



Département d'Electronique
Laboratoire LDCCP

Mémoire de Magister

Option : Electricité Solaire

Présenté par : Mme. OBEIDI née : TCHOKETCH KEBIR GUL FILIZ
Ingénieur d'Etat en Electronique
Option Contrôle

Thème

Commande des hacheurs MPPT par la logique floue

Membres du Jury :

M. HADDADI Mourad, Pr	Président
M. LARBES Chérif, MC	Rapporteur
M. BERKOUK El Madjid, Pr	Examineur
M. MALEK Ali, MR	Examineur
M. AIT CHEIKH M Salah, CC	Examineur

Février 2006

ملخص:

تعتبر الكهرباء الشمسية من أهم الطاقات المتجددة من الناحية البيئية. إن قيمة الطاقة المستمدة من اللوح الشمسي تتأثر بعدة عوامل منها: شدة الإنارة الشمسية و الحرارة . . .

بهدف الحصول على أحسن خصائص الألواح الشمسية يجب تتبع نقطة الاستطاعة العظمى.

في هذه المذكرة نطرح طريقة جديدة لتتبع نقطة الاستطاعة العظمى باستعمال المنطق الرياضي الغامض، بهدف تحسين خصائص تحويل الطاقة الشمسية. و ذلك بمراقبة المحول مستمر – مستمر بواسطة مراقب المنطق الغامض.

إن المراقب الغامض يعمل حسب قاعدتين: *قاعدة واسعة* و *أخرى ضيقة* و ذلك من أجل تحسين زمن الاستجابة و إنقاص اهتزازات الطاقة.

كلمات مفتاحية: *محول مستمر – مستمر، تعقب الاستطاعة القصوى، كهروضوئي، تعقب، مراقب المنطق الغامض.*

Abstract :

The studies on the photovoltaic system are extensively increasing because of a large, secure, essentially exhaustible and broadly available resource as a future energy supply.

However, the output power induced in the photovoltaic modules is influenced by an intensity of solar cell radiation, temperature of the solar cells and so on. Therefore, to maximize the efficiency of the renewable energy system, it is necessary to track the maximum power point of the input source.

In this paper , a new maximum power point tracker (MPPT) using fuzzy set theory is proposed to improve energy conversion efficiency. Fuzzy algorithm based on linguistic rules describing the operator's control strategy is applied to control step-up converter for MPPT. Fuzzy logic control based on coarse and fine mode has been incorporated in order to reduce not only the time required to track the maximum power point but also fluctuation of power.

Simulation results show that performance of fuzzy controller is better than that of controller based upon P and O method.

Keywords : *DC-DC Converter, MPPT, Photovoltaic, Tracking, fuzzy controller.*

Résumé :

Le domaine d'études des systèmes photovoltaïque est devenu très important. Car non seulement c'est un domaine large, qui assure de la sécurité, il assure aussi la disponibilité des futures réserves d'énergie.

Cependant la puissance de sortie produite par le module photovoltaïque est influencée par l'intensité de l'irradiation solaire et la température des cellules...

Afin de maximiser les performances des systèmes d'énergie renouvelable il est nécessaire de poursuivre le point de puissance maximale de la source d'entrée.

Dans ce travail une nouvelle méthode de poursuite de point de puissance maximale en utilisant la théorie floue est proposé, afin d'améliorer les performances de conversion de l'énergie photovoltaïque.

Les algorithmes flous basés sur les règles linguistiques décrivant la stratégie de contrôle sont appliqués pour contrôler le convertisseur DC/DC pour la poursuite du point de puissance maximale.

Le contrôle floue se base sur deux modes de fonctionnement : mode rude et mode fin, ces derniers sont introduits dans un but de réduire non seulement le temps nécessaire pour la poursuite mais aussi pour la réduction des fluctuation de la puissance.

Les résultats de la simulation ont montré que les performances du contrôleur floue sont mieux que celle d'un contrôleur basé sur la méthode P and O.

Mots clés : *Convertisseur DC-DC, MPPT, Photovoltaïque, Poursuite, contrôleur floue.*

Table des Matières

Introduction générale	1
-----------------------------	---

CHAPITRE I GÉNÉRATEUR PHOTOVOLTAÏQUE

I. Introduction.....	3
I.1. Production d'énergie	3
I.1.1. Généralité.....	4
I.1.1.1. Les applications de l'énergie photovoltaïque.....	4
I.1.1.2. Fonctionnement d'une photopile.....	4
I.1.2. L'énergie photovoltaïque.....	4
I.1. 2.1. La cellule photovoltaïque.....	4
I.1.2.2. L'effet photovoltaïque.....	5
I.1.2.3. Le module photovoltaïque.....	5
I.1.2.3.1. Principales caractéristiques d'un module	6
I.1.2.3.2. Le champ de modules photovoltaïques.....	10
I.1.2.3.3. Implantation du champ de modules.....	10
I.1. 2.4. Production de cellule et de modules.....	10
I.1.2.5. Normes et spécifications concernant les modules photovoltaïques.....	11
I.1.3. Circuits équivalent et modèles mathématique.....	12
I.1.3.1. Circuits équivalent et modèles mathématique d'une cellule photovoltaïque.....	12
I.1.3.2. Circuits équivalent et modèles mathématique d'un panneau solaire.....	14
I.2. Contrôle de l'énergie	14
I.2.1. Stockage de l'énergie.....	14
I.2.1.1. Batterie.....	14
I.2.1.2. Les différents types de batterie.....	14
I.2.1.3. Modèle mathématique des batteries au plomb.....	15
I.2.2. Convertisseur continu-continu (DC/DC) (Hacheurs).....	16
I.2.2.1. Hacheur dévolteur « Buck Converter ».....	17
I.2.2.1.1. Modèle mathématique du circuit équivalent.....	18
I.2.2.1.2. Approximation des Petites ondulations.....	19
I.2.2.1.3. Etude du régime continue.....	20
I.2.2.1.4. Le rapport de conversion.....	21
I.2.2.1.5. Détermination des ondulations des courants et des tensions.....	22
I.2.2.2. Hacheur survolteur « Boost converter ».....	24
I.2.2.2.1. Modèle mathématique du circuit équivalent.....	25
I.2.2.2.2. Le rapport de conversion	25
I.2.2.2.3. Détermination des ondulations des courants et des tensions.....	26
I.2.2.3. Hacheur dévolteur-survolteur « Buck-Boost converter ».....	27
I.2.2.3.1. Modèle mathématique équivalent de convertisseur dévolteur-survolteur.....	28
I.2.2.3.2. Le rapport de conversion	28
I.3. Conclusion.....	30

CHAPITRE II INTRODUCTION A LA LOGIQUE FLOUE

II.1. Introduction.....	32
II.2. L'origine de la logique floue.....	32
II.3. Théorie des ensembles flous.....	33
II.3.1. Définitions.....	33
1.3.2. Caractéristiques d'un sous ensemble flou	34
II.3.2.1. Support	34
II.3.2.2. Hauteur	34
II.3.2.3. Noyau	34
II.3.2.4. Cardinalité	34
II.3.3. Variables linguistiques	34
II.3.4. Les différentes formes pour les fonctions d'appartenance	35
II.3.5. Opérations sur les ensembles flou	36
II.4. Relations floues.....	38
II.5. Composition floue.....	39
II.6. L'inférence floue.....	40
II.6.1. Règle floue.....	40
II.6.2. Raisonnement et prise de décision.....	41
II.7. Conclusion	42

CHAPITRE III LA COMMANDE FLOUE

III.1. Introduction	43
III.2. Mise en œuvre d'un régulateur flou.....	44
III.2.1. Fuzzification des entrées.....	44
III.2.2. Base de règles et méthodes d'inférence.....	45
III.2.2.1. Règles floues - matrices d'inférences/des règles.....	45
III.2.2.2. Raisonnement flou.....	46
III.2.2.2.1. Raisonnement basé sur l'inférence de règles floues	46
III.2.2.2.2. Raisonnement basé sur la logique floue.....	49
III.2.3. Défuzzification.....	50
III.2.4. Choix des différents paramètres d'un régulateur flou.....	51
III.3. Différents types de régulateur flou.....	52
III.3.1. Régulateurs flous à structure PID (RF-P, RF-PD, RF-PI, RF-PID).....	52
III.4. Conclusion.....	53

CHAPITRE IV POURSUITE DU POINT DE PUISSANCE MAXIMALE

IV.1. Introduction.....	54
IV.2. Adaptation manuelle de la charge au générateur photovoltaïque.....	54
IV.3. Adaptation manuelle du générateur photovoltaïque à la charge.....	55

IV.4. Méthodes à contre réaction de tension.....	55
IV.4.1. Méthode à tension de référence fixe.....	56
IV.4.2. Méthode à tension de référence en fonction de Voc.....	56
IV.4.3. Tension de référence externe (Cellule pilote).....	57
IV.5. Méthodes à contre réaction de courant.....	57
IV.5.1. Méthode à courant de référence en fonction du courant de court-circuit I_{sc}	58
IV.5.2. Méthode à courant de référence externe (Cellule pilote).....	58
IV.6. Méthodes à contre réaction de puissance.....	58
IV.6.1. méthode ‘perturbation et observation’.....	58
IV.6.1.1 Algorithme ‘perturbation et observation’ simple.....	58
IV.6.1.2 L'algorithme P&O amélioré.....	60
IV.6.2. Algorithme ‘incrémental conductance’.....	61
IV.7. Méthode de poursuite analogique.....	63
IV.8. Le contrôleur flou appliqué à la poursuite du point de puissance maximale.....	64
IV.8.1. Principe de poursuite du point de puissance maximale par un contrôleur flou.....	64
IV.9. Conclusion.....	69

CHAPITRE V SIMULATION ET EVALUATION

V.1. Introduction.....	70
V.2. Description du système solaire global.....	70
V.2.1. Le panneau solaire.....	71
V.2.2. Le modèle de la batterie.....	72
V.2.3. Modélisation du hacheur.....	72
V.2.3.1. Modélisation de l’hacheur buck.....	72
V.2.3.1. Modélisation de l’hacheur boost.....	73
V.2.3.3. Modélisation de l’hacheur buck-boost.....	74
V.2.4. Contrôleurs MPPT.....	75
V.2.4.1. Le contrôleur MPPT P and O.....	75
V.2.4.2. Le contrôleur flou.....	76
V.3. Résultats de simulation et évaluation.....	76
V.3.1 Etude du système solaire passif.....	76
V.3.1.1. Les caractéristiques électriques du panneau PV.....	77
V.3.1.1.1. La courbe courant-tension du panneau PV.....	77
V.3.1.2. L’influence de l’éclairement et de la température sur le fonctionnement du panneau PV.....	81
V.3.1.2.1 L’influence de l’éclairement solaire sur le fonctionnement du panneau PV.....	81
V.3.1.2.2. L’influence de la température sur le fonctionnement du panneau PV.....	83
V.3.2. Etude du système solaire avec régulateur MPPT.....	84
V.3.2.1 Fonctionnement sous des conditions constantes.....	85
V.3.2.2. Comportement du système face à un changement de l’éclairement.....	90

V.3.2.2.1 Changement rapide de l'ensoleillement.....	90
V.3.2.2.2. Changement lent de l'ensoleillement.....	91
V.3.2.2.2.1. Diminution lente d'ensoleillement.....	91
V.3.2.2.3. Augmentation lente d'ensoleillement.....	92
V.3.2.3. Comportement du système face à un changement de la température.....	93
V.3.2.3.1. Changement lent de la température.....	94
V.3.2.3.1.1. Augmentation lente de la température.....	94
V.3.2.3.1.2. Diminution lente de la température.....	95
V.3.2.3.2. Changement rapide de la température.....	95
V.3.2.3.2.1. Augmentation rapide de la température.....	95
V.3.2.3.2.2. Diminution rapide de la température.....	96
V.3.2.4. Simulation sous des conditions aléatoires d'ensoleillement et de température.....	97
V.4. Conclusion.....	98
Conclusion Générale	99
Références bibliographiques.....	100
Annexe 1.....	102
Annexe 2.....	108

INTRODUCTION GENERALE

L'énergie est le pilier de l'économie moderne et de toute société. Elle est l'étincelle qui permet l'accomplissement de toute activité humaine. Ses sources se sont diversifiées au cours du temps afin de satisfaire les besoins toujours plus sophistiqués de l'industrie et des consommateurs. Les pays développés sont ainsi passés du bois au charbon, aux hydrocarbures, à l'hydroélectricité puis, enfin, au nucléaire. Cependant, les réserves de combustibles fossiles et nucléaires sont limitées. En plus, l'utilisation des combustibles fossiles est responsable des pluies acides et du réchauffement de la planète, alors que l'exploitation de l'énergie nucléaire présente des risques d'accidents graves.

Il est évident que la dynamique énergétique du 21^{ème} siècle rassemblera de nouveaux acteurs issus du secteur des énergies renouvelables assurant ainsi un développement durable. L'énergie éolienne, solaire, thermique et photovoltaïque, géothermique, marémotrice, hydroélectrique de petite envergure, la biomasse et la cogénération sont autant de formes d'exploitation du potentiel des énergies renouvelables éparpillées sur différents sites.

Parmi ces différents moyens de générer de l'électricité, l'énergie solaire photovoltaïque est la plus élégante. Silencieuse et discrète, elle présente l'avantage de s'intégrer facilement à l'habitat (façades de bâtiments, toits). L'absence de pièces mécaniques mouvantes réduit l'entretien de ces systèmes à un minimum et leur fiabilité (durée de vie d'environ 25 ans) a rapidement favorisé leur utilisation dans le domaine des applications spatiales et en sites isolés (station de télécommunication, systèmes de navigation en mer).

Les dernières années ont vu l'émergence et l'évolution des systèmes photovoltaïques en conséquence de l'amélioration des performances et de la réduction du coût des modules photovoltaïques.

Les modules photovoltaïques ont un point de fonctionnement de puissance maximale qui dépend des conditions environnantes comme l'intensité de la lumière, la température du module photovoltaïque, la surface des cellules photovoltaïques et la charge.

Pour exploiter le maximum de l'énergie solaire, la puissance de sortie d'un système photovoltaïque doit être maximisée soit par l'amélioration des performances des équipements de conditionnement de puissance utilisés ou bien par l'implémentation d'un contrôleur qui adapte la puissance et qui fait poursuivre automatiquement le système au point de puissance maximale délivrée par le panneau solaire sous toutes les conditions.

Généralement, plusieurs méthodes MPPT, allant de la plus simple et classique: l'adaptation manuelle de la charge au générateur photovoltaïque jusqu'aux méthodes plus complexes: P and O, incrémentation de conductance ..., démontrées par plusieurs travaux: [14], [15], [16], [17], [18] ont été déjà utilisées pour déterminer le point de puissance maximale.

D'un autre côté la logique floue ou bien la théorie des ensembles flous a attiré l'attention d'un grand nombre de chercheurs dans le domaine de l'électronique de puissance. Le contrôle par la logique floue est mieux classé que d'autres méthodes car il ne nécessite pas des modèles mathématiques précis du système.

L'importance donnée à l'application pratique de la logique floue se développe rapidement puisqu'elle donne des performances robustes.

Dans ce travail une méthode MPPT utilisant la logique floue a été appliquée afin d'améliorer la poursuite du point de puissance maximale des générateurs photovoltaïque.

Le courant et la tension instantanés sont échantillonnés ensuite multipliés pour obtenir la puissance. De plus la tension de source d'entrée est prélevée, échantillonnée pour aider le contrôleur à déterminer si le point de fonctionnement est a gauche ou a droite du point de puissance maximale du groupe photovoltaïque.

Les comparaisons entre le contrôleur flou proposé avec le contrôleur MPPT conventionnel P and O ont montré que la méthode proposée a résolu les problèmes du temps de réponse et des ondulations de la puissance.

Ce mémoire est présenté comme suit :

1. Dans le premier chapitre nous introduirons les différents composants d'un système photovoltaïque.
2. Le chapitre II donne les notions de bases de la théorie des ensembles flous.
3. Dans le troisième chapitre nous présentons les différentes parties composant un régulateur flou.
4. Dans le quatrième chapitre nous rappellerons les principales techniques de poursuite MPPT.
5. Le cinquième chapitre est consacré à la simulation des différentes techniques MPPT : la méthode MPPT P&O et la méthode avec contrôleur flou appliquée, aux systèmes photovoltaïques sont introduites en chapitre IV. Une comparaison entre ces deux méthodes est ensuite effectuée.

Une conclusion sur les résultats obtenus et les perspectives de ce travail terminent ce mémoire.

CHAPITRE I

GÉNÉRATEUR PHOTOVOLTAÏQUE

I. Introduction

Tout système photovoltaïque peut se décomposer en deux parties :

La première comporte le générateur photovoltaïque et la deuxième l'utilisation de l'énergie produite.

La première partie qui nous intéresse qui est la partie du générateur photovoltaïque se décompose elle-même en deux parties intéressantes. L'analyse précise de chacune de ces fonctions mérite d'être approfondie dans ce chapitre pour construire un système viable techniquement.

La deuxième partie est la partie utilisation de l'énergie: elle se compose essentiellement d'un ou de plusieurs récepteurs : ce sont les différents matériels qui utilisent l'énergie solaire produite et contrôlée (éclairage, pompage,).

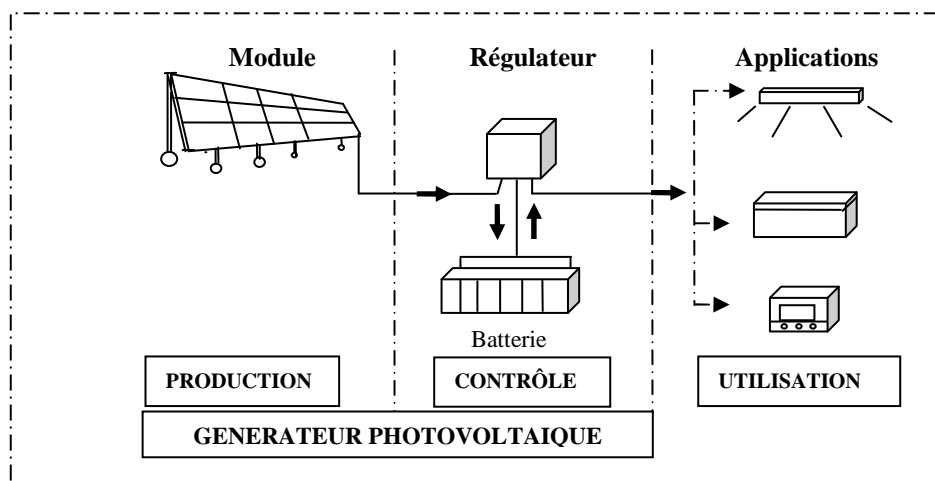


Figure I.1. Les divers éléments d'un système photovoltaïque avec batterie.

On appelle générateur photovoltaïque l'ensemble des modules photovoltaïques couplés aux éléments de contrôle. On appelle système photovoltaïque l'assemblage d'un générateur photovoltaïque à un ou plusieurs récepteurs [1].

I.1. Production d'énergie

La partie production de l'énergie est essentiellement composée d'un ou plusieurs modules photovoltaïques. Ces modules sont formés d'un assemblage de cellules photovoltaïques, qui réalisent la conversion de l'énergie solaire en électricité.

Un module photovoltaïque se comporte comme un générateur de courant continu (DC). Lorsqu'il est branché sur une batterie (12V), celle-ci lui imposant sa tension, il a une tension constante.

I.1.1. Généralités

La conversion photovoltaïque est le moyen le plus utilisé pour convertir directement la lumière en énergie électrique. Les cellules photovoltaïques ou photopiles sont réalisées à l'aide de matériaux semi-conducteurs. Le matériau de base est le silicium.



Figure I.2. Modules photovoltaïques.

I.1.1.1. Les applications de l'énergie photovoltaïque

L'énergie photovoltaïque est adaptée à une large gamme d'applications [2]: électrification rurale (éclairage, réfrigérateur...), télécommunication (relais hertzien, relais T.V, relais radiotéléphone...), pompage, signalisation (routière, aérienne, maritime...), détection, protection (commandes de vannes de sécurité, système d'alarme...), stations de mesures (stations automatiques météorologiques, mesures de débit de niveau, comptage de trafic...).

I.1.1.2. Fonctionnement d'une photopile

La conversion photovoltaïque se produit en soumettant la cellule photovoltaïque au rayonnement solaire. L'énergie reçue provoque un mouvement chaotique des électrons à l'intérieur du matériau. Si la cellule est formée de deux zones dont les concentrations en électrons, modifiées artificiellement, sont différentes, un champ électrostatique constant se produit.

I.1.2. L'énergie photovoltaïque

I.1.2.1. La cellule photovoltaïque

Le fonctionnement de la photopile est basé sur les propriétés électroniques acquises par le silicium quand des atomes étrangers en petit nombre (des impuretés) sont substitués dans un réseau cristallin. Cette action est appelée dopage.

- Si l'atome d'impureté contient plus d'électrons que le silicium, le matériau contiendra des électrons libres en excès : il sera dit de type N (exemple: silicium dopé au phosphore)
- Si au contraire, l'atome d'impureté contient moins d'électrons que le silicium, le matériau sera déficitaire en électrons: il sera dit de type P (exemple: silicium dopé au bore)

La fabrication des cellules s'effectue à partir de lingots de silicium. Ces lingots sont découpés en fines couches de type P ou N sont créés en y diffusant du brome ou du phosphore. Une cellule solaire est alors obtenue en constituant une jonction de deux zones de type opposé (jonction PN). Au voisinage de la jonction apparaît un champ électrique qui maintient la séparation des charges positives et négatives. Des contacts métalliques en formes de grille, contacts avant et arrière, sont déposés sur chaque face de la cellule.

I.1.2.2. L'effet photovoltaïque

Un photon dont l'énergie est suffisante et heurtant un atome peut arracher un électron. Il crée ainsi une paire électron – trou. L'électron ayant acquis suffisamment d'énergie peut se déplacer vers la jonction N/P, où la présence du champ électrique a pour conséquence la collecte de l'électron vers la région N.

Une tension électrique apparaît dans les deux cotés N et P. Le dispositif devient donc générateur électrique sous l'effet de la lumière. La collecte de courant se fait par les contacts métalliques (électrodes). Si ces électrodes sont reliées à un circuit extérieur, un courant continu circule.

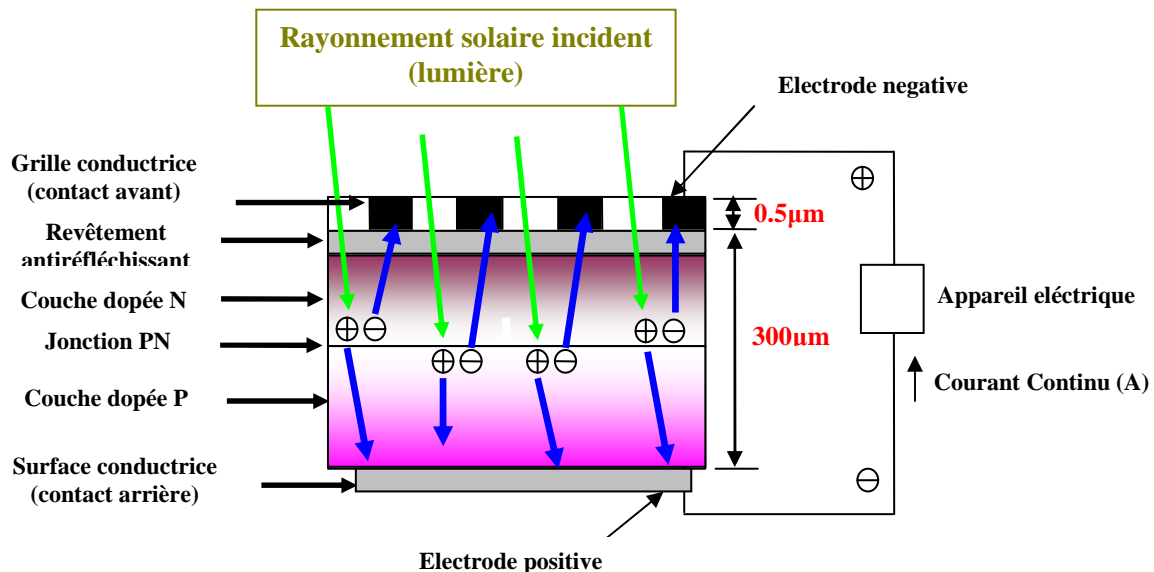


Figure I.3. Schéma de principe du fonctionnement d'une cellule photovoltaïque.

Toute l'énergie de la lumière solaire n'est pas transformée en électricité:

- Certains photons sont réfléchis sur la face avant des photopiles.
- Certains n'ont pas assez d'énergie pour arracher un électron.
- Seuls les photons d'énergie suffisante sont absorbés et créent des paires électrons / trous.
- Enfin de nombreux électrons créés rencontrent des charges positives et se recombinent avant d'avoir fourni un courant utile.

I.1.2.3. Le module photovoltaïque

Les cellules sont connectées en séries en soudant le contact avant de chaque cellule au contact arrière de la suivante. Ces ensembles de cellules sont encapsulés dans des modules étanches qui les protègent de l'humidité, des chocs et des nuisances: il s'agit du module photovoltaïque. La face avant du module est généralement en verre et la face arrière en tedlar. Des modules bi-verre (deux faces en verre) existent, essentiellement pour l'intégration aux bâtiments.

Le nombre de cellules qui composent le module dépend de la tension et de la puissance que le module doit avoir. Généralement les modules fournissent une tension de 12 ou 24 volts. Sur le marché, il existe principalement des modules ayant une puissance crête de 10Wc jusqu'à 110 Wc.

L'association de plusieurs modules constitue un panneau photovoltaïque. Pour les gros générateurs, le panneau est également appelé "champ photovoltaïque".

Lorsqu'une ou plusieurs cellules sont ombrées par un quelconque objet ou lorsqu'il existe des défaillances de quelques-unes, ces cellules deviennent des consommatrices de puissance et non des génératrices ce qui cause des pertes d'énergie. Pour remédier à ce problème on prend quelques cellules voisines et on les shunte par une diode en parallèle appelée 'diode Bypass'. Ces diodes éviteront que le courant passe à travers ces cellules lorsque leur tension tombe au-dessous de la tension de seuil de la diode. On place aussi une diode en série avec le panneau pour éviter le retour de courant des autres panneaux lorsqu'un panneau est mal ensoleillé, (Figure I.4).

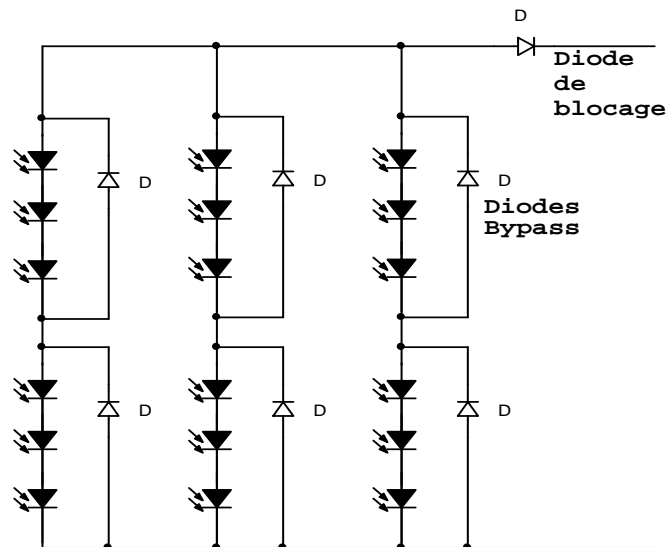


Figure I.4. Branchement des diodes Bypass et de blocage avec les cellules solaires.

I.1.2.3.1. Principales caractéristiques d'un module

- **Puissance crête:** la puissance électrique produite par un module varie en fonction de l'ensoleillement, la puissance crête d'un module est la puissance délivrée sous un éclairement de 1000w/m^2 et pour une température de jonction de la cellule de 25°C .

- **Rendement:** le rendement dépend des conditions de fonctionnement électrique (intensité, tension) des cellules. Il passe par un maximum que l'on appelle le point de puissance maximale.

- **Caractéristique courant - tension d'un module:** le courant produit par un module varie conformément aux diagrammes courant tension. Il dépend de l'éclairement solaire et de la température des cellules.

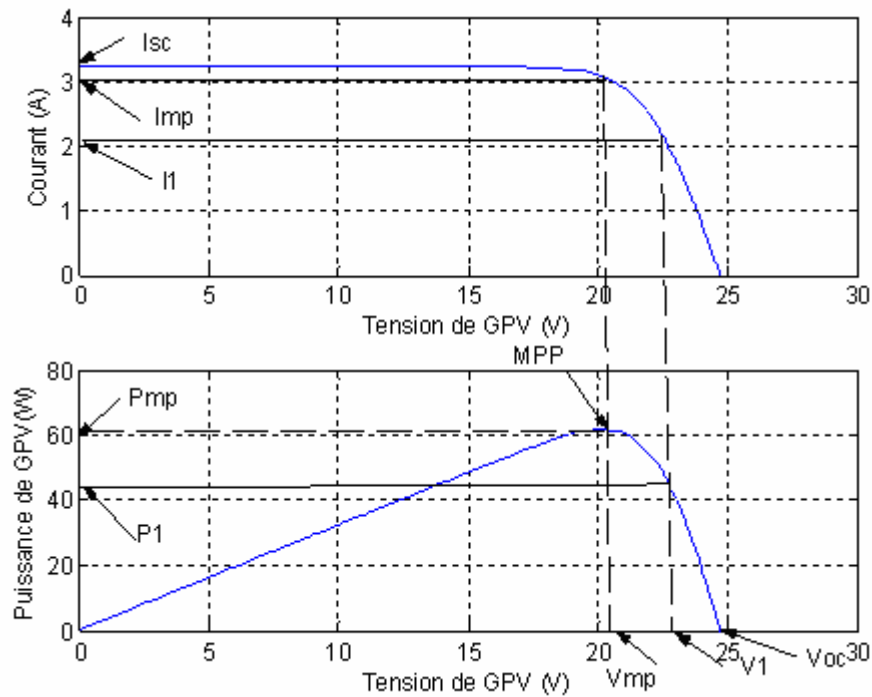


Figure I.5. Caractéristique courant - tension d'un module.

La figure I.5 montre le point de puissance maximale (MPP), la tension correspondante V_{mp} et le courant correspondant I_{mp} pour une rangée de 36 cellules en série et pour un éclairement de 1000 w/m^2 et une température de 25°C .

Les caractéristiques courant tension donnent les performances des modules.

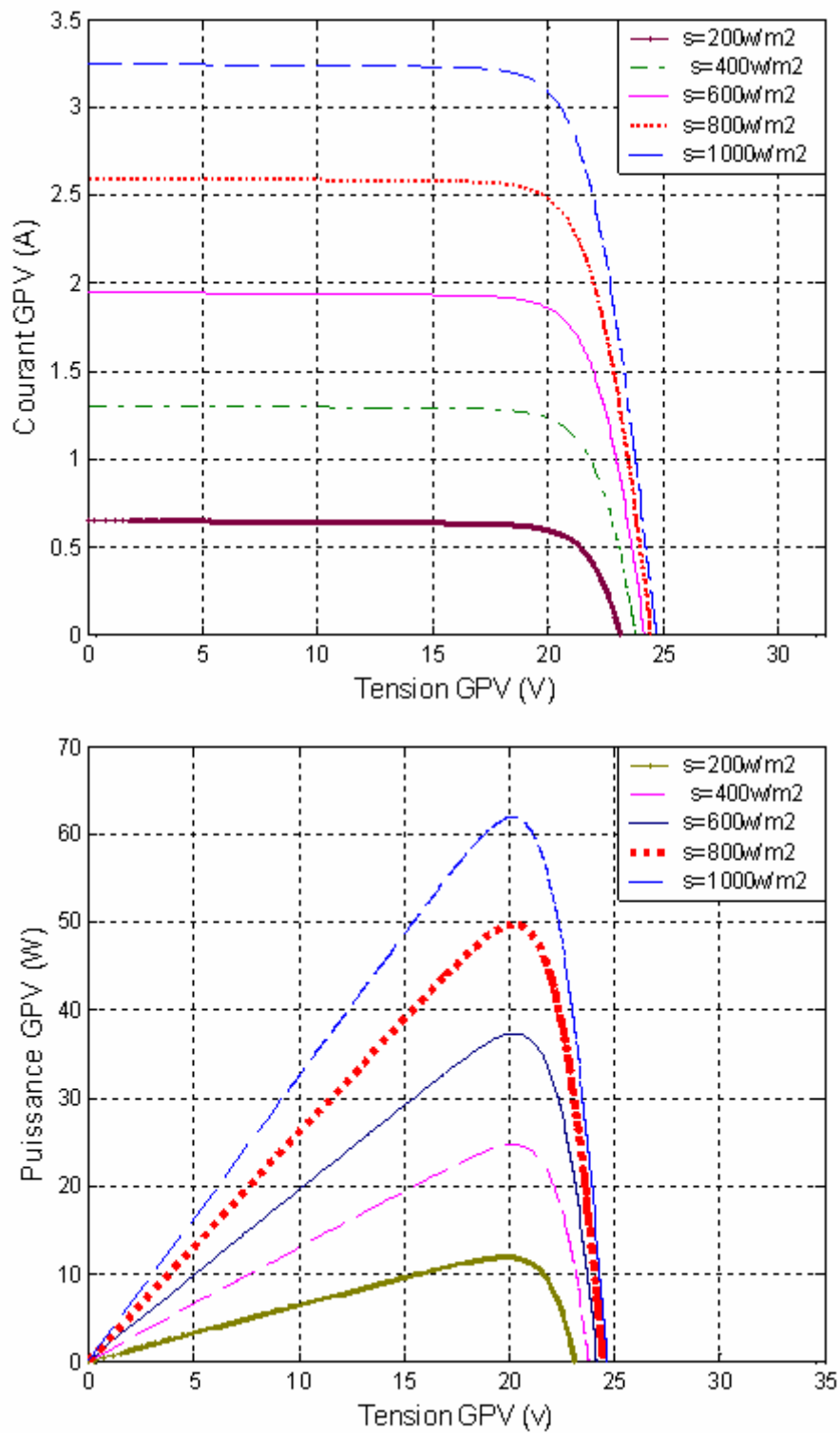


Figure I.6. Caractéristiques I-V et P-V d'une rangée de cellules photovoltaïque pour différentes valeurs de l'insolation S à une température constante de 25°C .

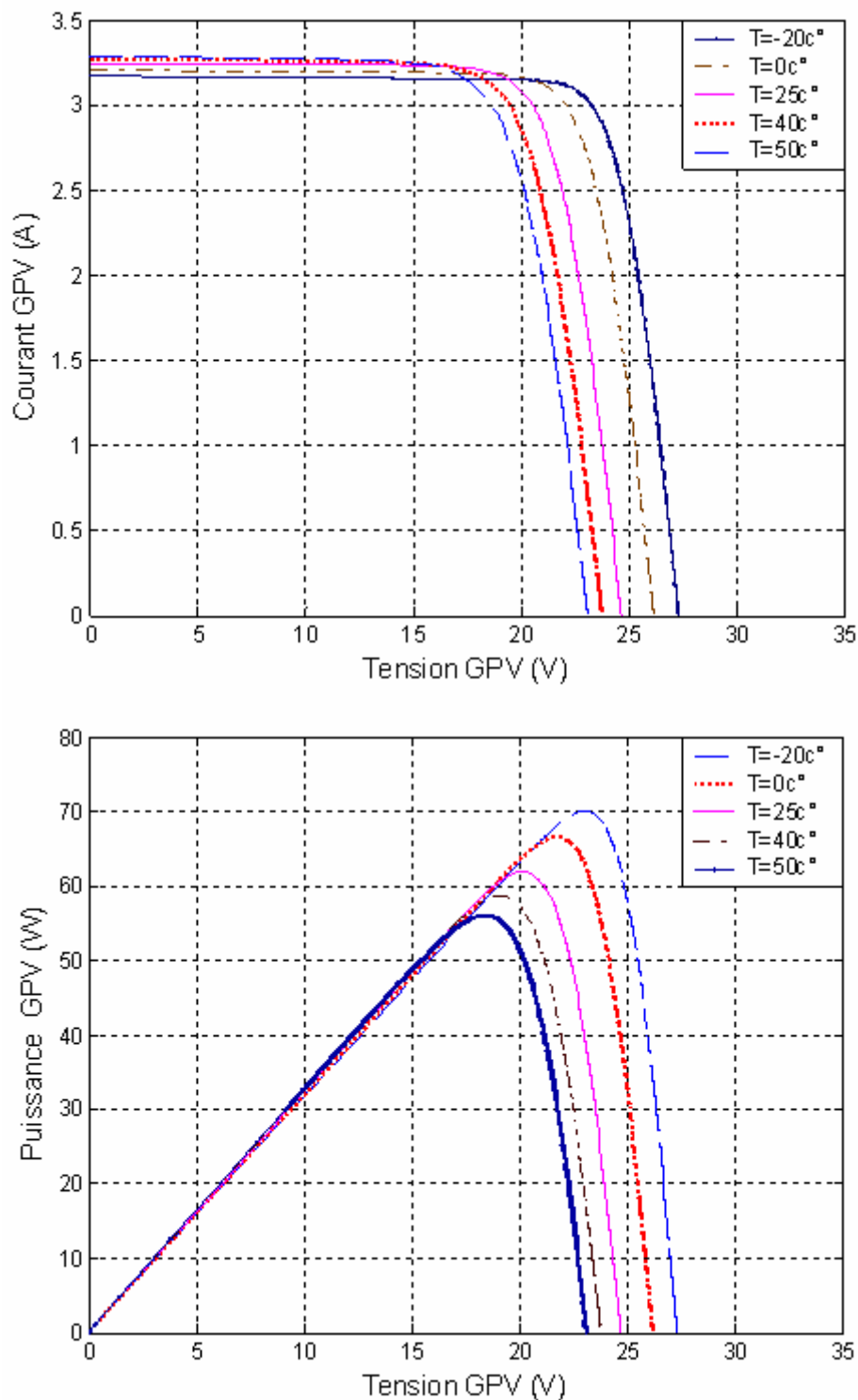


Figure I.7. Caractéristiques I-V et P-V d'une rangée de cellules photovoltaïques pour différentes valeurs de la température T à une insolation constante de $1000\text{W}/\text{m}^2$.

La figure I.6 prouve que le courant de sortie I d'une rangée est considérablement influencé par le changement de l'insolation S tandis que la tension V de sortie reste approximativement constante. En revanche, pour une température changeante, on peut voir que la tension change considérablement tandis que le courant demeure constant (figure I.7).

I.1.2.3.2. Le champ de modules photovoltaïques

Les modules peuvent être montés en séries ou en parallèle ou en série-parallèle.

En série	<ul style="list-style-type: none"> • Les tensions s'ajoutent • Le courant reste celui d'un seul module
En parallèle	<ul style="list-style-type: none"> • La tension reste constante • Les courants de chaque module s'ajoutent
En série/parallèle	<ul style="list-style-type: none"> • Pour obtenir la tension et le courant (donc la puissance) souhaités.

Tableau I.1 : L'association de cellules PV.

I.1.2.3.3. Implantation du champ de modules

Pour choisir l'implantation du panneau solaire, quatre éléments sont à considérer:

- **L'orientation du champ de modules:** favoriser au maximum une orientation Sud dans l'hémisphère Nord.
- **L'inclinaison des modules:** en fonction de la période de fonctionnement de l'installation, il faudra favoriser soit le fonctionnement été (inclinaison de 30° sur l'horizontale) soit le fonctionnement hiver (inclinaison de 60°) soit faire un compromis (inclinaison de 45°).
- **L'ombre portée sur le champ de modules:** un relevé de profils d'ombre sur le site est primordial au démarrage du projet afin de contrôler la qualité de l'ensoleillement.
- **La distance modules – batteries:** en courant continu basse tension, les chutes de tension peuvent être importantes. Une distance importante entre les modules et la batterie peut rendre nécessaire la pose de câble de sections importantes (10 ou 16 mm² voire plus). Il faut donc limiter au maximum la distance entre le champ de modules et les usagers ou utilisateurs en courant continu.

I.1.2.4. Production de cellule et de modules

Il existe essentiellement quatre technologies de cellules photovoltaïques présentées ci-après :

Silicium multicristallin	<ul style="list-style-type: none"> • 50% du marché mondial • rendement des cellules commercialisées: 12 à 14% • moins cher que le monocristallin • application: modules de grandes dimensions pour toits et façades, générateurs de toutes tailles (relié au réseau ou en sites isolés)
Silicium monocristallin	<ul style="list-style-type: none"> • 35% du marché mondial • procédé de fabrication bien maîtrisé • rendement des cellules commercialisées: 14 à 16% • très bonne tenue de l'efficacité sur la durée • matière première largement disponible • matériau sans influence sur l'environnement • faible coefficient d'absorption: utilisé en couche épaisses, il nécessite de grandes quantités de matériau • application: modules de grandes dimensions pour toits et façades, appareils de faibles puissance, espace
Silicium amorphe	<ul style="list-style-type: none"> • 9% du marché mondial • dépôts de couches minces sur du verre • rendement des cellules commercialisées: 6 à 8% • application: appareils de faibles puissance, production d'énergie embarquée (calculatrices, montres,...), modules de grandes dimensions (intégration dans le bâtiment).
Couches minces	<ul style="list-style-type: none"> • technologie émergente • rendements inférieur au silicium cristallin mais les coûts sont potentiellement inférieurs (cette technologie nécessite moins de matériaux semi – conducteurs). • application: modules de grandes dimensions (intégration dans le bâtiment).

Tableau I.2 : Technologies de Production de cellules photovoltaïques.

I.1.2.5. Normes et spécifications concernant les modules photovoltaïques

Les modules photovoltaïques doivent être conformes aux conditions d'homologation définies dans les normes CEI (Commission Electrotechnique Internationale) 1215 et CEI 1646. Les modules doivent notamment pouvoir supporter les conditions ambiantes suivantes:

- température : de -40°C à + 85°C
- humidité: jusqu'à 100% d'humidité relative
- vent: jusqu'à 190 km/heure
- Grêlons: diamètre inférieur à 25 mm
- Atmosphère salée

Ils doivent pouvoir être installés sans cadre pour l'intégration en toiture par exemple.

Les fabricants assurent régulièrement une garantie de 10 ans sur la production d'énergie de leurs modules. Une baisse de 10% au cours de ces 10 années est anormale.

I.1.3. Circuits équivalents et modèles mathématiques

I.1.3.1. Circuit équivalent et modèle mathématique d'une cellule photovoltaïque

Le schéma du circuit équivalent idéal simplifié d'une cellule photovoltaïque est représenté sur la figure I.8.

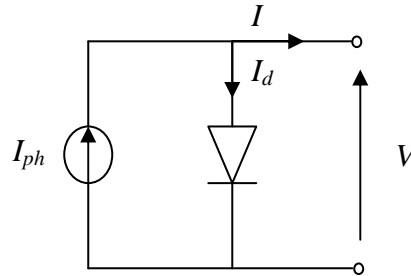


Figure I.8. Schéma du circuit équivalent idéal simple d'une cellule photovoltaïque.

L'application de la loi de Kirchhoff et de l'équation de diode exponentielle (I.1) mène au modèle mathématique simple pour une cellule photovoltaïque (I.2) [3].

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

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

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

Avec ce modèle, il n'est pas surprenant que la caractéristique I - V d'une cellule photovoltaïque soit tout à fait semblable à celle d'une diode normale. La différence principale est l'existence de la tension V_{oc} de circuit ouvert qui mène au courant I_{sc} de court-circuit comme le courant d'offset de la courbe (figure I.9). Une cellule photovoltaïque dans l'obscurité totale se comportera comme une diode normale [3], [4].

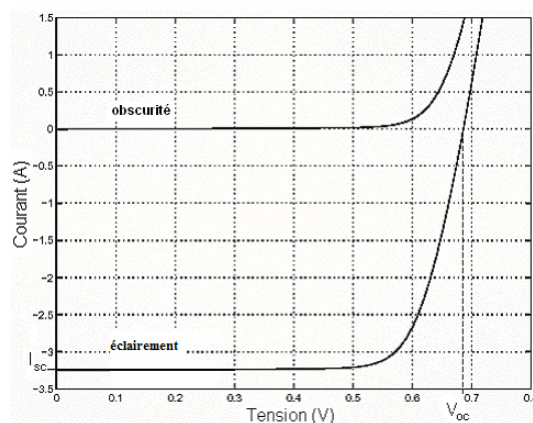


Figure I.9. Caractéristique I - V d'une cellule photovoltaïque.

