الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

Département du Génie Électrique et de l'Informatique

Mémoire de Fin d'Études

Pour l'obtention du Diplôme

de MASTER en Electrotechnique

Option : **Energies Solaire et Eolienne**

THEME

Commande par intelligence artificiel d'un générateur solaire photovoltaïque

Proposé et dirigé par :

Mr. MORSLI Abdelkader

Dr. ABBADI Amel

Préparé et présenté par :

DRIDI Toufik

BENBOUABDELLAH Oumsaad

Année Universitaire2015-2016

REMERCIEMENT

Tout d'abord et avant tout, nous remercions ALLAH de nous avoir donné la patience de faire notre expérience à la fois enrichissante et gratifiante.

Nous remercions aussi tout le corps administratif qui a contribué à notre formation universitaire.

Nos vifs remerciements s'adressent ensuite aux enseignants Département du Génie Électrique et de l'Informatique, Option : Energies Solaire et Eolienne, qui nous ont enseignés et qui par leurs compétences nous ont soutenu dans la poursuite de nos études

Nous présentons toute nos gratitudes à l'encadrant proposant de notre projet, Dr. MORSLI Abdelkader et l'encadrant, Dr.ABBADI Amel pour nos avoir aidés à faire le bon choix du projet, qui ont accepté la lourde tâche de promoteur, nous les remercions de même pour avoir été toujours là pour nous dès le début du projet en nous aidant dans la documentation, jusqu'aux moments difficiles que nous avons rencontrés, pour leurs conseils, leurs compréhension et pour leurs encouragements et finalement nous les remercions pour la confiance qu'ils nous ont accordée.

Nous saisissons cette occasion pour remercier les membres de jury pour nous avoir accompagnés tout au long de cette journée et pour L'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de siéger à notre soutenance.

Aussi nous adressons nos remerciements et notre profonde gratitude à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail, nous tenons vivement à leurs dires merci.

Dédicace

A la mémoire de ma mère

A mon cher père

A ma femme et mes enfants

A mes sœurs et mes frères et leurs familles

A tous, mes collègues de classe master2 2015/ 2016

Je dédie ce travail

DRIDI Toufik

Dédicace

A ma très chère mère
Que dieu la garde pour son soutien morale, encouragements et les sacrifices qu'elle a enduré

A la mémoire de mon père

A mes sœurs et mes frères et leurs familles

Aux chères amies :

ABBADI Amel
HAMIDIA Fethia
RAHMANI Rekia
AIT OUAMER Fatima

Pour leurs encouragements permanents et leurs soutien moral durant la période difficile que j'ai pâtie

Je dédie ce modeste travail

BENBOUABDELLAH Oumsaad

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION 1
CHAPITRE I 2
Systèmes photovoltaïques 2
1.1. Générateur photovoltaïque 3
1.1.1. Cellule solaire 3
1.1.2. Circuit équivalent et modèle mathématique 3
1.1.3. Le panneau solaire 5
1.2. Les Convertisseurs DC-DC (Les Hacheurs) 10
1.2.1 Le Convertisseur Buck 11
1.2.1.1 Modèle mathématique équivalent 12
1.2.1.2 Modèle Moyenne de Buck 13
1.2.1.3 Les ondulations des courants et des tensions 15
1.2.1.4. Etude de régime continu 16
1.2.2 Le Convertisseur Boost 18
1.2.2.1 Modèle mathématique équivalent 19
1.2.2.2 Modèle Moyenné de Boost 20
1.2.2.3 Les ondulations des courants et tensions 21
1.2.2.4 Etude de régime continu 22
1.2.3 Le Convertisseur Buck-Boost 24
1.2.3.1 Modèle Moyenne équivalent 24
1.2.2.3 Les ondulations des courants et des tensions 25
1.2.3.4 Etude de régime continu 26
1.3. Les Batteries 28
1.3.1. Modélisation mathématique de la batterie 29
CHAPITRE II 32
Poursuite du point de puissance Maximale (MPPT 32
2.1. Méthodes à contre réaction de tension 34
2.1.1 Méthode à tension de référence fixe 34
2.1.2. Méthode à tension de référence en fonction de *Voc* 35
2.1.3 Tension de référence externe (Cellule pilote) 37
2.2. Méthodes à contre réaction de courant 38
2.2.1. Méthode à courant de référence en fonction du courant de court-circuit I_{sc} 38
2.2.2. Méthode à maximisation du courant de sortie 39
2.3. Méthodes à contre réaction de puissance 40
2.3.1. Algorithme ‘perturbation et observation’ 41
2.3.2. Algorithme ‘ incrémentale conductance’ 44
2.3.3. Méthode de tracking analogique 47
2.3.4. Méthode à oscillation forcée 48
2.3.5. MPPT par logique floue 50
2.3.5.1. Rappel sur la logique floue 50
2.4. Le cas de plusieurs points MPP 56
CHAPITRE III 61
RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATIONS 61
3.1. Fonctionnement sous des conditions constantes 62
3.1.1. La technique ‘incrémentale conductance’ 62

