur (*Boost*) et abaisseur-élévateur (*Buck-Boost*), montra que le régime continu est le plus approprié pour la poursuite du point de puissance maximale. En effet, pour ce mode de fonctionnement la tension de sortie du hacheur ne dépend que du rapport cyclique, alors que le régime discontinu impose une dépendance vis-à-vis du courant moyen de sortie.

On dimensionne, donc, les éléments du hacheur de telle sorte à forcer le convertisseur à fonctionner en mode continu et à remplir les conditions imposées par le cahier de charges.

L'étude menée sur les conditions d'adaptation, des trois topologies de hacheurs, montra que le hacheur *Buck-Boost* est le seul à permettre un suivi efficace du point de puissance maximale et ce quelle que soit la valeur de la charge et les variations météorologiques.

La poursuite du point de puissance maximale par la méthode *P&O* est une technique relativement simple, rapide, n'utilisant qu'un nombre réduit de capteurs, s'adaptant assez bien aux changements des conditions météorologiques et à ceux de la charge.

L'inconvénient majeur de cette méthode vient des pertes de puissance engendrées par l'oscillation du point de fonctionnement du système photovoltaïque autour de sa position optimale.

Ces pertes augmentent avec le pas d'incrément du rapport cyclique du hacheur. Par ailleurs, un pas très faible augmentera le temps de réponse du système. Un compromis doit être adopté entre rapidité et perte de puissance.

La méthode de conductance incrémentale, plus complexe à élaborer que la *P&O*, apporte une amélioration du régime établi du système photovoltaïque commandé ; ceci en réduisant, voir en annulant, les oscillations qui apparaissent autour du point de puissance maximale. Cela se fait au détriment de la précision du système ; qui diminue avec les oscillations.

Les pertes de puissance enregistrées peuvent être modérées par un ajustement judicieux du paramètre «  $\varepsilon$  » intervenant dans l'algorithme de la méthode.

Une nouvelle méthode, peu connue, basée uniquement sur la mesure du courant de sortie du générateur photovoltaïque, a été étudiée dans ce mémoire. Les tests effectués ont montré des performances acceptables de l'algorithme vis-à-vis des variations météorologiques.

Bien sûr, des oscillations et donc des pertes de puissance, sont toujours enregistrées en régime établi, mais l'avantage de cette méthode est l'emploi d'un seul capteur et la réduction, par la même, du coût du régulateur *MPPT*.

Les méthodes de poursuite du *PPM*, abordées jusqu'à présent, présentent un inconvénient majeur causé par les pertes de puissance engendrées par l'oscillation du point de fonctionnement du système photovoltaïque autour de sa position optimale. L'utilisation de la théorie de la logique floue permet de disposer d'un organe de poursuite du *PPM* rapide et affranchi d'oscillations.

L'existence de logiciels dédiés permet de mettre en œuvre rapidement et simplement un jeu de paramètres adéquats synthétisant un dispositif de poursuite du *PPM* représentant une alternative valable aux méthodes conventionnelles.

Ceci étant, le régulateur flou élaboré est plus complexe donc plus coûteux.

Nous avons également exploré la possibilité de l'utilisation d'algorithmes neuro-adaptatifs, rassemblant la capacité d'apprentissage des réseaux de neurones à la possibilité d'intégration du savoir faire humain de la logique floue, afin d'optimiser les nombreux paramètres du système d'inférence flou utilisé pour la poursuite du point de puissance maximale.

L'utilisation d'algorithme neuro-adaptatif a permis de générer automatiquement un système d'inférence flou à partir de bases de données représentatives du système à piloter. L'inconvénient de cette approche est que les données d'apprentissage prennent autant d'importance que la méthode elle-même. Cependant, une lacune, causée par une base de données peu représentative du système, peut être comblée par la connaissance humaine ; c'est l'approche que nous avons adoptée. Le système flou généré possède, en vue des tests effectués, des performances très satisfaisantes.