Les mesures réelles sur de vraies cellules dans des conditions de fonctionnement diverses montrent cependant le besoin de modèles plus sophistiqués. En particulier, la résistance interne du dispositif doit être prise en compte. Ceci mène au « modèle de deux diode », largement répandu, représenté sur la figure I.10 [3], [5].

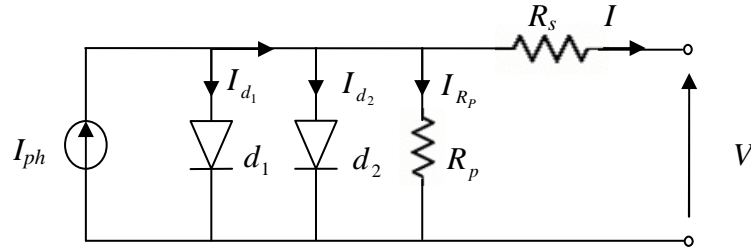


Figure I.10. Modèle équivalent à deux diodes d'une cellule photovoltaïque.

La figure I.10 est une représentation du modèle mathématique pour la caractéristique courant-tension qui est donnée par [6]:

$$I = I_{ph} - I_{s1} \left[e^{\frac{q(V+I.R_s)}{n_1 k T}} - 1 \right] - I_{s2} \left[e^{\frac{q(V+I.R_s)}{n_2 k T}} - 1 \right] - \frac{V + I R_s}{R_p}. \quad (I.3)$$

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

Il est évident de l'équation (I.3), que la caractéristique courant-tension dépend fortement de l'insolation et de la température. La dépendance de la température est encore amplifiée par les propriétés du photo-courant I_{ph} et les courants de saturation inverse des diodes qui sont donnés par [5]:

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

$$I_{s1} = K_1 T^3 e^{-\frac{E_g}{kT}}, \quad (I.5)$$

$$I_{s2} = K_2 T^{\frac{5}{2}} e^{-\frac{E_g}{kT}}, \quad (I.6)$$

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

$$K_1 = 1,2 \text{ A/cm}^2 \cdot \text{K}^3 \quad (I.7)$$

$$K_2 = 2,9 \cdot 10^5 \text{ A/cm}^2 \cdot \text{K}^{5/2}. \quad (I.8)$$

I.1.3.2. Circuit équivalent et modèle mathématique d'un module solaire

Dans les systèmes d'énergie photovoltaïque, des cellules sont combinées dans des rangées de pile solaire reliant un certain nombre de cellules en série. La considération du modèle de circuit équivalent (la figure I.10) mène à l'équation pour une rangée photovoltaïque de cellules, avec z cellules photovoltaïques raccordées en série (I.9) [5].

$$I = I_{ph} - I_{s1} \left[e^{\frac{q(V+IzR_s)}{z n_1 k T}} - 1 \right] - I_{s2} \left[e^{\frac{q(V+IzR_s)}{z n_2 k T}} - 1 \right] - \frac{V + IzR_s}{z R_p}. \quad (I.9)$$

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

I.2. Contrôle de l'énergie

L'intensité électrique que fournissent ces modules dépend, entre autres, de l'ensoleillement, de leur position par rapport au soleil, de la température et de vieillissement... D'où une irrégularité dans la fourniture d'énergie qui peut ne pas être compatible avec les besoins en énergie, généralement plus constants. Il est donc souvent nécessaire de contrôler l'approvisionnement en électricité à l'aide d'un système de stockage de l'énergie et avec régulation de ce stock.

Rq: Il est aussi parfois nécessaire de modifier la nature du courant pour certaines applications (conversion du courant continu en courant alternatif au moyen d'un onduleur).

Dans ce qui suit on va détailler la partie de stockage de l'énergie qui est réalisée par la batterie, ainsi que le fonctionnement des convertisseurs continu - continu DC/DC, pour assurer un bon contrôle.

I.2.1. Stockage de l'énergie

1.2.1.1. Batterie

Le stockage de l'énergie produite se fera dans des batteries. Il existe de nombreux types de batteries, chacune d'entre elles ayant été conçue pour un usage particulier. Elles sont définies par un ensemble de caractéristiques : tension nominale, capacité de stockage, aptitude au cyclage, tenue en décharge profonde, taux d'autodécharge, variation avec la température, maintenance, prix, etc. Ces caractéristiques sont fournies par le fabricant. Un détail des caractéristiques d'une batterie est donné dans l'annexe 2.

Pour l'usage spécifique du photovoltaïque, une batterie doit remplir les conditions suivantes [1]: un nombre de cycles de charge et de décharge élevé sans altération, une faible autodécharge, un rendement électrique élevé et une maintenance légère.

1.2.1.2. Les différents types de batterie

Il est globalement possible de séparer les batteries en 5 types :

-Les batteries au plomb (pb) : étanches, à plaques plane minces, à plaques plane épaisses, à plaques tubulaire ;

-les batteries au cadmium-nickel (Cd-Ni).

Les batteries étanches au cadmium-nickel supportent sans problème des décharges profondes (100 %), contrairement aux batteries au plomb qui ne doivent jamais être déchargées à plus de 50-80 % selon leur type. On recommande même pour les batteries au cadmium-nickel, une décharge complète périodique à des fins de maintenance. Leur prix est

par contre beaucoup plus élevé que pour les batteries au plomb. Pour les systèmes photovoltaïques, on préconise d'utiliser des batteries au plomb à plaque tubulaires.

Dans ce qui suit on va étudier le modèle mathématique des batteries au plomb.

1.2.1.3. Modèle mathématique des batteries au plomb

Dans la littérature [8], des auteurs ont utilisé le modèle représenté sur la figure I.11. Le modèle décrit le comportement primaire d'une batterie correctement, mais n'explique pas les propriétés lentement changeantes d'une batterie telles que l'augmentation et la diminution de la tension de fonctionnement provoquée par le processus de la charge et de la décharge.

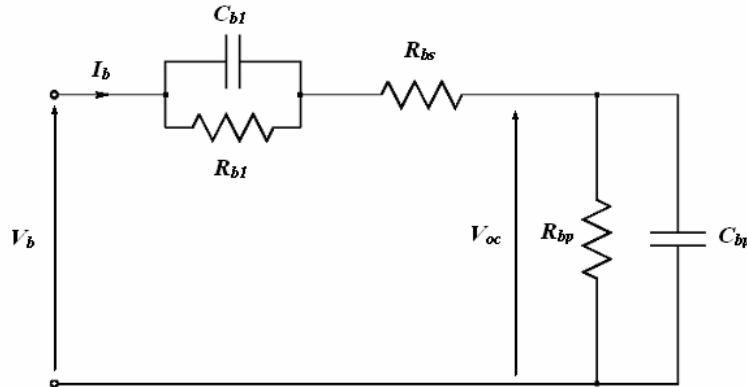


Figure I.11. Modèle équivalent de la batterie.

Ce modèle inclut les composants équivalents pour toutes les caractéristiques de fonctionnement principales d'une batterie plomb-acide:

La capacité électrochimique de la batterie est représentée par le condensateur C_{bp} et sa valeur est donnée par l'expression générale de l'énergie :

$$E_c = \frac{1}{2} C V_c^2, \quad (\text{I.10})$$

Avec : C la capacité et V_c la tension du condensateur.

A la différence d'un condensateur, la tension d'une batterie ne sera pas égale à zéro à son plus bas état de charge. C'est équivalent à un condensateur ayant un niveau minimum de charge égal à l'énergie $E_{c_{\min}}$. La capacité entièrement chargée de la batterie est représentée par un niveau maximum de charge $E_{c_{\max}}$. Ceci est indiqué par l'équation suivante [8]:

$$E_b = E_{c_{\max}} - E_{c_{\min}} = \frac{1}{2} C V_{\max}^2 - \frac{1}{2} C V_{\min}^2 = \frac{1}{2} C_{bp} (V_{\max}^2 - V_{\min}^2). \quad (\text{I.11})$$

L'énergie E_b est donnée par le constructeur de la batterie directement en kilowatt par heure (kWh). Les tensions V_{\max} et V_{\min} sont la tension maximale et la tension minimale de la batterie en circuit ouvert respectivement. D'après (I.11) on a :

$$C_{bp} = \frac{2E_b}{V_{\max}^2 - V_{\min}^2} \quad (\text{I.12})$$

C_{bp} est la capacité de la charge de la batterie.

La résistance interne de la batterie est représentée par les deux résistances R_{bs} et R_{b1} en série. La résistance en bloc d'électrolyte et de plaque est représentée par la résistance R_{bs} tandis que la résistance R_{b1} représente la diffusion d'électrolyte. Ceci représente la tension du circuit ouvert de la batterie dès qu'une charge sera reliée. De même on peut observer un saut soudain de tension avec l'application d'un courant de remplissage. En utilisant la notation indiquée sur la figure I.11 on peut exprimer la tension de batterie V_b en fonction de la tension de batterie en circuit ouvert et les autres composants R_{b1} , R_{bs} et C_{b1} avec la constante de temps $\tau = R_{b1}C_{b1}$.

$$V_b = V_{oc} + R_{b1} \left(1 - e^{-t/\tau}\right) i_b + R_{bs} i_b \quad (I.13)$$

Une autre caractéristique très importante d'une batterie est la décharge spontanée, représentée par la résistance R_{bp} parallèle avec le condensateur principal C_{bp} . Elle est provoquée par électrolyse de l'eau aux tensions élevées et par la fuite lente à travers les bornes de batterie aux basses tensions [9].

Le circuit sur la figure I.11 décrit les caractéristiques d'une batterie plomb-acide d'une manière complète mais pourtant très simplifiée:

Ce circuit exprime l'impédance équivalente d'entrée d'une batterie plomb-acide par :

$$Z(s) = R_{bs} + (R_{b1} \parallel C_{b1}) + (R_{bp} \parallel C_{bp}) = R_{bs} + \frac{R_{b1}}{R_{b1} \cdot C_{b1} s + 1} + \frac{R_{bp}}{R_{bp} \cdot C_{bp} \cdot s + 1} \quad (I.14)$$

$$Z(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (I.15)$$

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

$$\begin{aligned} a_2 &= R_{bs} R_{b1} R_{bp} C_{b1} C_{bp}, \\ a_1 &= R_{bs} R_{b1} C_{b1} + R_{bs} R_{bp} C_{bp} + R_{b1} R_{bp} C_{bp} + R_{bp} R_{b1} C_{b1}, \\ a_0 &= R_{bs} + R_{b1} + R_{bp}, \\ b_2 &= R_{b1} R_{bp} C_{b1} C_{bp}, \\ b_1 &= R_{b1} C_{b1} + R_{bp} C_{bp}, \\ b_0 &= 1. \end{aligned} \quad (I.16)$$

I.2.2. Convertisseur Continu-Continu (DC/DC) (Hacheurs)

Les hacheurs sont des convertisseurs statiques continu-continu permettant de générer une source de tension continue variable à partir d'une source de tension continue fixe. La figure I.12 rappelle le schéma de principe d'un hacheur.

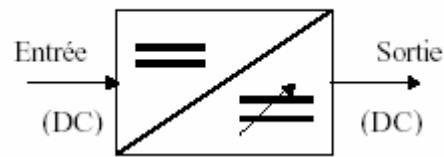


Figure I.12. Schéma de principe du hacheur.

Le hacheur se compose de condensateurs, d'inductances et de commutateurs. Tous ces dispositifs dans le cas idéal ne consomment pas de puissance, c'est la raison pour laquelle les hacheurs ont de bons rendements.

Généralement le commutateur est un transistor MOSFET qui est un dispositif semi-conducteur en mode (bloqué-saturé).

Si le dispositif semi-conducteur est bloqué, son courant est zéro d'où sa dissipation de puissance est nulle. Si le dispositif est dans l'état saturé, la chute de tension à ses bornes sera presque zéro et par conséquent la puissance perdue sera très petite [11].

Comme le montre la figure 1.13 pendant le fonctionnement du hacheur, on ferme le commutateur avec un temps de fermeture égal à $d.T_s$, et on l'ouvre dans un temps d'ouverture = $(1-d)T_s$, où:

- T_s est la période de commutation qui est égale à $1/f_s$.
- d le rapport cyclique du commutateur ($d \in [0,1]$) (Figure I.13).

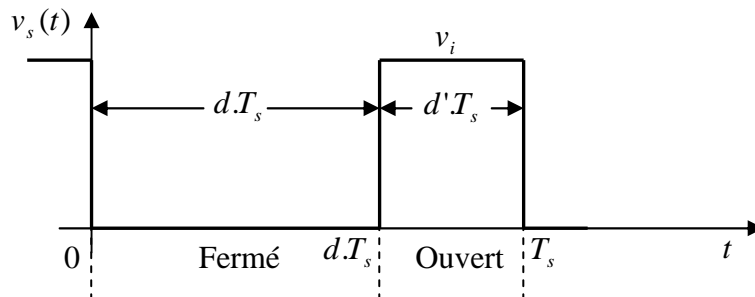


Figure I.13. Tension $v_s(t)$ idéale du commutateur, rapport cyclique d et période de commutation T_s .

Dans cette section on va discuter les différents types de convertisseurs Continu-Continu (DC/DC) afin de les modéliser mathématiquement pour une utilisation facile de simulation.

I.2.2.1. Hacheur dévolteur « Buck Converter »

La figure I.14 présente le convertisseur buck ou convertisseur dévolteur (abaisseur de tension) ou hacheur série. Son rôle principal est de convertir sa tension d'entrée en une tension de sortie inférieure. Son rapport de conversion $M=V_o/V_i$ varie avec le rapport cyclique d du commutateur.

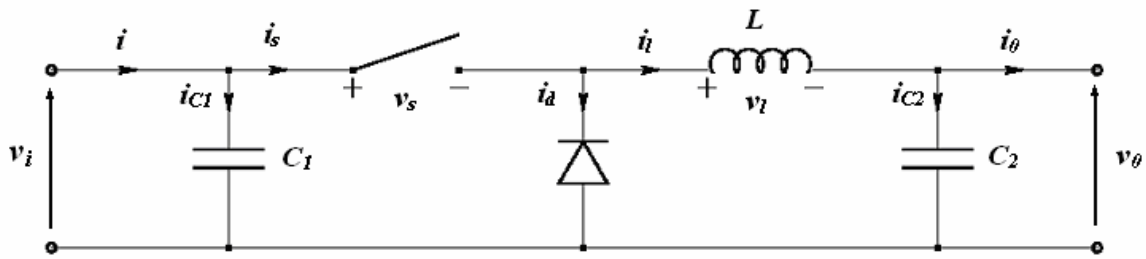


Figure I.14. Circuit idéal du convertisseur Buck.

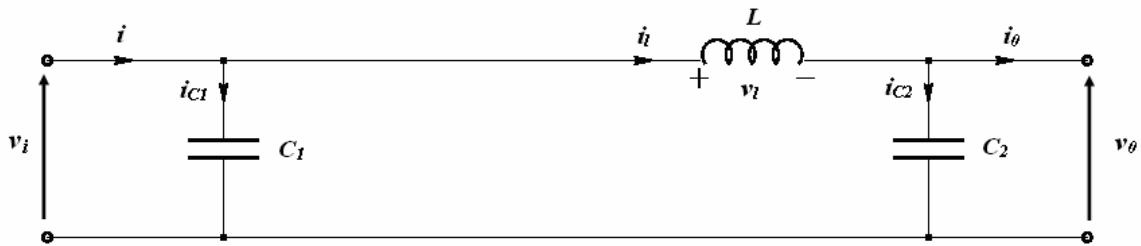


Figure I.15. Circuit équivalent du convertisseur Buck
quand $t \in [0, dT_s]$; commutateur fermé.

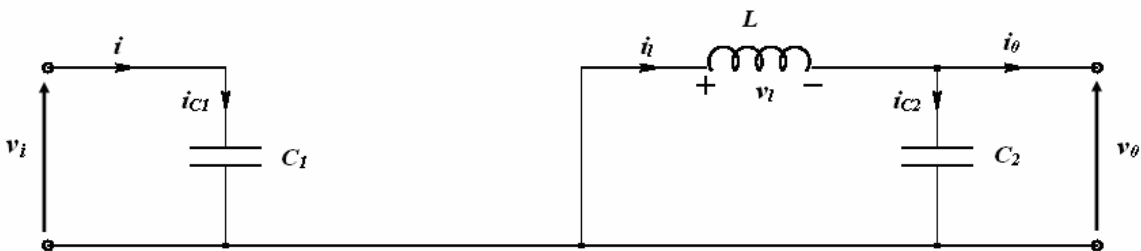


Figure I.16. Circuit équivalent du convertisseur Buck
quand $t \in [dT_s, T_s]$; commutateur ouvert.

Quand le commutateur est fermé (figure I.15) (c.à.d $t \in [0, dT_s]$), la diode se bloque et un courant circulera dans la charge à travers l'inductance. Dès que le commutateur sera ouvert ($t \in [dT_s, T_s]$), la source et la charge ne sont plus en contact durant cette phase. La diode sera saturée et l'inductance maintiendra le courant dans la charge, (Figure I.16). $t \in [dT_s, T_s]$

I.2.2.1.1. Modèle mathématique du circuit équivalent

Pour avoir le modèle mathématique du convertisseur dévolteur, on l'analyse pour les deux états de commutation (commutateur ouvert et fermé).

La figure I.15 montre le circuit équivalent du convertisseur buck avec le commutateur fermé. La figure I.16 représente le convertisseur buck avec le commutateur ouvert pendant un intervalle de temps $d'T_s$ ou d' est défini comme suit :

$$d' = 1 - d \tag{I.17}$$

1- Quand le commutateur est fermé (figure I.15) (c.à.d $t \in [0, dT_s]$), on a les équations suivantes :

$$i_{c1}(t) = C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_l(t), \quad (\text{I.18})$$

$$i_{c2}(t) = C_2 \frac{dv_0(t)}{dt} = i_l(t) - i_0(t), \quad (\text{I.19})$$

$$v_l(t) = L \frac{di_l(t)}{dt} = v_i(t) - v_0(t). \quad (\text{I.20})$$

2- Quand le commutateur est ouvert ($t \in [dT_s, T_s]$), (Figure I.16). On a les équations suivantes :

$$i_{c1}(t) = C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t), \quad (\text{I.21})$$

$$i_{c2}(t) = C_2 \frac{dv_0(t)}{dt} = i_l(t) - i_0(t), \quad (\text{I.22})$$

$$v_l(t) = L \frac{di_l(t)}{dt} = -v_0(t). \quad (\text{I.23})$$

C'est les équations de base utilisées pour obtenir tous les modèles mathématique qui décrivent les différentes propriétés du convertisseur Buck.

I.2.2.1.2. Approximation des Petites ondulations

Chaque variable des équations (I.18) à (I.23) a une composante continue plus une composante harmonique. Cela peut être exprimé en générale par :

$$x(t) = X + x_{ond}(t) \quad (\text{I.24})$$

Ou : X représente la composante continue du signal $x(t)$, qui est égale à sa valeur moyenne $\langle x(t) \rangle$, tandis que x_{ond} : est la composante alternative du signal.

L'amplitude des ondulations est très petite par rapport à la composante continue

$$|x_{ond}(t)| \ll X \quad (\text{I.25})$$

Pour cela les ondulations peuvent être négligées et le signal peut être approximé par sa composante continue :

$$X(t) \cong X = \langle x(t) \rangle \quad (\text{I.26})$$

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

Les équations (I.18) à (I.23) pour dT_s deviennent alors :

$$i_{c1} = I - I_l \quad (\text{I.27})$$

$$i_{c2} = I_l - I_0 \quad (\text{I.28})$$

$$v_l = V_i - V_0 \quad (\text{I.29})$$

Et similairement pour $d'T_s$

$$i_{c1} = I \quad (\text{I.30})$$

$$i_{c2} = I_l - I_0 \quad (\text{I.31})$$

$$v_l = -V_0 \quad (\text{I.32})$$

I.2.2.1.3. Etude du régime continu

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

$$V_l = \langle v_l \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_l(t) dt, \quad (\text{I.33})$$

$$I_c = \langle i_c \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_c(t) dt \quad (\text{I.34})$$

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

$$i_l(T_s) - i_l(0) = \frac{1}{L} \int_0^{T_s} v_l(t) dt, \quad (\text{I.35})$$

$$v_c(T_s) - v_c(0) = \frac{1}{C} \int_0^{T_s} i_c(t) dt \quad (\text{I.36})$$

Si on suppose qu'on est à l'état d'équilibre (permanent), les valeurs initiales et finales pendant une période de commutation doivent être égales [5], [11]:

$$i_l(t + T_s) = i_l(t), \quad (\text{I.37})$$

$$v_c(t + T_s) = v_c(t) \quad (\text{I.38})$$

Ces conditions s'appellent *inductor volt-second balance* et *capacitor charge balance* respectivement [11]. Il est maintenant possible de réécrire les équations (1.35) et (1.36) comme suit:

$$\frac{1}{L} \int_0^{T_s} v_l(t) dt = 0, \quad (\text{I.39})$$

$$\frac{1}{C} \int_0^{T_s} i_c(t) dt = 0. \quad (\text{I.40})$$

En comparant les équations (1.39) et (1.40), avec les définitions des valeurs moyennes de v_l et i_c dans (1.33) et (1.34), il est évident que les valeurs de la composante continue pour la tension d'inductance et le courant de condensateur doivent être nulles :

$$V_l = \langle v_l \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_l(t) dt = 0 \quad (\text{I.41})$$

$$I_c = \langle i_c \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_c(t) dt = 0 \quad (\text{I.42})$$

En employant cette conclusion et en appliquant la relation de la valeur moyenne (I.26) sur les systèmes d'équations (I.18) à (I.23), on obtient les équations qui régissent le système sur une période entière :

$$\begin{cases} i_o = i_l - C_2 \frac{dv_o}{dt} \\ i_l = \frac{1}{d} (i - C_1 \frac{dv_i}{dt}) \\ v_i = \frac{1}{d} (v_o + L \frac{di_l}{dt}) \end{cases} \quad (\text{I.43})$$

I.2.2.1.4. Le rapport de conversion

Les équations (I.29) et (I.32) qui explicitent la tension aux bornes de l'inductance dans les deux périodes de fermeture et d'ouverture du commutateur, utilisant l'approximation des petites ondulations, donnent la figure I.17.

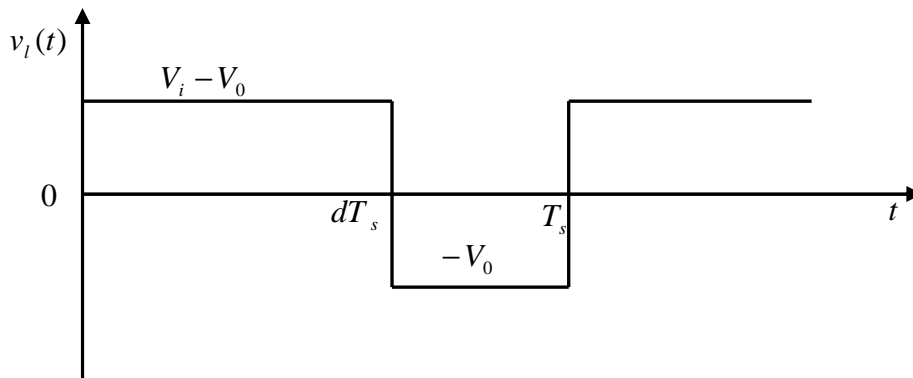


Figure I.17. Forme d'onde de la tension d'inductance $v_l(t)$ pour un hacheur dévolteur.

L'expression de la tension moyenne d'inductance peut être facilement dérivée de la forme d'onde de la figure I.17 d'après la condition qui s'appelle *inductor volt-second balance* et *capacitor charge balance* la tension moyenne d'inductance est égale à zéro en régime permanent donc:

$$\langle v_l(t) \rangle = d(V_i - V_0) + d'(-V_0) = 0 \quad (\text{I.44})$$

En utilisant les équations (I.27), (I.28) et (I.30), (I.31) et en appliquant le principe de *capacitor charge balance* (l'équilibre des charges capacitives) on obtient les expressions suivantes pour les courants moyens du condensateur :

$$\langle i_{c1}(t) \rangle = d(I - I_l) + d'I = 0, \quad (\text{I.45})$$

$$\langle i_{c2}(t) \rangle = d(I_l - I_0) + d'(I_l - I_0) = 0. \quad (\text{I.46})$$

L'avantage de la combinaison de (I.44) et (1.46) avec (I.17) mène à trois équations simples qui décrivent les caractéristiques du courant continu à l'état d'équilibre d'un hacheur dévolteur.

$$dV_i = V_0 \quad (\text{I.47})$$

$$I = dI_l \quad (\text{I.48})$$

$$I_l = I_0 \quad (\text{I.49})$$

A partir de l'équation (I.47), le rapport de conversion de hacheur dévolteur est donné par la forme suivante :

$$M(d) = \frac{V_0}{V_i} = d. \quad (\text{I.50})$$

La figure (I.18) illustre cette relation linéaire.

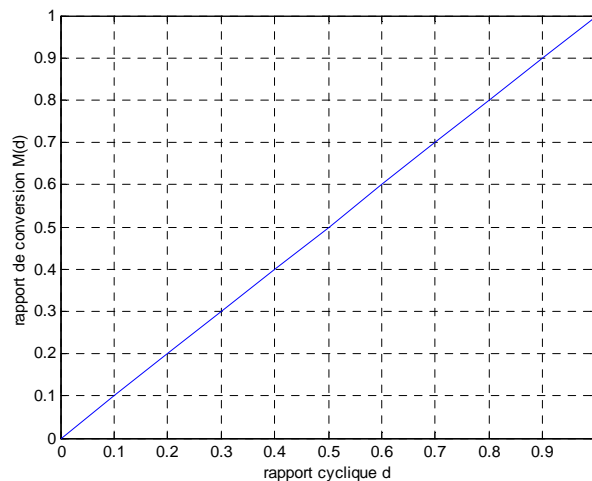


Figure I.18. Rapport de conversion M en fonction du rapport cyclique d pour un convertisseur dévolteur.

L'équation (I.47) qui montre bien que le convertisseur buck est un abaisseur de tension, car la tension de sortie du convertisseur est égale à la tension d'entrée multipliée par un coefficient qui varie dans l'intervalle $[0 \ 1]$.

I.2.2.1.5. Détermination des ondulations des courants et des tensions

Pour le dimensionnement des différents composants du circuit afin de diminuer les ondulations des courants et des tensions sans faire un surdimensionnement ce qui accroîtrait le poids et le prix des circuits, un calcul de ces composants en fonction des ondulations voulues est nécessaire. Cette remarque est très importante pour le dimensionnement de l'inductance L afin de respecter le courant admissible par le transistor MOSFET, où dans le cas pratique les ondulations du courant I_L sont plus importantes par rapport aux autres ondulations [17].

En utilisant la relation $v_l = L \frac{di_l}{dt}$ et l'équation (I.29), qui est obtenue en utilisant la méthode de l'approximation des petites ondulations, on obtient les expressions suivantes :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} \approx \frac{V_i - V_o}{L} \quad (\text{I.51})$$

Où $\frac{di_L}{dt}$ représente la pente du courant d'inductance pendant la première période de fonctionnement dT_s .

Pour $d'T_s$ et avec (I.32) l'équation devient:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_l}{L} \approx \frac{-V_o}{L} \quad (\text{I.52})$$

Comme le montre les équations (I.51) et (I.52), l'approximation des petites ondulations mène à une expression linéaire de la pente de l'ondulation du fonctionnement, d'où sa dénotation alternative *approximation des ondulations linéaire*.

A partir de la relation linéaire de $\frac{di_L}{dt}$ (I.51), la valeur crête à crête des ondulations de courant est facilement dérivée :

$$i_{lcc} = 2\Delta i_l = \frac{V_i - V_o}{L} dT_s \quad (\text{I.53})$$

Etant donné que le convertisseur est supposé en équilibre. Il n'y a pas de différences si on choisit dT_s ou $d'T_s$ pour déterminer l'amplitude des ondulations.

L'équation (I.53) peut être maintenant résolue pour l'inductance L de façon à ce que l'amplitude d'ondulation du courant désiré peut être accomplie :

$$L = \frac{V_i - V_o}{2\Delta i_l} dT_s \quad (\text{I.54})$$

Pour obtenir l'ondulation de tension de sortie désirée, une approche similaire peut être utilisée. Avec la relation $i_{C_2} = C_2 \frac{dv_{C_2}}{dt}$ et l'approximation des petites ondulations (I.28) les équations suivantes sont obtenues :

$$\frac{dv_{C_2}}{dt} = \frac{i_{C_2}}{C_2} \approx \frac{I_l - I_o}{C_2} \quad (\text{I.55})$$

Ou: $\frac{dv_{C_2}}{dt}$ est la pente de l'ondulation de la tension de sortie pendant l'intervalle de temps dT_s . Cela mène à l'ondulation de la tension de sortie crête à crête :

$$v_{occ} = 2\Delta v_o = \frac{I_l - I_o}{C_2} dT_s \quad (\text{I.56})$$

Avec Δv_o : l'amplitude de l'ondulation de la tension de sortie.

En résolvant (I.56) pour C_2 on obtient une expression qui peut être utilisée pour choisir C_2 comme la fonction désirée de l'ondulation de la tension de sortie :

$$C_2 = \frac{I_l - I_o}{2\Delta v_o} dT_s \tag{I.57}$$

I.2.2.2. Hacheur survolteur « Boost converter »

Les principes de *l'approximation des petites ondulations* avec le principe connu sous le nom de : *inductor volt second balance* et *capacitor charge balance* qui ont été introduits dans la section I.2.2.1, sont utilisés pour n'importe quel commutateur de convertisseur pour obtenir les courants et les tensions désirés de son état permanent.

Le convertisseur boost ou hacheur parallèle connu par le nom d'élévateur de tension, est donné par la figure (I.19). En premier temps dT_s , figure (I.20), le transistor est fermé, le courant dans l'inductance croît progressivement, au fur et à mesure elle emmagasine de l'énergie, jusqu'à la fin de la première période, le transistor s'ouvre et l'inductance L s'oppose à la diminution du courant I_L , ainsi elle génère une tension qui s'ajoute à la tension de source, qui s'applique sur la charge a travers la diode [17].

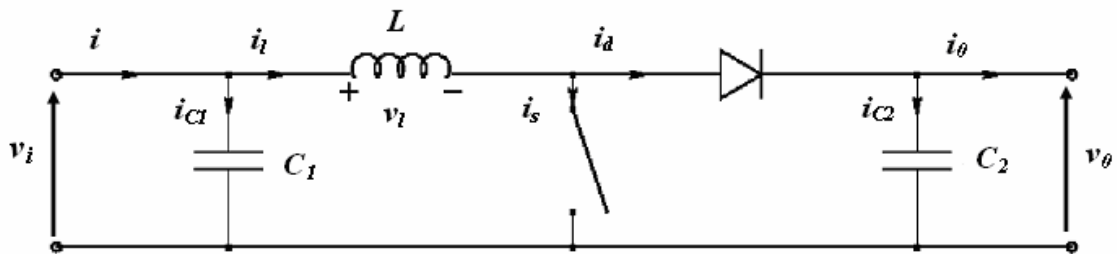


Figure I.19. Circuit idéal du hacheur survolteur.

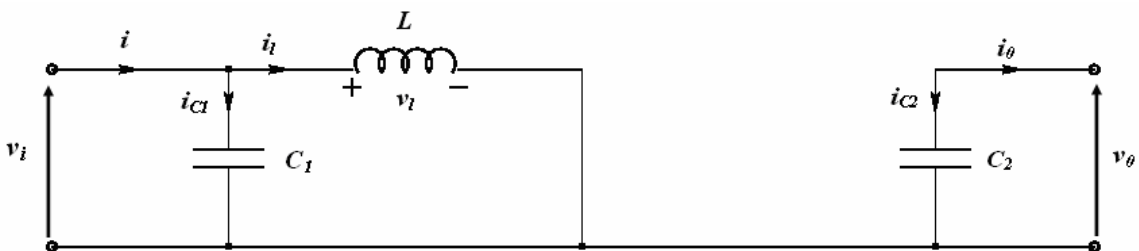


Figure I.20. Circuit équivalent du hacheur survolteur au temps de fermeture dT_s de commutateur.

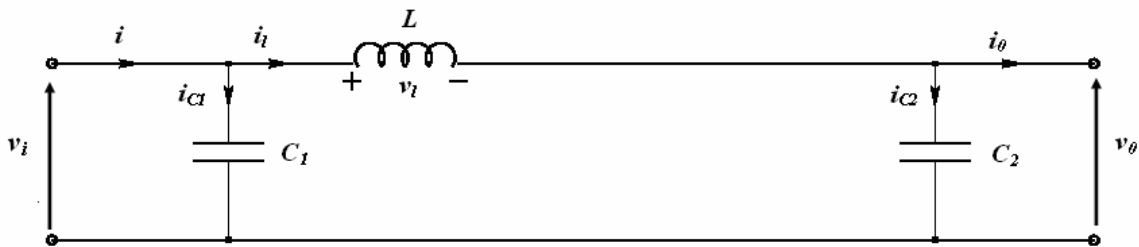


Figure I.21 Circuit équivalent du hacheur survolteur au temps d'ouverture de commutateur $d'T_s$.

I.2.2.2.1. Modèle mathématique du circuit équivalent

La figure I.19 représente le modèle équivalent de l'hacheur survolteur.

1- Quand le commutateur est fermé (figure I.20) (c.à.d $t \in [0, d.T_s]$), on a les équations suivantes :

$$\begin{aligned} i_{C1}(t) &= C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_l(t), \\ i_{C2}(t) &= C_2 \frac{dV_0(t)}{dt} = -i_0(t), \\ v_l(t) &= L \frac{di_l(t)}{dt} = v_i(t). \end{aligned} \quad (I.58)$$

2- Quand le commutateur est ouvert ($t \in [d.T_s, T_s]$), (Figure I.21). On a les équations suivantes :

$$\begin{aligned} i_{C1}(t) &= C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_l(t), \\ i_{C2}(t) &= C_2 \frac{dV_0(t)}{dt} = i_l(t) - i_0(t), \\ v_l(t) &= L \frac{di_l(t)}{dt} = v_i(t) - v_0(t). \end{aligned} \quad (I.59)$$

I.2.2.2.2. Le rapport de conversion

L'approximation d'ondulation permet de négliger l'ondulation de commutation dans les signaux du convertisseur et de remplacer la valeur de ces signaux par leurs valeurs moyennes (I.26). Ceci simplifie les équations (I.58):

$$\begin{aligned} i_{C1} &= I - I_l \\ i_{C2} &= -I_0, \\ v_l &= V_i. \end{aligned} \quad (I.60)$$

et (I.59) :

$$\begin{aligned} i_{C1} &= I - I_l \\ i_{C2} &= I_l - I_0, \\ v_l &= V_i - V_0. \end{aligned} \quad (I.61)$$

Pour trouver les valeurs moyennes de i_{C1} , i_{C2} et v_l pendant toute la durée T_s les équations (I.60) et (I.61) sont substituées en (I.62):

$$\langle x(t) \rangle = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau = \frac{1}{T_s} \left[\int_t^{t+dT_s} x|_{[0, dT_s]}(\tau) d\tau + \int_{t+dT_s}^{t+T_s} x|_{[dT_s, T_s]}(\tau) d\tau \right]. \quad (I.62)$$

Comme pour le Buck, en appliquant la relation (I.62) sur les systèmes d'équations (I.58) et (I.59), on trouve le modèle approximé du convertisseur Boost :

$$\begin{cases} i_l = i - C_1 \frac{dv_i}{dt} \\ i_o = (1-d)i_l - C_2 \frac{dv_o}{dt} \\ v_i = (1-d)v_o + L \frac{di_l}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.63})$$

En régime permanent :

$$\begin{aligned} \langle i_{c1}(t) \rangle &= d(I - I_l) + d'(I - I_l) = 0, \\ \langle i_{c2}(t) \rangle &= d(-I_o) + d'(I_l - I_o) = 0. \\ \langle v_l(t) \rangle &= dV_i + d'(V_i - V_o) = 0. \end{aligned} \quad (\text{I.64})$$

Avec l'équation (I.17) on peut simplifier les équations à une série d'équations qui décrivent les caractéristiques de l'état permanent :

$$I = I_l \quad (\text{I.65})$$

$$I_o = d' I_l, \quad (\text{I.66})$$

$$V_i = d' V_o. \quad (\text{I.67})$$

De (I.67) le rapport de conversion $M(d)$ est donc écrit sous la forme suivante :

$$M(d) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{d'} = \frac{1}{1-d}. \quad (\text{I.68})$$

La figure I.22 illustre cette relation pour le convertisseur boost.

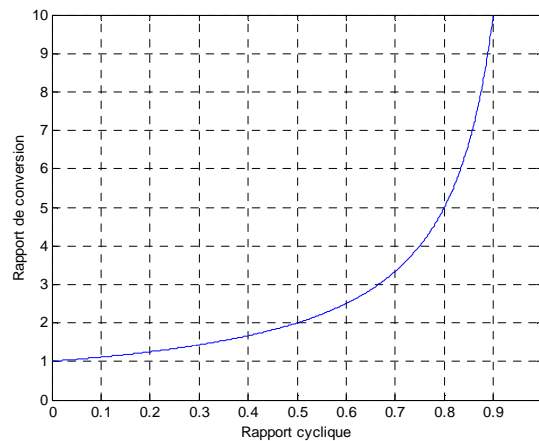


Figure I.22. Le rapport de conversion M en fonction de d du convertisseur boost.

L'équation (I.68) montre bien que le convertisseur boost est un éleveur de tension.

I.2.2.2.3. Détermination des ondulations des courants et des tensions

Comme pour le circuit Buck la pente de courant I_l et des tensions v_{c1} et v_{c2} pendant la première période de fonctionnement est donnée par :

$$\begin{cases} \frac{dv_{C1}}{dt} \approx \frac{i_{C1}}{C_1} = \frac{I - I_l}{C_1} \\ \frac{dv_{C2}}{dt} \approx \frac{i_{C2}}{C_2} = \frac{-I_o}{C_2} \\ \frac{di_l}{dt} \approx \frac{v_l}{L} = \frac{V_i}{L} \end{cases} \quad (I.69)$$

Les valeurs crête à crête des courants et des tensions sont :

$$\begin{cases} v_{icc} = 2\Delta v_i = \frac{I - I_l}{C_1} dT_s \\ v_{occ} = 2\Delta v_o = \frac{-I_o}{C_2} dT_s \\ i_{lcc} = 2\Delta i_l = \frac{V_i}{L} dT_s \end{cases} \quad (I.70)$$

Les valeurs des composants à choisir pour des ondulations données sont :

$$\begin{cases} C_1 = \frac{I - I_l}{2\Delta v_i} dT_s \\ C_2 = \frac{-I_o}{2\Delta v_o} dT_s \\ L = \frac{V_i}{2\Delta i_l} dT_s \end{cases} \quad (I.71)$$

I.2.2.3. Hacheur dévolteur-survolteur « Buck-Boost convertier »

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

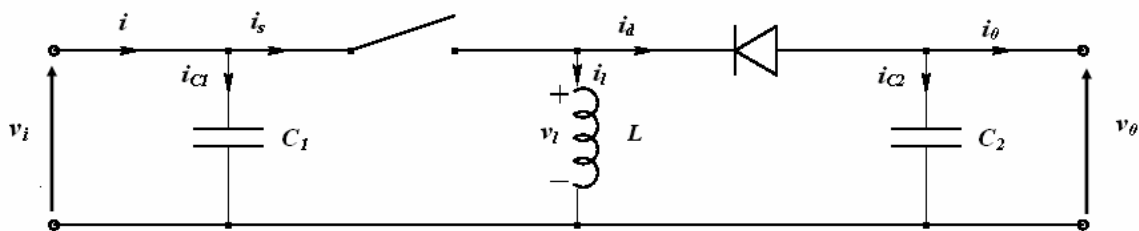


Figure I.23. Circuit idéal du hacheur dévolteur-survolteur.

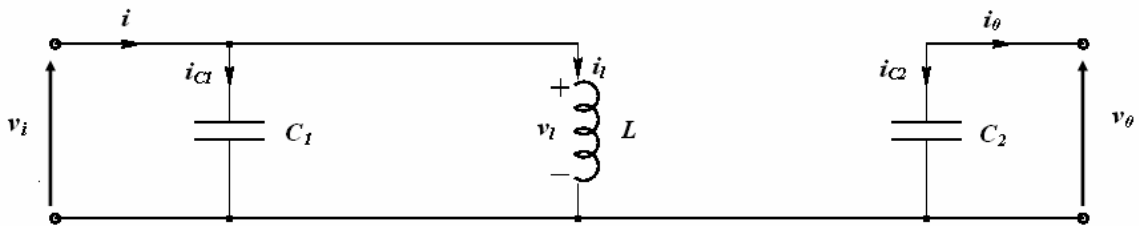


Figure I.24. Circuit équivalent du hacheur dévolteur-survolteur au temps de fermeture dT_s de commutateur.

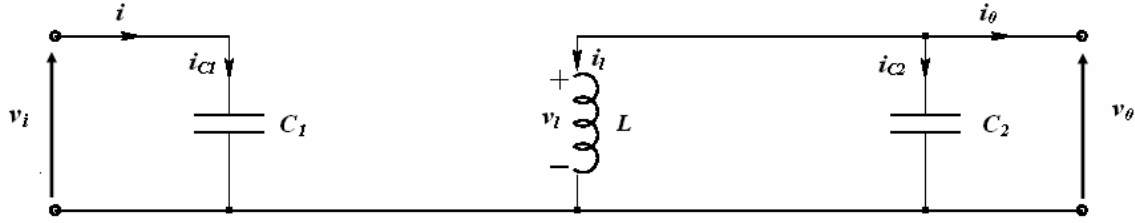


Figure I.25. Circuit équivalent du hacheur dévolteur-survolteur au temps d'ouverture de commutateur $d'T_s$.

I.2.2.3.1. Modèle mathématique équivalent de convertisseur dévolteur-survolteur

La figure I.23 montre le schéma de circuit équivalent idéal de convertisseur dévolteur-survolteur. Quand le commutateur est fermé, pendant l'intervalle dT_s de la période de commutation T_s , le courant commence à circuler de la source d'entrée jusqu'à la masse à travers l'inductance (figure I.24). Après que le commutateur s'ouvre au début de l'intervalle $d'T$, le courant est maintenu grâce à la nature de l'inductance, mais cette fois il circule à travers la diode et la charge. Puisque le courant est forcé à traverser la charge, la tension de sortie V_0 du convertisseur dévolteur-survolteur est négative. La variation du rapport cyclique d changera le rapport de conversion entre la tension d'entrée et la tension de sortie V_0/V_i .

1- L'application de loi de Kirchhoff sur la première période donne les équations suivantes :

$$\begin{aligned} i_{c1}(t) &= C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_l(t), \\ i_{c2}(t) &= C_2 \frac{dv_0(t)}{dt} = -i_0(t), \\ v_l(t) &= L \frac{di_l(t)}{dt} = v_i(t). \end{aligned} \quad (I.72)$$

2- Dans la deuxième période $d'T$ à partir de la figure I.25 on exprime les équations :

$$\begin{aligned} i_{c1}(t) &= C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t), \\ i_{c2}(t) &= C_2 \frac{dv_0(t)}{dt} = -i_l(t) - i_0(t), \\ v_l(t) &= L \frac{di_l(t)}{dt} = v_0(t). \end{aligned} \quad (I.73)$$

I.2.2.3.2. Le rapport de conversion

L'approximation de petites ondulations permet de remplacer les variables dépendantes du temps dans (I.72) et (I.73) par leurs valeurs moyennes. Ceci donne pour dT_s :

$$\begin{aligned}
i_{C_1} &= I - I_l \\
i_{C_2} &= -I_0 \\
v_l &= V_i
\end{aligned} \tag{I.74}$$

Et pour $d'T_s$:

$$\begin{aligned}
i_{C_1} &= I, \\
i_{C_2} &= -I_l - I_0 \\
v_l &= V_0
\end{aligned} \tag{I.75}$$

Le modèle approximé du convertisseur buck-boost est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases}
i_l = \frac{1}{d} \left[i - C_1 \frac{dv_i}{dt} \right] \\
i_o = -(1-d)i_l - C_2 \frac{dv_o}{dt} \\
v_i = \frac{1}{d} \left[\frac{di_l}{dt} - (1-d)v_0 \right]
\end{cases} \tag{I.76}$$

En régime permanent :

$$\begin{aligned}
\langle i_{c1}(t) \rangle &= d(I - I_l) + d'I = 0, \\
\langle i_{c2}(t) \rangle &= d(-I_0) + d'(-I_l - I_0) = 0. \\
\langle v_l(t) \rangle &= dV_i + d'V_0 = 0.
\end{aligned} \tag{I.77}$$

Avec (I.17) on aura :

$$\begin{aligned}
I &= dI_l \\
I_0 &= -d'I_l \\
dv_i &= -d'V_0
\end{aligned} \tag{I.78}$$

Donc on exprime le rapport de conversion comme suit :

$$M(d) = \frac{V_0}{V_i} = -\frac{d}{d'} = -\frac{d}{1-d} \tag{I.79}$$

La figure I.26 illustre le rapport conversion du convertisseur dévolteur-survolteur.