3.1.2. La technique de tracking par logique floue 63
3.1.3. Comparaison entre les deux techniques de tracking……64
3.1.3.1. Le rapport cyclique D……64
3.1.3.2. La puissance électrique……..……..65
3.2. Fonctionnement sous des conditions variables d'ensoleillement.....66
3.2.1. Diminution rapide d'ensoleillement.....66
3.2.2 Diminution lente d'ensoleillement 67
3.2.3 Augmentation rapide d'ensoleillement.....68
3.2.4 Augmentation lente d'ensoleillement.....69
3.3 Fonctionnement sous des conditions variables de la température.....70
3.3.1 Diminution rapide de la température.....70
3.3.2 Diminution lente de la température 71
3.3.3. Augmentation lente de la température……..……..72
3.3.4. Augmentation lente de la température…….73
3.4. Conclusion.....74

Conclusion générale 75
Annexe……..…77
Bibliographie 88

ملخص :

تتناول هذه الاطروح اشكالية ذكية لتحسين وتفعيل المثالي وفق مراقبة أداء نظام الكهروضوئي ، من خلال طريقة تعقب نقطة المستوى الاقصى للطاقة (MPPT) , نتائج المحاكاة المتحصل عليها كانت بواسطة استعمال برنامج / MATLAB SIMULINK . كلتا الطريقتين استعملتا مع محول تيار مستمر / تيار مستمر (DC/DC) متزايد "boost" و بطرية - كشحنة - وتشير هذه النتائج أن وحدة تحكم تحت أساس المنطق الضبابي(la Logique Floue) أفضل وأسرع من وحدة تحكم التقليدي تزايدي للناقل (IncCond).

كلمات المفتاح: تعقب نقطة المستوى الاقصى للطاقة (MPPT), المراقب الضبابي , وحدة تحكم التقليدي للناقل (IncCond), مغير تيار مستمر تزايدي ,Hacheur Boost

Résumé

Ce travail présente une approche intelligente pour l'amélioration et l'optimisation des performances de contrôle d'un système photovoltaïque, par la méthode de la poursuite du point de puissance maximale (MPPT). Les résultats de simulation obtenus sont développés sous logiciel MATLAB/Simulink. Les deux méthodes sont utilisées avec un convertisseur DC/DC élévateur "boost" et une batterie - comme une charge -. Ces résultats nous montrent que le contrôleur à base de la Logique Floue est meilleur et plus rapide que celle du contrôleur classique Incrémental de la Conductance (IncCond).

Mots clés : Poursuite du point de puissance maximale (MPPT), contrôleur flou, contrôleur IncCond, Hacheur Boost.

Abstract

This work presents an intelligent approach to the amelioration and optimization of control performances of a photovoltaic system, by the method of Maximum Power Point Tracking (MPPT). The simulation results obtained are developed in MATLAB / Simulink software. The two methods are used with a DC / DC elevator "boost" and a battery- as charging a load - These results show that the controller based on Fuzzy Logic is better and faster than that of the conventional controller Incremental Conductance (IncCond).

Key words : Maximum Power Point Tracking (MPPT), Fuzzy controller, IncCond controller, Boost converter.

List des figures

Figure 1.1. Composantes principales d'une chaîne photovoltaïque …… 2
Figure 1.1.1. Structure physique d'une cellule solaire. …..……..…… 2
Figure 1.1.2. Réponse spectrale d'une cellule solaire en silicium…….…..3
Figure 1.1.3. Circuit équivalent d'une cellule solaire……..4
Figure 1.1.4. Caractéristiques *I = f(V)* et *P= f(V)* d'une cellule solaire pour un ensoleillement de 1000W/m² et température égale à 30°C……..5
Figure 1.1.5. Panneau solaire constitue de Np branches parallèles avec Ns cellule séries…..6
Figure 1.1.6. Caractéristique I = f(V) (En haut) et P = f(V) d'un panneau solaire constitué de 36 cellules en série pour différents ensoleillements S avec T = 30°C……..…08