Comme perspective directe à ce travail, nous pensons à l'implémentation de nos algorithmes MPPT sur la carte DSP, le développement d'autres types de commandes MPPT et la réalisation des systèmes de poursuite du PPM étudiés dans le cadre de ce mémoire afin de valider nos résultats de simulations.

# BIBLIOGRAPHIE

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] A. Halimi, “Rayonnement solaire et observations météorologiques”, OPU, 1986, pp. 1–92.
- [2] R. A. Messenger, J. Ventre, “Photovoltaic systems engineering”, CRC Press, 2005, pp. 21–46.
- [3] E. Lorenzo, “Handbook of photovoltaic science and engineering”, John Wiley & Sons Ltd, 2003, pp. 905–969.
- [4] M. Orgeret, “Les piles solaires, le composant et ses applications”, Masson, 1984, pp. 1–24.
- [5] R. Bernard & al, “Le rayonnement solaire, Conversion thermique et application”, Technique & documentation Lavoisier, 1983, pp. 15–60.
- [6] “Guide des énergies renouvelables”, 7<sup>ème</sup> édition 2007. Ministère Algérien des énergies et des mines,
- [7] J. Bernard, “Energie Solaire, calculs et optimisation”, Ellips, 2004, pp. 193–212.
- [8] T. Markvart, L. Castañer, “Solar Cells, manufacturing and operating”, Elsevier Ltd, 2005, pp. 42–70.
- [9] A. Luque, S. Hegedus, “Handbook of photovoltaic science and engineering”, John Willey & sons Ltd, 2003, pp. 61–113.
- [10] U. Eicher, “Solar technology for building”, John Wiley & sons Ltd, 2003, pp. 201–238.
- [11] V. Quasching, “Understanding renewable energy systems”, ed. Earthscan, 2005, pp. 115–157.
- [12] F. Bryan, “Simulation of Grid-Tied Building Integrated Photovoltaic Systems”, Master Thesis, Mechanical Engineering, University of Wisconsin-Madison, 1998.
- [13] J.A. Duffie & A. Beckman, “Solar engineering of thermal process”, John Wiley & sons Ltd, 1980, pp. 768–793.
- [14] T. U. Townsend, “A method for estimation the long-term performance of direct coupled photovoltaic systems”, Master Thesis, Solar energy laboratory, University of Wisconsin Madison, 1989.
- [15] R. Chenni & al, “A detailed modeling method for photovoltaic cells”, Energy 32, 2007, pp. 1724–1730.
- [16] K. Zaouche, A. Talha, “Nouvelle approche pour la modélisation électrique des générateurs photovoltaïques”, The 3rd International Conference Electrical Engineering ICEE’09, Alger, 2009, pp. 603–608.
- [17] W. De Soto, “Improvement and validation of model for photovoltaic array performance”, M.S. thesis, Solar energy laboratory, University of Wisconsin Madison, 2004.