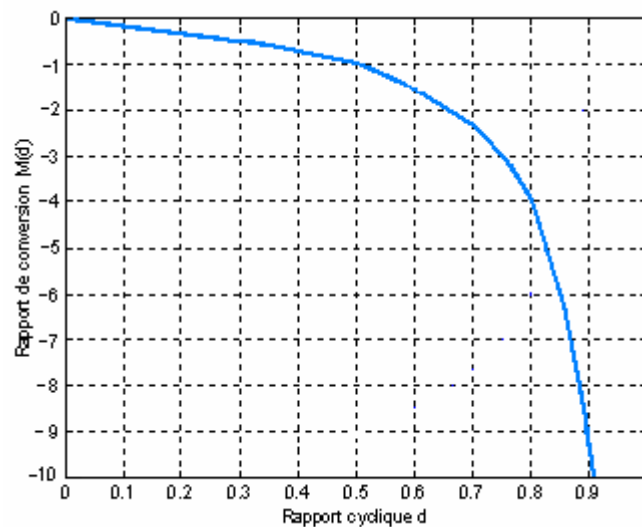


Figure I.26. Le rapport de conversion M en fonction de d du convertisseur buck-boost.

I.3. Conclusion

Le générateur photovoltaïque est l'ensemble des modules photovoltaïque couplés aux éléments de contrôle.

La technologie photovoltaïque présente un grand nombre d'avantages.

- D'abord, une haute fiabilité (elle ne comporte pas de pièces mobiles) qui la rend particulièrement appropriée aux régions isolées. C'est la raison de son utilisation sur les engins spatiaux.
- Ensuite, le caractère modulaire des panneaux photovoltaïques permet un montage simple et adaptable à des besoins énergétiques divers. Les systèmes peuvent être dimensionnés pour des applications de puissances allant du milliwatt au MégaWatt.
- Leurs coûts de fonctionnement sont très faibles vu les entretiens réduits et ils ne nécessitent ni combustible, ni transport, ni personnel hautement spécialisé.
- Enfin, la technologie photovoltaïque présente des qualités sur le plan écologique car le produit fini est non polluant, silencieux et n'entraîne aucune perturbation du milieu, si ce n'est par l'occupation de l'espace pour les installations de grandes dimensions.

Le système photovoltaïque présente toutefois des inconvénients:

- La fabrication du module photovoltaïque relève de la haute technologie et requiert des investissements d'un coût élevé.
- Le rendement réel de conversion d'un module est faible (la limite théorique pour une cellule au silicium cristallin est de 28%).
- Les générateurs photovoltaïques ne sont compétitifs par rapport aux générateurs diesel que pour des faibles demandes d'énergie en région isolée.
- Enfin, lorsque le stockage de l'énergie électrique sous forme chimique (batterie) est nécessaire, le coût du générateur photovoltaïque est accru. La fiabilité et les performances du

système restent cependant équivalentes pour autant que la batterie et les composants de régulations associés soient judicieusement choisis.

Les accumulateurs plomb - acide sont actuellement les seuls acceptables du point de vue investissements et coût d'exploitation [12].

Il est important de surveiller l'état de charge ou décharge d'une batterie au plomb pour la conserver en bon état car un fonctionnement prolongé dans un sens ou dans l'autre aboutirait à la destruction définitive de l'accumulateur.

CHAPITRE II

INTRODUCTION A LA LOGIQUE FLOUE

II.1. Introduction

L'intégration de l'homme dans son environnement informatique et l'exploitation des savoirs humains pour automatiser certaines tâches, requiert de nouveaux outils mathématiques et informatiques. La LOGIQUE FLOUE, introduite par LOTFI ZADEH en 1965, s'adapte bien à ce type de problème [20].

Ce chapitre donne les notions de bases de la théorie des ensembles floue. La section II.2 souligne que les origines des ensembles flous sont liées aux phases qui séparent les représentations mentales de la réalité et les modèles mathématiques usuels à la base de la logique booléenne. La section II.3 évoque la théorie des ensembles flous. En section II.4 on passe à la notion des relations floues, à travers laquelle on peut généraliser les concepts d'équivalence et d'ordre notamment. Dans la section II.5 on s'intéresse à la notion de Composition floue. Enfin la section II.6 montre l'utilisation de la logique floue pour raisonner sur des connaissances imparfaitement définies en utilisant l'inférence floue.

II.2. L'origine de la logique floue

La notion d'ensembles flous provient du constat établi par ZADEH, que très souvent on rencontre dans le monde physique des classes d'objets dont les frontières ne sont pas clairement définies, ce constat nous permet de souligner l'opposition existante entre les connaissances linguistiques et les données numériques [20]. Par exemple si on considère le mot « jeune » il est difficile de distinguer le seuil au delà duquel un homme peut être considéré comme totalement jeune, et au delà duquel ne sera pas du tout considéré comme jeune.

L'idée c'est qu'au lieu de chercher un seuil unique de décision pour l'appartenance à la classe des ages « jeune », il semble logique de considérer deux seuils $S_1 < S_2$ tel que le terme jeune s'applique parfaitement aux ages plus petits que S_1 (20 ans) et ne s'applique plus du tout au dessus de S_2 (40 ans). Entre S_1 et S_2 l'appartenance est graduelle. Mathématiquement, si on associe une fonction $\mu_A(x)$ qui exprime le degré d'appartenance de l'élément x à la classe A ou :

A est un sous ensemble défini sur un référentiel U (ici, l'échelle des ages humains, $U=[0,120]$), tel que :

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 \leq x < S_1 \\ 0 & \text{pour } x > S_2 \\ a & \text{pour } S_1 \leq x \leq S_2 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Ou : $0 < a < 1$

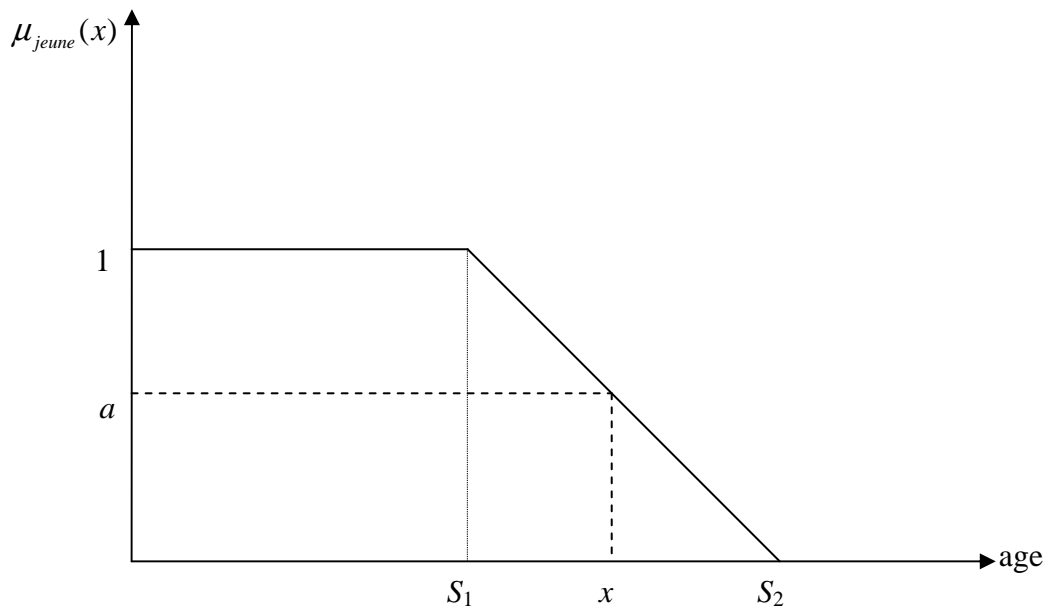


Figure II.1. Degrés d'appartenance à la classe « jeune ».

Un tel sous-ensemble est appelé un sous ensemble floue et $\mu_A(x)$ est appelé la fonction d'appartenance.

Remarque :

Si $S_1=S_2$ on tombe sur le cas classique ou on considère un seuil unique de décision.

II.3. Théorie des ensembles flous

II.3.1. Définitions

Un ensemble flou A sur un univers de discours U est caractérisé par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ qui prend ses valeurs sur l'intervalle $[0,1]$. Un ensemble flou est une généralisation d'un sous ensemble ordinaire ayant une fonction d'appartenance qui prend que les deux valeurs 0 ou 1. La fonction d'appartenance fournit une mesure du degré qu'un élément de U soit un élément d'un sous ensemble flou [20].

En logique floue un élément peut résider dans plusieurs ensembles avec des degrés d'appartenances différents. Ceci ne peut se produire dans la théorie des ensembles ordinaires.

Un ensemble flou A dans U peut être représenté comme un ensemble de paires ordonnées de l'élément générique x et son niveau (degré) d'appartenance :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in U\} \quad (\text{II.2})$$

Quand l'univers de discours U est un ensemble continu (Exp : nombres réels), le sous ensemble flou A est écrit comme suit :

$$A = \int_U \mu_A(x) / x \quad (\text{II.3})$$

Quand U est discret, A s'écrit comme suit :

$$A = \sum_U \mu_A(x) / x \quad (\text{II.4})$$

1.3.2. Caractéristiques d'un sous ensemble flou

Les caractéristiques d'un sous ensemble flou A de U les plus utiles pour le décrire sont celles qui montrent à quel point il diffère d'un sous ensemble ordinaire de U [19].

II.3.2.1. Support

Le support de A est l'ensemble des éléments de U qui appartiennent, au moins un peu à A .

Définition : Le support de A , noté $\text{supp}(A)$, est la partie de U sur laquelle la fonction d'appartenance de A n'est pas nulle :

$$\text{supp}(A) = \{x \in U / \mu_A(x) \neq 0\} \quad (\text{II.5})$$

II.3.2.2. Hauteur

La hauteur de A est le plus fort degré avec lequel un élément de U appartient à A .

Définition : La hauteur, noté $h(A)$, du sous ensemble flou A de U est la plus grande valeur prise par sa fonction d'appartenance :

$$h(A) = \sup_{x \in U} \mu_A(x) \quad (\text{II.6})$$

On utilise souvent des sous ensembles flous normalisés, c'est à dire pour lesquels il existe au moins un élément de U appartenant de façon absolue (avec un degré 1) à A .

Définition : Le sous ensemble flou A de U est normalisé si sa hauteur $h(A)$ est égale à 1.

II.3.2.3. Noyau

Un ensemble flou normalisé suppose qu'il existe des éléments de U typiques de la propriété à laquelle il est associé. Ce sont les éléments appartenant de façon absolue à A , dont l'ensemble est appelé le noyau de A .

Définition : Le noyau de A , noté $\text{noy}(A)$, est l'ensemble des éléments de U pour lesquels la fonction d'appartenance de A vaut 1 :

$$\text{noy}(A) = \{x \in U / \mu_A(x) = 1\} \quad (\text{II.7})$$

II.3.2.4. Cardinalité

Lorsque U est fini, on caractérise également le sous ensemble flou A de U par sa cardinalité, qui indique le degré global avec lequel les éléments de U appartiennent à A .

Définition : La cardinalité du sous ensemble flou A de U est définie par :

$$|A| = \sum_{x \in U} \mu_A(x) \quad (\text{II.8})$$

Si A est un sous ensemble ordinaire de U , sa hauteur est égale à 1 ; il est normalisé et identique à son support et à son noyau ; sa cardinalité est le nombre d'éléments qui le composent, selon la définition classique.

II.3.3. Variables linguistiques

Une variable linguistique sert à modéliser les connaissances imprécises ou vagues sur une variable dont la valeur précise peut être inconnue [19][21].

Définition : Une variable linguistique est un triplet (x, U, T_x) dans lequel x est une variable définie sur un ensemble de référence U . L'ensemble $T_x = \{A_1, A_2, \dots\}$ fini ou infini, contient des sous ensembles flous de U , utilisable pour caractériser x .

Exemple :

Soit la pression u interprétée comme une variable linguistique. Elle peut être décomposée à l'ensemble des termes suivants :

$T(\text{pression}) = T_u = \{\text{faible}, \text{moyenne}, \text{OK}, \text{forte}, \text{énorme}\}$ où chaque terme T_u est caractérisé par un ensemble flou dans l'univers de discours $U = [100\text{psi}, 100\text{psi}]$. Ces termes peuvent être caractérisés comme des ensembles flous pour lesquels les fonctions d'appartenance sont illustrées dans la figure II.2.

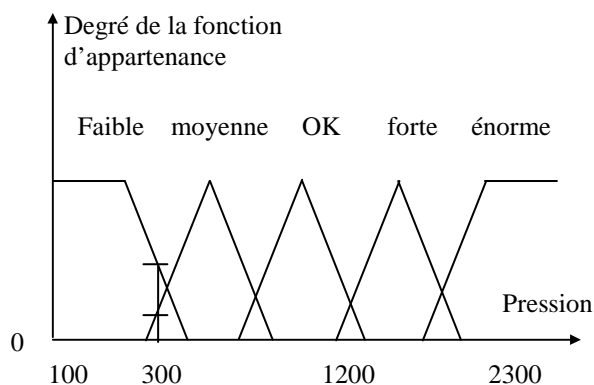


Figure II.2. Fonctions d'appartenance de $T(\text{pression})$.

Les valeurs mesurées de la pression (x) se situent sur l'axe de pression. Dans cet exemple, une ligne verticale de n'importe quelle valeur mesurée rencontre au plus deux fonctions d'appartenance. Alors, par exemple, $x = 300$ appartient aux ensembles flous 'faible pression' et 'moyenne pression' à des degrés d'appartenance différents.

II.3.4. Les différentes formes pour les fonctions d'appartenance

On utilise souvent des fonctions d'appartenance de formes triangulaires ou trapézoïdales où l'allure est complètement définie par quatre points P_1, P_2, P_3, P_4 , ($P_2 = P_3$ dans le cas triangulaire.), [20] (voir figure II.3 et figure II.4).

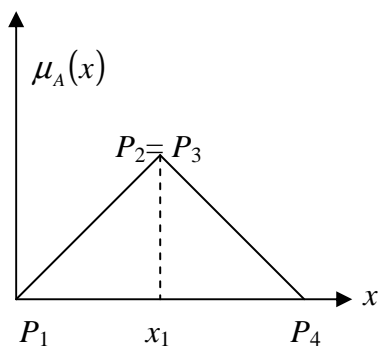


Figure II.3. Cas triangulaire.

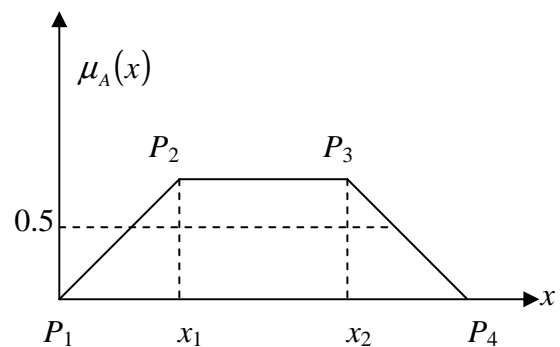


Figure II.4. Cas trapézoïdal.

Où :

$$\text{Tri}(x) = \begin{cases} 1 - \frac{|x - x_1|}{2a} & x_1 - 2a \leq x \leq x_1 + 2a \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

$$\text{Trap}(x) = \begin{cases} 1 - \frac{|x - x_1|}{2a_1} & x_1 - 2a_1 \leq x \leq x_1 \\ 1 & x_1 \leq x \leq x_2 \\ 1 - \frac{|x - x_2|}{2a_1} & x_2 \leq x \leq x_2 + 2a_1 \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Où a et a_1 sont des paramètres.

Il existe d'autres formes appelées gaussiennes [20]. A titre d'exemple :

$$\mu_A(x) = \frac{1}{(1 + ((x - x_0)/a)^2)}; \quad x \in]-\infty, +\infty[\quad (\text{II.11})$$

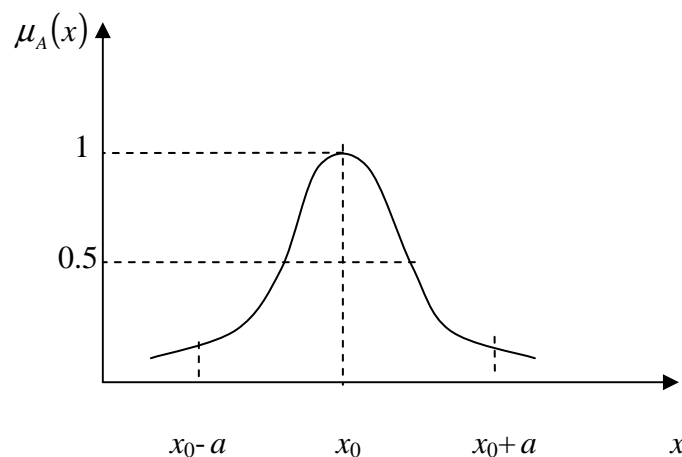


Figure II.5. Fonction d'appartenance en cloche.

Très récemment, les fonctions d'appartenances sont choisies arbitrairement par l'utilisateur, en se basant sur son expérience, donc les fonctions d'appartenance pour deux utilisateurs sont souvent assez différentes à cause de leurs expériences, perspectives, cultures ...

Une grande résolution est réalisée en utilisant plus de fonctions d'appartenance, ce qui rend la programmation plus complexe.

Les fonctions d'appartenance doivent se chevaucher. Ceci nous permet d'avoir le fait que « un verre peut être partiellement plein et partiellement vide à la fois ».

II.3.5. Opérations sur les ensembles flou

En logique floue, l'union, l'intersection et la complémentation sont définies en terme de leurs fonctions d'appartenances. Soient les ensembles flous A et B définis par leurs fonctions d'appartenances $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$.

- Une définition de l'union floue mène à la fonction d'appartenance [19][22][23] :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (\text{II.12})$$

- Une définition de l'intersection floue mène à la fonction d'appartenance :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (\text{II.13})$$

- pour la complémentation on a :

$$\mu_{\bar{B}}(x) = 1 - \mu_B(x) \quad (\text{II.14})$$

Les opérateurs « max » et « min » ne sont pas les seules opérations qui peuvent modéliser l'union et l'intersection floues. Zadeh dans son premier article pionnier, a défini deux opérateurs, un pour l'union floue et l'autre pour l'intersection floue :

Union floue : maximum and algebraic sum [19]

$$\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) - \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) \quad (\text{II.15})$$

Intersection floue : minimum and algebraic product

$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) \quad (\text{II.16})$$

Ensuite, et en se basant sur des axiomes [20], d'autres opérateurs ont été introduits :

- Opérateur 't-conorm' noté \oplus , utilisé pour l'union floue (on dit aussi s-norm).

1. Somme limitée (bounded sum):

$$x \oplus y = \min(1, x + y) \quad (\text{II.17})$$

2. Somme radicale (drastic sum):

$$x \oplus y = \begin{cases} x & \text{si } y = 0 \\ y & \text{si } x = 0 \\ 1 & \text{si } x, y > 0 \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

- Opérateur 't-norm' noté $*$, utilisé pour l'intersection floue.

1. Produit limité (bounded product)

$$x * y = \max(0, x + y - 1) \quad (\text{II.19})$$

2. Produit radical (drastic product) :

$$x * y = \begin{cases} x & \text{si } y = 1 \\ y & \text{si } x = 1 \\ 0 & \text{si } x, y < 1 \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

D'où les définitions suivantes :

Définition 1 : Une norme triangulaire (t-norm) est une fonction $T : [0,1] \times [0,1] \rightarrow [0,1]$ qui vérifie pour tous μ_A, μ_B et μ_C de $[0,1]$:

$$1) T(\mu_A, \mu_B) = T(\mu_B, \mu_A) \quad (\text{commutativité}) \quad (\text{II.21})$$

$$2) T(\mu_A, T(\mu_B, \mu_C)) = T(T(\mu_A, \mu_B), \mu_C) \quad (\text{associativité}) \quad (\text{II.22})$$

$$3) T(\mu_A, 1) = \mu_A \quad (1 \text{ élément neutre}) \quad (\text{II.23})$$

Cas particulier : l'opérateur $T = \min$ est une norme triangulaire.

Toute t-norm peut servir à définir l'intersection de sous ensembles flous :

$$\forall x \in U, \mu_{A \cap B}(x) = T(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{II.24})$$

Définition 2 : Une conorme triangulaire (t-conorm) est une fonction $\perp : [0,1] \times [0,1] \rightarrow [0,1]$ qui vérifie pour tous μ_A, μ_B et μ_C de $[0,1]$:

$$1) \perp(\mu_A, \mu_B) = \perp(\mu_B, \mu_A) \quad (\text{commutativité}) \quad (\text{II.25})$$

$$2) \perp(\mu_A, \perp(\mu_B, \mu_C)) = \perp(\perp(\mu_A, \mu_B), \mu_C) \quad (\text{associativité}) \quad (\text{II.26})$$

$$3) T(\mu_A, 0) = \mu_A \quad (0 \text{ élément neutre}) \quad (\text{II.27})$$

Cas particulier : l'opérateur $\perp = \max$ est une conorme triangulaire.

Toute t-conorm peut servir à définir l'union de sous ensembles flous :

$$\forall x \in U, \mu_{A \cup B}(x) = \perp(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{II.28})$$

Propriété : Toute t-norm T et toute t-conorm \perp vérifient :

$$T(0,0) = 0, T(1,1) = 1, \perp(0,0) = 0, \perp(1,1) = 1 \quad (\text{II.29})$$

II.4. Relations floues

Les relations floues représentent le degré de présence ou d'absence d'une association ou d'intersection entre les éléments de deux ensembles flous ou plus [24][23][19].

Citons quelques exemples de relations binaires floues :

- x est beaucoup plus grand que y .
- y est très proche de x .
- z est plus vert que y .
- Le système 1 est moins amorti que le système 2
- La bande passante du système A est plus large que celle du système B.

Les relations floues jouent un rôle important dans les systèmes à logique floue (FLS).

Soient U et V deux univers de discours. Une relation floue $R(U, V)$ est un sous ensemble flou dans le produit d'espace $U \times V$, cette relation est caractérisée par la fonction d'appartenance $\mu_R(x, y)$ où $x \in U$ et $y \in V$:

$$R(U, V) = \{(x, y), \mu_R(x, y) \mid (x, y) \in U \times V\} \quad (\text{II.30})$$

La différence entre relation floue et une relation ordinaire est que :

- Pour une relation floue $\mu_R(x, y) \in [0,1]$
- Pour une relation ordinaire $\mu_R(x, y) = 0$ ou 1

Puisque les relations floues sont des ensembles flous dans le produit d'espace, les théories des ensembles et les opérations algébriques peuvent être définies pour ces relations en utilisant les opérateurs étudiés précédemment : union floue, intersection et complémentation.

Soient $R(x, y)$ et $S(x, y)$ deux relations floues dans le même produit d'espace $U \times V$ alors l'intersection et l'union de R et S sont définies par :

$$\mu_{R \cap S}(x, y) = \mu_R(x, y) * \mu_S(x, y) \tag{II.31}$$

$$\mu_{R \cup S}(x, y) = \mu_R(x, y) \oplus \mu_S(x, y) \tag{II.32}$$

Où * est n'importe quelle t-norm, et \oplus est n'importe quelle t-conorm.

II.5. Composition floue

Considérons maintenant la composition des relations floues pour différents produits d'espaces partageant un ensemble commun, Soient $R(U, V)$ et $S(V, W)$ ces relations floues.

Cette composition des relations floues est définie de la même manière que les compositions ordinaires, à l'exception que les ensembles dans ce cas sont des ensembles flous [24] [23].

On associe à la relation floue R sa fonction caractéristique $\mu_R(x, y) \in [0,1]$, et à la relation S sa fonction $\mu_S(y, z) \in [0,1]$. Quand R et S sont des univers de discours discrets, la composition de R et S notée $R \circ S$ peut être décrite soit par un diagramme sagittal dont chaque branche est étiquetée par la valeur de la fonction caractéristique, ou par une matrice relationnelle dont chaque élément est un nombre appartenant à l'intervalle $[0, 1]$.

Si on veut une formulation mathématique de cette composition, on n'a qu'à utiliser la composition sup – star [19] [21] :

$$\mu_{R \circ S}(x, z) = \sup_{y \in V} [\mu_R(x, y) * \mu_S(y, z)] \tag{II.33}$$

Quand U, V et W sont des univers de discours discrets, on remplace l'opération sup par max. On peut utiliser au lieu de la composition sup – star les compositions sup – min ou sup – prod.

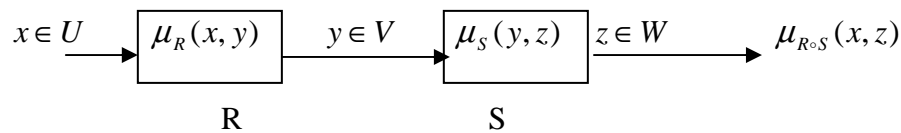


Figure II.6. Diagramme pour interpréter la composition sup – star.

La figure II.6 illustre l'interprétation de la composition sup – star.

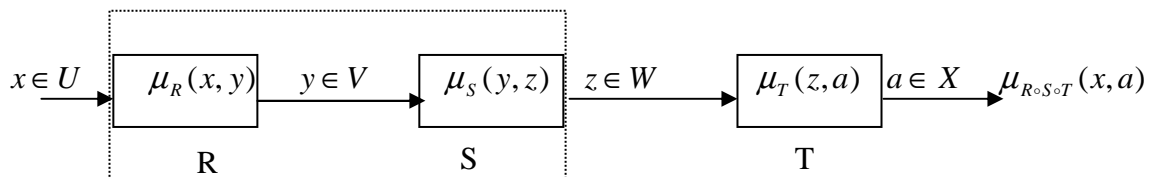


Figure II.7. Diagramme pour multiples relations floues.

La figure II.7 représente l'interconnexion de trois relations floues et comment elles peuvent être composées. Premièrement on compose les relations R et S en utilisant la composition sup – star, ensuite le résultant est composé avec la relation T par la compositions sup – star.

Bien sûr on peut commencer par la composition des relations S et T , puis le résultat sera composé avec la relation R .

Supposons maintenant que la relation floue R est un ensemble flou, alors $\mu_R(x, y)$ devient $\mu_R(x)$, donc $U=V$ et la figure II.6 se réduit à la figure II.8, qui nous indique le sens de « comment un ensemble flou peut activer une relation floue », cette situation est dite : implication floue, cette notion est très importante et surtout dans la conception des systèmes à logique floue (FLS).

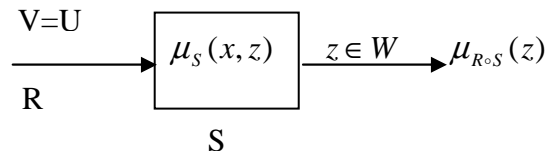


Figure II.8. Diagramme interprétant la composition sup – star quand la première relation est un ensemble flou.

Puisque $V=U$, $\sup_{y \in V} [\mu_R(x, y) * \mu_S(y, z)] = \sup_{x \in U} [\mu_R(x) * \mu_S(x, z)]$ qui est fonction seulement de la variable z, donc on peut simplifier la notation $\mu_{R \circ S}(x, z)$ à $\mu_{R \circ S}(z)$, Alors si R est un ensemble flou :

$$\mu_{R \circ S}(z) = \sup_{x \in U} [\mu_R(x) * \mu_S(x, z)] \tag{II.34}$$

Pour le cas d'un univers de discours discret, la relation II.34 est évaluée par les compositions max – min ou max – prod.

II.6. L'inférence floue

II.6.1. Règle floue

En général, une règle floue est une relation exprimée à l'aide d'une implication [20], pour cela considérons la règle floue « si V_1 est A alors V_2 est B » qui est une implication entre deux propositions de variables floues (V_1, U, T_{V_1}) et (V_2, U, T_{V_2}) .

- La proposition « si V_1 est A » est la condition de l'implication.
- La proposition « V_2 est B » est la conclusion de l'implication.
- La valeur de vérité de l'implication est définie par la fonction d'appartenance μ_R d'une relation floue R entre U et V.
- $\mu_R(x, y) = \phi_{(\mu_A(x), \mu_B(x))}$

ϕ est choisi de sorte que, dans le cas où A et B sont précises, l'implication sera identique à une implication classique.

Les implications floues les plus utilisées sont données par le tableau (tab II.1). [20]

μ_R	Valeur de vérité	Nom
μ_{RR}	$1 - \mu_A(x) + \mu_A(x)\mu_B(x)$	Reichenbach
μ_{RRW}	$\max(1 - \mu_A(x), \min(\mu_A(x), \mu_B(x)))$	Wilnoth
μ_{RKD}	$\max(1 - \mu_A(x), \mu_B(x))$	Dienes
μ_{RBG}	$\begin{cases} 1 & \text{si } \mu_A \leq \mu_B \\ \mu_B & \text{si non} \end{cases}$	Brown Gödel
μ_{RG}	$\begin{cases} \min(\frac{\mu_A}{\mu_B}, 1) & \text{si } \mu_A \neq 0 \\ 1 & \text{si non} \end{cases}$	Göguen
μ_{RL}	$\min(1 - \mu_A + \mu_B, 1)$	Lukasiewicz
μ_{RM}	$\min(\mu_A, \mu_B)$	Mamdani
μ_{RP}	$\mu_A \mu_B$	Larsen

Tab II.1. Résumé des implications les plus utilisées.

Remarque : Dans la commande floue on utilise souvent μ_{RM} et μ_{RP} .

II.6.2. Raisonnement et prise de décision

Cela consiste à manipuler et à utiliser les propositions et les règles floues dans le but d’obtenir un résultat. Pour cela on utilise le modèle suivant :

- MPG (modus ponens généralisé) est une image du raisonnement approché, qui nous permet de donner une décision même si les données sont floues, on distingue deux cas :

a) Cas d’une seule règle : il correspond à la règle d’inférence suivante :

Règle si x est A alors y est B.

Fait observé x est A’

Conclusion y est B’

Le calcul de B’ s’effectue en combinant $\mu_R(x, y)$ et $\mu_A(x)$ de la forme :

$$\mu_{B'}(y) = \sup_{x \in U} T(\mu_A(x), \mu_R(x, y)) . \tag{II.35}$$

b) Cas de plusieurs règles :

Règle si x est A_i alors y est B_i , i=1,...,m

Fait observé x est A’

Conclusion y est B’

$$\mu_{B'}(y) = \sup_{x \in U} (\mathbf{T}(\mu_A(x), \perp(\mu_{A_i}(x), \mu_{B_i}(y))))_{i=1, \dots, m} \quad (\text{II.36})$$

Où \mathbf{T} et \perp sont des t-norme et conorme respectivement.

Le résultat va dépendre de la modélisation de règle (i.e. : fait observé, le choix de μ_R et la prémisse x est A).

II.7. Conclusion

On a essayé dans ce chapitre de toucher tous les axes principaux concernant le fondement de la théorie des ensembles flous et de la logique floue.

La théorie des ensembles flous trouve son application dans plusieurs domaines, tels que l'informatique, l'automatique...etc. Comme nous l'avons vu, la possibilité de réaliser les inférences floues de plusieurs manières prouve la richesse de cette théorie.

Dans ce qui suit nous allons voir une application de cette théorie dans le domaine de la commande.

CHAPITRE III

LA COMMANDE FLOUE

III.1. Introduction

Depuis ces vingt dernières années, l'utilisation de la théorie des ensembles flous dans la modélisation et la commande des systèmes complexes industriels est devenue un outil à part entière.

Le principe de la régulation floue a été expérimenté avec succès sur une turbine à vapeur dès 1974, par l'équipe du professeur E.H. Mamdani, au Queen Mary College de Londres. Ces résultats étaient bientôt confirmés et développés par plusieurs équipes en Europe de l'Ouest dont celle des professeurs D. Willaeyts et N. Malvache à l'université de Valenciennes, puis ensuite par l'institut de Technologie de Tokyo [13] et de quelques autres universités japonaises. Citons notamment la première application industrielle d'envergure de la société Hitachi, en 1986, après plusieurs années d'études, d'un organe de conduite pour un système de transport ferroviaire à Sendaï, dans le nord du Japon, dont les performances (précision d'arrêt, confort des passagers, énergie consommée) rivalisent avec celles d'un système de commande classique [25].

En l'état actuel, les deux domaines d'applications de la logique floue qui deviennent de plus en plus important, sont [19] :

- la conception de régulateurs pour des procédés difficilement modélisables,
- la conception de régulateurs non linéaires pour des procédés modélisables.

Dans le premier cas, la régulation floue se distingue d'une régulation classique par le fait que l'approche par logique floue synthétise une loi de commande à partir de l'expertise de l'opérateur humain, alors que les approches classiques de l'automatique consistent à élaborer une loi de commande à partir d'un modèle mathématique du procédé. Tout l'intérêt de la commande floue pour des procédés complexes, difficiles à modéliser, réside donc dans le recueil de l'expertise d'un opérateur humain sachant piloter, ou ayant une bonne connaissance de la commande du procédé. La difficulté réside, évidemment dans l'obtention de cette expertise.

Dans le deuxième cas, la structure non linéaire du régulateur flou peut améliorer les performances en terme de précision, de stabilité et de robustesse des lois de commande linéaires. Il peut être appliqué en utilisant des modèles classiques, linéaires ou non, ou des modèles flous spécifiques, de type Takagi-Sugeno-Kang (TSK) par exemple [13].

L'objet de ce chapitre est de présenter rapidement les différentes parties composant un régulateur flou et les différents types de régulateur [13].

III.2. Mise en œuvre d'un régulateur flou

La commande floue a les mêmes objectifs de régulation et de poursuite qu'une commande réalisée en automatique classique. Cependant, il est possible de se passer d'un modèle explicite du procédé à commander. C'est le plus souvent, le savoir-faire d'un expert ou d'opérateurs qualifiés manipulant le procédé qui est pris en compte pour l'élaboration de la loi de commande.

Cette approche est basée sur deux concepts essentiels : celui de la décomposition d'une plage de variation d'une variable sous forme de nuances linguistiques : "faible", "moyen", "élevé" ... (c.f section II.3.3) et des règles provenant de l'expertise de l'opérateur humain, qui expriment, sous forme linguistique, comment doivent évoluer les commandes du système en fonction des variables observées :

"Si l'erreur est positivement grande et
la variation de l'erreur est positivement grande
alors la variation de la sortie est très négative".

Ces concepts sont basés sur une partie de la théorie des sous-ensembles flous introduite par Zadeh [12] (comme on a déjà vu dans le chapitre précédent).

Un régulateur flou peut être présenté de différentes façons, mais en général la présentation adoptée se scinde en trois parties [13] : **la fuzzification** qui permet de passer de variables réelles à des variables floues, le coeur du régulateur représenté par **les règles** reliant les entrées et sorties, et enfin **l'inférence et la défuzzification** qui permettent à partir des ensembles flous d'entrée de déterminer la valeur réelle de sortie, figure III.1. L'ensemble des entrées du procédé est noté U (ensemble des actions calculées par le régulateur flou appliqué au procédé commandé), l'ensemble des sorties observées S , l'ensemble des consignes C et l'ensemble des entrées du régulateur flou X (par exemple taille, température, pression, angle, vitesse, humidité). L'ensemble des gains de normalisation des entrées GE et les gains de sorties GS du régulateur permettent d'adapter le domaine de définition des différentes variables (par exemple écart de réglage, dérivée approximative d'une grandeur ou d'autres grandeurs internes).

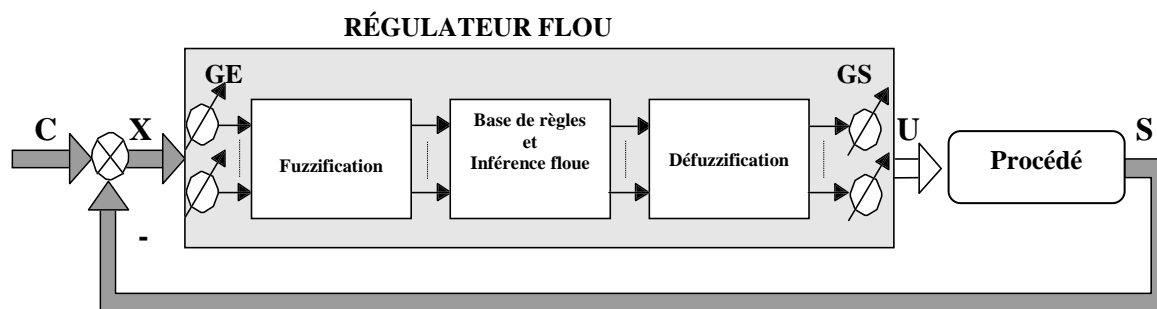


Figure III.1. Schéma de principe de la régulation floue.

III.2.1. Fuzzification des entrées

L'objectif de la fuzzification est de transformer les variables déterministes d'entrée en variables floues, c'est-à-dire en variables linguistiques, en définissant des fonctions d'appartenance pour ces différentes variables d'entrée.

Les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes (voir section II.3.4); mais les formes trapézoïdales, triangulaires ou issues de modèles mathématiques sont les plus couramment utilisées.

Les grandeurs physiques d'entrée X sont réduites à des grandeurs normalisées x dans une plage de variation, souvent $[-1,1]$, appelée univers de discours, qui peut-être soit discret, soit continu. Bien souvent, cet univers de discours est borné, en appliquant une limitation sur la valeur numérique de $|x| \leq 1$, pour pallier le problème des grandes variations de X . Les gains de normalisation caractérisent les facteurs d'échelle entre x et X .

Dans le cas d'un univers de discours continu, le nombre de valeurs linguistiques (très négatif, négatif, zéro, positif, très positif ...) représenté par des fonctions d'appartenance pour une variable x_1 peut varier par exemple, trois, cinq ou sept. Un exemple de fuzzification continue est illustré dans la figure III.2 pour une seule variable de x , avec des fonctions d'appartenance trapézoïdales; les valeurs linguistiques correspondantes sont caractérisées par des symboles tels que N pour négatif, Z pour zéro, et P pour positif. Ainsi $x_1 = 0.2$ devient après fuzzification le sous-ensemble flou $\bar{x}_1 = (0 \quad 0.8 \quad 0.2)$.

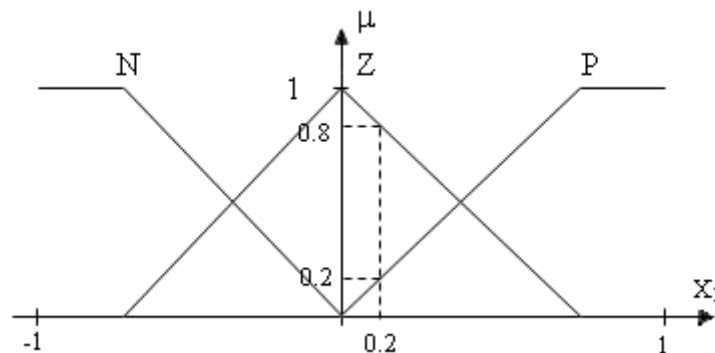


Figure III.2. Fuzzification continue avec trois fonctions d'appartenance.

En général, les fonctions d'appartenance prennent leur valeur dans l'intervalle $[0,1]$.

Le paragraphe suivant traite de la deuxième étape qui consiste à établir les règles à partir de ces variables floues, et à les évaluer.

III.2.2. Base de règles et méthodes d'inférence

Tout d'abord, une description linguistique des règles, ainsi que les matrices d'inférences ou matrices des règles sont présentées.

III.2.2.1. Règles floues - matrices d'inférences/des règles

Les règles floues représentent le coeur du régulateur, et permettent d'exprimer sous forme linguistique les variables d'entrée du régulateur aux variables de commande du système.

Un type de règle peut-être par exemple :

Si x_1 est "positif" et x_2 est "zéro" alors u est "négatif"

Où x_1 et x_2 représentent deux variables d'entrée du régulateur telles que : l'écart de réglage, sa variation et u la commande. L'expérience dans l'élaboration de ces règles joue un rôle important.

Cependant, la littérature nous donne quelques méthodes qui peuvent être mises en oeuvre pour recueillir ces règles, pouvant être classées en deux types d'études.

Dans le cas d'un système classique, où les entrées et sorties du régulateur sont bien définies, il est inutile de passer par une étape d'extraction de connaissances pour les déterminer [27]. En général, le nombre de règles est peu important, de quatre à une vingtaine.

Dans le cas d'un système complexe, ces méthodes sont basées sur le savoir-faire de l'opérateur humain où celui-ci décrit lui-même des stratégies de commande [28], [29].

Une représentation graphique de l'ensemble des règles, appelée matrice d'inférence ou matrice des règles, couramment utilisée dans la littérature [27] [30], permet de synthétiser le coeur du régulateur flou.

Le tableau III.1 représente un exemple de matrice d'inférence pour les deux variables linguistiques d'entrée x_1 et x_2 et la variable floue de sortie u utilisées au paragraphe précédent. Les symboles TP et TN représentent respectivement Très Négatif et Très Positif.

		x_2		
		N	Z	P
x_1	N	TP	P	Z
	Z	P	Z	N
	P	Z	N	TN

Tableau III.1. Exemple de matrice d'inférence.

La case en grisé du tableau III.1 représente la règle :

Si x_1 est "positif" et x_2 est "zéro" alors u est "négatif"

Lorsque toutes les cases de la matrice d'inférence sont remplies (comme pour l'exemple du tableau III.1), il s'agit de règles d'inférence complètes, dans le cas contraire, de règles d'inférence incomplètes.

Après avoir présenté la manière d'établir les règles du régulateur flou, il est nécessaire d'en déduire une sortie par raisonnement, qui est présenté dans le sous-paragraphe suivant.

III.2.2.2. Raisonnement flou

Le raisonnement flou a pour objectif de déterminer en fonction des variables linguistiques d'entrée x , issues de la fuzzification des variables réelles d'entrée X et des règles floues de commande, un ensemble flou de valeurs possibles pour la variable linguistique de sortie u .

Il y a en général deux façons de raisonner. La première est basée sur l'inférence de règles floues, et la deuxième sur la logique floue.

III.2.2.2.1. Raisonnement basé sur l'inférence de règles floues :

Cette méthode d'inférence est directement issue de celles basées sur les systèmes experts [31].