Figure 1.1.7. Caractéristique I = f(V) et P=f(V) d'un panneau solaire constitué de 36 cellules en série pour différentes températures T avec S = 1000W/m…….9
Figure 1.1.8. Branchement des diodes Bypass et du blocage avec un réseau de cellules solaires……..…….……..10
Figure 1.2.1. Tension PWM pour la commande de Switch……..11
Figure 1.2.2. Circuit électrique d'un Convertisseur DC-DC de type Buck……11
Figure 1.2.3. Circuits équivalents de Buck, S fermé en (a), S ouvert en (b)……12
Figure 1.2.4. Variations des variables dynamiques IL, Vc1, Vc2……...14
Figure 1.2.5. Rapport de conversion Vo/Vi(D) d'un circuit Buck en fonction de RL/Z…...17
Figure 1.2.6. Le rendement η(D) d'un circuit Buck en fonction de RL/Z……..…18
Figure 1.2.7. Circuit électrique de Boost…….……19
Figure 1.2.8. Circuits équivalents de Boost, S fermer (a), S ouvert (b)……..… 19
Figure 1.2.9. Rapport de conversion Vo/Vi(D), en fonction de RL/Z…….……23
Figure 1.2.10. Le rendement η(D) d'un circuit Boost en fonction de RL/Z……..23
Figure 1.2.11. Circuit électrique d'un convertisseur Buck-Boost……..…24
Figure 1.2.12. Circuits équivalents de Buck-Boost, S fermer (a), S ouvert (b)……..24
Figure 1.2.13. Rapport de conversion de Buck-Boost en fonction de D pour différents RL/Z27
Figure 1.2.14. Le rendement □(D) d'un circuit Buck-Boost en fonction de RL/Z……..27
Figure 1.3.1. Cellule électrochimique de base…….28
Figure 1.3.2. Courbes de charge et de décharge d'une cellule à plomb……..29
Figure 1.3.3. Schéma électrique équivalent d'une batterie……29

Figure 1.3.4. Courbe de charge et de décharge de la batterie mise en simulation dans le circuit globale pour un courant de charge ou de décharge de 125A……...31
Figure 2.1. Schéma synoptique d'un système photovoltaïque avec MPPT……..33
Figure 2.2. Puissance et tension de sortie avec et sans MPPT (rapport cyclique fixé à 0.85), pour des ensoleillements et des températures variables. ……..…..33
Figure 2.1.1. Intervalles de variation de la tension et du courant de fonctionnement optimal pour des ensoleillements et des températures variables……....34
Figure 2.1.2. Principe de la méthode à contre réaction de tension avec tension de référence fixe…….…..35
Figure 2.1.3. La tension Vmp on fonction de la tension Voc pour différentes températures et ensoleillements. ……..36
Figure 2.1.4. Principe de la méthode à contre réaction de tension avec tension de référence en fonction de tension à circuit ouvert du panneau……...37
Figure 2.1.5. Réponse de la méthode à contre réaction de tension pour un changement brusque des conditions atmosphériques. ……..…..38
Figure 2.2.1. Principe de la méthode de tracking à courant de référence en fonction de Isc.39
Figure 2.2.2. Courant optimal du panneau en fonction de courant du court-circuit pour différentes conditions de fonctionnement……..…..39
Figure 2.3.1. Organigramme de l'algorithme perturbation et observation.....…41
Figure 2.3.2. L'effet d'une augmentation soudaine de l'ensoleillement sur la tracking de l'MPP……42
Figure 2.3.3. L'effet d'une augmentation rapide sur la réponse des deux algorithmes 'Perturbation et observation' simple et améliorée…….43
Figure 2.3.4. Signe de dP/dV pour différentes zones de fonctionnement……..….44
Figure 2.3.5. Organigramme de l'algorithme incrémentale conductance……..….47
Figure 2.3.6. Schéma synoptique d'une MPP analogique. …….48
Figure 2.3.7. La phase du signal de puissance en fonction de la position de l'MPP…….49
Figure 2.3.8. Les étapes de traitement d'un système flou. …….50
Figure 2.3.9. Exemple de fuzzification d'une grandeur x par trois fonctions d'appartenance.50
Figure 2.3.10. Exemple de défuzzification par la méthode de centre de gravité.Figure 2.3.9. Exemple de fuzzification d'une grandeur x par trois fonctions d'appartenance.53
Figure 2.3.11. Structure de système floue pour le tracking de l'MPP……..…..54
Figure 2.3.12. Les fonctions de fuzzification des entrés (a, b) et la fonction de défuzzification de la sortie floue (c)…….…….56