- [18] S. Boddaert, “Evaluation de l’amélioration de la photoconversion par refroidissement actif en utilisant une approche MATLAB/SIMULINK”, 13<sup>ème</sup> Journées Internationales de Thermique. Albi France du 28 au 30 Août 2007.
- [19] G. Tamizh Mani & al “Photovoltaic module thermal/wind performance: long term monitoring and model development for energy rating”, NCPV and Solar Program Review Meetin, 2003.
- [20] F. Cherfa & al, “Modélisation et simulation des composants de la minicentrale photovoltaïque connectée au réseau du CDER”, Revue des énergies renouvelables ICRES-07 Tlemcen, 2007, pp. 29–34.
- [21] J. P. Charles & al, “La jonction, du solaire à la microélectronique”, Revue des Energies Renouvelables, Vol.3, 2000, pp. 1–16.
- [22] V. Quaschnig, “Simulation des Abschattungsverluste bei solar elektrischen system”, Thèse de Doctorat, 1996.
- [23] Y. Ammar, “Conception de systèmes de gestion d’énergie pour microsystemes autonomes”, Thèse de Doctorat de l’Université Joseph Fourier, 2006.
- [24] A. Rufer, P. Barrade, “Cours d’électronique de puissance : Conversion DC/DC”, Laboratoire d’électronique industrielle, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Suisse.
- [25] A. Aziz, “Propriétés électriques des composants électroniques minéraux et organiques, Conception et modélisation d’une chaîne photovoltaïque pour une meilleure exploitation de l’énergie solaire”, Thèse de Doctorat, université Toulouse III- Paul Sabatier, 2006.
- [26] J.M Enrique, E. Duràn, M. Sidrach-de-Cardona, J.M. Andújar, “Theoretical assessment of the maximum power point tracking efficiency of photovoltaic facilities with different converter topologies”, Solar Energy 81, 2007, pp. 31–38.
- [27] S. M. Ait-Cheikh, “Etude, Investigation et conception d’algorithmes de commande appliqués aux systèmes photovoltaïques”, Thèse de Doctorat d’Etat, Ecole Nationale Polytechnique d’Alger, 2007.
- [28] Y. Pankow, “Etude de l’intégration de la production décentralisée dans un réseau basse tension. Application au générateur photovoltaïque”, Ecole Nationale Supérieure d’Art et Métiers, Lille, 2004.
- [29] V. Salas & al, “Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems”, Solar Energy Materials & Solar Cells 90, 2006, pp. 1555–1578.
- [30] K. Zaouche, A. Talha, “Dispositifs de poursuite de puissance maximale pour systèmes photovoltaïques”, 4<sup>ème</sup> Conférence International de l’Electrotechnique, Université d’Oran, 2009.
- [31] T. Tafticht & al, “An improved maximum power point tracking method for photovoltaic systems”, Renewable Energy 33, 2008, pp. 1508–1516.

- [32] T. Esum, “Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques”, IEEE transaction on energy conversion 2006, 0885-8969/\$20.00
- [33] S. Issadi, “Commande d’une poursuite du point de puissance maximale par les réseaux de neurones”, Mémoire de Magistère ENP Alger, 2006.
- [34] V. Salas, E. Olias, A. Lazaro, A. Barrado, “New algorithm using only one variable measurement applied to maximum power point tracker”, Solar Energy Material and Solar Cells 87, 2005, pp. 675–684.
- [35] C.F. Lu, C.C. Liu, and C.J. Wu, “Dynamic modelling of battery energy storage system and application to power system stability”, IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution, IEE, Stevenage, Herts, U.K., July 1995, Vol. 142(4), p. 429–435.
- [36] O. Thamer, “Application des algorithmes génétique dans la commande de hacheurs MPPT”, Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechniques d’Alger, 2006.
- [37] O.T.K. Gul Filiz, “Commande des hacheurs MPPT par logique floue” Mémoire de Magistère, ENP Alger, 2006.
- [38] H. Buhler, “Réglage par logique floue”, Presse polytechnique et universitaires Romandes, 1994, pp. 27–97.
- [39] L. Reznik, “Fuzzy Controllers”, Newnes, 1997, pp. 59–103.

# ANNEXE

## ANNEXE

### GENERATEUR PHOTOVOLTAÏQUE SMX-83

Le générateur photovoltaïque SMX-83 est constitué de 36 cellules multicristallines connectées en série. Ses caractéristiques électriques type sont données sur le tableau suivant :

|                                               |                                                |
|-----------------------------------------------|------------------------------------------------|
| Puissance maximale (Pmax).....                | 83 W                                           |
| Tension à Pmax (Vmp).....                     | 17.1 V                                         |
| Courant à Pmax (Imp).....                     | 4.85 A                                         |
| Courant de court circuit (Isc).....           | 5.27 A                                         |
| Tension de circuit ouvert (Voc).....          | 21.2 V                                         |
| Coefficient de température associé à Isc..... | $0.065 \pm 0.015 \text{ \% /}^{\circ}\text{C}$ |
| Coefficient de température associé à Voc..... | $-(80 \pm 10) \text{ mV/}^{\circ}\text{C}$     |
| NOCT.....                                     | $47 \pm 2 \text{ }^{\circ}\text{C}$            |