Cette façon de raisonner dépend des implications utilisées, de la forme des fonctions d'appartenance et utilise des méta-implication du type :

Si x_1 est P alors u est N

Cette méta-implication souvent appelée relation (notée R), peut être représentée par une fonction d'appartenance $\mu_R(x_1, u)$ dépendant des fonctions d'appartenance $\mu_P(x_1)$ et $\mu_N(u)$. Citons quelques modélisations possibles :

$$\mu_R(x_1, u) = \min[\mu_P(x_1), \mu_N(u)] \quad (\text{III.1})$$

$$\mu_R(x_1, u) = \mu_P(x_1) \cdot \mu_N(u) \quad (\text{III.2})$$

$$\mu_R(x_1, u) = \min[1, 1 - \mu_P(x_1) + \mu_N(u)] \quad (\text{III.3})$$

$$\mu_R(x_1, u) = 1 - \mu_P(x_1) + \mu_P(x_1) \cdot \mu_N(u) \quad (\text{III.4})$$

Cependant, cette méta-implication ne peut être utilisée que si x_1 est P existe. Or, dans beaucoup de cas, on cherche à déduire des résultats avec un P' qui diffère de P. Pour cela, une extension du modus ponens défini en logique, appelée le modus ponens généralisé proposé par Zadeh, est utilisée pour déterminer une conclusion pour chaque règle en fonction de la prémisse de celle-ci. Ce type d'inférence correspond au schéma suivant :

Si x_1 est P alors u est N	
x_1 est P'	
u est N'	

Le résultat " u est N'" peut alors être obtenu en utilisant une modélisation dépendant d'un opérateur de composition D [32]:

$$\mu_{N'}(u) = \sup(\mu_P(x_1) \circ \mu_R(x_1, u)) \quad (\text{III.5})$$

L'application à la commande se fait de la manière suivante :

Soit la règle de commande R_i : Si x_1 est P et x_2 est Z alors u est N où P, Z et N représentent les valeurs linguistiques floues respectivement définies sur les univers de discours des variables linguistiques x_1, x_2 et u .

Si à un instant t , x_1 et x_2 prennent respectivement les valeurs x_{10} et x_{20} , les valeurs de vérité (ou degré d'appartenance) des deux prédicats " x_1 est P" et " x_2 est Z" seront respectivement égales à $\mu_P(x_{10})$ et $\mu_Z(x_{20})$, et celle de la proposition floue " u est N" sera $\mu_N(u)$.

Ainsi, le résultat de l'inférence, représentant la valeur de vérité de la règle R_i (noté μ_{R_i}), sera fonction des différents degrés d'appartenance cités ci-dessus, ainsi que des opérateurs (ET, f) choisis pour modéliser la conjonction "et" et l'implication "Si ... alors ...".

$$\mu_{R_i}(x_{10}, x_{20}, u) = f(ET[\mu_P(x_{10}), \mu_Z(x_{20})], \mu_N(u)) \quad (\text{III.6})$$

Le choix des opérateurs aboutit à des résultats différents, comme le montre les figures III.3 à III.5 ($\mu_{R_i}(x_{10}, x_{20}, u)$ est représenté en grisé).

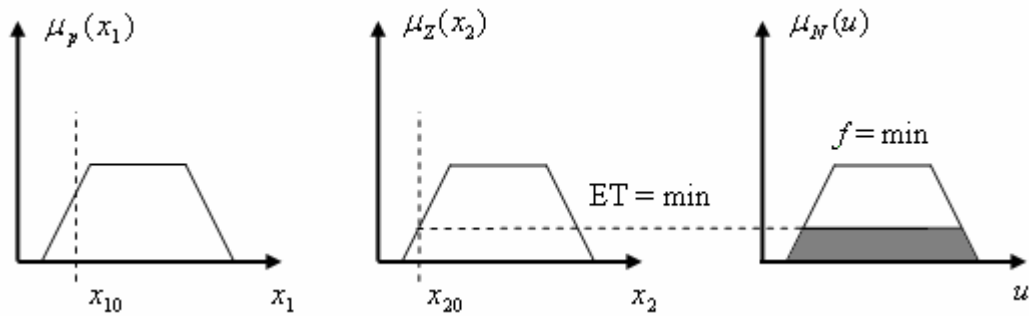


Figure III.3 : $ET(a,b) = \min(a,b)$, $f(a,b) = \min(a,b)$.

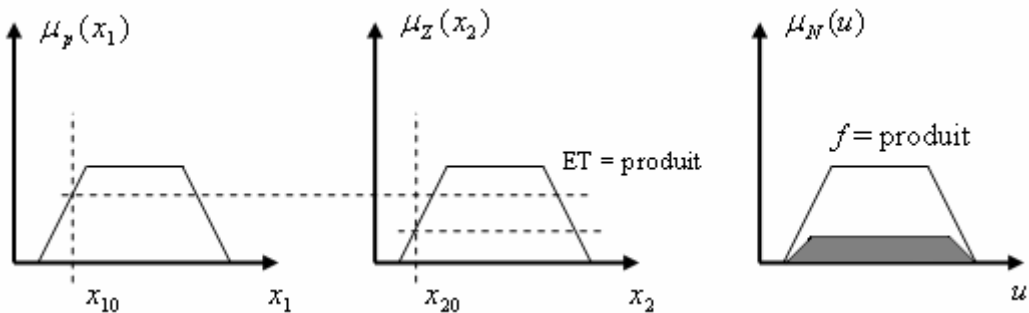


Figure III.4 : $ET(a,b) = a.b$, $f(a,b) = a.b$.

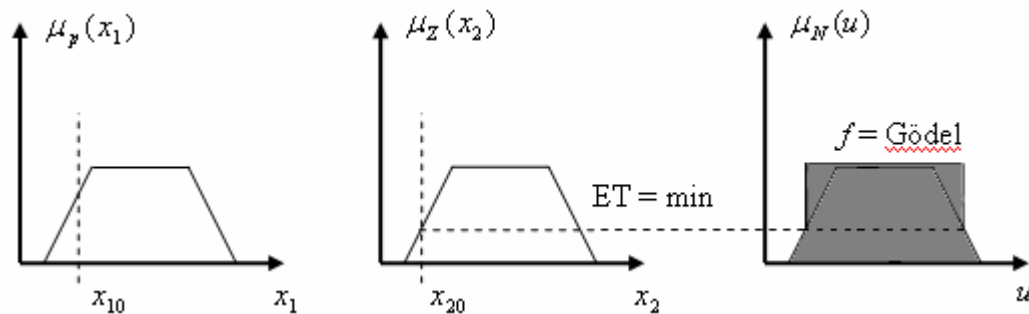


Figure III.5 : $ET(a,b) = \min(a,b)$, logique de Gödel : $f(a,b) = \begin{cases} 1 & a \leq b \\ b & \text{sinon} \end{cases}$.

Ensuite, après avoir évalué chaque règle, il est nécessaire de reconstruire la sortie globale du régulateur, c'est-à-dire prendre en compte l'ensemble des valeurs de vérité $\mu_{R_i}(x_{10}, x_{20}, u)$ des règles R_i .

Dans ce but, les règles sont connectées par des "Sinon", qui s'interprètent dans le cas où $\mu_{R_i}(x_{10}, x_{20}, u)$ est contenue dans $\mu_N(u)$, par une co-norme triangulaire, dans le cas contraire, une norme triangulaire [31].

L'inférence sur l'ensemble des n règles du régulateur flou donne donc le résultat suivant:

$$\mu_u(u) = ELSE_{i=1}^n \mu_{R_i}(x_{10}, x_{20}, u) \tag{III.7}$$

L'obtention de l'ensemble flou u diffère selon le choix du "Sinon". La figure III.6 permet d'illustrer cette inférence, pour un régulateur à deux règles :

R_1 : Si x_1 est P et x_2 est P alors u est N

R_2 : Si x_1 est N et x_2 est N alors u est P

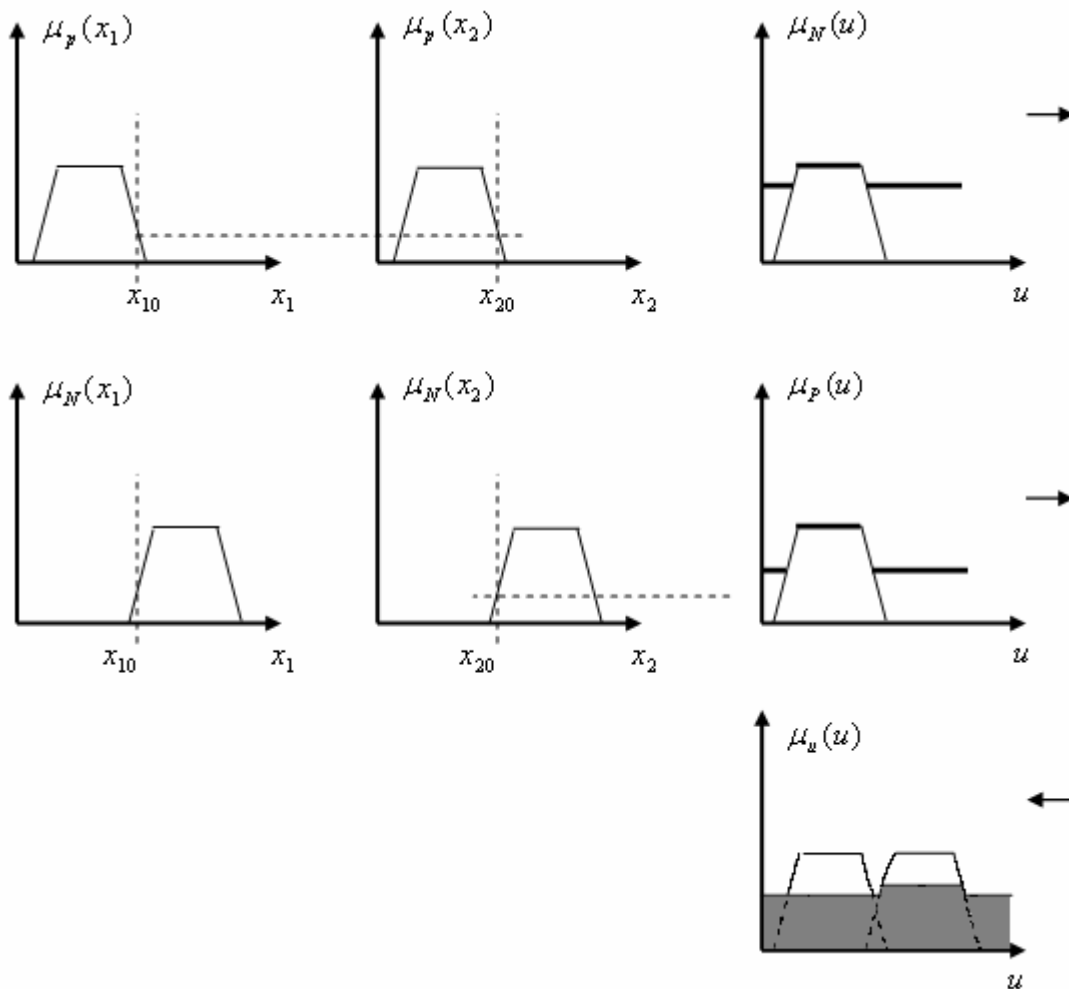


Figure III.6. Obtention de $\mu_u(u)$ pour un régulateur à deux règles

avec : $ET(a,b) = \min(a,b)$, **implication booléenne :**

$$f(a,b) = \max(1-a,b), \quad \text{SINON} = \min(a,b).$$

Après avoir présenté la première approche basée sur le raisonnement flou par inférences, la partie suivante présente la seconde qui est basée sur la logique floue.

III.2.2.2.2. Raisonnement basé sur la logique floue

Cette seconde approche est issue de la logique floue et plus particulièrement de la logique de Lukasiewicz. Il n'y a plus à proprement parler de modélisation de l'inférence [13].

Contrairement au raisonnement par inférences, où toute combinaison différente des entrées donne une nouvelle règle (même si la valeur linguistique de sortie est identique), le raisonnement fondé sur la logique floue, consiste pour une seule règle à prendre en compte l'ensemble des combinaisons des entrées qui aboutissent à la même valeur linguistique de sortie. Dans ce cas, les prémisses des règles ayant une même conclusion sont liées par un connecteur "ou" pour ne former qu'une seule règle.

À chaque règle R_i , est associée un poids w_i . Ce poids dépend de la prémisse de chaque règle i , mais également des opérateurs "et" et "ou".

Par exemple, les trois règles suivantes au sens de la première méthode :

Si x_1 est TP et x_2 est TN alors u est N

Sinon Si x_1 est P et x_2 est N alors u est N

Sinon Si x_1 est N et x_2 est N alors u est N

Se transforment dans le cas de la régulation par logique floue à une seule règle :

Si x_1 est TP et x_2 est TN

ou x_1 est P et x_2 est N

ou x_1 est N et x_2 est N

alors u est N

Le poids associé à cette règle est donné par [33]:

$$w_i = OU(ET[\mu_{x_{1j}}(x_{10}), \mu_{x_{2k}}(x_{20})]) \quad (\text{III.8})$$

où i est l'indice de la règle, j et k les indices correspondant aux valeurs linguistiques prises en compte pour les variables floues (dans l'exemple : TP, P, N pour x_1 et TN, N pour x_2), et l le nombre de prédicats de la prémisse connectés par des "ou". La sortie peut se résumer à un ensemble flou comme dans le cas du raisonnement par inférences.

Les sorties issues de l'évaluation des règles sont donc encore floues ; par conséquent une étape de défuzzification est nécessaire, ce qui fait l'objet du paragraphe suivant.

III.2.3. Défuzzification

Cette dernière étape appelée défuzzification consiste à prendre une décision, c'est-à-dire, obtenir une commande réelle à partir de la commande obtenue sous forme d'ensemble flou.

Dans le cas d'un *raisonnement basé sur l'inférence de règles floues*, plusieurs algorithmes existent. Mais les deux méthodes les plus utilisées sont le Centre de Gravité (CG) et la Moyenne des Maxima (MM) dont les définitions sont les suivantes :

$$u_{CG}^* = \frac{\int_{-1}^1 u \cdot \mu_u(u) \cdot du}{\int_{-1}^1 \mu_u(u) \cdot du} \quad (\text{III.9})$$

$$u_{MM}^* = \frac{\sum_{i=1}^n u_i}{n} \quad (\text{III.10})$$

Où les u_i sont définis tels que :

$$\mu_u(u_i) = \max_u(\mu_u(u)) \quad (\text{III.11})$$

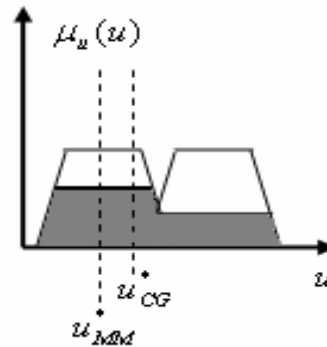


Figure III.7. Défuzzification de la sortie floue
(CG = Centre de Gravité, MM = Moyenne des Maxima).

La figure III.7. présente les résultats obtenus par ces deux méthodes, pour un ensemble flou de sortie donné.

La défuzzification par Centre de Gravité nécessite un calcul assez important, surtout pour une commande en temps réel.

Dans l'autre cas, celui d'un raisonnement basé sur la logique floue, la défuzzification peut s'effectuer de deux manières possibles : sous la forme linéaire (L) ou non linéaire (NL) [34], [35]. Les définitions sont les suivantes :

$$u_L^* = \sum_{i=1}^n w_i \cdot u_i \quad (\text{III.12})$$

$$u_{NL}^* = \frac{\sum_{i=1}^n w_i \cdot u_i}{\sum_{i=1}^n w_i} \quad (\text{III.13})$$

Où n représente le nombre de règles.

La présentation des différentes parties d'un régulateur flou étant terminée, le prochain paragraphe traite rapidement de l'influence des différents paramètres des régulateurs.

III.2.4. Choix des différents paramètres d'un régulateur flou

La figure III.8 résume l'ensemble des paramètres variables dans le cas d'un raisonnement basé sur la logique floue.

L'ensemble des paramètres à régler est très important : nombre et forme des valeurs linguistiques des entrées, nombre et forme des valeurs linguistiques des sorties, choix des différentes logiques, choix de la méthode de défuzzification...

L'analyse de l'influence de ces paramètres n'est évidemment pas une chose facile. Néanmoins, plusieurs études ont tenté en partie de faire varier certains de ces paramètres pour dégager quelques règles.

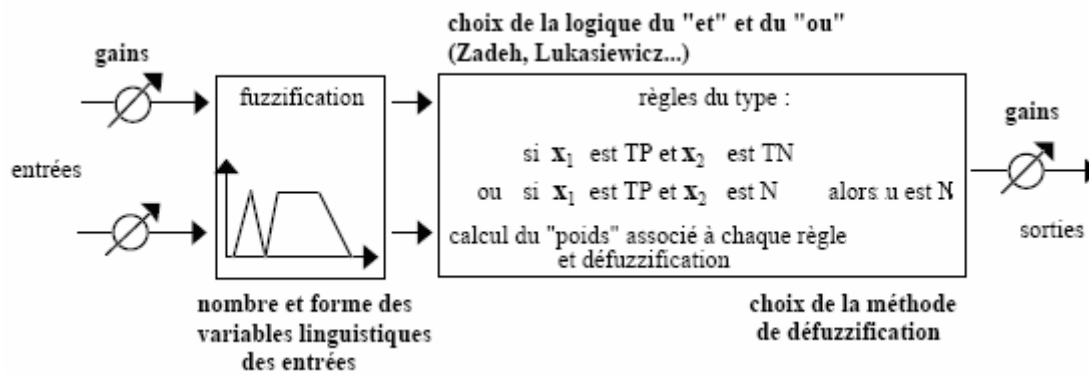


Figure III.8. Régulateur flou basé sur la logique floue.

Des études concernant les fonctions d'appartenance ont été menées [27], [19], [36], néanmoins la forme et le nombre des fonctions d'appartenance sont très dépendants de l'application et ne peuvent se dissocier de la partie règles floues. Pour le raisonnement flou, il semble qu'à partir du moment où les opérateurs utilisés respectent certaines propriétés, ils ne constituent pas un paramètre primordial du régulateur. Des études ont également été menées concernant les gains de normalisation [37], [38], et là encore les résultats obtenus sont très dépendants des modèles de systèmes utilisés et des autres paramètres du régulateur flou mis en oeuvre.

Il faut de plus se méfier de certaines conclusions qui peuvent provenir du fait de l'étude d'un paramètre particulier en laissant les autres invariants. Par exemple, l'implication floue de Kleene-Dienes[27], se révèle catastrophique pour la commande. Il se trouve que l'auteur étudiait l'influence de paramètres dans le cas d'un découpage avec fonctions d'appartenance triangulaires. En remplaçant ces fonctions par des trapèzes à fort recouvrement, ce qui utilise le fait que cette implication prend en compte l'incertitude, les résultats obtenus sont très performants [39].

Finalement il ressort de ces études un certain nombre de règles de bon sens du type : il faut faire des partitions floues qui prennent en compte des caractéristiques du procédé (non linéarités, bruit...) mais il n'y a pas de résultats définitifs.

III.3. Différents types de régulateur flou

Cette classification est basée sur la manière dont la commande du système est obtenue en fonction des différents paramètres d'entrée du régulateur [36].

III.3.1. Régulateurs flous à structure PID (RF-P, RF-PD, RF-PI, RF-PID)

Dans cette classe de régulateurs, quatre formes classiques sont distinguées, en fonction de leur équivalence aux régulateurs classiques. Par analogie, la fonction reliant la sortie du régulateur à ses entrées devient non linéaire.

* Régulateur Flou Proportionnel (RF-P)

La loi de commande d'un régulateur flou de ce type est proportionnelle à la valeur de l'erreur entre la sortie du système et la consigne ; les règles sont de la forme : Si $e(k)$ est E alors $u(k)$ est U. La loi de commande s'apparente à celle d'un régulateur Proportionnel classique avec un gain non linéaire :

$$u(k) = K_p(k)e(k) \quad (\text{III.14})$$

* Régulateur Flou Proportionnel Dérivé (RF-PD)

Pour ce type de régulateur, la commande du système s'obtient en fonction des erreurs et de leurs dérivées premières suivant des règles de la forme : Si $e(k)$ est E et $De(k)$ est DE alors $u(k)$ est U.

La loi de commande du régulateur PD classique équivalent est :

$$u(k) = K_p(k)e(k) + K_D(k)(e(k) - e(k-1)) \quad (\text{III.15})$$

* *Régulateur Flou Proportionnel Intégral (RF-PI)*

C'est le plus classique des régulateurs à structure PID utilisés pour des systèmes d'ordre inférieur ou égal à 2. Une règle s'écrit alors sous la forme : Si $e(k)$ est E et $De(k)$ est DE alors $Du(k)$ est DU. Le régulateur PI classique équivalent s'écrivant :

$$\Delta u(k) = K_p(k)(e(k) - e(k-1)) + K_I(k)e(k) \quad (\text{III.16})$$

* *Régulateur Flou Proportionnel Intégral et Dérivée (RF-PID)*

Ce dernier type de régulateur utilise l'erreur, l'intégrale de l'erreur et la variation de l'erreur pour élaborer les règles. Avec : $\delta e(k) = \sum_{i=1}^{i=k-1} e(i)$, les règles sont de la forme :

Si $e(k)$ est E et $De(k)$ est DE et $\delta e(k)$ est SE alors $u(k)$ est U.

Plusieurs auteurs ont alors proposé des équivalences entre ces RF et leur version linéaire, [35], [40].

III.4. Conclusion

Les récents progrès théoriques et le nombre de plus en plus important des applications industrielles (plus de 1500 applications à caractère industriel recensées en 1994) de la commande floue semblent donner une place respectable à cette approche .

En effet, des applications de la commande floue existent maintenant dans des domaines très variés, tels que la robotique, les machines-outils, les véhicules, le domaine ferroviaire, les applications domestiques (climatisation, douche, appareils photographiques, appareils électroménagers)...

Il semble que la réalisation d'un contrôleur flou soit particulièrement recommandée lorsque le procédé est mal connu ou difficile à décrire, dû à une complexité trop importante.

Dans ce cas, la facilité de mise en oeuvre dépend bien entendu de l'application, la difficulté résidant dans l'obtention de l'expertise liée à l'application.

Il subsiste quelques points difficiles notamment en ce qui concerne le problème du choix des techniques spécifiques aux contrôleurs flous à mettre en oeuvre pour un type de procédé donné. Ce problème est compensé par la facilité de mise en oeuvre des contrôleurs flous et leur aptitude à implémenter l'expertise humaine sous forme de règles. Néanmoins, même avec ces limitations, des comparaisons entre des commandes classiques et floues ont été effectuées, entre autres [30] ont montré que l'approche floue tient une place respectable par rapport aux autres méthodes.

CHAPITRE IV

POURSUITE DU POINT DE PUISSANCE MAXIMALE

IV.1. Introduction

Comme on a vu dans le chapitre I, la puissance maximale qui correspond au point de fonctionnement optimal est déterminée pour différentes insolation des rayons solaires, ainsi que pour différentes variations de température (voir figures I.6, I.7).

Les circuits de base des hacheurs sont illustrés sur les figures I.14, I.19 et I.23. On utilise des convertisseurs de type DC/DC dans la partie contrôle du système photovoltaïque car ils sont faciles à contrôler, par leurs rapports cyclique en utilisant un signal MLI. Ces convertisseurs DC/DC (Hacheurs : buck, boost et buck-boost) sont utilisés comme des MPPT par la régulation de la tension de sortie du système photovoltaïque. A partir de cette règle et selon le type de contrôleur, on peut raisonner sur plusieurs et différentes méthodes, afin d'extraire le maximum de puissance d'un panneau solaire.

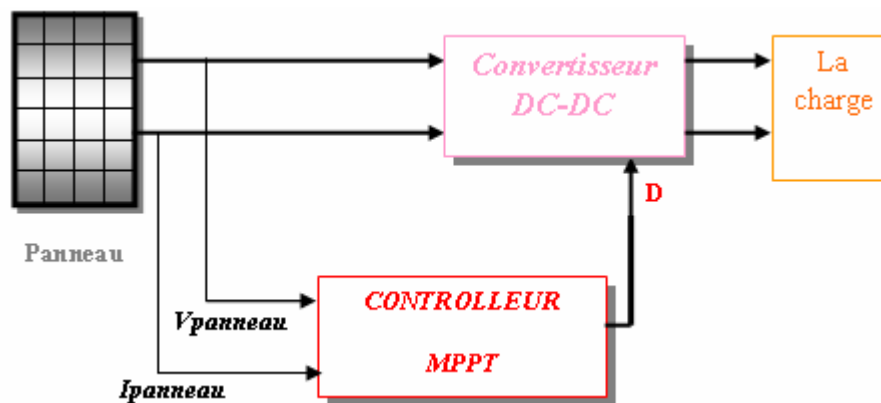


Figure IV.1. Convertisseur MPPT.

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

Dans ce chapitre, on va citer différentes méthodes de poursuite du point de puissance maximale allant de la méthode la plus simple jusqu'à la plus complexe et en citant à la fin notre méthode qui est l'application d'un contrôleur flou à la poursuite du point de puissance maximale.

IV.2. Adaptation manuelle de la charge au générateur photovoltaïque

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

L'avantage de cette méthode est qu'elle est très simple. Car aucun circuit additionnel n'est employé.

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

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

IV.3. Adaptation manuelle du générateur photovoltaïque à la charge

Une amélioration de la méthode discutée précédemment est nécessaire.

Un certain nombre de batterie contrôlables son connectées en série. Selon la tension d'opération désirée de la cellule photovoltaïque, le nombre de cellules de batterie en série peut être changée.

On peut aussi en réarrangeant les raccordements en série et parallèle entre les différents modules entre eux, l'assortiment entre la charge et la rangé photovoltaïque de cellules est amélioré.

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

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

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

IV.4. Méthodes à contre réaction de tension

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

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

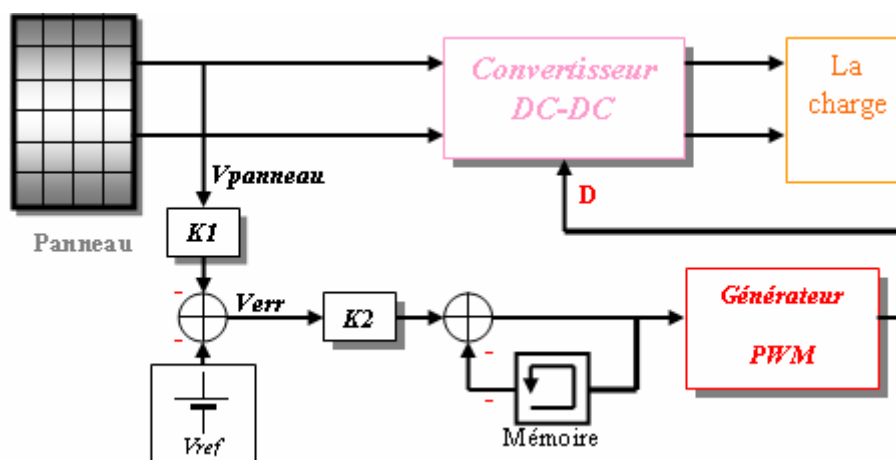


Figure IV.2. Principe de la méthode à contre réaction de tension avec tension de référence.

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

IV.4.1. Méthode à tension de référence fixe

A cause de la dépendance de la tension du panneau de l'ensoleillement et de la température, la tension de puissance maximale est déviée, alors la tension de référence doit être corrigée pour différents ensoleillements et températures au long des périodes de l'année [5] [41].

Dans cette méthode la tension de référence est prédéfinie (Figure IV.2). Elle correspond à la tension moyenne de l'intervalle des points des puissances maximales (Figure IV.3) relevées par des tests sous différentes conditions d'ensoleillement et de température.

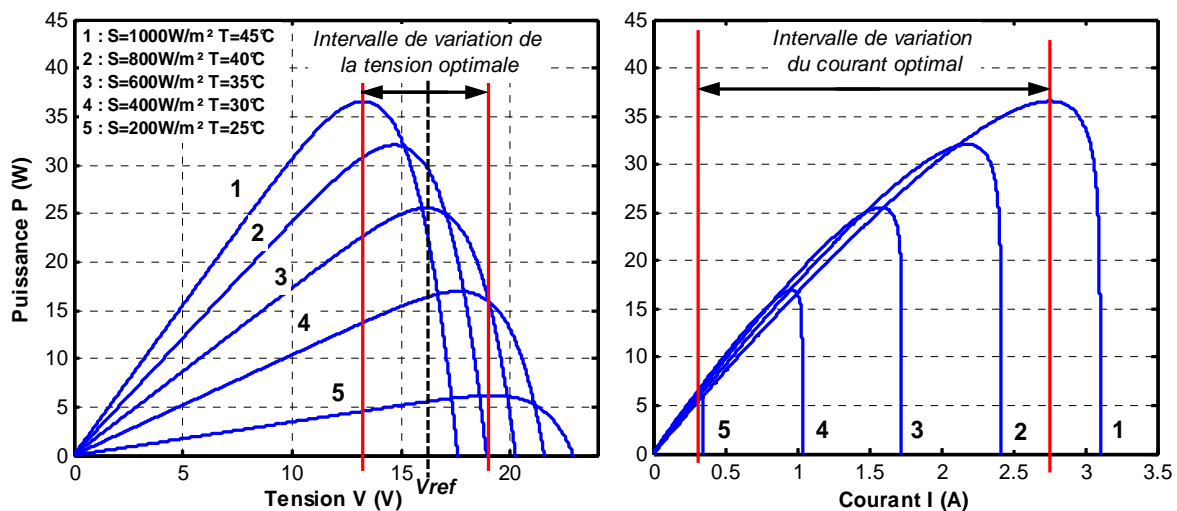


Figure IV.3. Intervalles de variation de la tension et du courant de fonctionnement optimal pour des ensoleillements et des températures variables.

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

IV.4.2. Méthode à tension de référence en fonction de V_{oc}

Pour un ensoleillement et une température donnés la tension qui correspond à la puissance maximale du panneau est exprimée comme une fonction linéaire de la tension en circuit ouvert du panneau. [41]

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

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

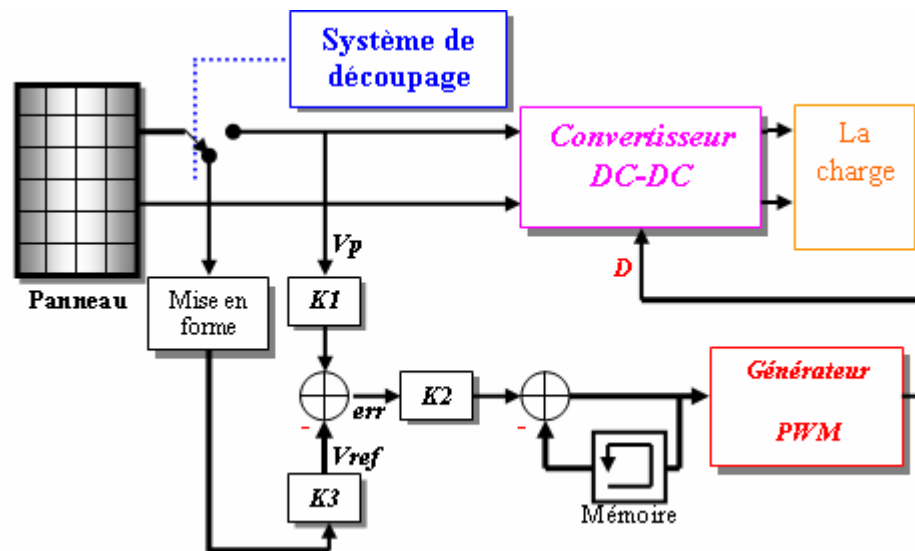


Figure IV.4. Principe de la méthode à contre réaction de tension avec tension de référence en fonction de tension à circuit ouvert du panneau.

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

L'inconvénient c'est que l'ajustement de la tension de référence à 77% de la tension à vide du panneau est toujours une fraction fixe, cette méthode ne peut pas être considérée comme un vrai moyen et exacte de poursuite de MPP. L'exactitude de l'ajustement de la tension de fonctionnement à la tension maximum V_{mp} de puissance dépend du choix de cette fraction comparée au vrai rapport V_{mp}/V_{oc} .

Un autre défaut est que l'interruption du fonctionnement du système avec une certaine fréquence engendre des pertes qui sont estimées par Sullivan et Powers [43] à 0,05% de la puissance maximale disponible.

IV.4.3. Tension de référence externe (Cellule pilote)

Pour éviter les problèmes de la méthode précédente une cellule pilote est ajoutée au panneau solaire (c'est une cellule photovoltaïque simple qui est électriquement indépendante du reste de la rangée). La tension en circuit ouvert de cette cellule mesurée continuellement va nous donner une information implicite de la tension en circuit ouvert de l'ensemble des panneaux solaires, en multipliant cette tension avec le nombre de cellules en série. [5].

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

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

Et comme les méthodes précédentes, cette méthode utilise un facteur fixe pour estimer la tension V_{mp} à partir de la tension V_{oc} ce qui donne que le MPP n'est pas poursuivi parfaitement.

IV.5. Méthodes à contre réaction de courant

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

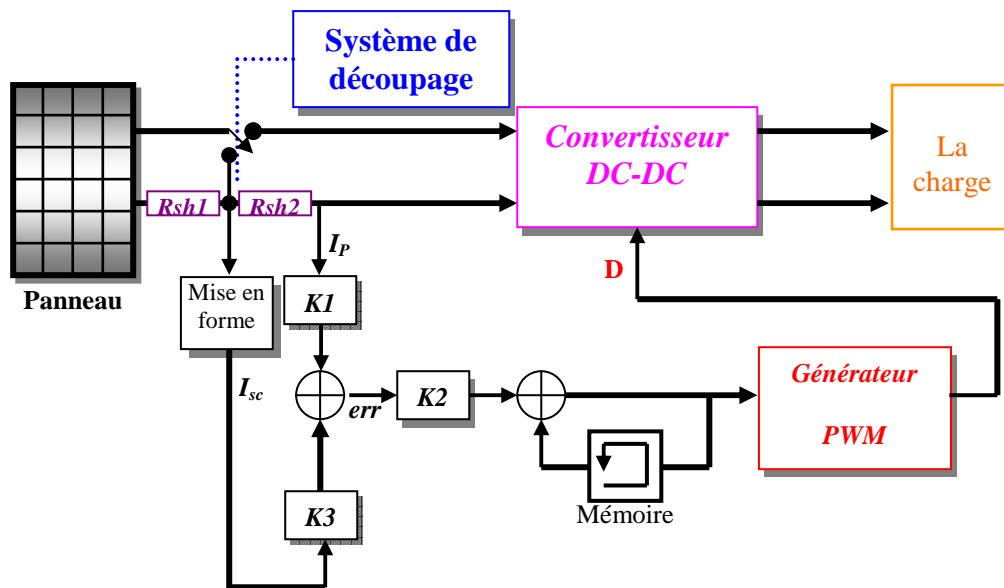


Figure IV. 5. Principe de la méthode MPPT à courant de référence en fonction de I_{sc} .

Ainsi on a les méthodes suivantes :

IV.5.1. Méthode à courant de référence en fonction du courant de court-circuit I_{sc}

Le courant de court-circuit du panneau solaire permet de savoir la valeur du courant optimal dans lequel doit fonctionner le panneau. Le courant optimal est proportionnel au courant de Court circuit, cette proportionnalité est presque constante en fonction des conditions d'ensoleillement et de température. La fonction $Imp=f(I_{sc})$ est pratiquement linéaire et elle est de forme $Imp=kI_{sc}$.

Mais généralement cette méthode à tension de référence fixe n'est pas applicable dans le cas de la contre réaction de courant à cause de la grande déviation du courant optimal pour différents ensoleillements et températures, voir figure IV.3.

IV.5.2. Méthode à courant de référence externe (Cellule pilote)

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

IV.6. Méthodes à contre réaction de puissance

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

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

IV.6.1. Méthode 'perturbation et observation'

IV.6.1.1 Algorithme 'perturbation et observation' simple (P and O simple)

C'est l'algorithme de poursuite du PPM le plus utilisé, et comme son nom l'indique il est basé sur la perturbation du système par l'augmentation ou la diminution de V_{ref} où en agissant directement sur le rapport cyclique du convertisseur DC-DC, puis l'observation de

l'effet sur la puissance de sortie du panneau. Si la valeur de la puissance actuelle $P(k)$ du panneau est supérieure à la valeur précédente $P(k-1)$ alors on garde la même direction de perturbation précédente sinon on inverse la perturbation du cycle précédent. La figure IV.6 donne l'organigramme de cet algorithme.

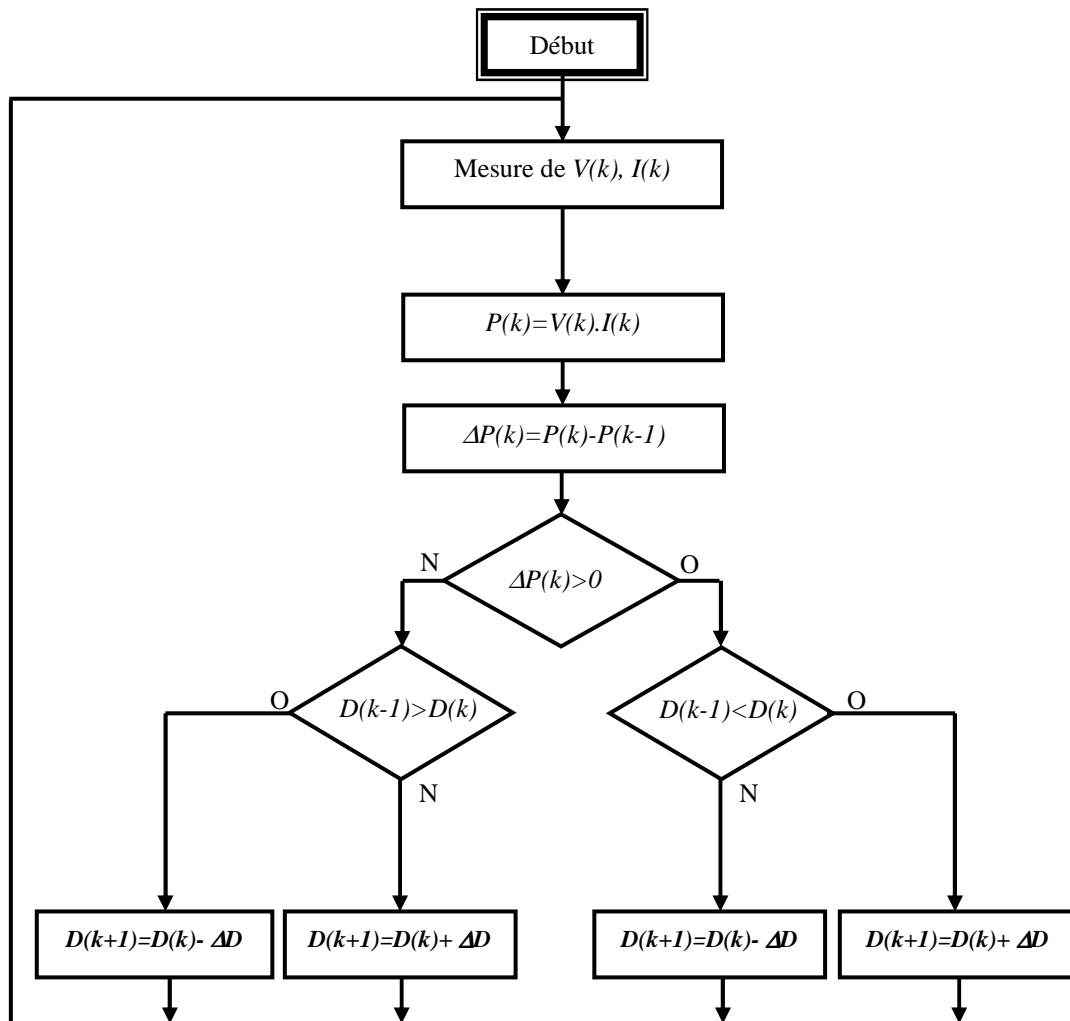


Figure IV. 6. Organigramme de l'algorithme Perturbation et Observation (P and O).

La figure IV.6 montre l'organigramme de l'algorithme de P&O tel qu'il doit être implémenté dans le microprocesseur de contrôle.

Le fonctionnement de cet algorithme est comme suit :

D'abord la tension V et le courant I sont mesurés pour calculer la puissance $P(k)$. Cette valeur $P(k)$ est comparée à la valeur de la puissance obtenue durant la dernière mesure $P(k-1)$. Si la puissance fournie par le panneau a augmenté depuis la dernière mesure, l'incrémementation ou la desincrémementation du rapport cyclique d continuera dans le même sens que lors du dernier cycle et ceci est fait par le test sur dV .

Si $dV > 0$ cela veut dire qu'on a incrémenté V durant le dernier cycle c'est-à-dire $D(k+1) = D(k) + \Delta D$

Si $dV < 0$ cela veut dire qu'on a décrémenté V durant le dernier cycle c'est-à-dire qu'on va mettre $D(k+1) = D(k) - \Delta D$ donc on termine dans le chemin où P continue à augmenter.

Si la puissance fournie par le panneau a diminué depuis la dernière mesure, l'incrémentations ou la desincrémentations du rapport cyclique d sera en sens inverse par rapport au dernier cycle et ceci est fait aussi par le test sur dV .

Avec cet algorithme la tension de fonctionnement V est perturbée avec chaque cycle. Dès que le MPP sera atteint, V oscillera autour du point de fonctionnement idéal (V_{mp}).

Mais ceci cause des pertes de puissances qui dépendent de la largeur du pas d'une simple perturbation ΔD .

Si la largeur du pas est grande, l'algorithme de MPPT répondra rapidement aux changements soudains et rapides des conditions de fonctionnement mais occasionnera des pertes dans des conditions changeantes lentement et dans les états stable.

Si la largeur du pas est très petite les pertes dans les états stables ou les conditions changeantes lentement seront réduites, mais le système aura une réponse lente aux changements rapides de la température ou d'insolation.

La valeur pour la largeur idéale du pas du système ne peut être déterminée qu'expérimentalement où par simulation, est ainsi satisfaire un compromis entre la réponse rapide et perte de puissance dans les états stables.

Un inconvénient de la méthode de P&O est décrit par Hussein et al [44], Si une augmentation brutale de l'ensoleillement est produite on aura une augmentation de la puissance du panneau, l'algorithme précédent réagit comme si cette augmentation est produite par l'effet de perturbation précédente, alors il continue dans la même direction qui est une mauvaise direction, ce qui l'éloigne du vrai point de puissance maximale. Ce processus continu jusqu'à la stabilité de l'ensoleillement où il revient au vrai point de puissance maximale. Ceci cause un retard de réponse lors des changements soudains des conditions de fonctionnement et des pertes de puissance (figure IV.7).

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

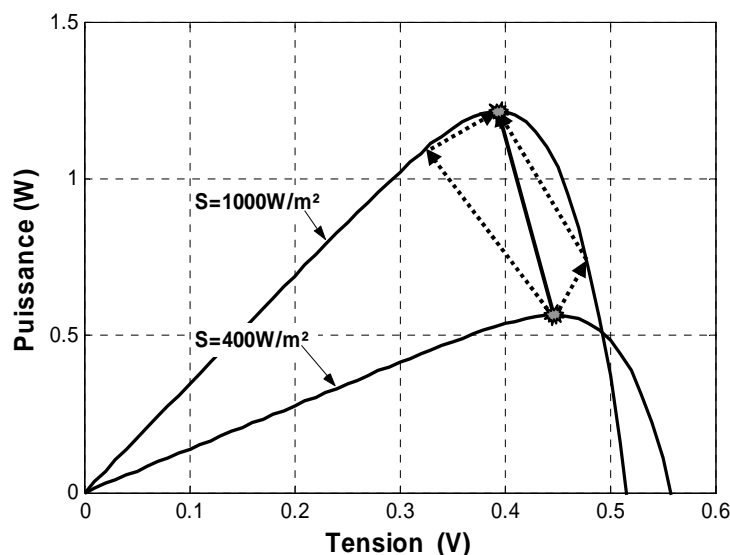


Figure IV.7. Effet d'une augmentation soudaine de l'ensoleillement sur la poursuite du PPM.

IV.6.1.2. L'algorithme P&O amélioré

Pour remédier à l'inconvénient de la méthode « P&O simple » une version améliorée de l'algorithme P&O est proposée, dans laquelle on introduit une nouvelle condition à la branche

Oui de condition $\Delta P(k) > 0$. Si $\Delta P(k)$ est positif dans les deux cycles de perturbation précédents ou si la direction de perturbation était dans la même direction dans les deux cycles précédents, alors la prochaine perturbation sera inversée par rapport à la précédente sans prise en compte de la direction de variation de la puissance. Le tableau IV.1 donne la table de vérité des seize possibilités qui existent avec comme entrées $\Delta P(k)$, $\Delta P(k-1)$, $\Delta V_{ref}(k)$, $\Delta V_{ref}(k-1)$, et comme sortie le sens de perturbation de la prochaine tension de référence $\Delta V_{ref}(k+1)$. [5].