Figure 2.4.1. Apparition de plusieurs points de puissance maximale dans le cas de montage des panneaux déséquilibrés en série en utilisant les diodes bypass……..57
Figure 2.4.2. Deux circuits Boost montés en demi-pont avec deux panneaux solaires……58
Figure 2.4.3. L'allure de puissance dans le cas de l'utilisation de la nouvelle configuration par rapport aux autres configurations……59
Figure 2.4.4. Directions de recherche de l'MPP dans le cas de trois panneaux contrôlés par une seule MPPT……..…….60
Figure 3.1. Block diagramme de modèle de simulation de système photovoltaïque……..61
Figure 3.1.1. Rapport cyclique, la puissance de sortie d'un circuit boost en utilisant la méthode 'Incrémentale de la Conductance' sous une fréquence d'échantillonnage de 100hz.……..……..62
Figure 3.1.2. Détails de l'insolation, la puissance de sortie d'un circuit boost et le rapport cyclique en utilisant la méthode basée sur la logique floue sous une fréquence d'échantillonnage de 100hz. ……..63
Figure 3.1.3. Comparaison entre les deux rapports cycliques des deux méthodes proposées..64
Figure 3.1.4. Comparaison entre les deux puissances de sortie du circuit boost des deux méthodes proposées. ……..65
Figure 3.2.1. Réponse des deux algorithmes MPPT pour une chute rapide d'ensoleillement à température constante (T=298°K). ……..……..66
Figure 3.2.2. Réponse des deux algorithmes MPPT pour une chute lente d'ensoleillement à température constante (T=298°K). …….……..67
Figure 3.2.3. Réponse des deux algorithmes MPPT pour une augmentation rapide d'ensoleillement à température constante (T=298°K). ……..……..68
Figure 3.2.4. Réponse des deux algorithmes MPPT pour une augmentation lente d'ensoleillement à température constante (T=298°K). ……..……..69
Figure 3.2.5. Réponse des deux algorithmes MPPT pour une chute rapide de la température à insolation constante (E=1000W/m2)……..…70
Figure 3.2.6. Réponse des deux algorithmes MPPT pour une chute lente de la température à insolation constante (E=1000W/m2).)…….……71
Figure 3.2.7. Réponse des deux algorithmes MPPT pour une augmentation rapide de la température à insolation constante (E=1000W/m2). ……..……72
Figure 3.2.8. Réponse des deux algorithmes MPPT pour une augmentation lente de la température à insolation constante (E=1000W/m2). …….……73

Introduction générale

Introduction générale

L'électricité solaire est vu comme étant une importante énergie renouvelable qui peut être une alternative aux autres sources classiques d'énergie afin de satisfaire les larges besoins d'énergie dans le futur, cette énergie trouve tout son avantage dans des applications de petit et moyenne consommation dans des régions isolées et loin des lignes de distribution électrique. Elle trouve aussi ses applications dans le domaine de l'espace (satellites, sondes …).

L'électricité solaire est en train de s'imposer depuis que les panneaux solaires sont devenus moins chers et ont un rendement acceptable. En parallèle, la technologie des composants semi-conducteurs de grande puissance a nettement avancé par l'introduction de composants de puissance très performants du point de vue rendement et puissance de fonctionnement.

Une caractéristique importante des panneaux solaires est que la puissance maximale disponible est fournie seulement en un seul point de fonctionnement donné, localisé par une tension et un courant connus, appelé en anglais Maximum Power Point (MPP). Autre problème est que la position de ce point n'est pas fixe mais elle déplace en fonction de l'ensoleillement et de la température des cellules solaires ainsi que de la charge utilisée. A cause du coût relativement onéreux de ce genre d'énergie on doit extraire le maximum de watts des panneaux solaires. Cela nécessite un mécanisme de poursuite (*Tracking*) de l'MPP appelé 'maximum power point tracking' (*MPPT*) afin que la puissance maximale soit générée en permanence.

Le but de ce mémoire est l'étude des différents types de mécanismes du tracking du point de vue efficacité et complexité, par des simulations sous diverses conditions atmosphériques.

Notre travail est composé de trois chapitres essentiels :

- Le premier chapitre, une vue générale sur le système photovoltaïque.
- Le deuxième chapitre montre la poursuite du point de puissance maximale (MPPT).
- Le troisième chapitre, présente les différents résultats de simulation sous l'environnement Matlab/Simulink avec ses interprétations.
- Et enfin, on termine par une conclusion générale.

CHAPITRE I

Systèmes photovoltaïques

CHAPITRE I

Systèmes photovoltaïques

Un système photovoltaïque est un système d'alimentation électrique. Il est constitué principalement d'un générateur photovoltaïque composé d'un seul ou plusieurs panneaux solaires, un ensemble de batteries pour le stockage d'énergie électrique, un ou plusieurs convertisseurs continu-continu pour fournir les tensions d'alimentation adéquates pour les batteries et les charges continues et un convertisseur continu-alternatif pour l'alimentation des autres appareils à courant alternatif. Figure 1.1.

Le but de ce chapitre est l'étude qualitative et quantitative des différentes composantes photovoltaïques pour nous permettre la modélisation mathématique de ces composantes afin de pouvoir simuler le système photovoltaïque dans sont ensemble.

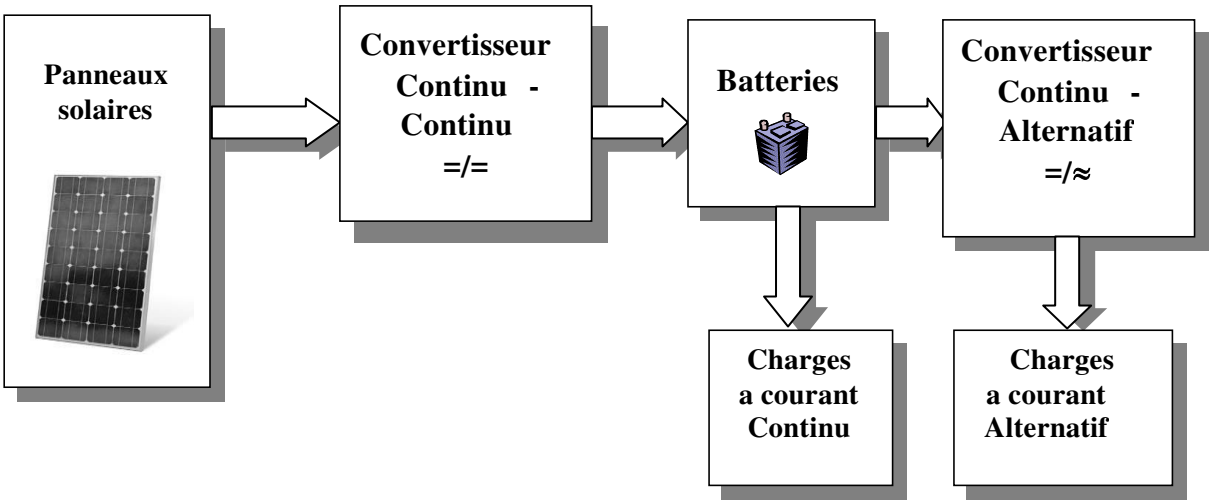


Figure 1.1. Composantes principales d'une chaîne photovoltaïque.

1.1. Générateur photovoltaïque

1.1.1. Cellule solaire

Une cellule solaire est un élément semi-conducteur qui convertie l'énergie solaire en une énergie électrique, elle consiste en une base de silicium dopée de type P couverte d'une mince couche de type N, au-dessus de cette couche en dispose une grille métallique qui constitue avec la base arrière les électrodes de sortie de la cellule.

Lorsque la cellule est éclairée par une radiation lumineuse d'énergie $h\upsilon$ supérieur ou égale à l'énergie de la bande interdite E_g du semi-conducteur un couple d'électron-trou est créé, c'est l'effet photovoltaïque. Ces charges sont refoulées par le champ électrique interne de la jonction *PN* vers ces extrémités ce qui va crée une différence de potentiel appelé tension photovoltaïque, si une charge est appliquée aux bornes de la cellule cette tension génère un courant I_{ph} appeler courant photovoltaïque.

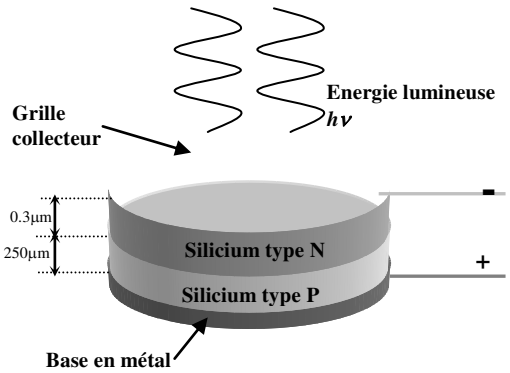


Figure 1.1.1. Structure physique d'une cellule solaire.

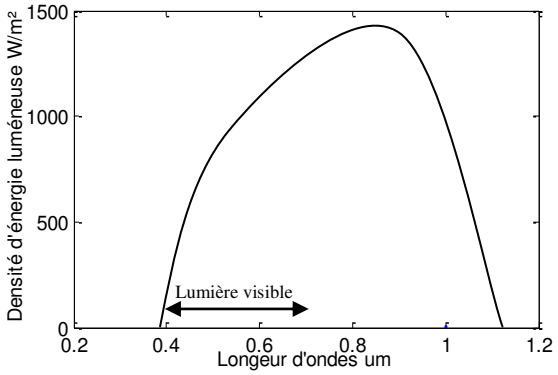


Figure 1.1.2. Réponse spectrale d'une cellule solaire en silicium.

1.1.2. Circuit équivalent et modèle mathématique

Pour la modélisation de la cellule solaire on a utilisé le modèle fréquemment utilisé afin de décrire les caractéristiques électriques de la cellule solaire qui prise en compte les différentes résistances internes, figure 1.1.3. **[5] [14]**.

R_p représente la résistance shunte qui modélise les fuites de l'effet de bord autour de la cellule solaire, *Rs* prend en considération les contacts ohmiques entre le métal et le semi-conducteur ainsi que la résistance intrinsèque de silicium, I_{ph} est le courant photovoltaïque engendré par les radiations lumineuses, la diode *D* représente la jonction *PN* de la cellule.