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

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

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

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

IV.6.2. Algorithme 'incrémental conductance'

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

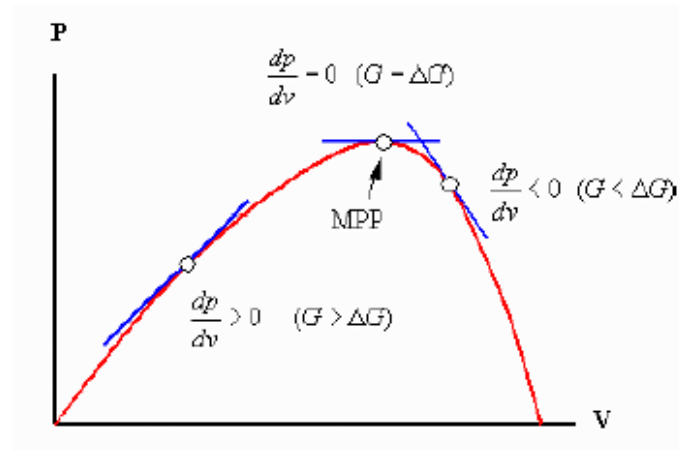


Figure IV.8. Signe de dP/dV pour différentes zones de fonctionnement.

La puissance du panneau solaire est donnée par :

$$P=V.I \quad (IV.1)$$

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

$$\frac{dP}{dV}=I+V \frac{dI}{dV} \quad (IV.2)$$

$$\frac{1}{V} \frac{dP}{dV}=\frac{I}{V}+\frac{dI}{dV} \quad (IV.3)$$

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

Puisque la tension V du panneau est toujours positive, la relation (IV.3) explique que le point de puissance maximale MPP est atteint si la conductance de la source G égale l'incrémentale conductance ΔG de la source avec un signe moins, et qu'elle est à gauche de ce point lorsque la conductance G est supérieure à l'incrémentale conductance ΔG et vice-versa, [41] comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dP}{dV} > 0 & \text{si } \frac{I}{V} > -\frac{dI}{dV} \\ \frac{dP}{dV} = 0 & \text{si } \frac{I}{V} = -\frac{dI}{dV} \\ \frac{dP}{dV} < 0 & \text{si } \frac{I}{V} < -\frac{dI}{dV} \end{cases} \quad (IV.4)$$

Pour éviter que la différentielle dV de la tension du panneau ne devienne nulle, lorsque le MPP est atteint dans les précédents cycles ou par une stabilisation du point de fonctionnement, ce qui conduirait à une division par zéro, l'algorithme fait un test de dV . S'il est nul il teste si le $dI = 0$ si c'est le cas alors le PPM est atteint et l'algorithme ne fait aucun changement, dans le cas contraire l'algorithme teste le signe de dI pour déterminer la position du PPM et ajuste la tension de référence correspondante. La figure IV.9 donne l'organigramme de cet algorithme.

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

une réponse rapide du système pour des changements brusques des conditions atmosphériques.

Mais à cause de l'approximation des dérivées dV et dI et l'utilisation d'un pas d'action constant, la condition $\frac{I}{V} = -\frac{dI}{dV}$ est rarement vraie ce qui conduit à des oscillations autour du PPM. Pour remédier à ce problème une erreur marginale ϵ est ajoutée aux conditions du MPP, c'est à dire que le MPP est atteint si $\left|\frac{I}{V} + \frac{dI}{dV}\right| \leq \epsilon$, la valeur de ϵ est limitée entre le problème de non fonctionnement dans le MPP exact et le problème de l'amplitude des oscillations. [5].

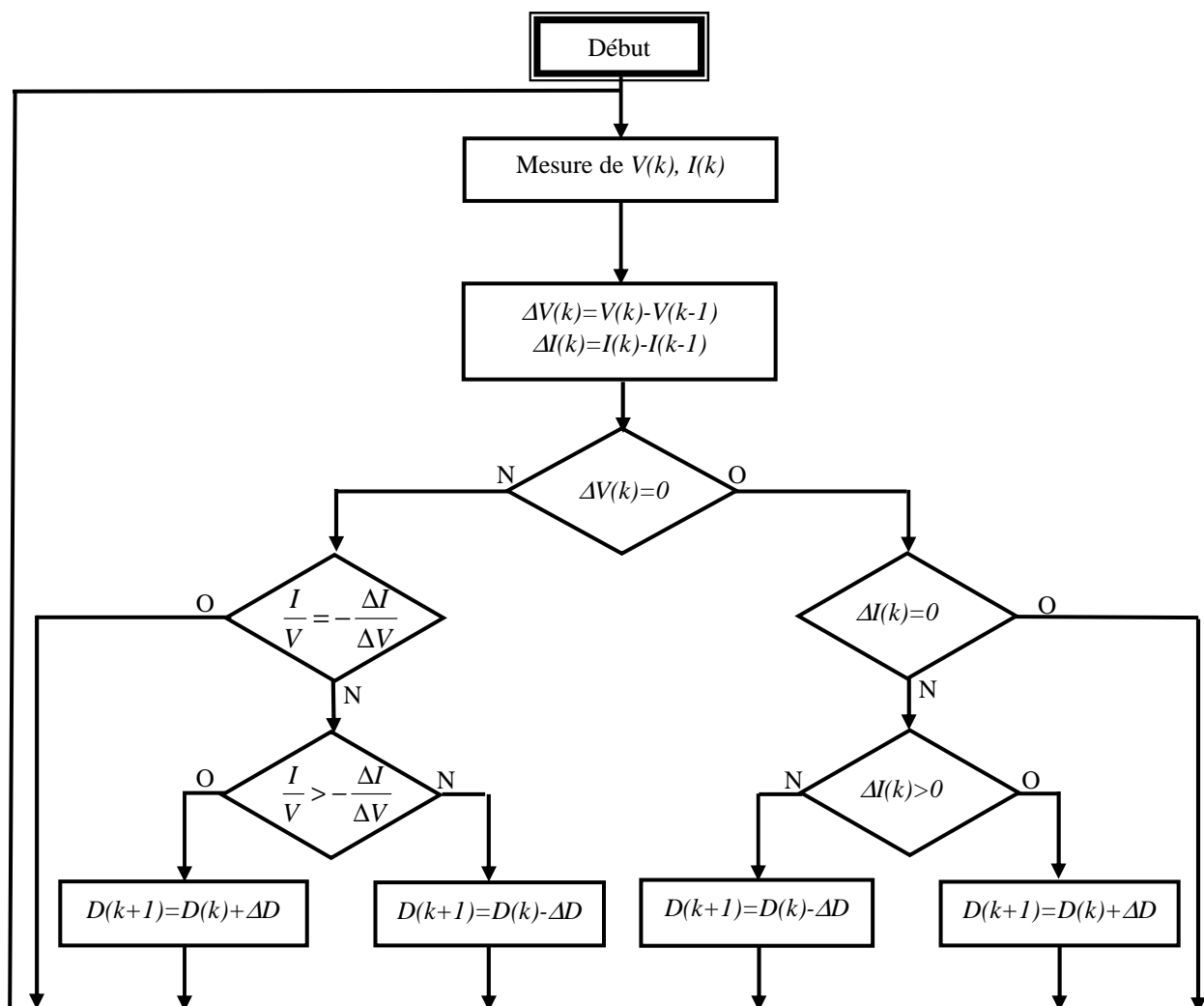


Figure IV.9. Organigramme de l'algorithme incrémental conductance.

IV.7. Méthode de poursuite analogique

Cette méthode utilise directement la tension et le courant du panneau pour le contrôle du MPP. L'image de la puissance du panneau est obtenue par la multiplication des grandeurs précédentes. Pour déduire le sens de variation de la puissance deux filtres RC de constantes de temps différentes créent un retard différent pour les deux branches P1, P2, en association avec un comparateur de tension. Ces deux signaux génèrent un signal qui représente la dérivée $\frac{dP}{dt}$.

Lorsque la puissance diminue la sortie du comparateur est négative, dans le cas contraire elle est positive. Ces créneaux attaquent une bascule *JK* où sa sortie bascule pour chaque front montant ou descendant du comparateur, la sortie de la bascule est intégrée par un circuit RC passe bas pour générer une tension continue qui sert comme tension de référence pour la génération de la PWM, (Figure IV.10). [42].

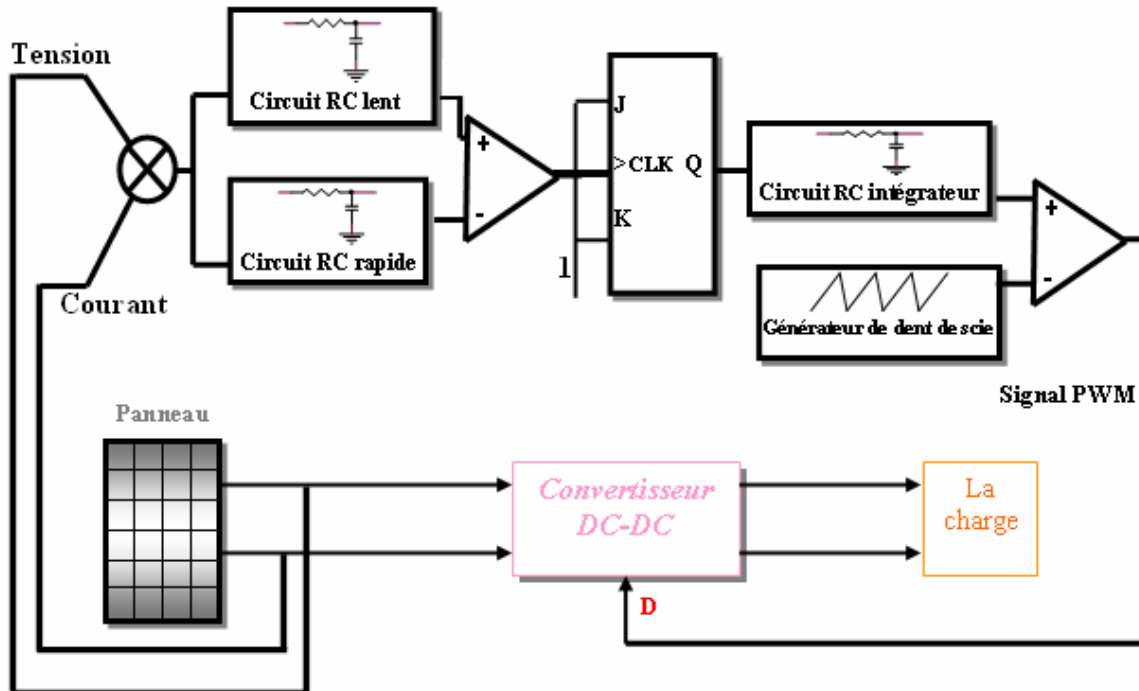


Figure IV.10. Modulation de la largeur d'impulsion PWM par un mécanisme analogique de la poursuite du point de puissance maximale.

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

Pour remédier à ce problème, [42] propose un contrôle du courant de sortie du panneau. S'il y a un arrêt du mécanisme de poursuite, le courant du panneau se fixe dans une valeur très basse ou très haute selon le type du convertisseur (Boost ou Buck). à ce cas on force la bascule à changer d'état pour que le point de fonctionnement s'éloigne des limites. L'avantage de cette technique réside dans sa simplicité d'implémentation et son bas prix.

IV.8. Le contrôleur flou appliqué à la poursuite du point de puissance maximale

IV.8.1. Principe de poursuite du point de puissance maximale par un contrôleur flou

L'objectif de la commande est d'extraire et de poursuivre la puissance maximale d'un générateur photovoltaïque pour différentes insolation et différentes valeurs de température. La puissance maximale qui correspond au point de fonctionnement optimal est déterminée pour différentes insolation des rayons solaires, ainsi que pour différentes variations de température.

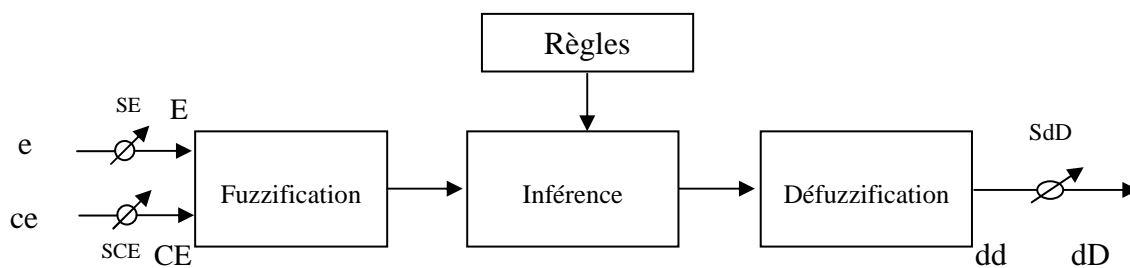
Dans ce qui suit, on va détailler les étapes de réalisations du contrôleur flou.

La figure I.6 montre les caractéristiques courant-tension et puissance-tension du panneau photovoltaïque, sous différentes valeurs d'insolations.

La figure I.7 montre la caractéristique tension-courant et puissance-tension du panneau photovoltaïque, sous différentes valeurs de température.

Dans un but de poursuivre le PPM; comme dans toutes les méthodes précédentes un convertisseur DC/DC (continu-continu) est généralement utilisé entre la source d'entrée (le générateur PV) et la charge (voir figure IV.1).

Comme indiqué au chapitre III section 1.2, le contrôleur flou comporte les trois blocs suivants : Fuzzification des variables d'entrées par l'utilisation des fonctions trapèze et triangulaire, ensuite l'inférence où ces variables fuzzifiées sont comparées avec des ensembles prédéfinis pour déterminer la réponse appropriée. Et enfin la défuzzification pour convertir les sous-ensembles fuzzifiés en valeurs en utilisant la défuzzification centroïde. La structure de base de notre contrôleur flou est donnée par la Figure IV.12.



SE, SCE : Gains d'entrées, SdD : Gain de sortie.

Figure IV.12. Structure de base du contrôleur flou.

La figure IV.12 montre la configuration du contrôleur flou qui se compose des :

Entrées –Sortie d'échelle, fuzzification, décision floue, et la déffuzzification.

Les facteurs d'échelle : SE, SCE et SdD font changer les valeurs des entrées et de sorties du contrôleur proportionnellement. La sortie dD est déduite par les deux variables E et CE, où cette dernière est dérivée du signal actuel par la division avec le facteur d'échelle correspondant.

a)Fuzzification

La tension et le courant actuels du générateur photovoltaïque sont mesurés instantanément par un convertisseur A/N, et la puissance peut être ainsi calculée :

$$P(k) = i(k).v(k) \tag{IV.5}$$

On suppose que le contrôle se fait par la satisfaction de deux critères relative à deux variables d'entrées du contrôleur flou proposé, qui sont:

- l'erreur (E) et le changement de l'erreur (CE) à des instants échantillonnés (k).

Les variables E et CE sont exprimées comme suit:

$$E(k) = \frac{P_{ph}(k) - P_{ph}(k-1)}{V_{ph}(k) - V_{ph}(k-1)} \tag{IV.6}$$

$$CE(k) = E(k) - E(k-1) \tag{IV.7}$$

Ou $P_{ph}(k)$ et $V_{ph}(k)$ sont respectivement: la puissance et la tension du générateur photovoltaïque.

➤ D'après l'entrée $E(k)$ on peut savoir si le point de fonctionnement de la charge est situé a gauche ou a droite du point de puissance maximale de la courbe puissance-tension (voir figure IV. 8)

Donc:

- si $E(k)$ est positif, le point de fonctionnement est a gauche du point de puissance maximale
- si $E(k)$ est négatif, le point de fonctionnement est a droite du point de puissance maximale
- $E(k)$ est Zéro au point de puissance maximale.

➤ D'après l'entrée $CE(k)$ on peut déterminer la valeur de la variation de l'erreur de l'entrée du contrôleur flou qui représente la direction du point de fonctionnement.

Dans ce cas, pour atteindre le point de puissance maximale on doit:

- Pousser vers la droite le point de fonctionnement qui se situe à gauche du point de puissance maximale, ce qui veut dire qu'on doit augmenter la tension.
- Pousser vers la gauche le point de fonctionnement qui se situe a droite du point de puissance maximale ce qui veut dire qu'on doit diminuer la tension.

✓ Comme discuté dans le premier chapitre section II.2 l'augmentation du rapport cyclique d provoque l'augmentation de la tension et vice versa

En utilisant les bases des sous ensembles flou on peut exprimer les variables d'entrées et de sortie en terme de variable linguistiques, ces dernières sont écrites en étiquettes comme suit:

PG: (positif grand)

PP: (positif petit)

ZE: (Zéro)

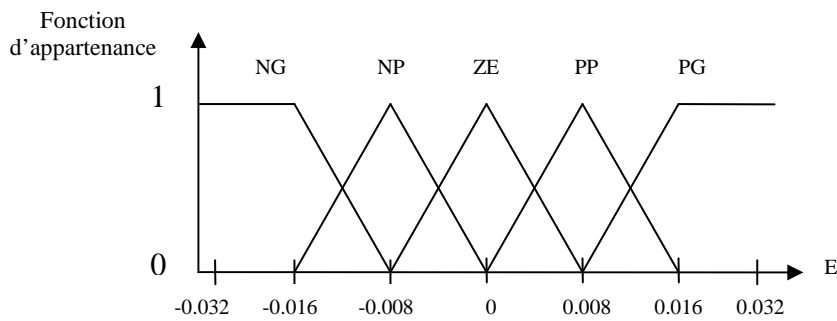
NP: (négatif petit)

NG: (négatif grand).

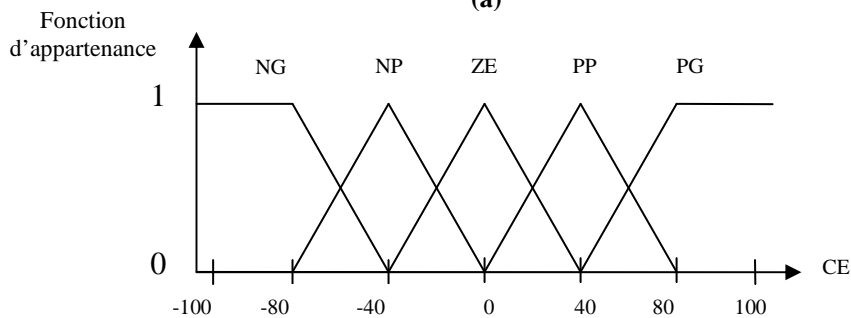
Le choix de cette classification est basé sur le raisonnement suivant. On va travailler sur deux ou plusieurs phases de poursuite. La première phase est une phase rude où on utilise un pas de recherche important pour accélérer la recherche, ainsi diminu le temps de réponse. Une fois le point de fonctionnement est proche du MPP l'algorithme flou fonctionne dans la phase fine où le pas de recherche devient faible ce qui va diminuer l'amplitude des ondulations et ainsi l'efficacité du système sera améliorée.

Donc on choisi des variables linguistiques pour savoir si le point de fonctionnement est loin ou proche du PPM, afin d'arriver le plus vite possible à ce point la.

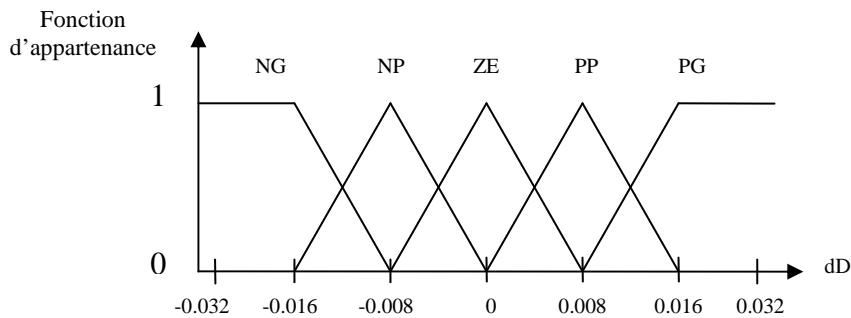
La figure IV.13 montre les fonctions d'appartenances des 5 sous ensembles flous des variables d'entrées ainsi que la variable de sortie.



(a)



(b)



(c)

Figure IV.13. Fonctions d'appartenance de:
(a) L'entrée E (b) L'entrée CE (c) La sortie dD.

b) Méthode d'inférence

La table IV.1 montre la table de règles du contrôleur flou où toutes les entrées de la matrice sont:

Les ensembles flous de l'erreur (E) et le changement de l'erreur (CE). La sortie de cette table de règles est le changement du rapport cyclique (dD).

Dans le cas de notre contrôleur flou, les règles de contrôle doivent être désignées de sorte que les variables d'entrées (E) doivent être toujours Zéro.

E	CE	NG	NP	ZE	PP	PG
NG	ZE	ZE	PG	PG	PG	PG
NP	ZE	ZE	PP	PP	PP	PP
ZE	PP	ZE	ZE	ZE	NP	NP
PP	NP	NP	NP	ZE	ZE	ZE
PG	NG	NG	NG	ZE	ZE	ZE

Table IV.1 Table de règles floues.

On prend comme exemple de règles de contrôle de la table IV.1:

❖ Si E est PG et CE est ZE Alors dD est NG

Ce qui veut dire que:

"Si le point de fonctionnement est loin du point de puissance maximale (PPM) vers le coté gauche, et le changement de la pente de la courbe ($P_{ph} = f(V_{ph})$) est environ Zéro; Alors diminuer le rapport cyclique (dD) largement".

On a choisi la méthode Mamdani comme une méthode d'inférence floue avec (opération MAX-MIN). Elle consiste à utiliser l'opérateur MIN pour le ET et l'opérateur MAX pour le OU.

La figure IV.14 illustre la composition MAX-MIN.

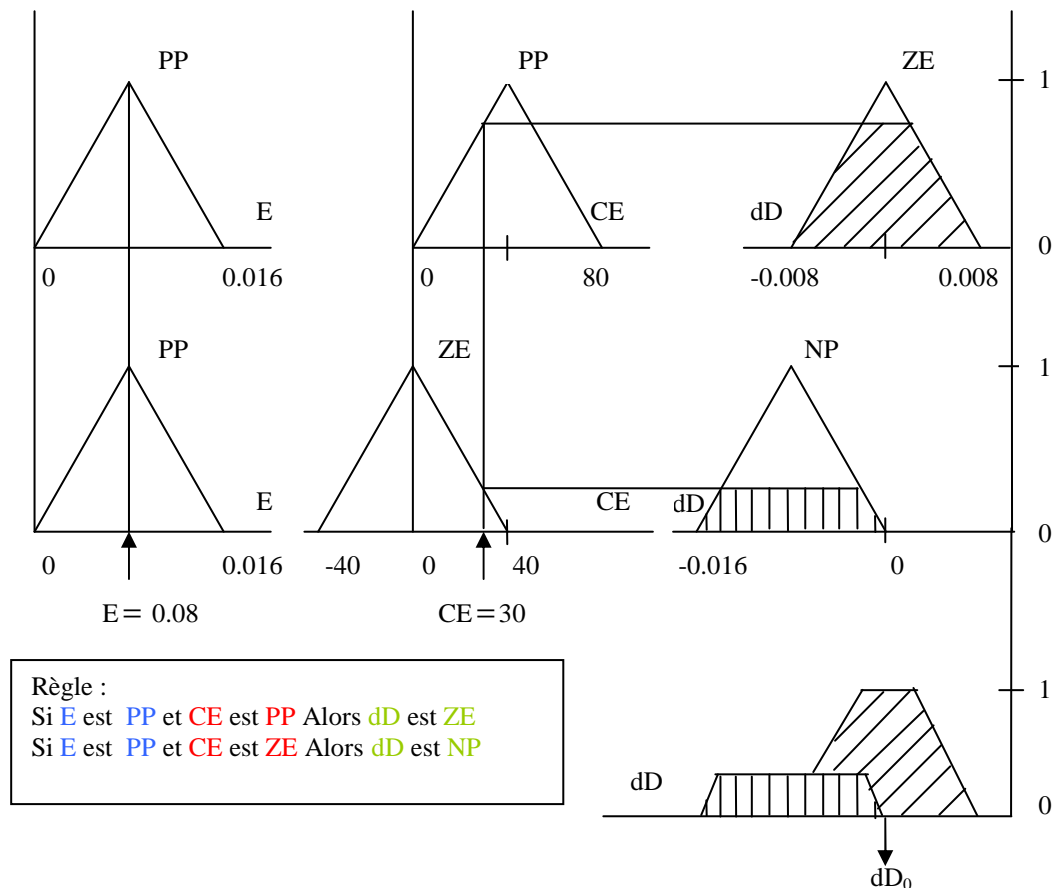


Figure IV.14 : Composition MAX-MIN.

c) Défuzzification

Les sorties floues des règles précédentes sont combinées en utilisant la fonction *max* pour former un seul ensemble flou. Cet ensemble est défuzzifié pour générer une seule valeur de commande. Il existe plusieurs méthodes de défuzzification, comme on a déjà vu dans la section 1.2.3 du chapitre III, par exemple : centroïde, bissectrice, moyenne de maximum. La méthode la plus souvent utilisée est la méthode centroïde qu'on va utiliser dans notre travail qui donne le centre de gravité de la surface de la fonction membre globale, (Figure IV.14).

Pour une représentation de données échantillonnées, le centre de gravité est calculé par :

$$dD_0 = \frac{\sum_{j=1}^n \mu(D_j) - D_j}{\sum_{j=1}^n \mu(D_j)} \quad (\text{IV.8})$$

Les valeurs de sorties sont défuzzifiées et multipliées par le facteur d'échelle pour construire le signal de control, actuel (figure IV.12). Son rôle est de régler le contrôleur flou pour obtenir la poursuite du PPM.

IV.9. Conclusion

On a vu plusieurs méthodes de poursuites MPPT, chacune avec ses avantages et ses inconvénients, le choix devant s'effectuer selon les applications auxquelles elles sont destinées.

On a proposé ainsi notre méthode de contrôle qui est une méthode intelligente basée sur un contrôleur flou. Les résultats du comportement du système photovoltaïque avec la méthode proposée seront expliqués dans le chapitre suivant.

CHAPITRE V

SIMULATION ET EVALUATION

V.1. Introduction

Les logiciels de simulations sont des outils puissants qui testent et évaluent l'exécution théorique des systèmes. Les conditions d'exécution du dispositif à tester peuvent être facilement contrôlable.

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

Un contrôleur flou peut être vu comme un système expert basé sur la connaissance de l'opérateur.

Des expériences ont montré que, dans de nombreux cas, les résultats obtenus avec un contrôleur flou (technique non conventionnelle) sont meilleurs que ceux obtenus avec des algorithmes de contrôle conventionnelle. Ainsi le contrôle par logique flou peut être vu comme un pas vers un rapprochement entre le contrôle mathématique précis et la prise de décision humaine.

Dans ce chapitre, on commence par évaluer le système solaire sans régulateur par simulation avec l'outil de simulation *Simulink* inclu dans le logiciel de *Mathworks Matlab*. Ensuite, deux méthodes de poursuite MPPT sont étudiées par simulation ; notre propre méthode de poursuite utilisant le contrôleur flou et la méthode P and O.

Les deux systèmes sont simulés en les combinant avec les deux types de convertisseurs DC/DC : (hacheurs : buck, boost), et sous les conditions environnementale stable et de nombreux changements des conditions atmosphériques : (changement de l'ensoleillement et de température lent et rapide).

V.2. description du système solaire global

La figure V.1 montre le schéma fonctionnel sous *Simulink* du système solaire général, ce dernier se compose des éléments suivants :

- Le panneau solaire,
- le hacheur,
- la batterie,
- et le contrôleur MPPT.

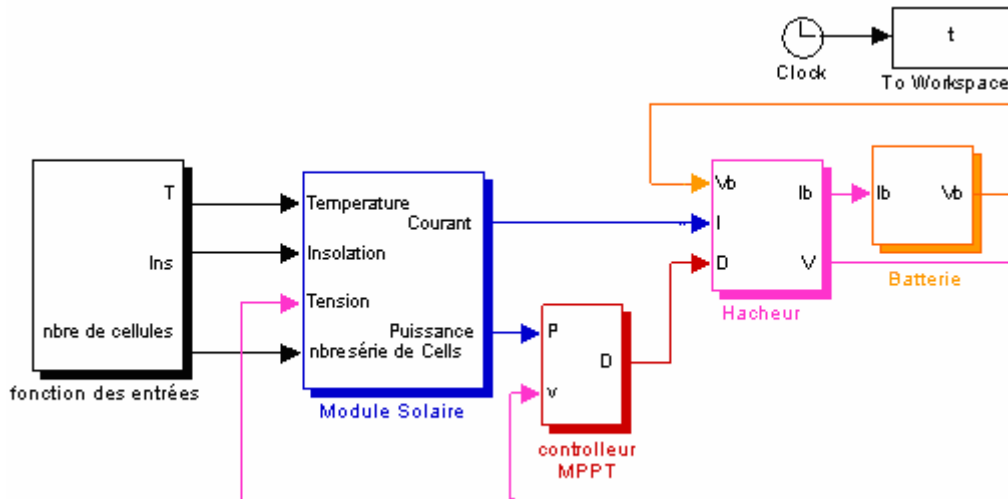


Figure V.1. Schéma synoptique pour la simulation du système photovoltaïque.

Nous allons fournir dans ce qui suit une description sommaire de chaque blocs composant ce système.

V.2.1. Le panneau solaire

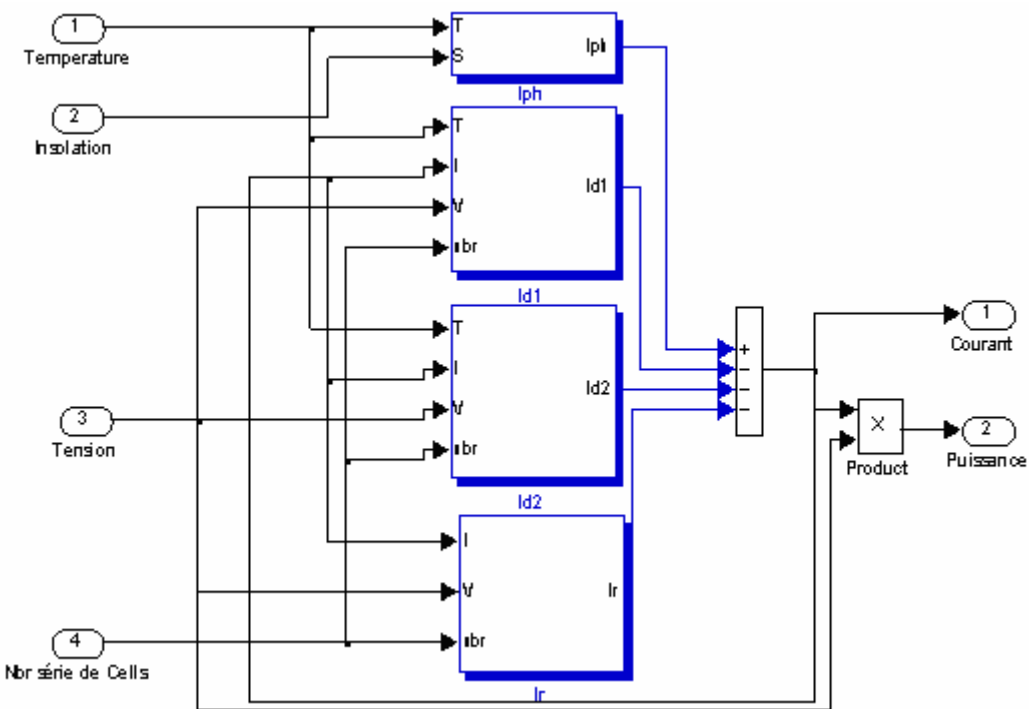


Figure V.2. Modèle 'SIMULINK' du panneau solaire.

La figure (V.2) montre le schéma fonctionnel du panneau solaire sous *Simulink*, ce schéma modélise les équations mathématique du panneau solaire vu dans le chapitre I qui sont les équations : (I.9) avec les équations : (I.4), (I.5), (I.6), (I.7) et (I.8).

Le bloc de simulation de la figure V.2 a comme entrées :

- les valeurs de température et d'ensoleillement : en changeant ces valeurs on peut évaluer la réaction du système contre différents changement des conditions atmosphérique.

et comme sorties :

- le courant et la tension du panneau

- le nombre de cellules z est considéré comme un paramètre définissant le panneau.

On donne [5]:

$$I_{ph} \Big|_{(T=298.K)} = 3.25A$$

$$R_p = 30 \Omega$$

$$R_s = 15.10^{-3} \Omega$$

$$E_g = 1.1 \text{ eV}$$

$$n_1 = 1; n_2 = 2$$

$$k = 1.380 * 10^{-23} \text{ J/K}$$

$$q = 1.602 * 10^{-19} \text{ C.}$$

V.2.2. Le modèle de la batterie

Si on revient à la section (I.2.1.3.) on trouve qu'on a modélisé mathématiquement l'impédance de la batterie acide plomb par la fonction de transfert (I.15) [8]. Avec simulink on implémente cette équation directement dans un bloc de fonction de transfert, ou on donne seulement les valeurs calculés de (I.16). Et c'est le fabricant qui spécifie les valeurs de $R_{bs}, R_{b1}, R_{bp}, C_{b1}, C_{bp}$, dans notre cas on prend les valeurs suivantes[8]:

$$R_{bs} = 0.0013\Omega$$

$$R_{b1} = 2.84\Omega$$

$$R_{bp} = 10e3\Omega$$

$$C_{b1} = 2.5mF$$

$$C_{bp} = 2 / (125^2 - 90^2) * 45 * 9 * 12 * 3600 = 4.6501kF.$$

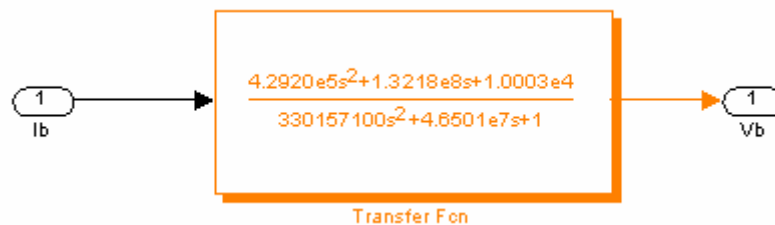


Figure V.3. Modèle 'SIMULINK' de la batterie.

V.2.3. Modélisation du hacheur

Les divers modèles mathématiques des trois types de convertisseur (le dévolteur, le survolteur et le dévolteur-survolteur) ont été étudiés au chapitre I.

V.2.3.1. Modélisation du hacheur buck

Les équations de base pour le hacheur dévolteur ont été données dans la section I.2.2.1.3 comme expressions (I.43) pour une période entière. Ces équations doivent être introduites dans une forme finale qui est convenue pour relier l'ensemble avec le reste du système simulé, on aura donc :

$$\begin{aligned} i_b &= i_l - C_2 \frac{dv_b}{dt}, \\ i_l &= \frac{1}{d} \left(i - C_1 \frac{dv}{dt} \right), \\ v &= \frac{1}{d} \left(v_b + L \frac{di_l}{dt} \right). \end{aligned} \quad (V.1)$$

On aura donc le bloc *Simulink* du hacheur buck qui est illustrer sur la figure V.4 :

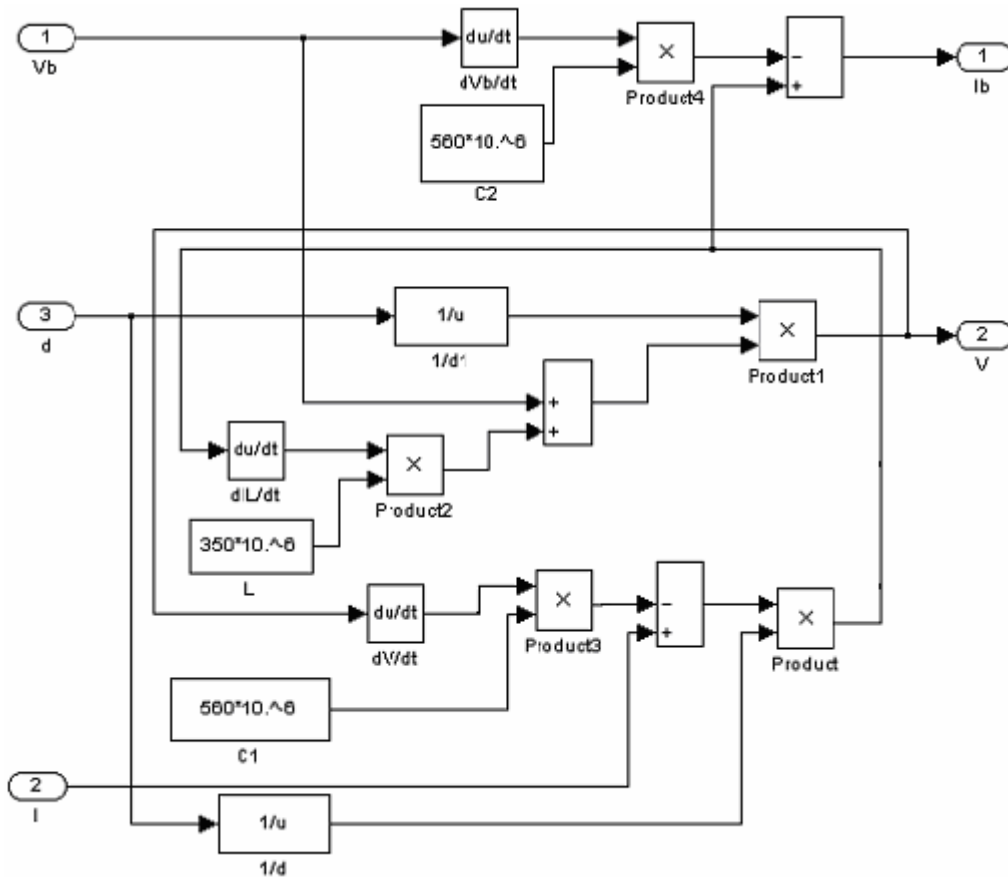


Figure V.4. Modèle ‘SIMULINK’ du convertisseur Buck.

V.2.3.1. Modélisation du hacheur boost

Les équations de base pour le hacheur survolteur ont été données dans la section I.2.2.2.2, par les expressions (I.63) ces équations mènent au modèle de simulation final suivant :

$$\begin{aligned}
 i_l &= i - C_1 \frac{dv}{dt}, \\
 i_b &= (1-d)i_l - C_2 \frac{dv_b}{dt}, \\
 v &= (1-d)v_b + L \frac{di_l}{dt}.
 \end{aligned}
 \tag{V.2}$$

Ces équations sont implémentées en Simulink. Le bloc correspondant est représenté dans la figure suivante :

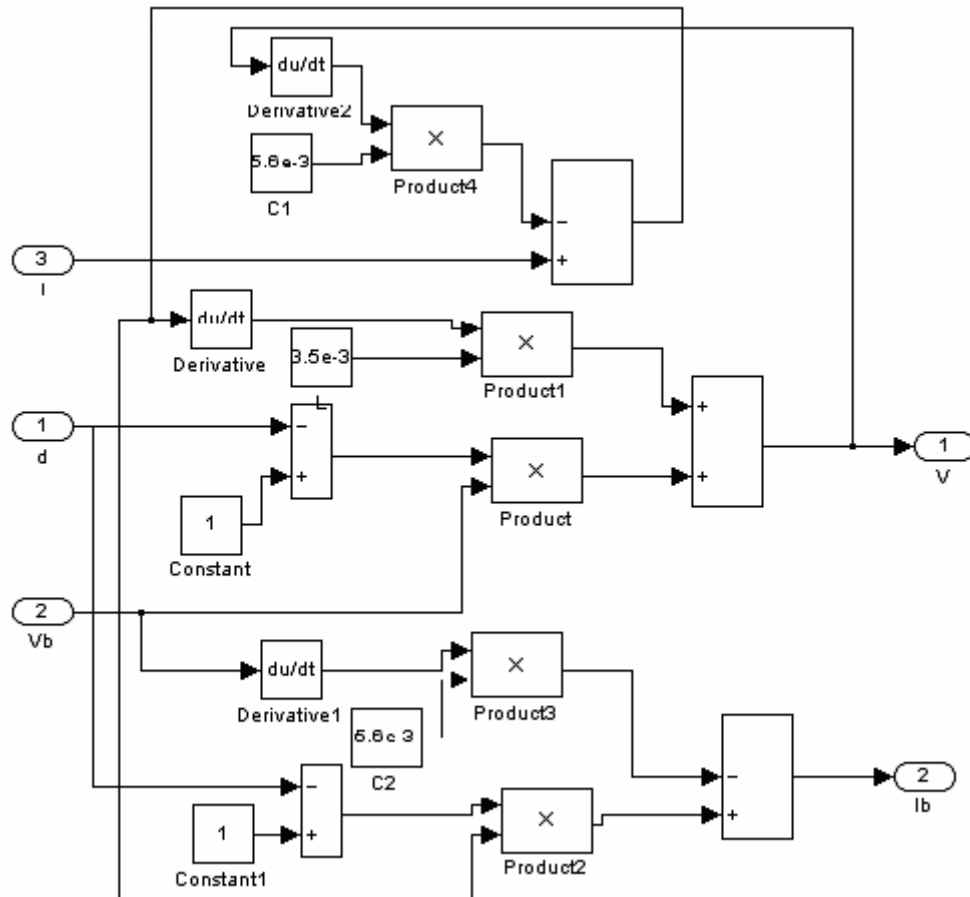


Figure V.5. Modèle ‘SIMULINK’ du convertisseur Boost.

V.2.3.3. Modélisation du hacheur buck-boost

Les équations de base pour le hacheur dévolteur-survolteur ont été données dans la section I.2.2.3.2, comme expressions (I.76), ces équations mènent au modèle suivant :

$$\begin{aligned}
 i_l &= \frac{1}{d} \left[i - C_1 \frac{dv}{dt} \right] \\
 i_b &= -(1-d)i_l - C_2 \frac{dv_b}{dt}, \\
 v &= \frac{1}{d} \left[\frac{di_l}{dt} - (1-d)v_b \right]
 \end{aligned}
 \tag{V.3}$$

Ces équations sont implémentées en *simulink*. Le bloc correspondant est illustré dans la figure suivante :

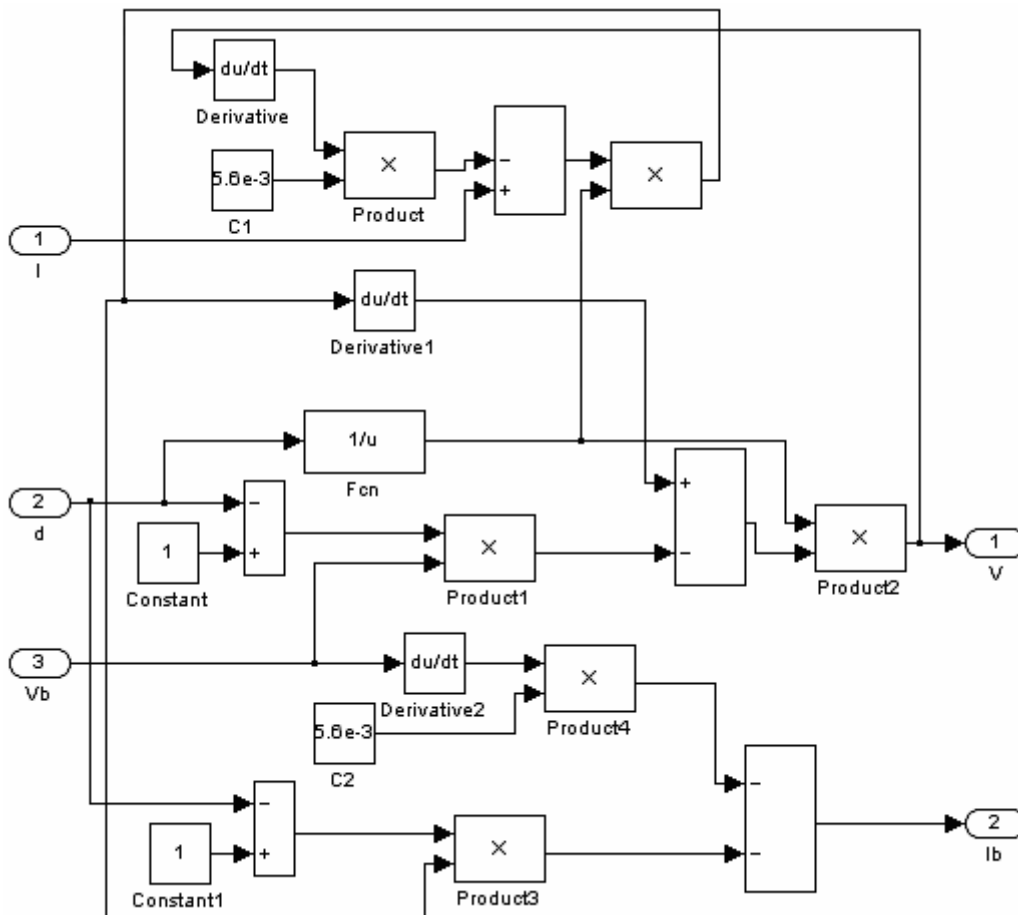


Figure V.6. Modèle 'SIMULINK' du convertisseur Buck-Boost.