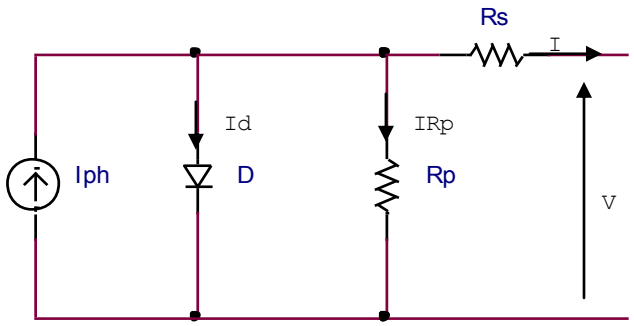


Figure 1.1.3. Circuit équivalent d'une cellule solaire.

A partir de modèle précédent on a :

$$I=I_{ph}-I_0\left(\exp\left(\frac{e(V+IRs)}{\alpha KT}\right)-1\right)-\frac{V+IRs}{Rp} \qquad 1.1.1.$$

Avec *Rs* la résistance série de la cellule (Ω), *Rp* la résistance parallèle (Ω), α paramètre intrinsèque d'idéalisme de la diode D, T la température de la cellule (K), *e* la charge élémentaire d'électron ($1.6021.10^{-19}$ C), le K est le constant de Boltzmann ($1.3854.10^{-23}$ JK^{-1}).

Une cellule solaire est caractérisée par les paramètres fondamentaux suivants apparents sur la figure 1.1.4 :

A. Courant de court circuit I_{sc}, c'est le courant maximal généré par la cellule, il est produit lorsqu'elle est soumise à un court circuit $V = 0$, puisque $Rs<<Rp$ on peut mettre $I_{sc} \approx I_{ph}$;

B. Tension à circuit ouvert *Voc*, c'est la tension aux bornes de la cellule sans charge où le courant généré $I = 0$, elle reflète la tension de seuil de la jonction *PN*. En négligeant le courant qui passe dans la résistance parallèle *Rp, Voc* est exprimée comme suite :

$$V_{oc}=\frac{aKT}{e}\ln\left(\frac{I_{ph}}{I_0}\right)=V_t\ln\left(\frac{I_{ph}}{I_0}\right) \qquad 1.1.2.$$

Où $V_t=\frac{aKT}{e}$ connue sous le nom de tension thermique et I_0 le courant de saturation de la diode *D*.

C. Point de puissance maximale, c'est le point de fonctionnement (V_{mp}, I_{mp}) où la cellule solaire génère sa puissance maximale $P_{max} = V_{mp}.I_{mp}$.

D. Facteur de remplissage *FF* (*Fill Factor* en anglais), il correspond au rapport de puissance maximale sur le produit de V_{oc} et I_{sc}, $FF=\frac{V_{mp}.I_{mp}}{V_{oc}.I_{sc}}$ il reflète la qualité de la cellule par apport à une cellule idéale (*FF = 1)*.

E. Le rendement de la cellule, c'est le rapport de conversion de l'énergie lumineuse vers l'énergie électrique, qui égale au rapport de la puissance maximale de sortie sur la puissance des radiations lumineuses.

$$\eta=\frac{P_{\max}}{P_{in}}=\frac{V_{mp}.I_{mp}}{P_{in}}=\frac{V_{oc}.I_{sc}.FF}{P_{in}} \qquad 1.1.3.$$