Dans tous les convertisseurs DC-DC précédents, les valeurs des composants utilisés sont [5]:

$$C_1 = 5,6\text{mF}, C_2 = C_1 \text{ et } L = 3,5\text{mH}.$$

V.2.4. Contrôleurs MPPT

Dans toutes les simulations qu'on va voir dans ce chapitre on a fait une comparaison des résultats obtenus avec le MPPT flou avec ceux obtenus avec un MPPT P and O.

V.2.4.1. Le contrôleur MPPT P and O

Cette méthode de contrôle, étudiée dans le chapitre IV, est une méthode célèbre déjà traité par plusieurs chercheurs [5], [16], [17]. Comme on a vu dans la section IV.4.3.1.1, le fonctionnement de l'algorithme P and O est bien expliqué sur l'organigramme de la figure IV.6. Ce dernier peut être modélisé sous *Simulink* comme illustré sur la Figure V.7 :

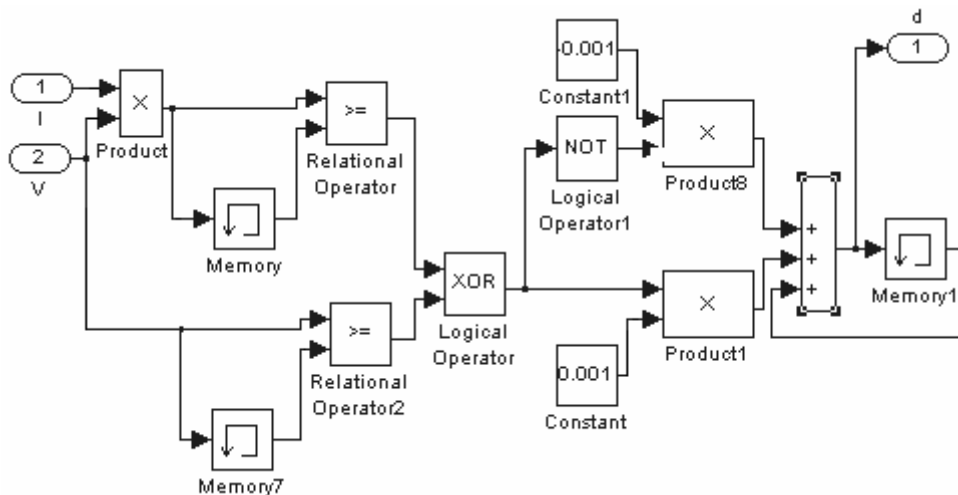


Figure V.7. Modèle 'SIMULINK' du contrôleur MPPT P and O.

V.2.4.2. Le contrôleur flou

Ce contrôleur intelligent, présenté dans le chapitre IV (section IV.6), est modélisé sous *Simulink* comme suit :

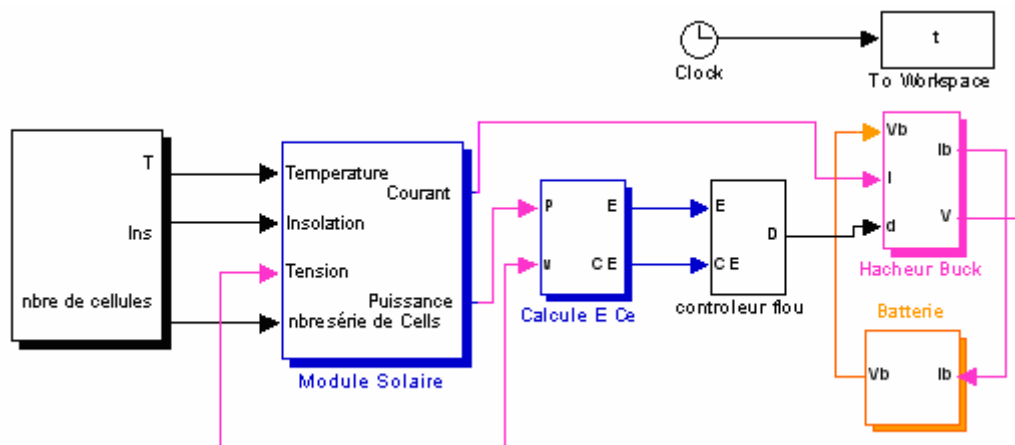


Figure V.8. Modèle 'SIMULINK' contrôleur MPPT flou.

V.3. Résultats de simulation et évaluation

V.3.1 Etude du système solaire passif

Le système solaire passif de la figure V.9 est un système sans contrôleur. Le but de cette étude est de voir le comportement des panneaux photovoltaïques sans régulateur et de montrer ainsi la nécessité d'un contrôleur MPPT.

- ❖ le panneau comporte un module de 36 cellules en série
- ❖ la charge c'est le modèle de batterie de la figure V.3.

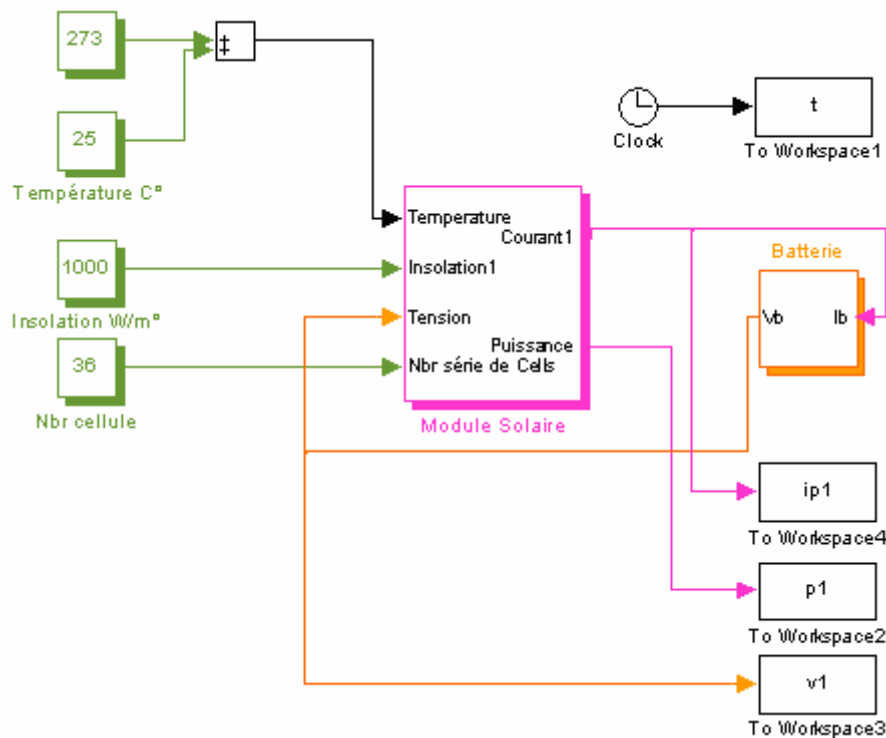


Figure V.9. Modèle 'SIMULINK' du système solaire passif (sans contrôleur).

V.3.1.1. Les caractéristiques électriques du panneau PV

V.3.1.1.1. La courbe courant-tension du panneau PV

La courbe caractéristique d'un panneau PV : représente la variation du courant qu'elle produit en fonction de la tension aux bornes du panneau PV depuis le court-circuit (tension nulle correspondant au courant maximum produit) jusqu'au circuit ouvert (courant nul pour une tension maximale aux bornes du panneau PV).

Cette courbe est établie dans des conditions ambiantes de fonctionnement données (température=25°C, insolation=1000W/m²)

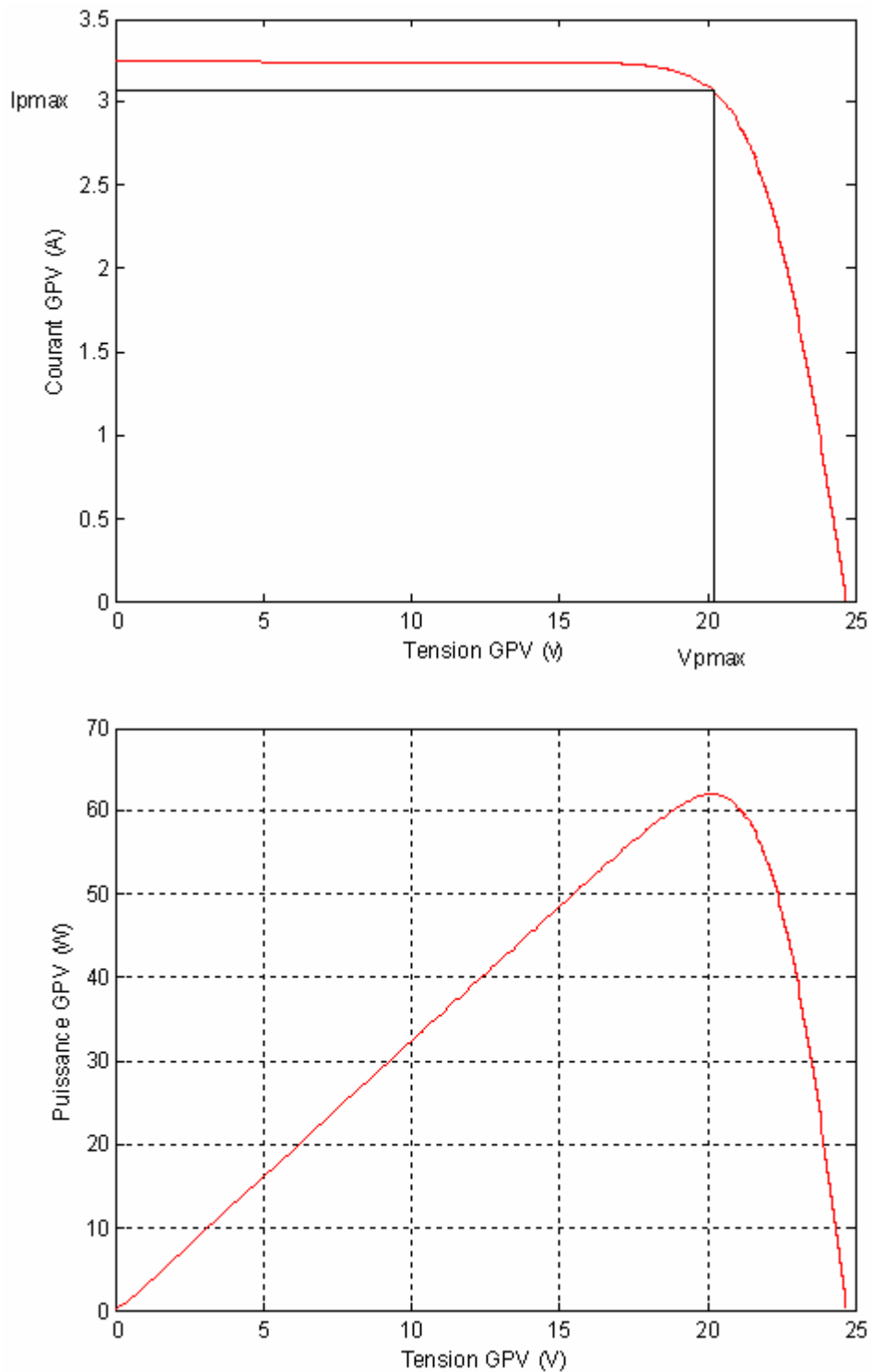


Figure V.10. Caractéristiques $I = f(V)$ et $P = f(V)$ du panneau PV (température = 25°C , insolation = $1000\text{W}/\text{m}^2$).

D'après cette caractéristique on a :

A. Tension de circuit ouvert V_{CO} (pour $I_{CO} = 0$)

La Tension de circuit ouvert V_{CO} du panneau est égale à : 24.67volts.

On l'obtient en branchant directement un voltmètre aux bornes du panneau PV. Cette valeur ne varie presque pas avec l'intensité lumineuse,

B. Courant de court-circuit I_{CC} (pour $V_{CC} = 0$)

Le courant I_{SC} du panneau est égale a : 3.24A.

Il est directement proportionnel à l'éclairement S (W / m^2) et à la température ambiante, On obtient sa valeur en branchant un ampèremètre aux bornes du panneau.

C. La puissance maximale

La puissance maximale P_{max} correspond a la valeur : 61.91 Watt.

•Les résultats de simulation des figures suivantes V.11, V.12 et V.13 expliquent bien la caractéristique I-V et P-V du module PV :

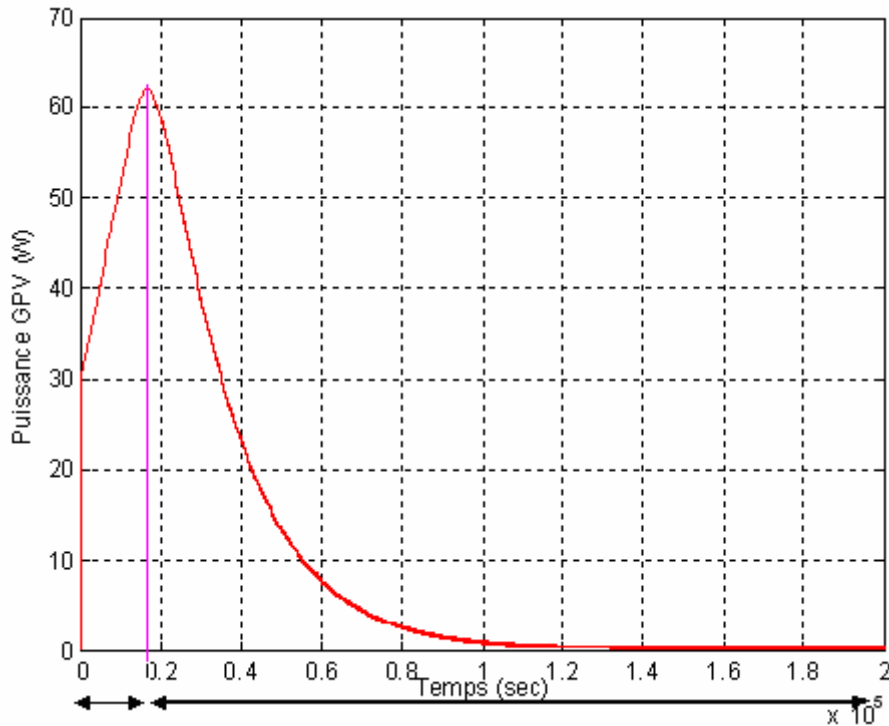


Figure V.11 Courbe de puissance en fonction du temps.

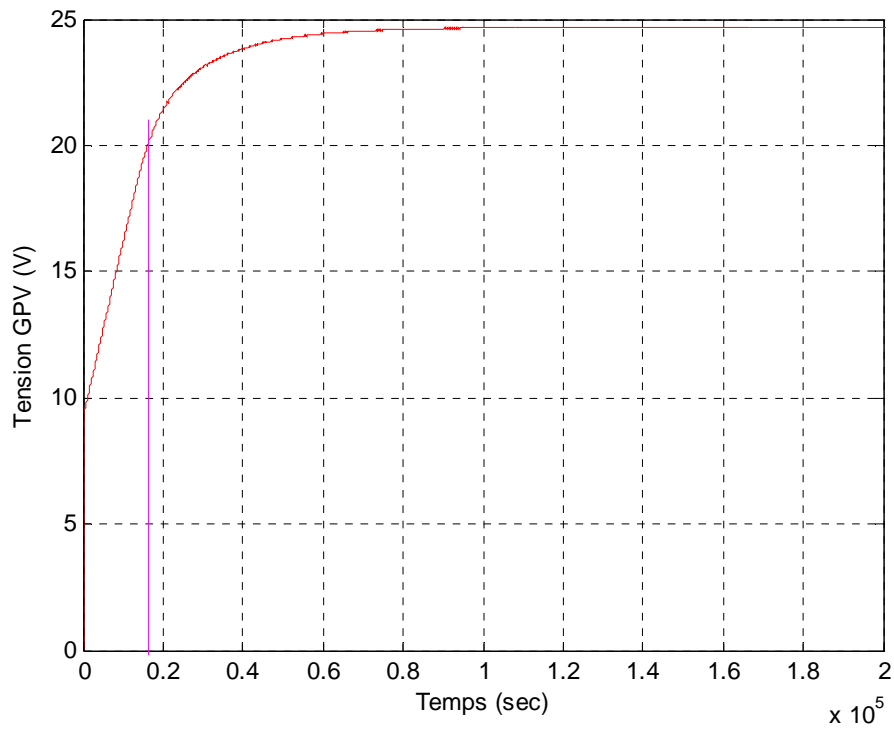


Figure V.12. Courbe de tension en fonction du temps.

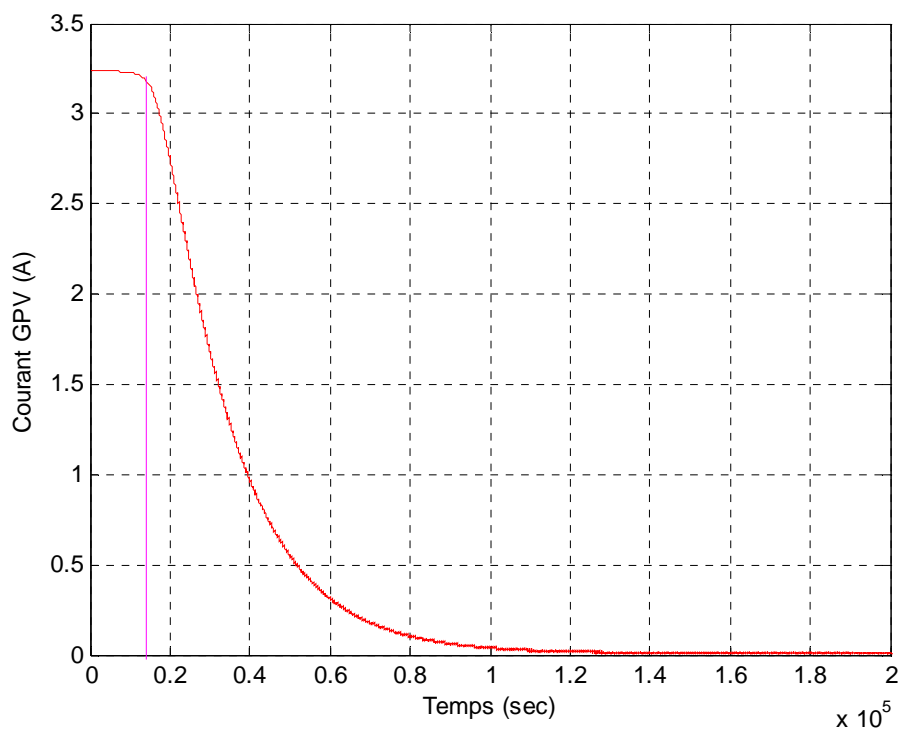


Figure V.13. Courbe de courant en fonction du temps.

V.3.1.2. L'influence de l'éclairement et de la température sur le fonctionnement du panneau PV

V.3.1.2.1 L'influence de l'éclairement solaire sur le fonctionnement du panneau PV

L'énergie électrique produite par un panneau PV dépend de l'éclairement qu'il reçoit sur sa surface. Les figures suivantes (figure V.14, V.15 et V.16) représentent respectivement les caractéristiques courant-tension, puissance-tension et puissance-courant d'un module PV solaire en fonction de l'éclairement, à une température constante $=25^{\circ}\text{C}$. On remarque que la tension V_{max} correspondant à la puissance maximale ne varie que très peu en fonction de l'éclairement, contrairement au courant I_{max} qui augmente fortement avec l'éclairement.

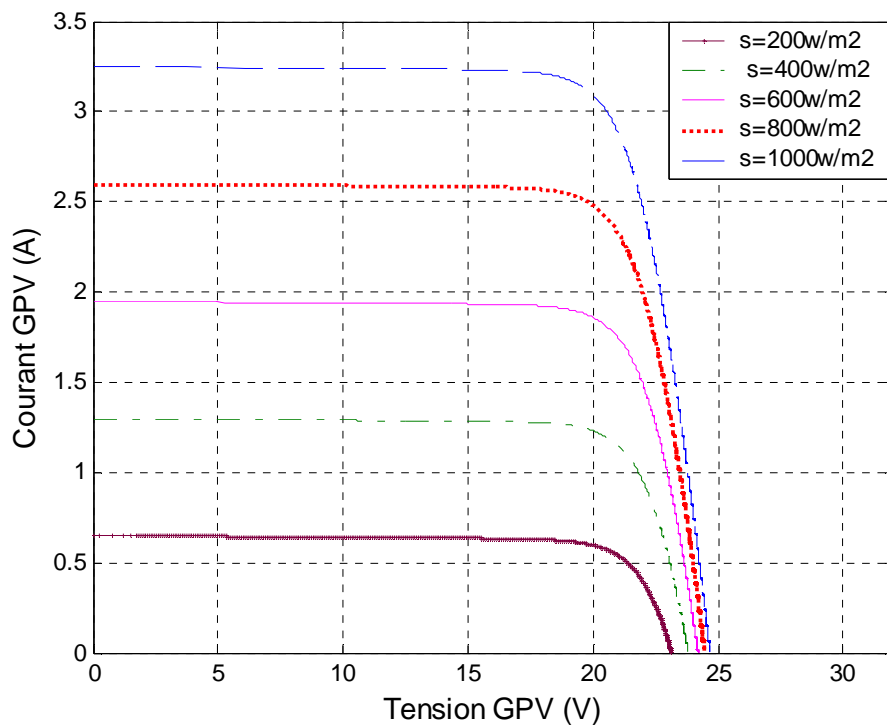


Figure V.14. Caractéristiques courant-tension d'un panneau PV en fonction de l'éclairement à température constante (25°C).

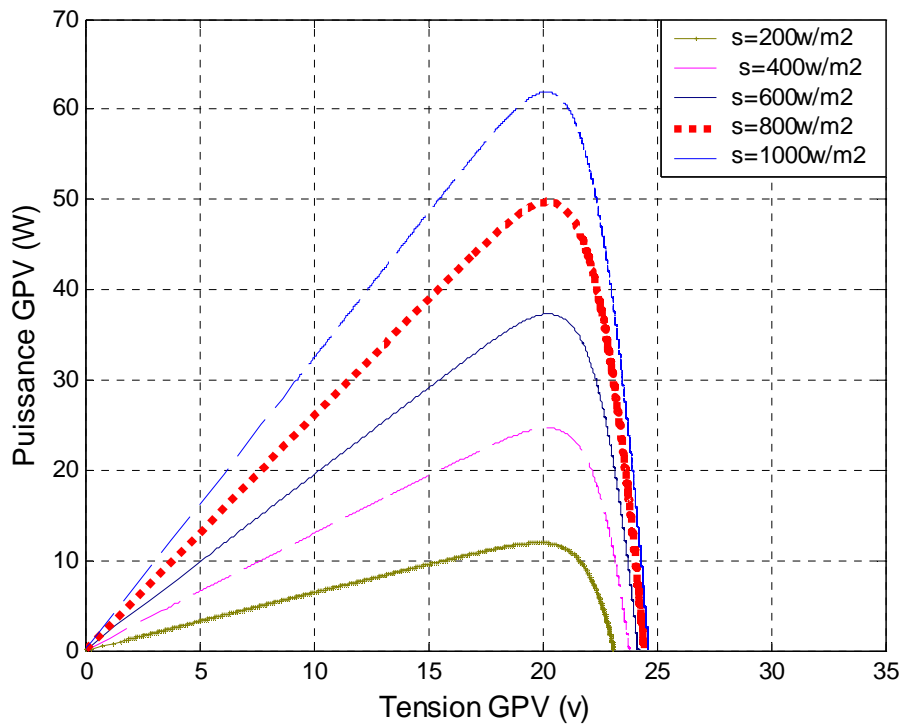


Figure V.15. Caractéristique puissance-tension d'un module PV en fonction de l'éclairement à température (25°C) constante.

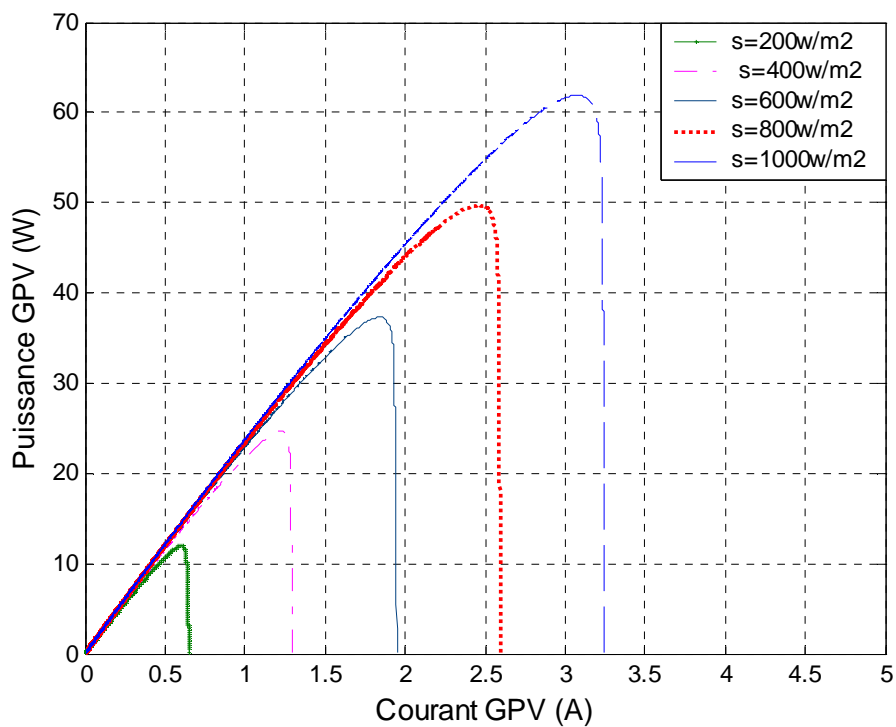


Figure V.16. Caractéristique puissance-courant d'un module en fonction de l'éclairement à température constante (25°C).

V.3.1.2.2. L'influence de la température sur le fonctionnement du panneau PV

Les caractéristiques électriques du panneau PV dépendent de la température. Les courbes suivantes représentent l'évolution du courant et de la tension ainsi que de la puissance en fonction de la température, les autres conditions extérieures restant fixes.

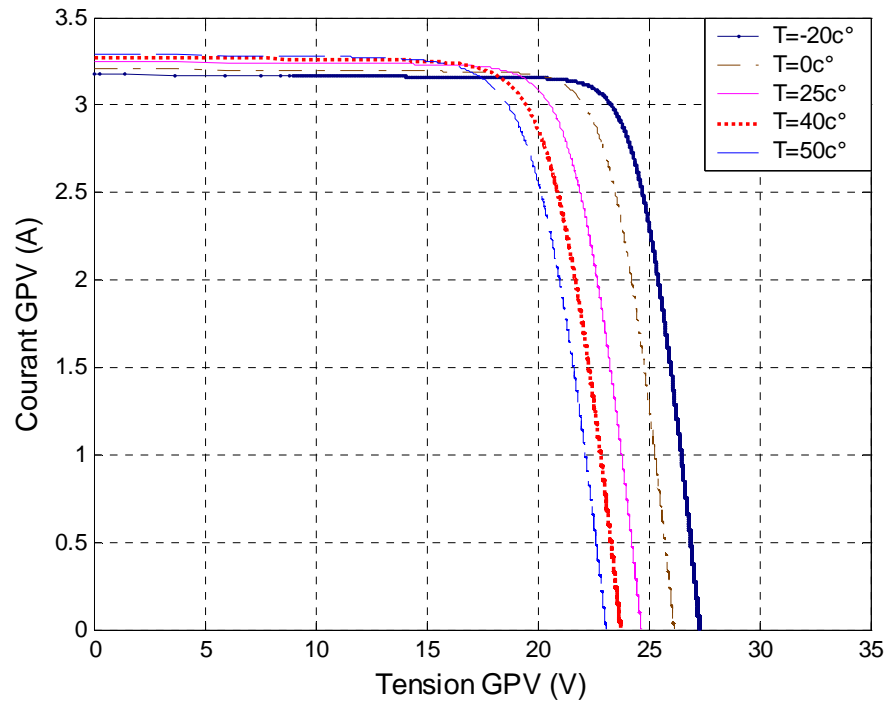


Figure V.17. Caractéristiques courant-tension d'un module en fonction de la température à éclairement constant ($1000\text{W}/\text{m}^2$).

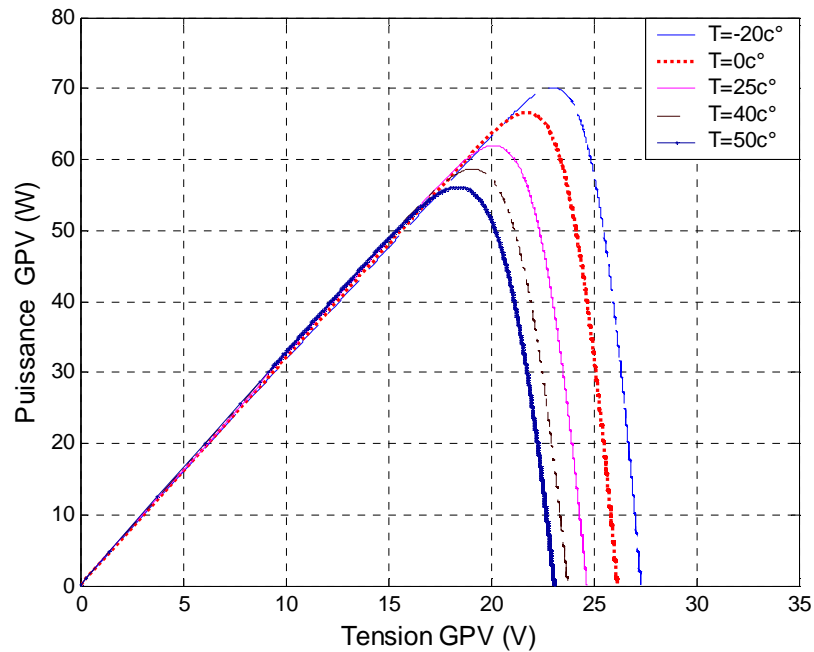


Figure V.18. Caractéristique puissance-tension d'un module PV en fonction de la température à ensoleillement constant ($1000\text{wc}/\text{m}^2$).

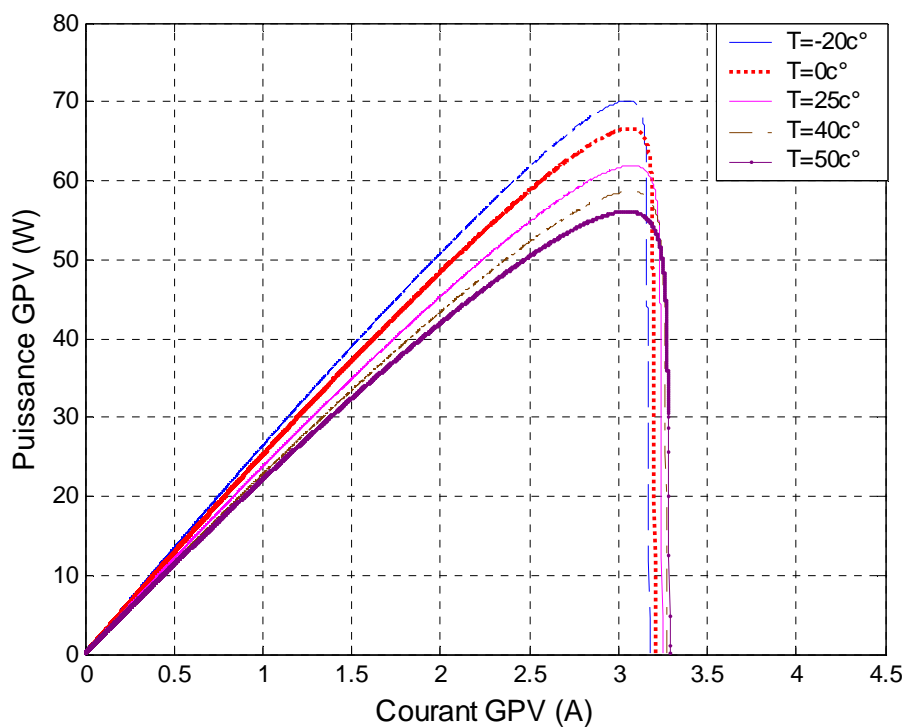


Figure V.19 Caractéristique puissance-courant d'un module PV en fonction de la température à ensoleillement constant ($1000\text{wc}/\text{m}^2$).

Lorsque la température augmente, la tension diminue alors que le courant augmente.

V.3.2. Etude du système solaire avec contrôleur MPPT

Dans tout ce qui suit la configuration utilisée dans la simulation est la suivante :

Pour le cas du convertisseur Boost on a :

- 14 modules solaires en parallèle, chaque module contenant 36 cellules en série.
- La charge est formée de 9 batteries au plomb en série, chacune d'entre elle est de tension de fonctionnement égale à 12V.

Dans le cas du convertisseur Buck on a :

- 1 module solaire, contenant 36 cellules en série.
- La même charge que celle du boost.

Pour la discussion des résultats de simulation c'est le hacheur survolteur boost qui a été utilisé. Aussi, on a comparé le contrôleur flou au contrôleur P and O vu que ce dernier est robuste et a de très bonnes performances [5], [16], [17].

Les simulations du même système avec les mêmes changements de l'environnement avec le hacheur buck sont représentées dans l'annexe 1.

V.3.2.1 Fonctionnement sous des conditions constantes

Dans ce test la température et l'ensoleillement sont maintenus constants. On prend les valeurs des conditions standards : la température=25°C et l'ensoleillement=1000W/m². Le but de ces simulations est de visualiser le décalage du point de fonctionnement par rapport au point MPP. Il sert aussi à évaluer les pertes dues aux oscillations autour de ce point.

Pour une fréquence d'échantillonnage égale à 100Hz la figure V.20 montre la variation de la puissance du panneau et de la puissance de la batterie ainsi que la commande D (le rapport cyclique d) en fonction du temps.

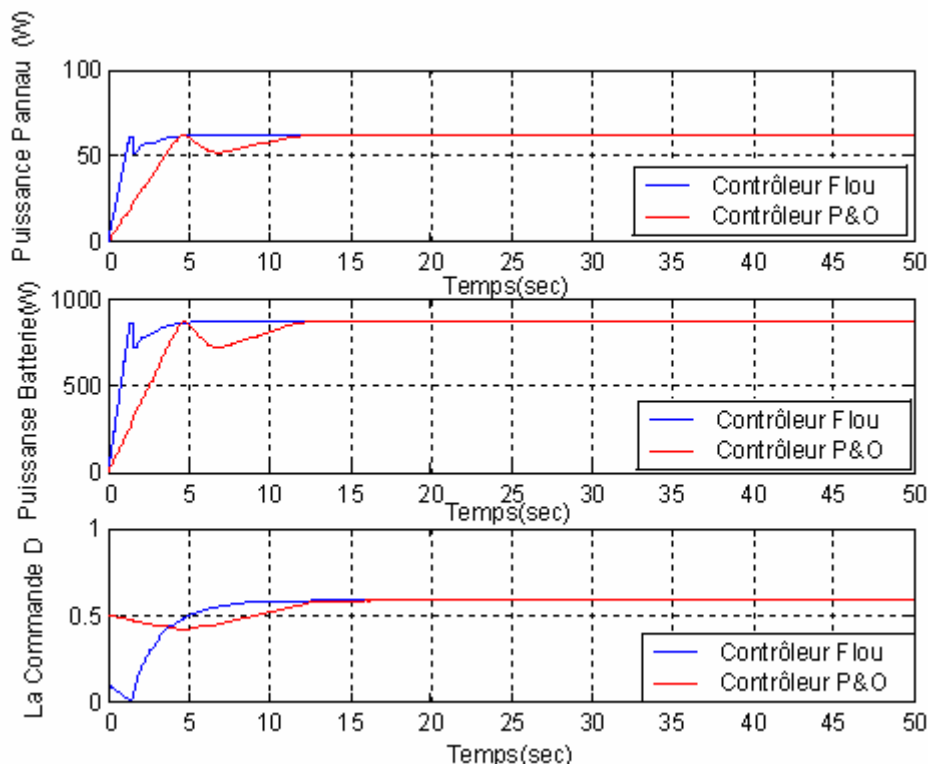


Figure V.20. Variation de la puissance du panneau, la puissance de la batterie et de la commande D, avec les contrôleurs Flou et P and O (T=25°C, S=1000w/m²).

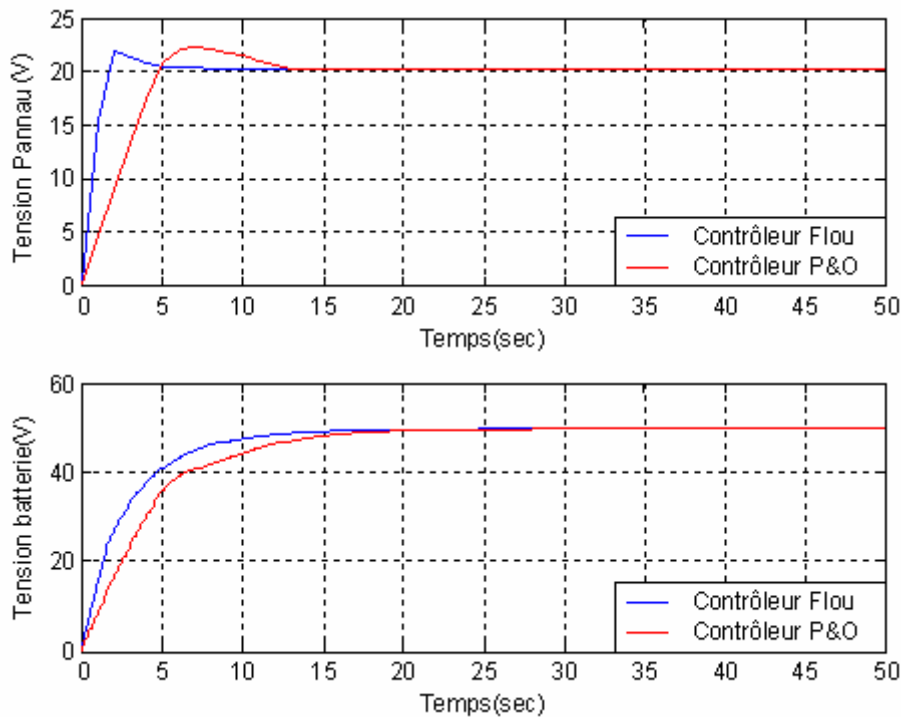


Figure V.21. Courbe de variation des tensions de batterie et de panneau avec les contrôleurs Flou et P and O ($T=25^{\circ}\text{C}$, $S=1000\text{w/m}^2$).

Nous remarquons que pour le contrôleur P and O l'état transitoire dure plus longtemps que l'état transitoire du contrôleur flou ; c'est à dire un temps de réponse égale a 5 sec pour le contrôleur flou et 13 sec pour le contrôleur P and O. Ce qui montre que le contrôleur flou est plus rapide que le P and O.

En agrandissant la figure de la puissance du panneau et de la batterie (figure : V.20) à l'état permanent on obtient les figures V.22 et V.23.

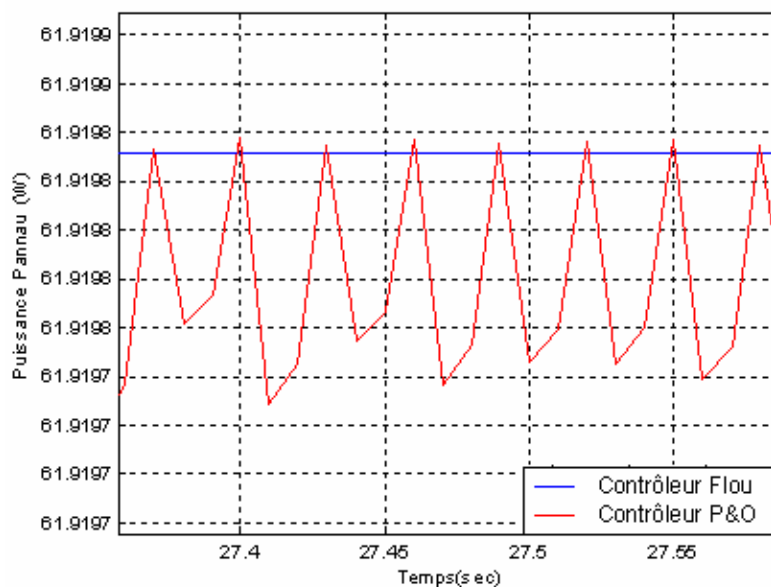


Figure V.22. Variation de la puissance du panneau en régime permanent avec les contrôleurs Flou et P and O ($T=25^{\circ}\text{C}$, $S=1000\text{w/m}^2$).

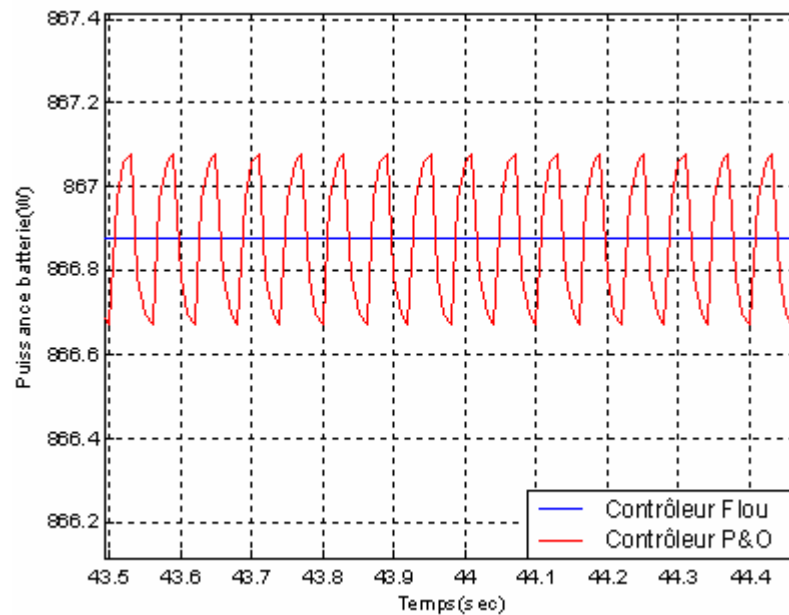


Figure V.23. Variation de la puissance de la batterie en régime permanent avec les contrôleurs Flou et P and O ($T=25^{\circ}\text{C}$, $S=1000\text{w/m}^2$).

A l'état permanent, la valeur de la puissance du contrôleur flou se stabilise à environ 61.919W, cette valeur représente exactement le MPP du module PV de 36 cellules montées en série pour les conditions normales d'insolation et de température (voir figure V.11). Cela veut dire que le mécanisme a vraiment suivi le point de puissance maximale. Tandis que la puissance du contrôleur P and O, présente des oscillations au-dessous de ce point ce qui implique que la puissance maximale n'est jamais atteinte. Cela est dû à l'approximation de la dérivée continue par une différence discrète, ce qui conduit à l'impossibilité d'annuler la dérivée (comme déjà discuté dans la section IV.4.3.1.1).