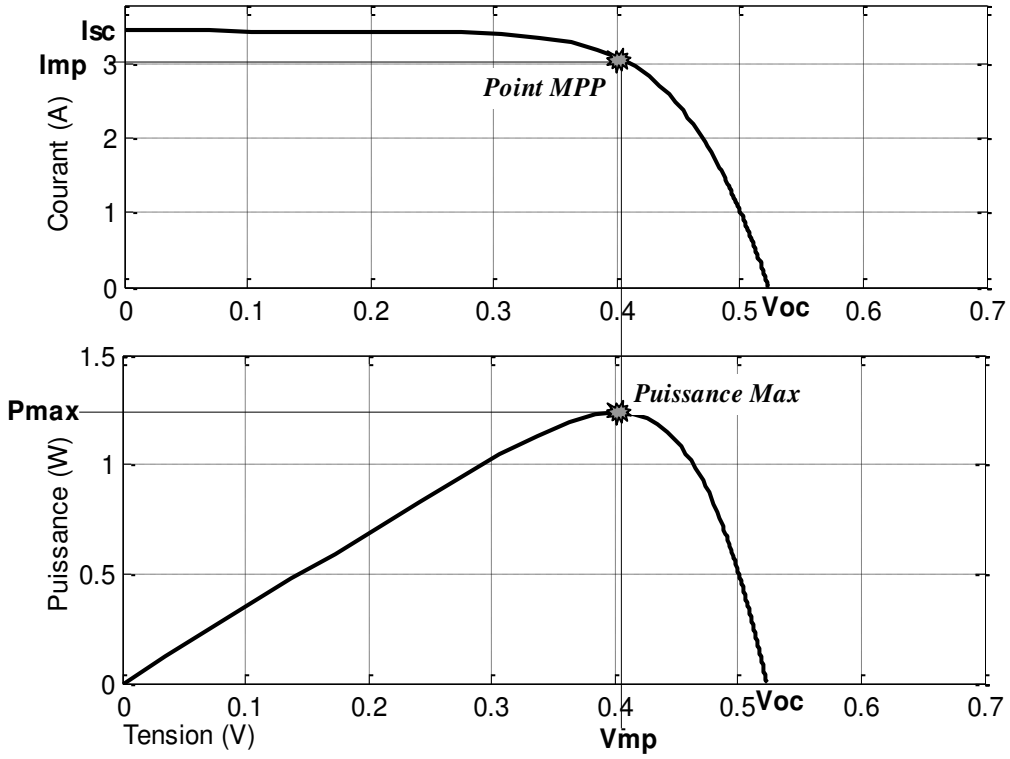


Figure 1.1.4. Caractéristiques *I = f(V)* et *P= f(V)* d'une cellule solaire pour un ensoleillement de 1000W/m² et température égale à 30°C.

1.1.3. Le panneau solaire

Un panneau solaire est un ensemble de cellules montées en parallèle ou en série pour générée la tension et le courant souhaitées, un panneau solaire est constitué de *Np* branches parallèles chacun un avec *Ns* cellules montée en série comme montre la figure1.1.5.

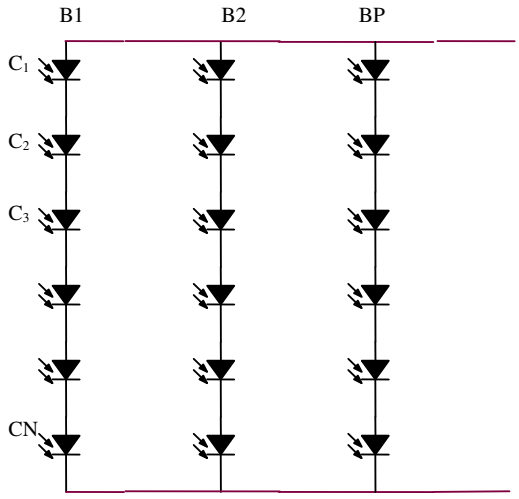


Figure 1.1.5. Panneau solaire constitue de *Np* branches parallèles avec *Ns* cellule séries

Pour éviter toute confusion entre les paramètres mathématiques de la cellule et du panneau solaire la notation suivante est utilisée : l'Astérix *'P'* est referai aux paramètres du panneau et l'Astérix 'C' est utilisé pour la cellule, ainsi la tension globale du panneau est notée par V^P et le courant global est I^P. Le modèle mathématique du panneau est obtenu en remplaçant chaque cellule par son circuit équivalent privée de la résistance parallèle *Rp* où sont influence sur les caractéristiques de la cellule est très minime, le courant I^P du panneau en fonction des paramètres caractéristique du panneau est donné par :

$$I^P = I_{SC}^P \left[1 - \exp\left(\frac{V^P - V_{OC}^P + R_S^P I^P}{N s V_t^C} \right) \right] \qquad 1.1.4.$$

Avec :

- Le courant de court circuit du panneau : $I_{sc}^P = N_P I_{sc}^C$.
- La tension à circuit ouvert du panneau : $V_{oc}^P = Ns\, V_{oc}^C$.
- La résistance série équivalente : $R_S^P = R_S^C Ns$.
- La tension thermique de la cellule $V_t^C = \frac{aKT^C}{e}$

Les caractéristiques du panneau données par le constructeur testé avec les conditions standards d'ensoleillement et de température (Sa = 1000W/m^2, Ta = 25°C) et les conditions nominales (S_{ref} = 800W/m^2, T_{ref} = 20°C) est :

- La puissance maximale sous des conditions standard $P_{\max,0}^P$,
- Courant de court circuit sous des conditions standard $I_{sc,0}^P$,
- Tension à circuit ouvert sous des conditions standard $V_{oc,0}^P$,

- Température de la cellule T_{ref}^{C} correspond à des conditions nominales S_{ref}, T_{ref},
- Nombre de branches parallèles *Np* et le nombre des cellules en séries *Ns*.