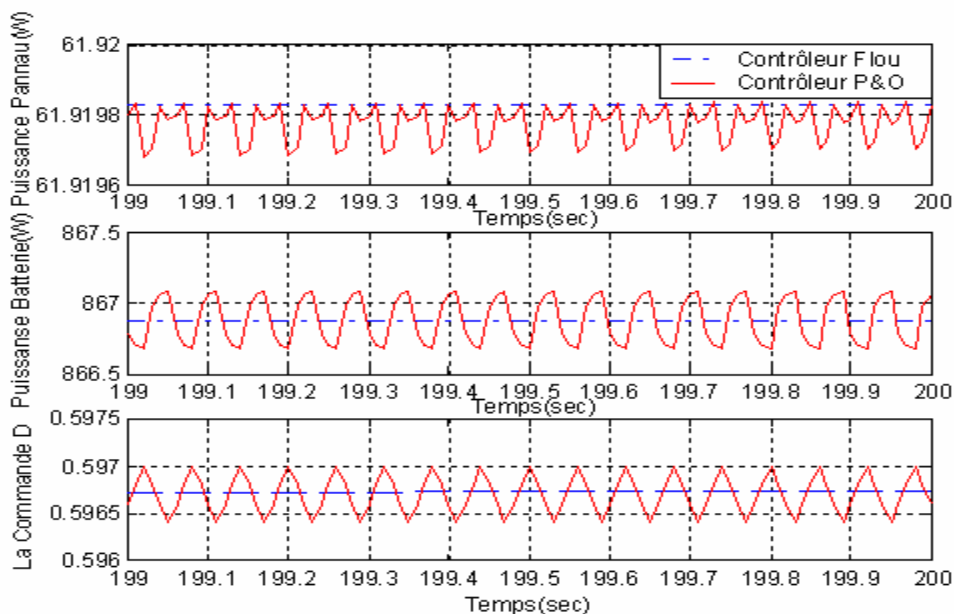


Figure V.24. Forme d'onde du rapport cyclique et de la puissance de sortie du panneau et de la batterie du circuit Boost pour une fréquence d'échantillonnage de 100Hz pour les contrôleurs Flou et P and O.

La figure V.24 montre les détails des formes d'ondes du rapport cyclique et de la puissance de sortie du panneau et de la batterie pour un système avec un convertisseur Boost et sous une fréquence d'échantillonnage de 100Hz.

La courbe en haut montre la perturbation permanente du rapport cyclique de la méthode P and O. Les courbes de puissances montrent le phénomène oscillatoire autour de la puissance maximale pour la puissance de la batterie, et au dessous de la puissance maximale pour la puissance de sortie du panneau, ce qui conduit à une diminution de la puissance de sortie. Dans ce cas le rapport cyclique optimal est celui qui est indiqué par la valeur tracée par le rapport cyclique du contrôleur flou.

Les figures suivantes : V.25, V.26, V.27 montrent le comportement des deux contrôleurs sous différentes valeurs de fréquences d'échantillonnages (10Hz, 1000Hz et 10000Hz respectivement), d'après ces figures on remarque que l'augmentation de la fréquence d'échantillonnage implique l'augmentation des ondulations de la puissance pour le contrôleur P and O.

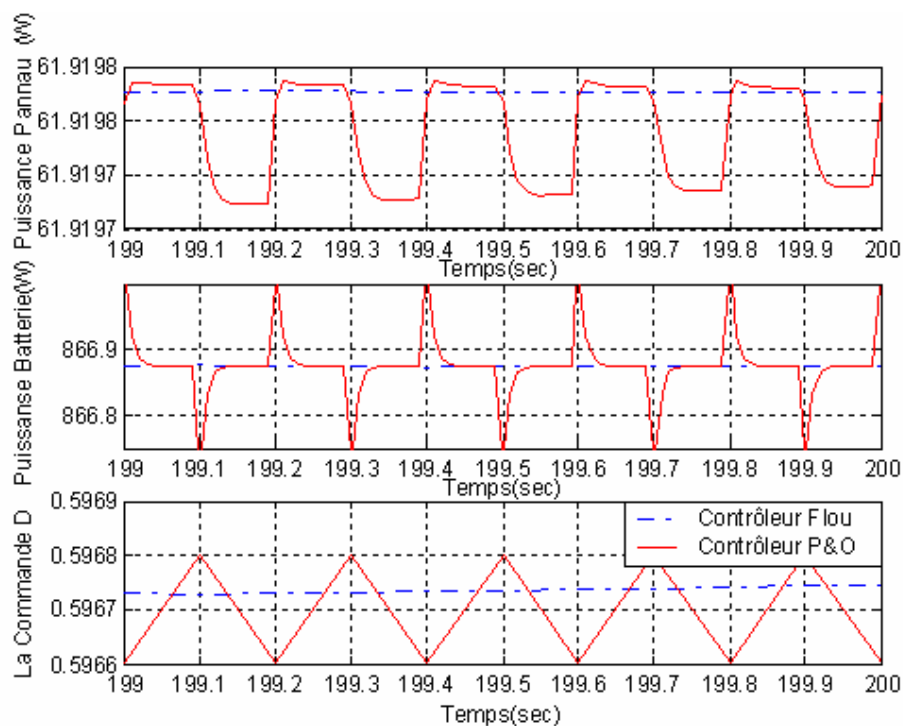
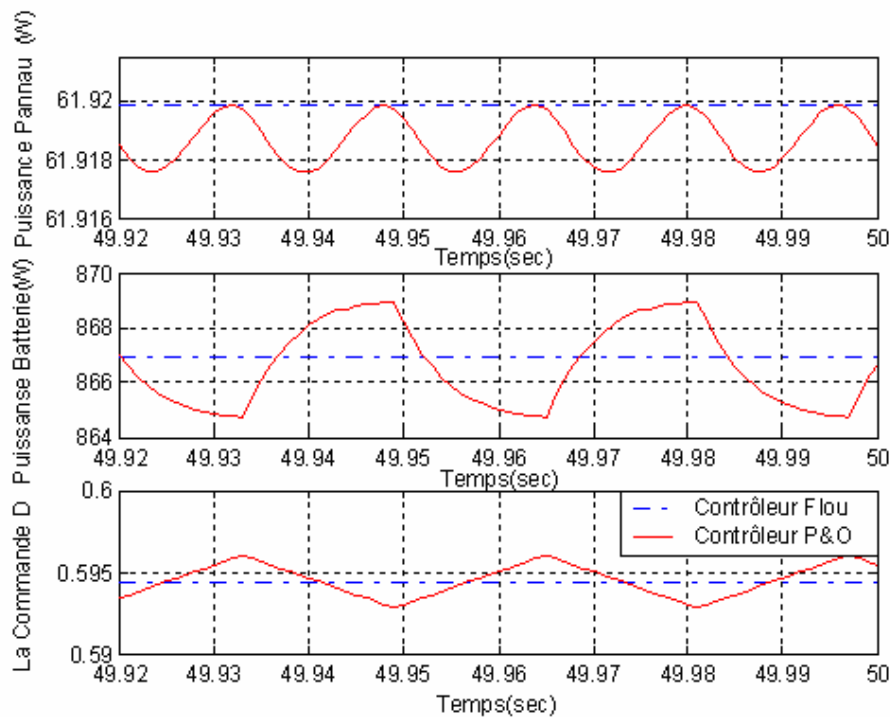
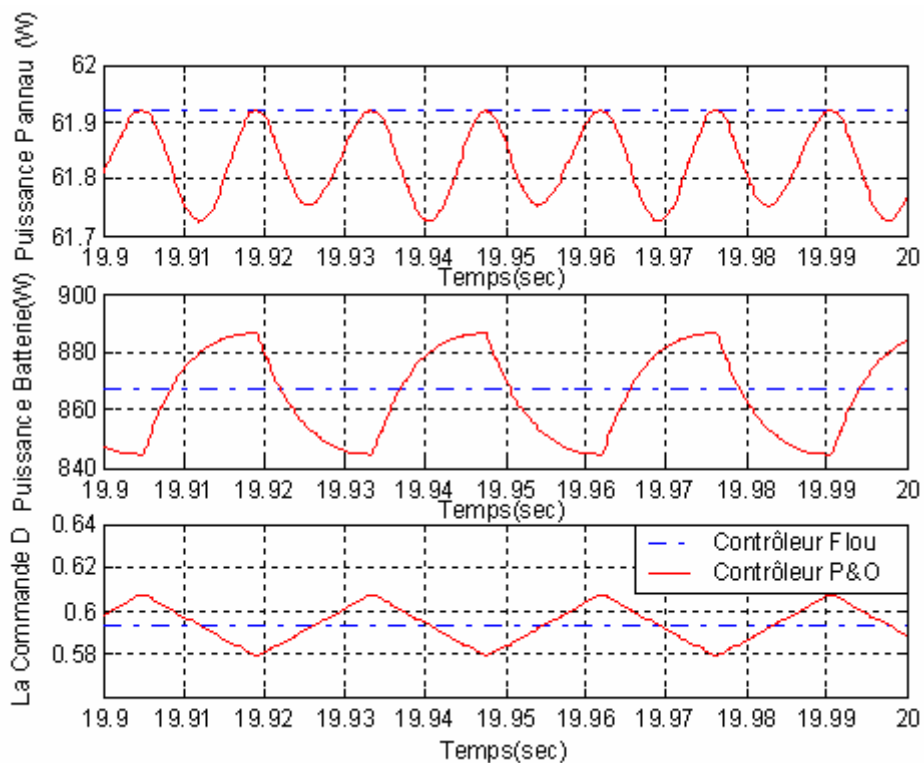


Figure V.25. Forme d'onde du rapport cyclique et de la puissance de sortie du panneau et de la batterie du circuit Boost pour une fréquence d'échantillonnage de 10Hz pour les contrôleurs Flou et P and O.



Figures V.26 Forme d’onde du rapport cyclique et de la puissance de sortie du panneau et de la batterie du circuit Boost pour une fréquence d’échantillonnage de 1000Hz pour les contrôleurs Flou et P and O.



Figures V.27 Forme d’onde du rapport cyclique et de la puissance de sortie du panneau et de la batterie du circuit Boost pour une fréquence d’échantillonnage de 10000Hz pour les contrôleurs Flou et P and O.

Malgré le changement de fréquence d’échantillonnage pour le contrôleur flou, il garde toujours ces mêmes valeurs stables des puissances ainsi que la même valeur du rapport cyclique qui convient.

V.3.2.2. Comportement du système face à un changement de l'éclairement

Afin d'évaluer le temps de réponse des deux mécanismes de poursuite, ces derniers sont soumis à des variations des conditions de l'ensoleillement.

Les ombres des structures, de la végétation, et des nuages auront comme conséquence des changements soudains de l'insolation, qui mènent à leur tour à un changement correspondant de la température des cellules.

Pour voir le comportement du système face aux changements de l'éclairement on va lui faire subir les tests suivants :

Le premier test est effectué sous une augmentation rapide de l'ensoleillement à température constante. Ce cas est observé dans les stations mobiles (Exemple : véhicule solaire) lors de changement brusque de l'angle d'incidence des rayons solaires.

Le deuxième test est fait sous des changements lents d'ensoleillement, (exemple : pour des stations fixes lors de variation de l'insolation tout au long de la journée, ou bien le passage des nuages...).

V.3.2.2.1. Changement rapide de l'ensoleillement

Pour le premier test on augmente l'ensoleillement de 500 à 1000 W/m² dans un temps très court de 5s (figure V.28), ce qui est en pratique rare sauf pour les stations mobiles (véhicule solaire) lors de leurs sorties d'un tunnel par exemple.

La température est maintenue constante à 25°C. Dans ces conditions, pour le contrôleur MPPT P and O on remarque l'effet de l'augmentation rapide de la puissance causée par une augmentation de l'ensoleillement. Dans ce cas cette technique continue à perturber le système dans la même direction alors qu'il est dans le mauvais sens, ce qui engendre une déviation du point de fonctionnement du vrai MPP. Cette déviation une fois l'ensoleillement stabilisé prend quelque temps pour être récupéré, et cause un retard de presque 8 sec, ce qui implique une chute d'efficacité du système.

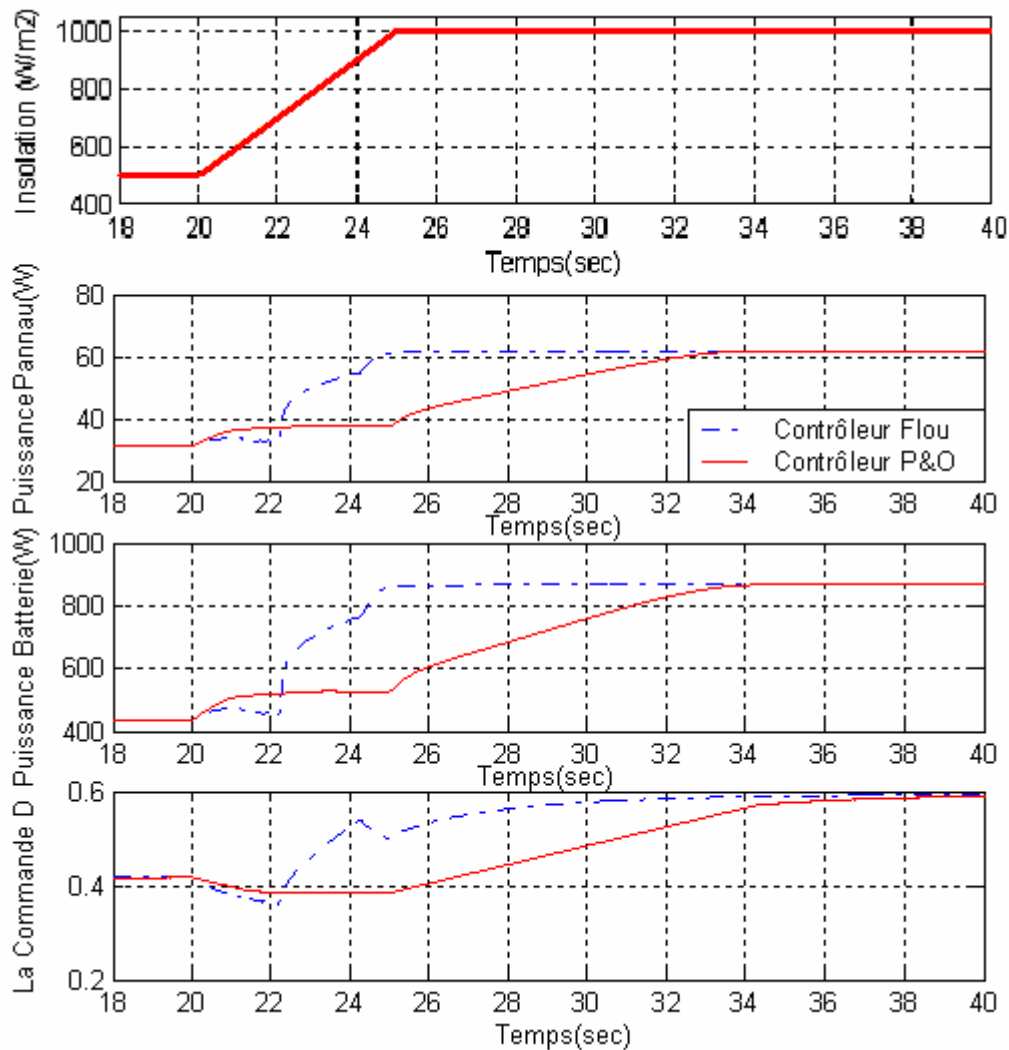


Figure V.28. Réponse des deux contrôleurs MPPT Flou et P and O pour une augmentation rapide d'ensoleillement de 500W/m² à 1000 W/m² en 5 seconde à température constante de 30°C.

La technique de la logique floue présente l'avantage de travailler sur deux modes : un mode rude et un mode fin une fois le point de puissance maximale capturé. Cela est bien lisible sur la figure précédente (V.28).

V.3.2.2.2. Changement lent de l'ensoleillement

V.3.2.2.2.1. Diminution lente d'ensoleillement

Une diminution lente de 1000W/m² à 800W/m² de l'ensoleillement dans un intervalle de 120s (voir figure V.29) avec une température constante de 25°C est simulée. Cette diminution d'ensoleillement cause bien sûre une diminution de la puissance pour les deux systèmes.

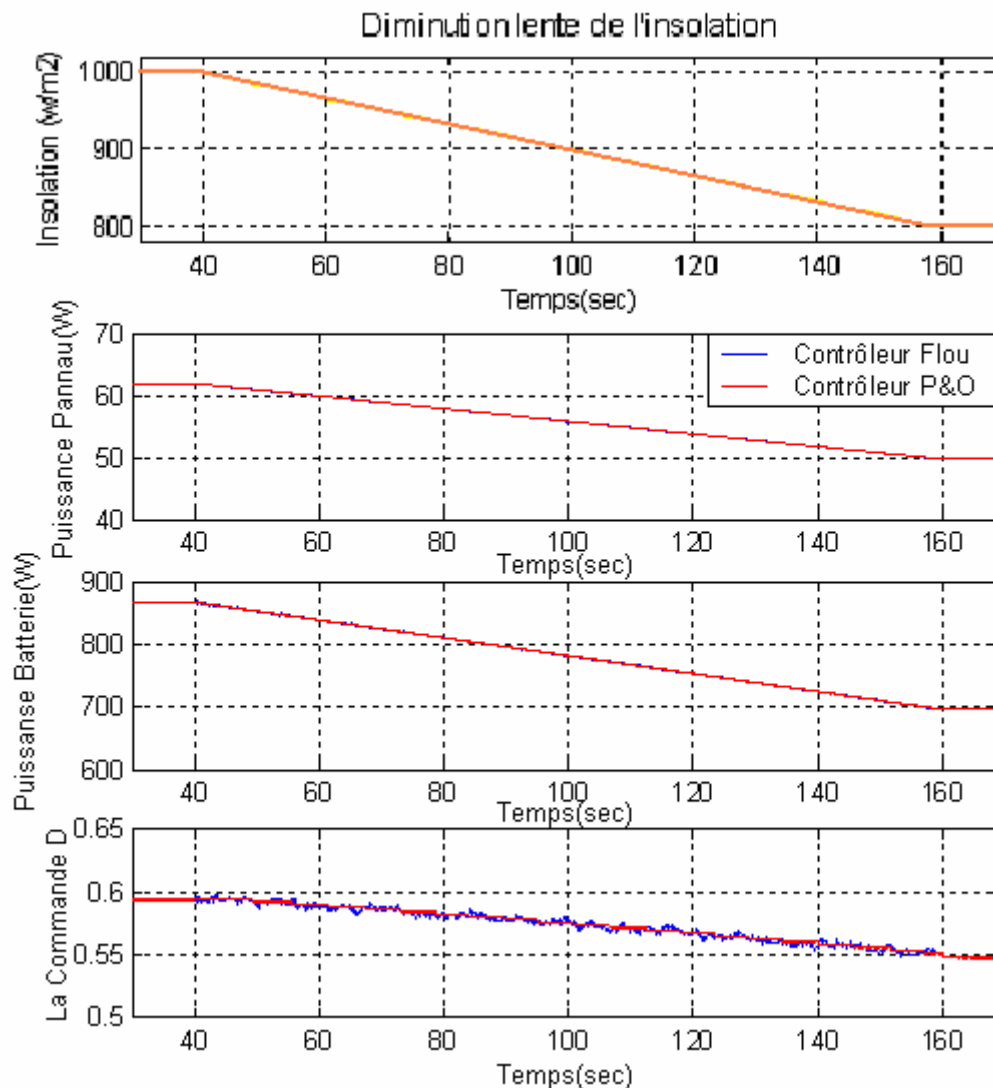


Figure V.29. Rapport cyclique des deux contrôleurs MPPT Flou et P and O pour une diminution lente de l'ensoleillement de $1000\text{W}/\text{m}^2$ à $800\text{W}/\text{m}^2$ dans un intervalle de 120s ($T=30^\circ\text{C}$).

La figure V.29 donne ainsi la variation du rapport cyclique de la PWM.

La courbe du rapport cyclique du contrôleur flou montre des oscillations importantes générées par cette technique à cause du changement du pas d'incrément important utilisé. C'est le résultat des règles floues lorsqu'une grande pente est détectée, mais cela conduit à l'augmentation de la vitesse de réponse du système.

V.3.2.2.3. Augmentation lente d'ensoleillement

Dans ce test l'ensoleillement augmente de $800\text{W}/\text{m}^2$ à $1000\text{W}/\text{m}^2$ dans un temps de 120s avec température constante de 30°C .

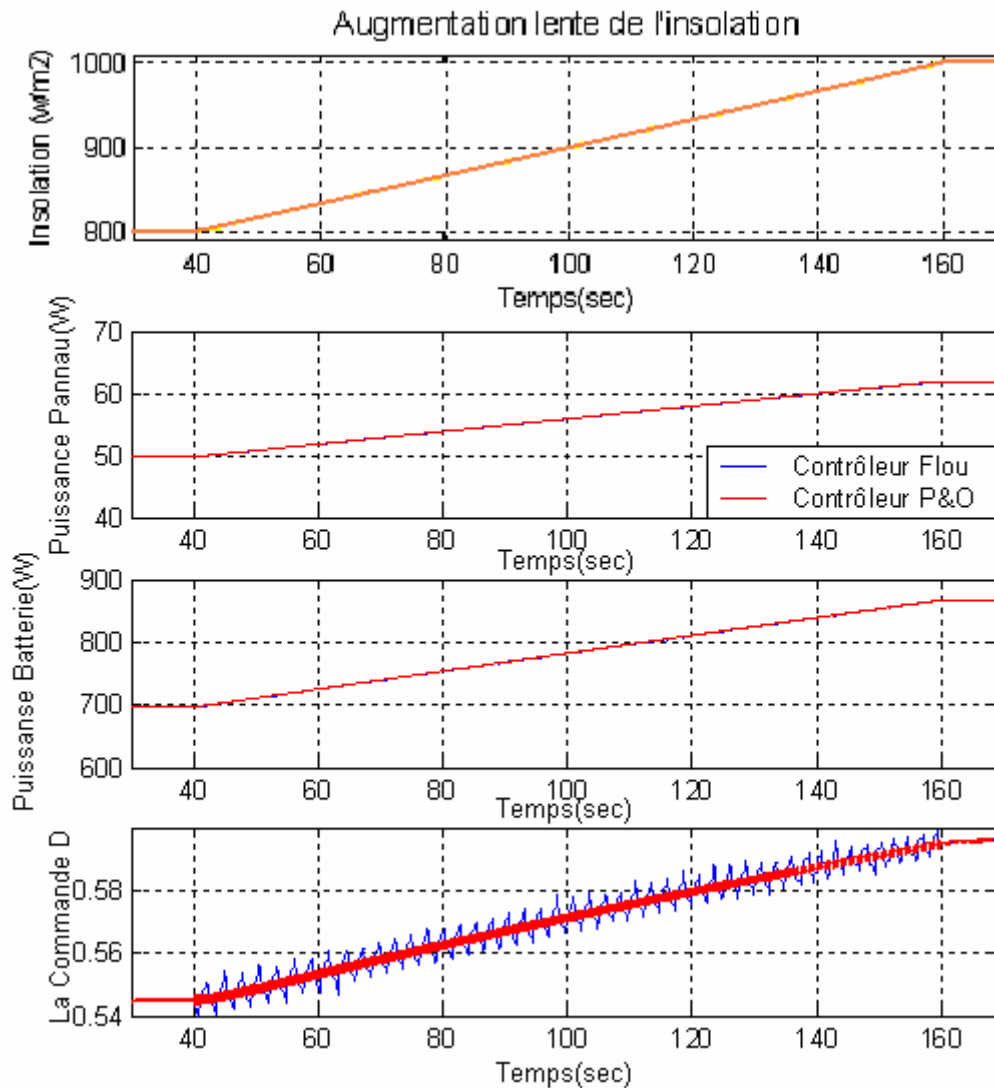


Figure V.30. Rapport cyclique des deux contrôleurs MPPT Flou et P and O lorsqu'une augmentation lente de l'ensoleillement de 800W/m^2 à 1000W/m^2 dans un intervalle de 120s.

Dans ce cas le comportement des contrôleurs MPPT Flou et P and O est presque identique à celui de la diminution (ce qui prouve que les deux méthodes ne sont pas sensibles au signe de la pente). Le comportement est caractérisé par des variations du rapport cyclique de forme triangulaire. Ces ondulations sont causées lorsque le point de fonctionnement atteint le point MPP en mouvement à plusieurs reprises.

V.3.2.3. Comportement du système face à un changement de la température

En plus de l'ensoleillement, la température de la cellule solaire est un facteur important qui influe sur les caractéristiques du panneau solaire

A cause de la masse thermique importante du panneau solaire la variation de la température est très lente ou le gradient est très faible par rapport au gradient de l'ensoleillement, des changements rapides de la température sont rarement occasionnés. Ainsi la température dépend du flux des radiations solaires, dans le cas d'un fort ensoleillement la température croît progressivement jusqu'à ce que l'équilibre thermique soit atteint. Alors que

dans un temps nuageux la température décroît graduellement, une diminution rapide de la température peut se passer lorsque des pluies orageuses tombent soudainement, généralement une augmentation rapide de la température ne se produit jamais [17].

V.3.2.3.1. Changement lent de la température

V.3.2.3.1.1. Augmentation lente de la température

Une augmentation de la température de 20°C à 30°C durant un temps de 120s avec un ensoleillement de 1000W/m² est simulée dans ce test. Cette augmentation produit une diminution lente de la puissance de sortie accompagnée d'un déplacement du point de puissance maximale MPP vers des rapports cycliques un peu plus importants. Ce déplacement doit être détecté par le mécanisme de poursuite afin de le compenser par une légère augmentation du rapport cyclique.

Les deux méthodes étudiées se comportent parfaitement bien vis-à-vis ce changement.

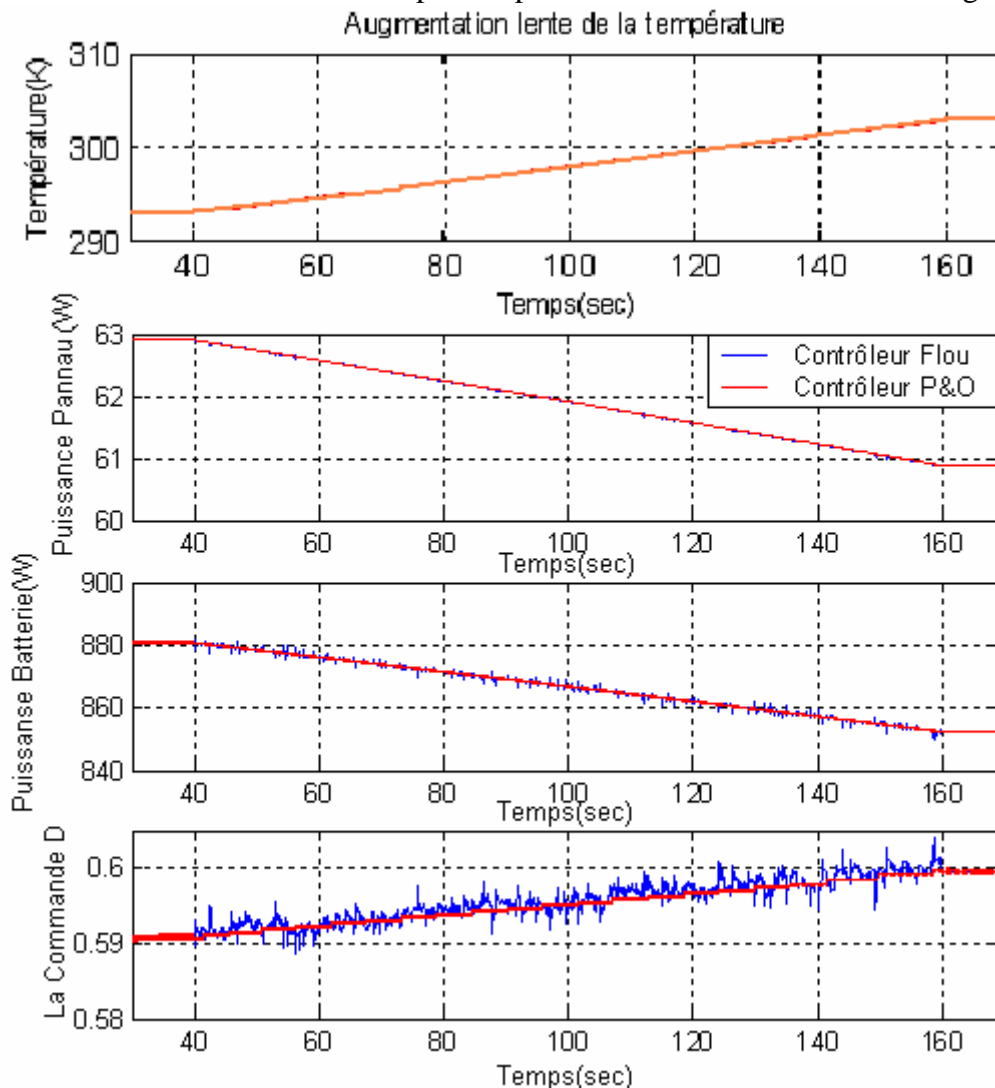


Figure V.31. Rapport cyclique et puissance de sortie des deux contrôleurs MPPT Flou et P and O pour une augmentation lente de la température de 20°C à 30°C durant un temps de 120s avec un ensoleillement de 1000W/m².

V.3.2.3.1.2. Diminution lente de la température

La figure V.32 montre les signaux du rapport cyclique de la PWM et la puissance pour les différentes techniques MPPT lorsqu'une diminution lente de la température de 30°C à 25°C avec un ensoleillement de 1000W/m² est produite dans un laps de temps de 120s. La remarque qu'on peut tirer est que comme pour l'augmentation de la température lente, les techniques étudiées poursuivent parfaitement la décrémentation linéaire de la puissance.

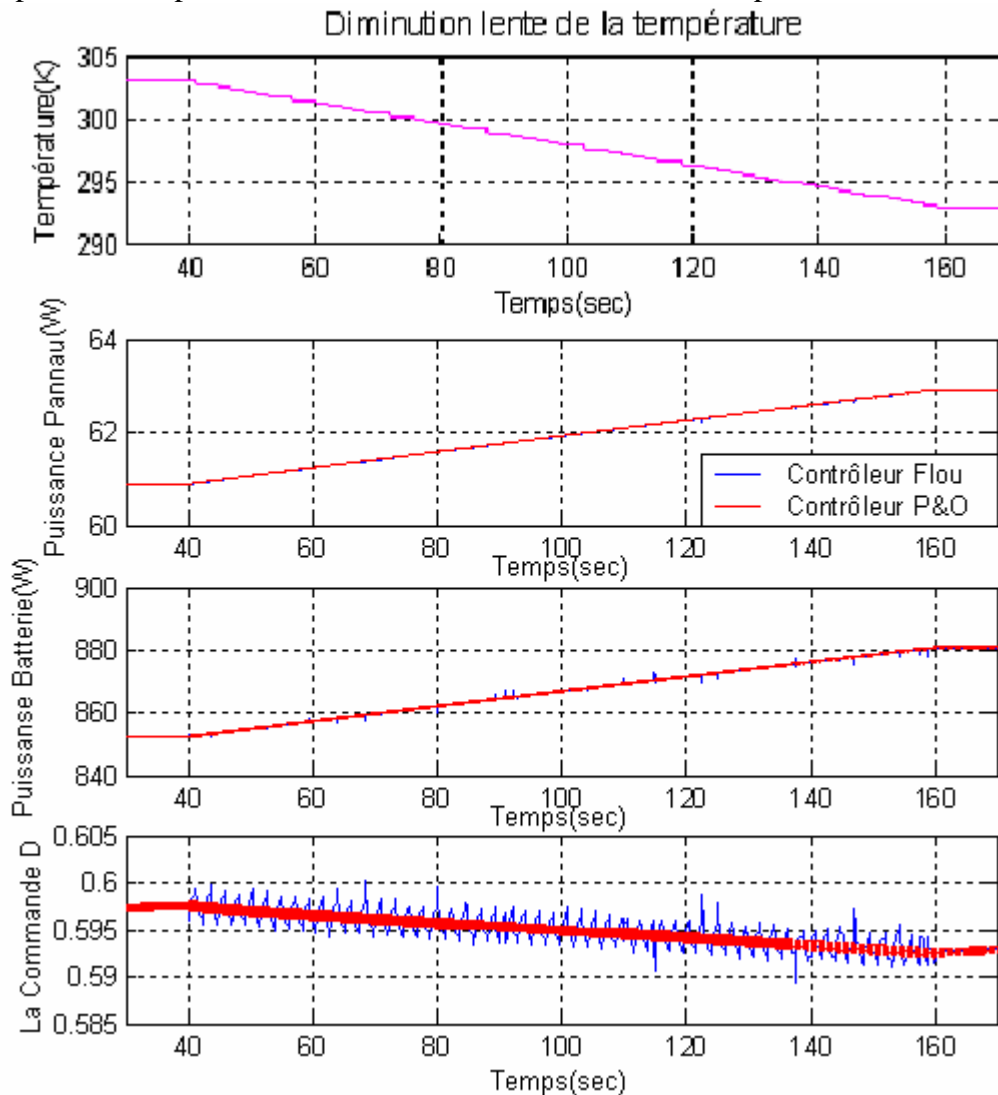


Figure V.32. Rapport cyclique et puissances pour les contrôleurs MPPT Flou et P and O pour une diminution lente de la température de 30°C à 20°C durant un temps de 120s avec un ensoleillement de 1000W/m².

V.3.2.3.2. Changement rapide de la température

V.3.2.3.2.1 Augmentation rapide de la température

On fait subir le système PV à une augmentation de la température de 20°C à 45°C durant un temps de 5s avec un ensoleillement de 1000W/m². Cette augmentation rapide produit une diminution rapide de la puissance du système avec le contrôleur flou, avec un taux important d'ondulations dans la phase transitoire du changement du rapport cyclique qui est expliqué par le mode rude du contrôleur flou.

Le contrôleur flou étudié se comporte parfaitement vis-à-vis de ce changement. Tandis que la méthode P and O effectue un retard bien lisible sur la figure V.33.

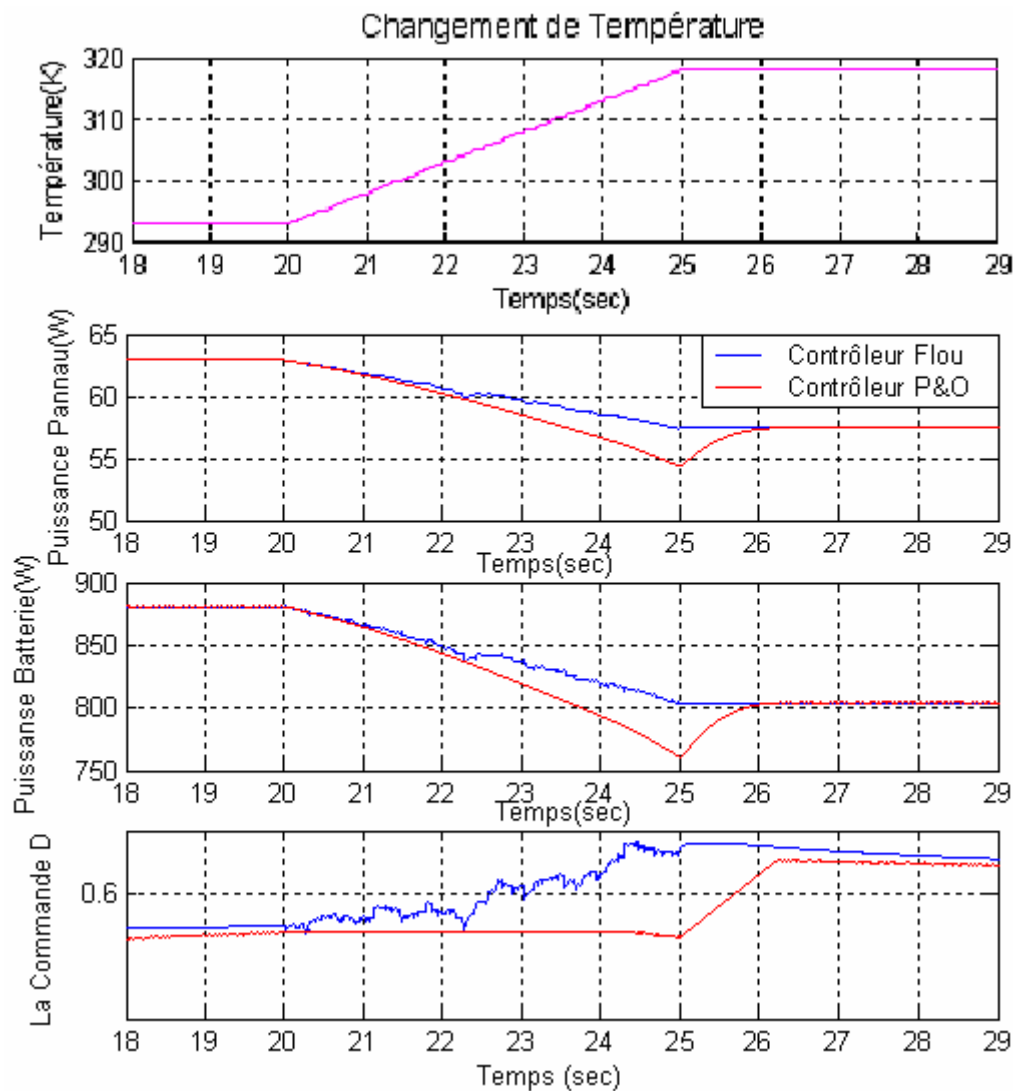


Figure V.33. Rapport cyclique et puissance de sortie des contrôleurs MPPT Flou et P and O pour une augmentation rapide de la température de 20°C à 45°C durant un temps de 5s avec un ensoleillement de 1000W/m².

V.3.2.3.2.2. Diminution rapide de la température

La figure V.34 montre les signaux du rapport cyclique de la PWM et la puissance pour les deux contrôleurs MPPT Flou et P and O pour une diminution rapide de la température de 40°C à 20°C dans 5 sec, avec un ensoleillement de 1000W/m. La remarque tiré est que le contrôleur flou poursuit parfaitement l'augmentation linéaire de la puissance, tandis que le contrôleur P and O fait un retard.

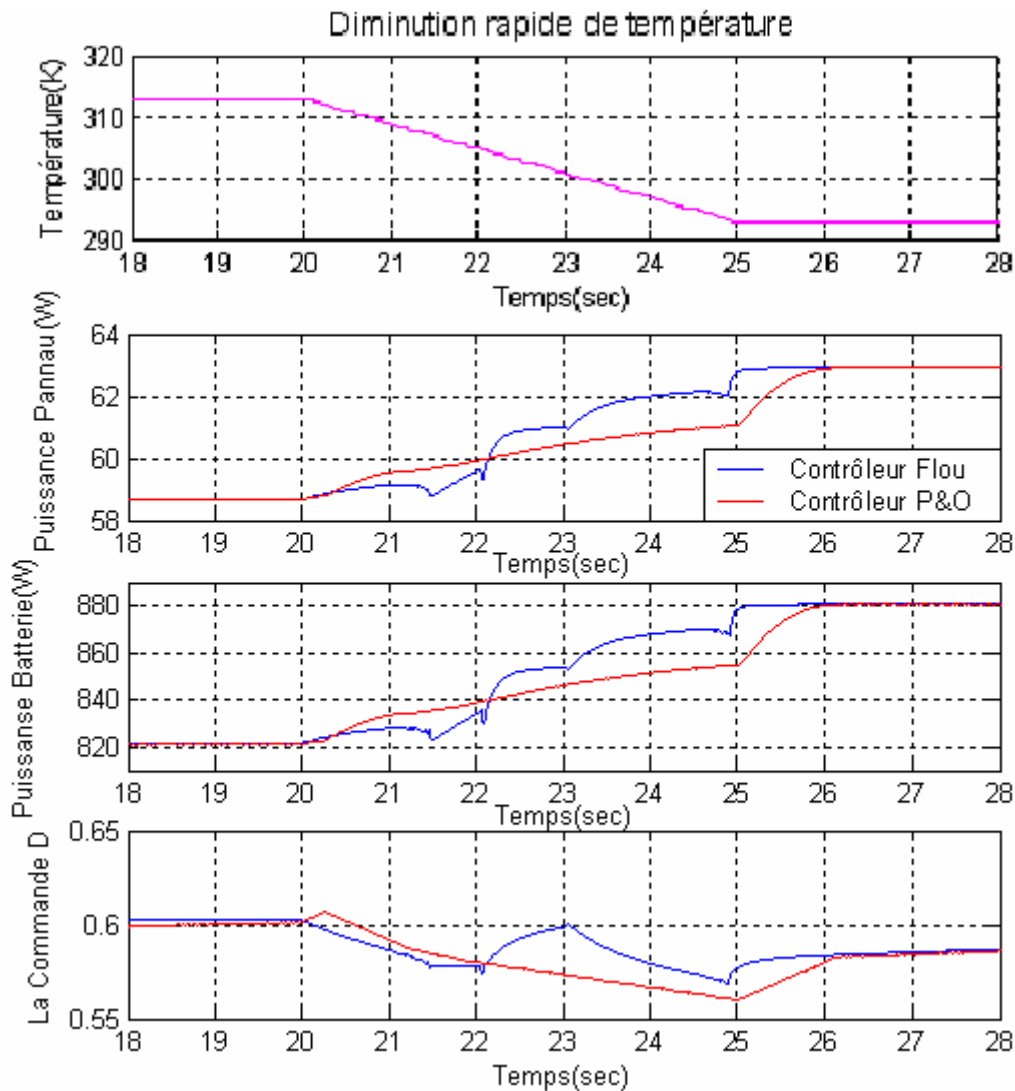


Figure V.34. Rapport cyclique et puissances pour les contrôleurs MPPT Flou et P and O pour une diminution rapide de la température de 40°C à 20°C durant un temps de 5s avec un ensoleillement de 1000W/m².

V.3.2.4. Simulation sous des conditions aléatoires d'ensoleillement et de température

Dans la simulation suivante les deux techniques de poursuite du PPM sont soumises à des conditions d'ensoleillement et de température bien réelles. Dans un tel environnement, des variations rapides et indépendantes d'ensoleillement et la température sont rarement produites. Dans ce cas la température de la cellule est proportionnellement liée à l'intensité des radiations solaires avec une inertie importante par rapport à la variation de l'ensoleillement.

Le but de cette simulation est de faire un test global des deux contrôleurs MPPT sur une période de test relativement longue qui vise à résumer toutes les simulations précédentes.

La variation de l'ensoleillement est entre 800 et 1000W/m² et la variation de la température est entre 12°C et 47°C.

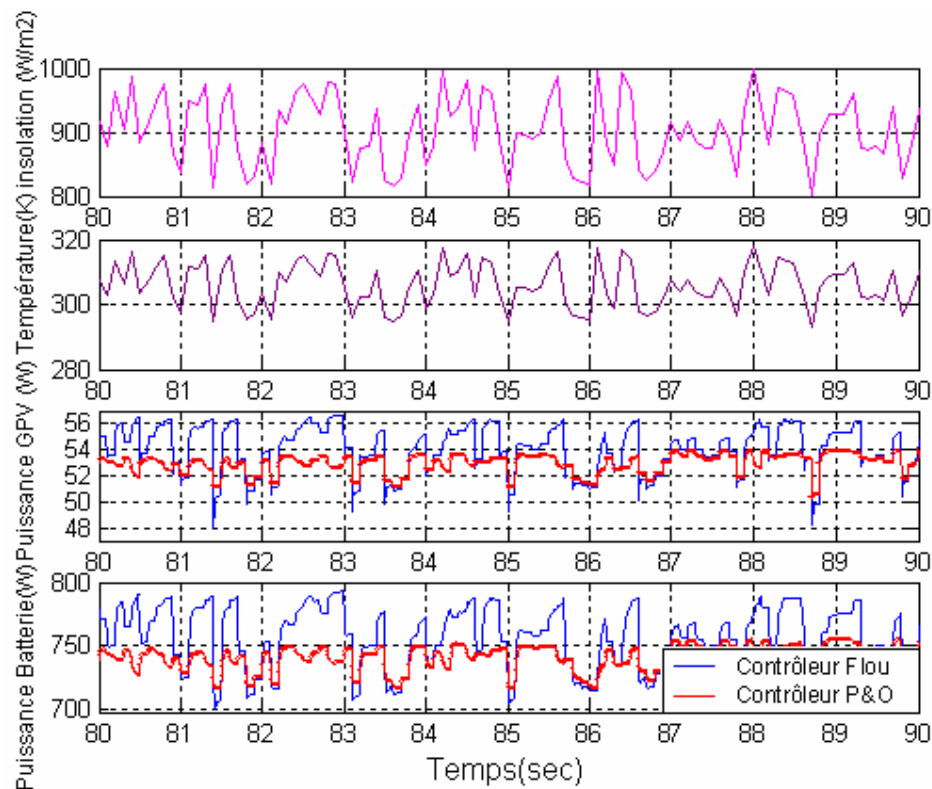


Figure V.35. Signaux d’ensoleillement et de température utilisés dans la simulation des conditions aléatoires de fonctionnement et signaux de puissance GPV et batterie pour les contrôleurs MPPT flou et P and O.

La figure V.35 facilite la comparaison entre différents signaux de puissance de chaque méthode. Ces signaux révèlent bien l’avantage de la méthode « floue » par rapport à la méthode « P and O » vis-à-vis d’une augmentation rapide d’ensoleillement.

Autre remarque, pour la méthode P and O, on observe une chute de la puissance par rapport à l’autre méthode floue pour des enssoleillements importants.

La méthode floue a l’inconvénient d’être très sensible vis-à-vis des variations brusques des conditions de fonctionnement. Cette méthode nous a donné des résultats excellents.

V.4. Conclusion

Dans ce chapitre, les modèles mathématiques de chaque élément du système global ont été implémentés en forme de blocs dans *simulink* ensuite simulés.

Un simple circuit convertisseur DC/DC (boost) est utilisé comme interface entre le panneau PV et la charge (batterie).

Différents résultats de sortie du générateur photovoltaïque et de la charge, pour différentes valeurs d’insolation et de température, ont été obtenus en simulant les contrôleurs MPPT flou et P and O.

Ces résultats confirment le bon fonctionnement du contrôleur p and o mais montrent un meilleur fonctionnement du contrôleur flou. Ce dernier a prouvé qu’il a de meilleures performances, temps de réponse rapide et erreur à l’état permanent très faible, et qu’il est robuste aux différentes variations des conditions atmosphériques.

Les résultats de simulation avec le hacheur buck sont donnés dans l’annexe1. Ces résultats montrent aussi les très bonnes performances du contrôleur flou.

CONCLUSION GENERALE

L'électricité solaire est vue comme étant une importante source d'énergie renouvelable. Le générateur photovoltaïque est une source caractérisée par un certain point de fonctionnement où la puissance générée est maximale. Ce point se déplace en fonction des conditions atmosphériques, un mécanisme de poursuite s'avère alors indispensable pour que le générateur photovoltaïque travaille avec une meilleure efficacité.

Ce mécanisme de poursuite est le contrôleur MPPT qui recueille des informations du panneau et génère en conséquence un signal MLI pour commander un hacheur intercalé entre le générateur photovoltaïque et la batterie.

Dans ce mémoire nous avons introduit en premier lieu les contrôleurs MPPT et leur rôle et importance dans un système photovoltaïque. Nous avons ensuite donné un aperçu sur la logique floue et la commande floue. La commande floue, devenue très populaire ces dernières années, est une technique intelligente et robuste. Enfin, nous avons présenté les différentes étapes de conception d'un contrôleur MPPT Flou. Ce dernier a été simulé et ces résultats ont été comparés à ceux obtenus avec un contrôleur MPPT P and O.

Le contrôleur P and O qui est basé mathématiquement sur la dérivée de la caractéristique P-V du panneau photovoltaïque, bien qu'il soit ancien, présente de bonnes performances mais il a encore quelques problèmes tels que :

- Le choix des paramètres du régulateur (le pas C_p) ;
- Le choix de la période d'échantillonnage ;
- Le problème de déviation du vrai point MPP lorsqu'une augmentation brusque de l'ensoleillement est produite ce qui cause une perte de puissance.

Concernant le contrôleur proposé, MPPT Flou, il est basé sur l'expérience de l'opérateur. Il utilise un raisonnement flou basé sur deux modes de contrôles : mode fin et mode rude. Il a donné de très bonnes performances. Il a amélioré les réponses du système photovoltaïque, il a réduit non seulement le temps de réponse pour poursuivre le point de puissance maximale mais il a aussi éliminé les fluctuations autour de ce point. Ce qui montre l'efficacité du contrôleur flou pour les systèmes photovoltaïques dans des conditions d'environnement stables et changeantes (ou la température et l'éclairement varient au cours du temps). Les résultats obtenus pour la conversion d'énergie, prouvent qu'avec le contrôleur MPPT Flou, il y a une existence d'un compromis entre rapidité en transitoire et stabilité en régime permanent.

La commande floue à l'inconvénient d'utiliser des circuits spécialisés qui sont chers. Mais en perspective à ce travail on recommande une réalisation pratique de ce contrôleur. Si on néglige le coût devant les très bonnes performances obtenues, il est recommandé d'utiliser et de réaliser expérimentalement la technique MPPT par logique floue dans tous les cas.

Il semble que la voie, ouverte par ce type de contrôleurs, est très prometteuse, surtout à la lumière de tous les travaux issus dans ce domaine durant ces dernières années.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] L. Chancelier, E. Laurent, *L'électricité Photovoltaïque*, Les impressions Dumas, Paris France, 1996.
- [2] A. Ademe, *Les Applications de l'Electricité Solaire Photovoltaïque.*, Plaquette, 2001.
- [3] H.J. Möller, *Semiconductors for Solar Cells*, Artech House, Inc, Norwood, MA, 1993.
- [4] L. Alan, Fahrenbruch and H. Richard, *Fundamentals of Solar Cells: Photovoltaic Solar Energy Conversion*, Academic Press, Inc, New York, NY, 1983.
- [5] H. Knopf, *Analysis, Simulation, and Evaluation of Maximum Power Point Tracking (MPPT) Methods for a Solar Powered Vehicle*, Master of Science in Electrical and Computer Engineering, Portland State University 1999.
- [6] R. Gottschalg, M. Rommel, D.G. Ineld, and H. Ryssel, *Comparison of different methods for the parameter determination of the solar cell's double exponential equation*, In 14th European Photo-voltaic Science and Engineering Conference (PVSEC), Barcelona, Spain, 1997.
- [7] L. Hassaine, *Modélisation et Simulation d'un Système de Conditionnement de Puissance pour la Poursuite de Puissance Maximale dans les Systèmes Photovoltaïques*, Magister ENP, Algérie, juin 2003.
- [8] C.F. Lu, C.C. Liu, and C.J. Wu, *Dynamic modelling of battery energy storage system and application to power system stability*, In IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution, Volume 142(4), pages 429-435, IEE, Stevenage, Herts., U.K., July 1995.
- [9] Z.M. Salameh, M.A.Casacca, and A.W.Lynch, *A mathematical model for lead-acid batteries*, IEEE Transactions on Energy Conversion, 7(1):93-98, March 1992.
- [10] M.A. Casacca and Z.M. Salameh, *Determination of lead-acid battery capacity via mathematical modeling techniques*, IEEE Transactions on Energy Conversion, 7(3):442-446, September 1992.
- [11] R.W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, Chapman & Hall, 115 Fifth Avenue, New York, NY, 1997.
- [12] L.A. Zadeh, *Information and Control*, Fuzzy Sets, vol 8, pp 338-353, 1965.
- [13] M. Sugeno, *Fuzzy identification of systems and Its applications to modeling and control*, IEEE Transactions on systems Man and Cybernetics, vol 15, n°1, pp 116-132, 1985.
- [14] Z. Salameh and D. Taylor, *Step-Up Maximum Power Point Tracker For Photovoltaic Arrays*, 'Solar Energy' Vol.44, NO. 1, pp.57-61, 1990.
- [15] Z. Salameh, F. Dagher and W.A. Lynch, *Step-down Maximum Power Point Tracker For Photovoltaic System*, 'Solar Energy' Vol.46, NO. 1, 1991. pp.278-282.
- [16] A. Melouka. M. Benarroudj, *Etude et Réalisation d'un Contrôleur MPPT Par la Méthode « Perturber et Observer » a Base du Microcontrôleur PIC 16F876*, PFE, ENP Algérie, Juin 2003.
- [17] K. Sobaihi, *Etude et Réalisation d'un Hacheur MPPT à contre réaction de tension*, ENP Algérie, Magister, Septembre 2003.
- [18] L. Sihamdi, *Etude et réalisation d'un contrôleur MPPT par la méthode 'Incrémentation de la conductance' avec un PIC 16F876*, PFE, ENP Algérie, Juin 2003.
- [19] H. Buhler, *Réglage Par Logique Floue*, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes CH-1015 Lausanne. 1994.
- [20] B. Boudaoued, *L'application de la Logique Floue Dans la Commande de la Machine Asynchrone*, PFE, ENP Algérie, Juin 1996.
- [21] P.M. Frank, *Application of Fuzzy Logic to process supervision and fault diagnosis*, Automatica, 1990.
- [22] L. Ibtissem, *Identification et Commande Floues des Systèmes non Linéaires*, Magister , Université de Batna, 1999.
- [23] K. Chafaa, *Etude de la poursuite d'une Cible*, Magister , Université de Batna, 1999.

- [24] D. Djendaoui, E. Mokhtari, *Estimation Paramétrique et Logique Floue pour la Détection des Défauts dans les Systèmes Dynamiques*, PFE. Université de Med Khider Biskra, Juin 2000.
- [25] S. Miyamoto, S. Yasunobu, H. Ihara, *Predictive fuzzy control and its application to automatic train operation systems*, in "Analysis of fuzzy information", CRC Press, New York, 1987.
- [26] M.K. Masten, H.E. Cohen, *An advanced showcase of adaptative controller designs*, International Journal of adaptive control and signal processing, vol 4, pp 89-98,1990.
- [27] M. Mizumoto, *Fuzzy controls under various fuzzy reasoning methods*, Information Sciences, vol 45, pp 129-151, 1988.
- [28] C. Yu, Z. Cao, A. Kandel, *Application of fuzzy reasoning to the control of an activated sludge plant*, Fuzzy Sets and Systems, vol 38, pp 1-14, 1990.
- [29] T. Terano, S. Masui, K. Tanaka, Y. Murayama, *Manual control of an intrisically unstable system and its modelling by fuzzy logic* Information Sciences, vol 45, pp 249-273, 1988.
- [30] S. Boverie, B. Demaya, A. Titli, *Démarche pour la conception d'un contrôleur flou C.N.R.S.*, Rapport du G.R. Automatique 92-2 - Projet CS&N, 1992.
- [31] T.M. Guerra, *Analyse de données objectifo-subjectives : approche par la théorie des sous ensembles flous*, Thèse de Doctorat, L.A.I.H., Université de Valenciennes, 1991.
- [32] D. Dubois, H. Prade, *Fuzzy logics and the generalized modus ponens revisited*, Cybernetics and Systems, vol 15, pp 293-331, 1984.
- [33] T.M. Guerra, L. Vermeiren, F. Delmotte, P. Borne, *Lois de commande pour systèmes flous continus*, RAIRO-APII-JESA (soumis).
- [34] W. Silver, H. Ying, *Fuzzy control theory : the linear case*, Fuzzy Sets and Systems, vol 33, pp 275-290, 1989.
- [35] H. Ying, W. Silver, J.J. Buckley, *Fuzzy control theory : a nonlinear case*, Automatica, vol 26, n°3, pp 513-520, 1990.
- [36] D. Driankov, H. Hellendoorn, M. Reinfranck, *An introduction to fuzzy control*, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 1993.
- [37] K. Sujiyama, *Rule based self organizing controller*, Fuzzy Comp., Eds. Gupta & Yamakawa, Elsevier North Holland, Amsterdam 1988.
- [38] S. Ouattara, P. Lodlever, T.M. Guerra, *Towards a methodology for selecting good scaling factors for a fuzzy controller*, Fuzzy Sets and Systems 83, pp 27-42, 1996.
- [39] L. Rambault, *Conception d'une commande floue pour une boucle de régulation*, Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, 1993.
- [40] S. Galichet, L. Foulloy, *Fuzzy controllers: synthesis and equivalences*, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol 3, pp 140-148, 1995.
- [41] V. Ramanarayanan, *DC to DC converters – dynamics*, Resource Centre of the Power Electronics Group, SMPS Course Notes, Pages 75-102, 2000.
- [42] M.Firas Sharaif, C. Alonso, A. Martinez, *A simple and robust maximum power point control (mppc) for ground photovoltaic generators*, LAAS Report 00621 April 2000.
- [43] R. Charles. Sullivan and j. Matthew, *Powers. High-Efficiency maximum power point tracker for photovoltaic arrays in a solar-powered race vehicle*, In Proceedings of the 993 IEEE 24 the Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC Record - IEEE Annual Power Electronica Specialists Conference, pages 574-580, Seattle, WA, USA, June 1993. IEEE, IEEE Piscataway, NJ, USA.
- [44] K.H. Hussein, I. Muta, T. Hoshino, and M. Osakada, *Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions*, In IEE Proceedings. Generation, Transmission and Distribution, volume 142(1), pages 59-64. IEE, Stevenage, Herts., U.K., January 1995.

Annexe 1

Les figures suivantes montrent les résultats de simulation du système photovoltaïque en utilisant le hacheur buck avec les contrôleurs flou et P and O :

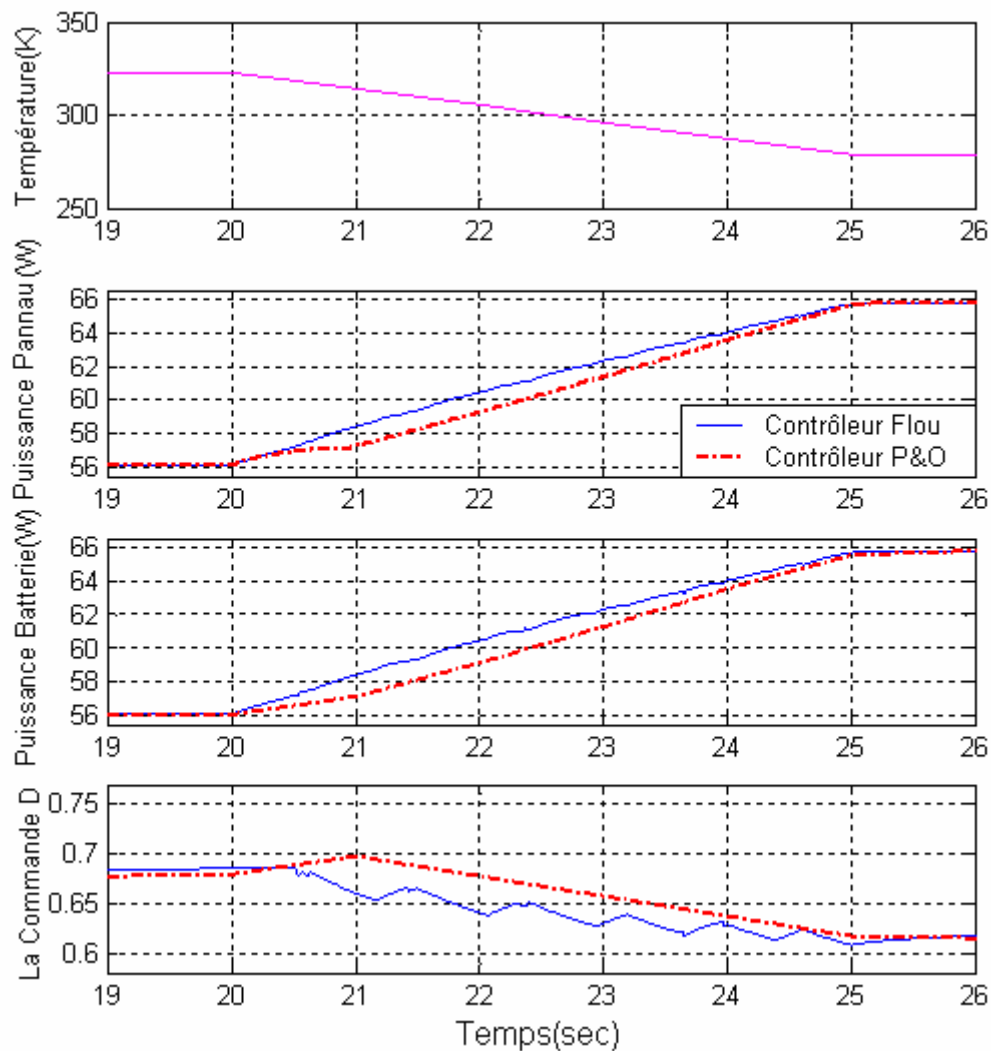


Figure 1. Rapport cyclique et puissances pour les contrôleurs MPPT flou et P and O, pour une diminution rapide de la température de 50°C à 0°C durant 5 sec avec un ensoleillement de 1000W/m².

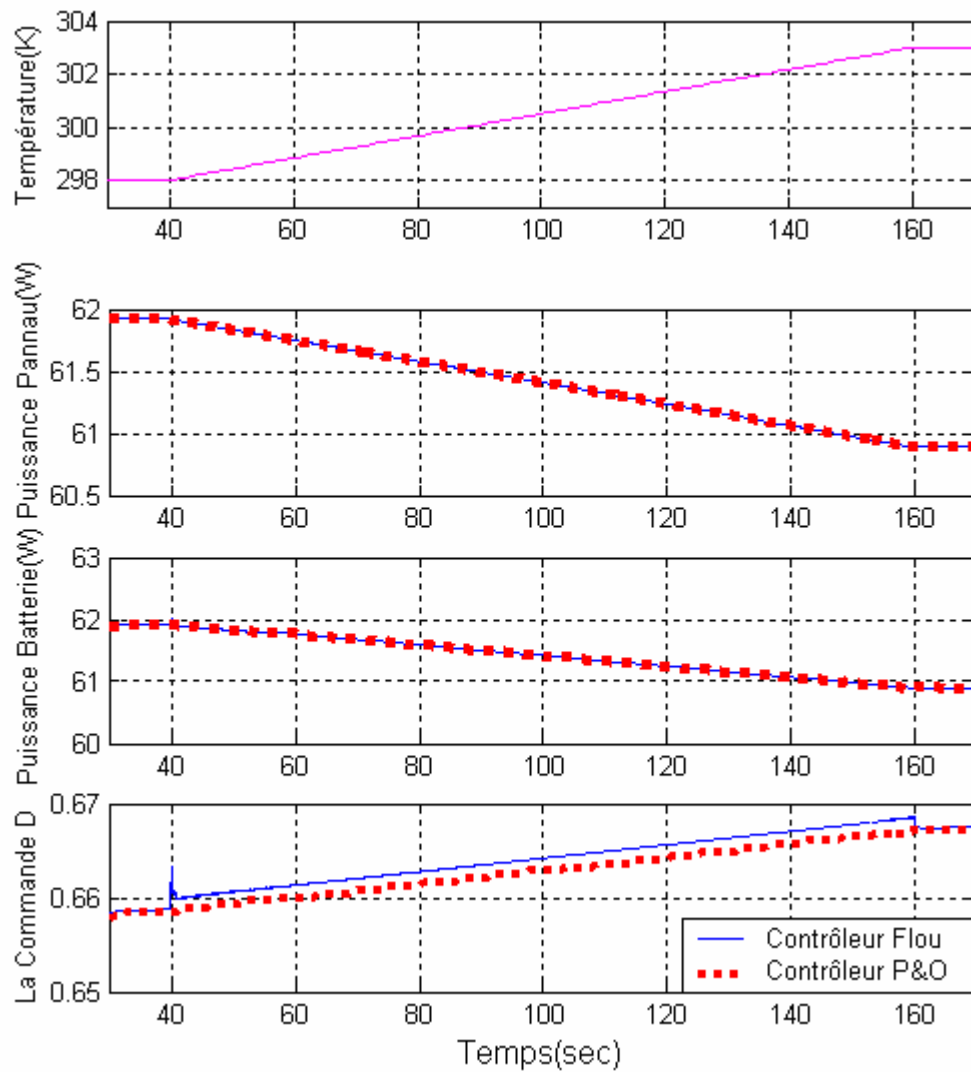


Figure 2. Rapport cyclique et puissances de sortie pour les contrôleurs MPPT flou et P and O, pour une augmentation lente de la température de 26°C à 31°C durant 120 sec avec un ensoleillement de 1000W/m².

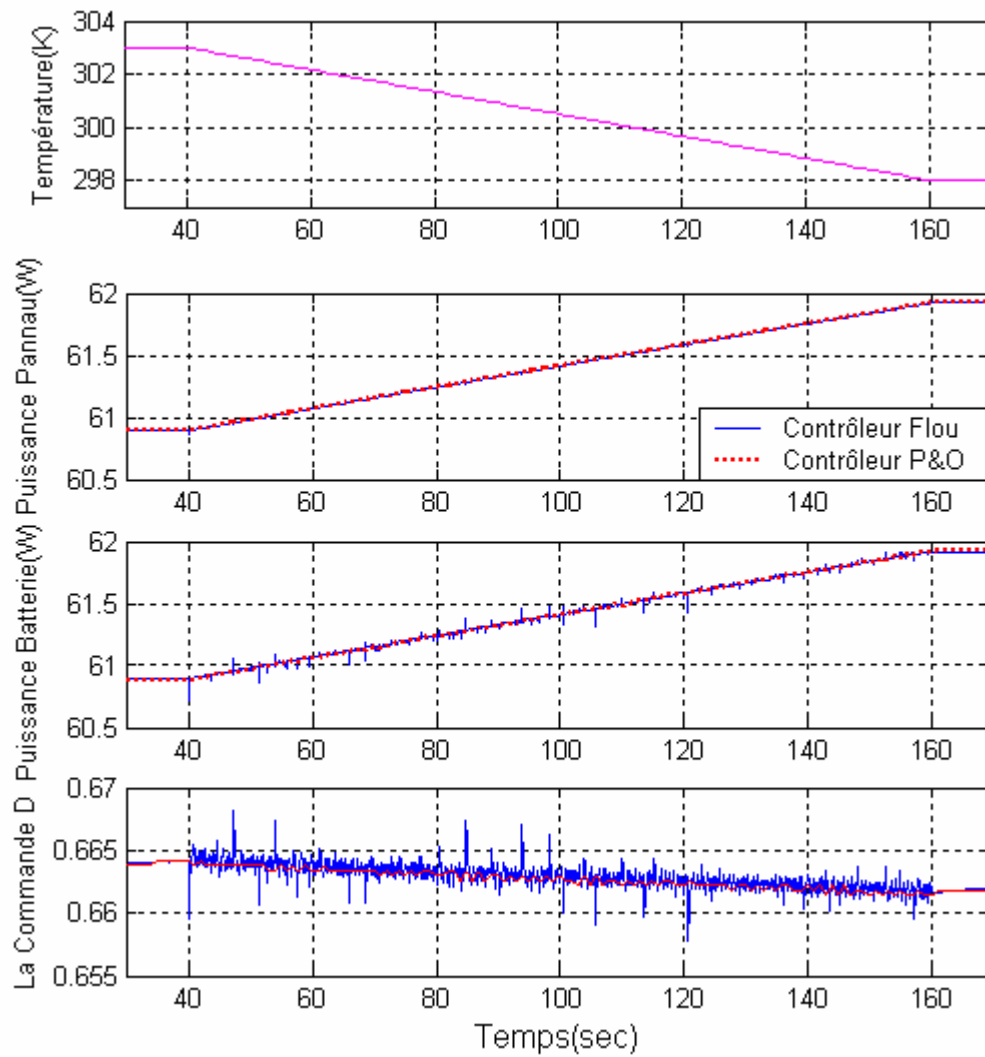


Figure 3. Rapport cyclique et puissances pour les contrôleurs MPPT flou et P and O, pour une diminution lente de la température de 31°C à 26°C durant 120 sec avec un ensoleillement de 1000W/m².

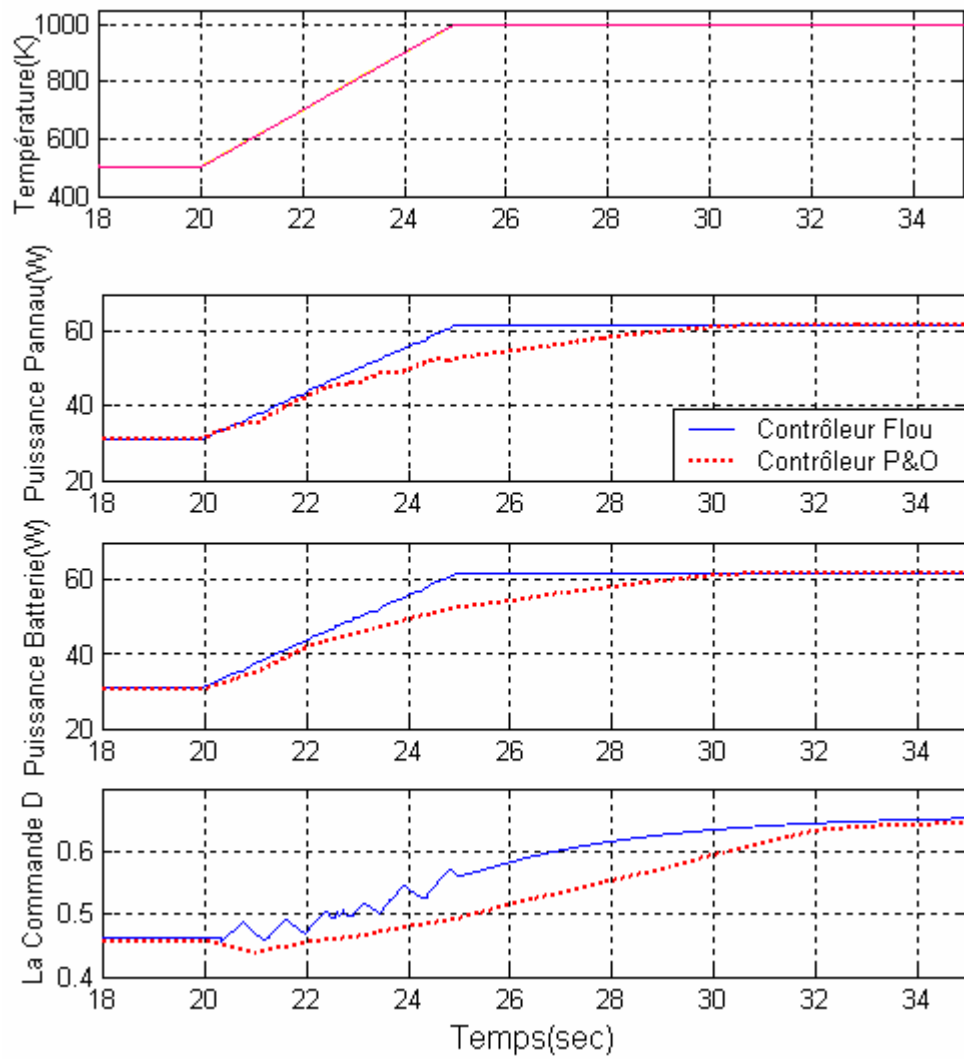


Figure 4. Réponses des contrôleurs MPPT flou et P and O, pour une augmentation rapide d'ensoleillement de 500 W/m² à 1000 W/m² durant 5 sec a une température constante de 30°C.

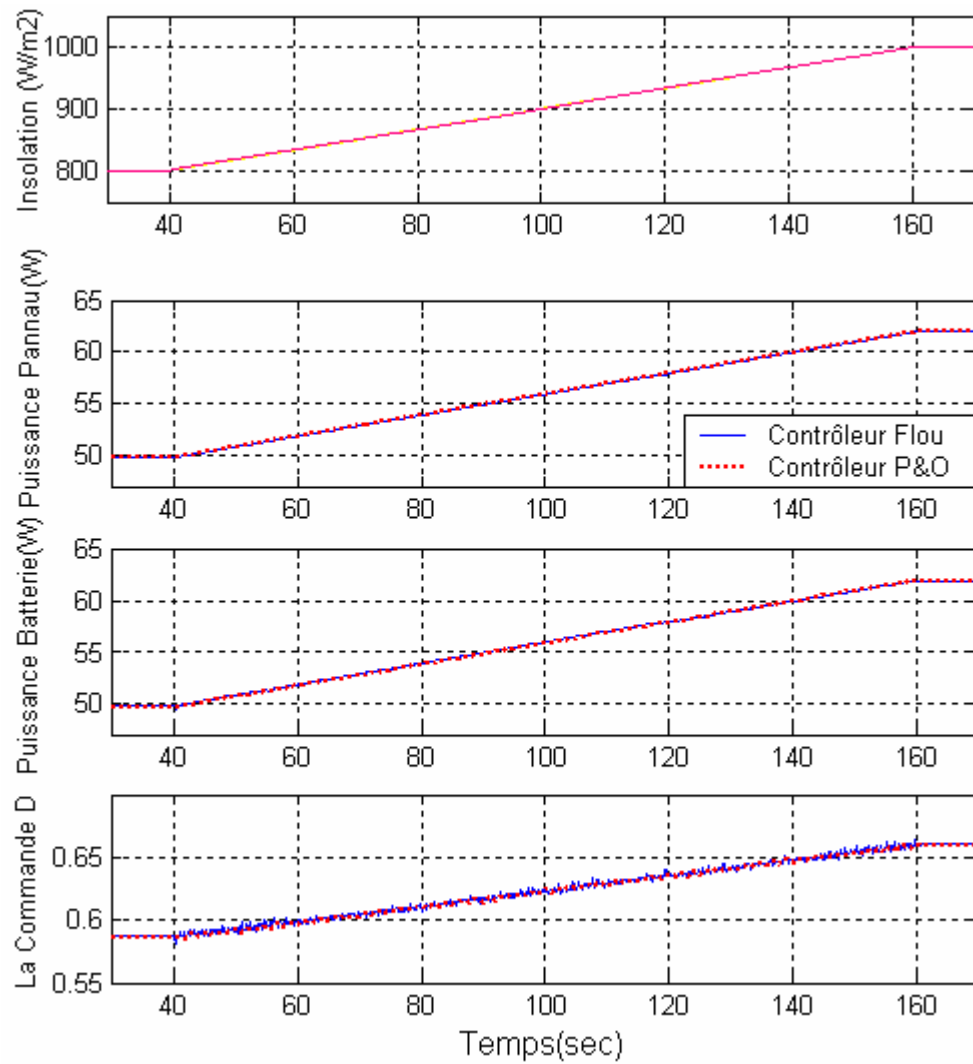


Figure 5. Réponses des contrôleurs MPPT flou et P and O, pour une augmentation lente d'ensoleillement de 800 W/m² à 1000W/m² durant 120 sec a une température constante de 30°C.

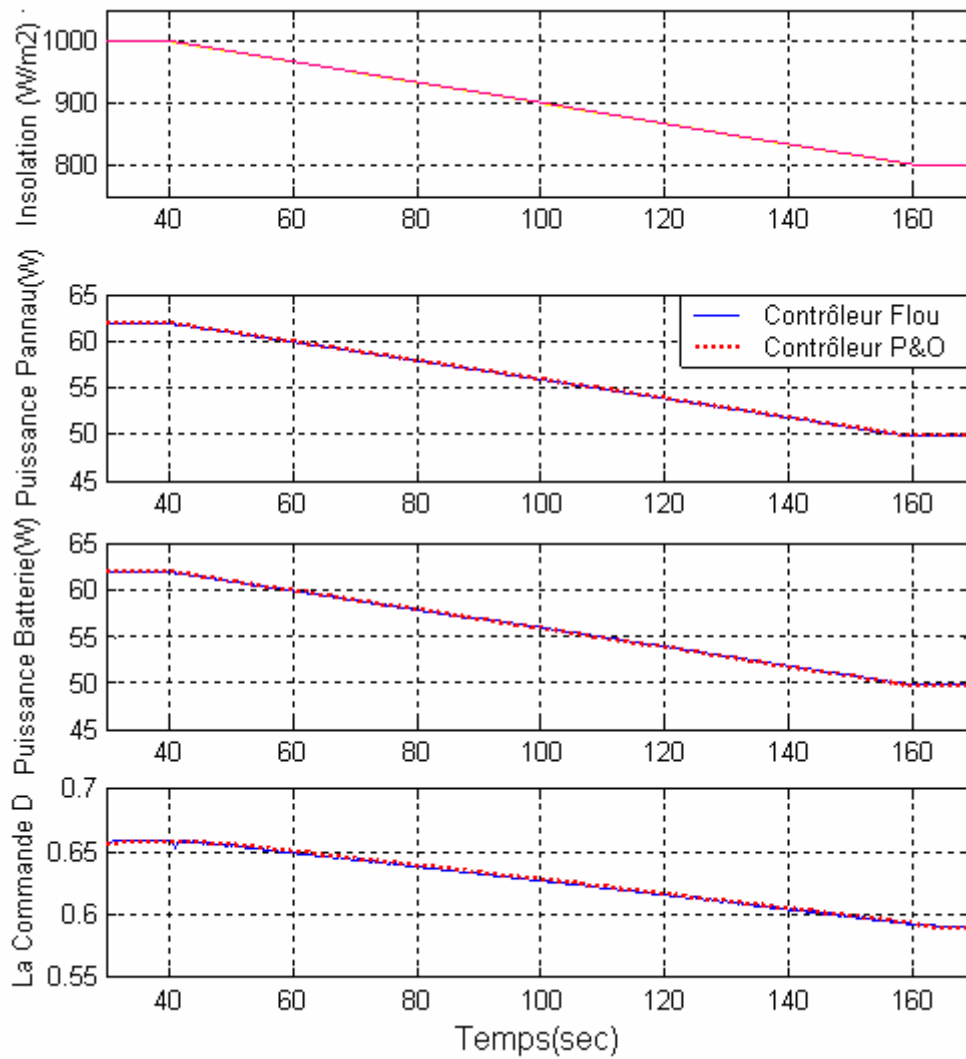


Figure 6. Réponses des contrôleurs MPPT flou et P and O, pour une diminution lente d'ensoleillement de 1000 W/m² à 800W/m² durant 120 sec a une température constante de 30°C.

Annexe 2

Caractéristiques d'une batterie [1]

Tension nominale et capacité de stockage

La tension nominale d'une batterie dépend du nombre d'accumulateurs placés en série. Un accumulateur du type de ceux qui sont utilisés en photovoltaïque possède entre ses bornes une tension nominale de 2V. Une tension de 12V, par exemple, s'obtiendra en plaçant 6 éléments de 2V en série (borne + d'un élément connecté à la borne - du suivant). Pour les systèmes solaires, les tensions d'utilisation les plus courantes sont 12V, 24V et 48V.

La capacité de stockage correspond à la quantité d'énergie qui peut être stockée dans une batterie et restituée par celle-ci. Elle s'exprime en ampère heure (Ah). Une batterie de 100 Ah permet théoriquement de fournir 1 ampère durant 100 heures (ou 2 A pendant 50 heures). On a ici le choix entre adopter une batterie de la capacité de stockage voulue, ou monter plusieurs circuits de batterie plus petites en parallèle. Il faudra alors s'assurer que chaque circuit de batterie a bien la même tension d'entrée-sortie que les autres.

La mise en parallèle ou en série doit se faire avec des éléments identiques. Sinon, le système prendra les caractéristiques de la plus mauvaise batterie.

La capacité de la batterie est par ailleurs variable suivant la manière dont elle a été chargée et déchargée, c'est à dire selon l'intensité du courant de charge ou de décharge. Plus une batterie est chargée (ou déchargée) avec un faible courant, plus sa capacité est importante. On parle de C10 ou de C100 suivant que le courant de charge ou décharge est égal au dixième ou au centième de la capacité ($I=C/10$ ou $I=C/100$).

Le Graphe suivant présente à ce titre l'évolution théorique dans le temps de l'état de charge d'une batterie pour différents régimes de décharge.

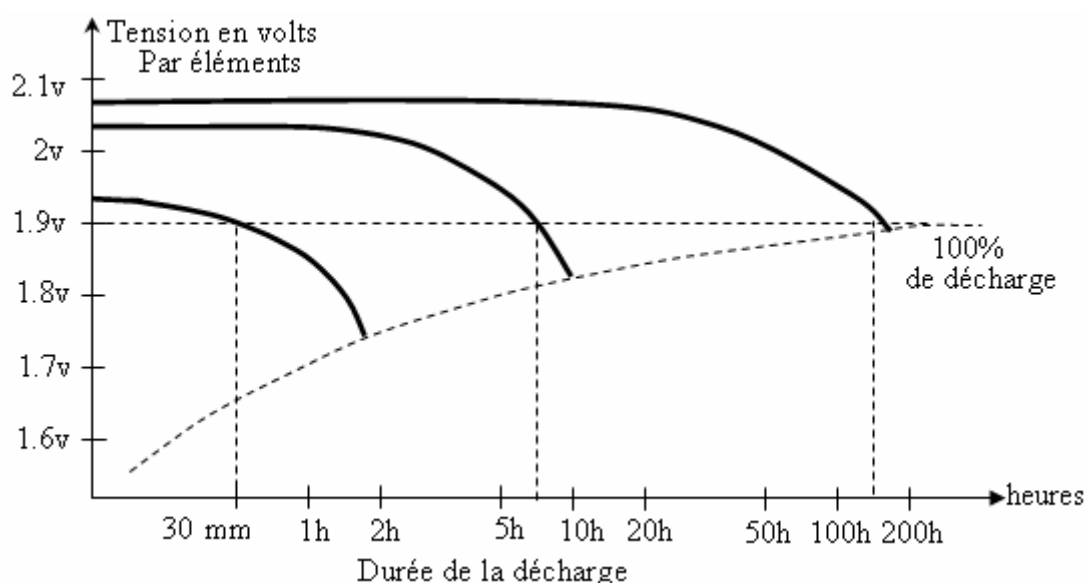


Figure 1. Evolution théorique de l'état de charge d'une batterie.

Durée de Vie d'une batterie

Une batterie photovoltaïque est déchargée et rechargée chaque jour. C'est ce que l'on appelle un cyclage. La durée de vie d'une batterie correspond au nombre de cycles de charge/décharge qu'elle a eu à supporter dans sa vie. Elle dépend aussi de la profondeur de décharge de chaque cyclage.

Une batterie déchargée de 10% chaque jour (avant d'être rechargée), aura une durée de vie beaucoup plus grande qu'une batterie déchargée quotidiennement de 30%. Cette aptitude au cyclage dépend également du type de batterie. Les batteries 'Solaires' sont conçues pour supporter un nombre de cycles important. Elles sont généralement utilisées en usage 'flottant' (floating), c'est à dire avec une faible décharge (20 à 30 % maximum); leur durée de vie est d'autant plus grande.

La décharge profonde

La décharge profonde est la valeur qu'une batterie ne doit jamais atteindre, sans quoi il se produit une détérioration irrémédiable qui entraîne une dégradation importante de ses performances. Cette valeur s'exprime en pourcentage de la capacité de la batterie et varie entre 50% et 100% suivant le type de batterie.

Taux d'autodécharge

Une batterie inutilisée se décharge d'elle-même. Ceci est dû à des phénomènes électrochimiques. Les valeurs courantes d'autodécharge sont de l'ordre de 1% à 10% de la capacité par mois, suivant le type de batterie.

Maintenance

Le contrôle du niveau d'électrolyte représente souvent la maintenance la plus contraignante dans les systèmes photovoltaïque.

Les différents types de batteries

Il est globalement possible de séparer les batteries en 5 types :

- Les batteries au plomb (Pb): étanches, à plaques planes minces, à plaques planes épaisses, à plaque tubulaires;
- Les batteries au cadmium-nickel (Cd-Ni).

Les batteries étanches au cadmium-nickel supportent sans problème de décharges profondes (100%), contrairement aux batteries au plomb qui ne doivent jamais être déchargées à plus de 50-80 % selon leur type. On recommande même, pour les batteries au cadmium-nickel, une décharge complète périodique à des fins de maintenance. Leur prix est par contre beaucoup plus élevé que pour les batteries au plomb.

Et voilà en présente dans ce qui suit les principales caractéristiques de ces différents types de batteries, et les ordres de grandeurs de leurs prix relatifs :

Batteries au plomb étanches

- Faciles à transporter grâce à leur étanchéité (surtout en avion où les problèmes liés à la sécurité sont contraignants).
- Cyclage à 50 % de décharge := 500 cycles.
- Prix de revient relativement faible (1.5 fois les batteries de voiture).
- Assez sensible à la température.

- Très sensible à la surcharge car toute évaporation d'hydrogène par la soupape de sécurité ne peut être compensé par ajout d'électrolyte (électrolyte gélifié).

Batteries au plomb à plaques planes minces (batteries de démarrage)

- Ce sont les batteries classiques de voiture.
- Ne peuvent pas accepter de décharge profonde (50% maximum)du fait de la minceur des plaques.
- Autodécharge importante.
- Les moins chères (fabriquées en grandes séries)
- Plus adaptés à la décharge rapide qu'à la décharge lente (batterie de démarrage), donc techniquement peu adaptées au solaire.

Destinées aux voitures, elles sont parfois utilisées en solaire dans les pays en développement, du fait de leur grande diffusion (pour les stations communautaire de recharge de batterie par exemple).

Batteries au plomb à plaques planes épaisses

- Résistent beaucoup mieux que les précédentes à la décharge profonde du fait de leur conception (jusqu'à 80%), ceci toutefois de façon accidentelle.
- Cyclage à 50 % de décharge : 1000 cycles.
- Plus chère que les précédentes (3 fois environ).
- Assez bien adaptées à la décharge lente (batteries de traction).

Ce sont les batteries des véhicules électriques (chariot élévateur). Elles sont toutefois utilisées en solaire dans le cas où les batteries à plaques tubulaires qui équipent habituellement les systèmes photovoltaïques sont économiquement inabordables.

Batteries à plaques tubulaires

- Cyclage à 50 % de décharge : = 2000 cycles.
- Cyclage à 20 % de décharge : = 4000 cycles.
- Décharge accidentelle admise à 80 % de la capacité.
- Faible taux d'autodécharge.
- Disponibilité moindre et prix élevé environ 5 fois supérieur à celui des batteries de voiture.
- Grande réserve électrolyte qui permet un entretien mois fréquent.
- Espace important au fond de la batterie sous les plaques pour que la décomposition du plomb ne produit pas de court-circuit intérieur.

Ces batteries appartiennent à la catégorie des batteries dites stationnaires. Elles sont conçues pour subir une faible décharge (décharge quotidienne de = 20 % de leur capacité) et fonctionner à faible courant de charge et de décharge (C20 et C100). Ce sont les batteries typiques des grosses installations photovoltaïque car elles sont particulièrement adaptées aux contraintes de la demande solaire : nombre de cycle important, décharge faible et lente en raison des faibles courants utilisés, décharge profonde accidentelle, surcharge exceptionnelle.

Batteries étanches au cadmium-nickel

- Acceptent sans problème des décharges profondes (100%) que l'on recommande même de réaliser périodiquement.
- Prix de revient très élevé (environ 10 fois supérieur à celui des batteries de voiture)
- Très sensibles à la température (la capacité diminue quand la température augmente)

Elles sont plus rarement utilisées sur les systèmes photovoltaïques car elles sont chères, sauf pour les stations communautaires de recharge de petits accumulateurs (usage domestique pour la radio en remplacement des piles jetables).

La sécurité et le bon fonctionnement des batteries

La sécurité des personnes est primordiale dans l'usage de batterie. En particulier, elles dégagent de l'hydrogène. Au contact de l'oxygène de l'air, et en présence d'une flamme, ce gaz provoque des explosions violentes. Il est donc impératif de ventiler le local contenant les batteries pour éviter l'accumulation d'hydrogène. Il est, pour la même raison, très dangereux et interdit de fumer, de faire du feu à proximité de ce local ou d'y placer un appareil électrique susceptible de produire des étincelles (tels les régulateurs ou les disjoncteurs).

L'électrolyte (liquide permettant la réaction chimique) des batteries au plomb est en générale de l'acide sulfurique. La caractéristique principale de l'acide est sa densité qui est de l'ordre de 1,26 (en dessous de 1,20 la batterie est déchargée). On peut aussi l'exprimer en degré baumé (12°B). On mesure cette densité avec un pèse-acide; appareil très simple et peu coûteux. L'évaporation d'eau de la batterie doit être obligatoirement compensé, pour éviter que les plaques ne soient découvertes, par de l'eau déminéralisée et jamais avec une eau quelconque. L'eau déminéralisée est soit de l'eau distillée, soit de l'eau de pluie, soit de l'eau de condensation. Il ne faut jamais rajouter d'acide dans une batterie!

Pour les régions montagneuses, il est nécessaire de prendre en compte le problème de gel dans le choix du type de batterie.