A partir de ces donnés on peut calculer les caractéristiques de la cellule pour les conditions standards : $P_{\max,0}^{C}, V_{OC,0}^{C}, I_{sc,0}^{C}, R_{S}^{C}$, voir *Appendice I.*

Après on calcule les paramètres opérationnels de la cellule :

Le courant de court circuit est calculé à partir de la relation linéaire avec l'ensoleillement S_a :

$$I_{sc}^{C}=C_1 S_a \qquad 1.1.5.$$

La température de la cellule est liée avec la température ambiante et l'ensoleillement par la relation empirique suivante :

$$T^{C}=T_a+C_2 S_a \qquad 1.1.6.$$

Avec : $C_2=\dfrac{T_{ref}^{C}-T_{a,ref}}{S_{a,ref}}$

Lorsque T_{ref}^{C} est inconnue on peut faire une approximation $C_2 = 0.03°m^2/W$.

La tension à circuit ouvert de la cellule dépend uniquement de la température par la relation :

$$V_{oc}^{C}=V_{oc,0}^{C}+C_3(T^{C}-T_a^{C}) \qquad 1.1.7.$$

Avec C_3 = -2.3mv/°C.

Ainsi on obtient la formule générale de courant d'un panneau solaire constitué de *Np* branches chacun de *Ns* cellules en série, implantable par les blocs de SIMULINK :

$$I^{P} = N_p I_{sc}^{C}[1-\exp(V^{P} - NsV_{OC}^{C} + I^{P}R_{S}^{C}N_{S}/N_{P})/(N_{S}V_{t}^{C}))]$$

1.1.8.

En traçant les courbes *I = f(V)* et *P = f(V)* pour différents ensoleillements a température constante (figure 1.1.6), et pour différentes températures à ensoleillement constant (figure 1.1.7), on remarque que les caractéristiques du panneau solaire dépendent fortement de l'ensoleillement et de la température.

Pour des ensoleillements variables et température constante le courant de sortie *I* est très influencé par le changement de l'ensoleillement alors que la tension *V* reste sensiblement constante, contrairement la tension *V* elle est influencée par les changements de la température alors que le courant généré *I* reste confiné dans un intervalle étroit.

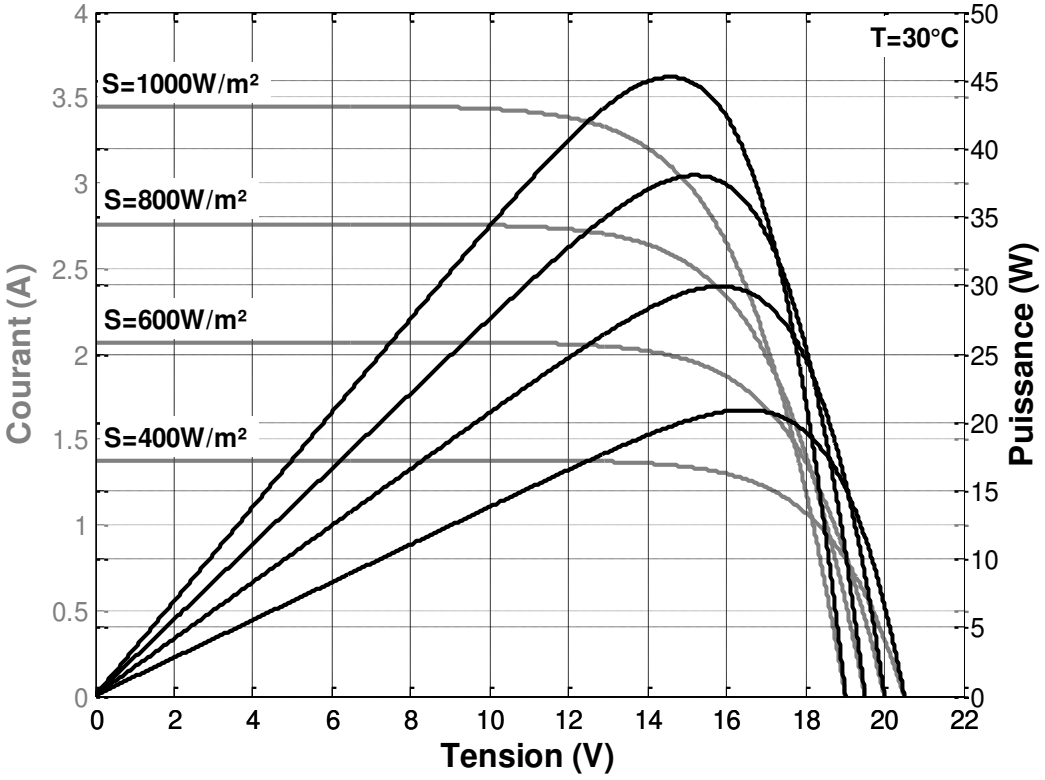


Figure 1.1.6. Caractéristique *I = f(V)* (En haut) et *P = f(V)* d'un panneau solaire constitué de 36 cellules en série pour différents ensoleillements S avec T = 30°C.

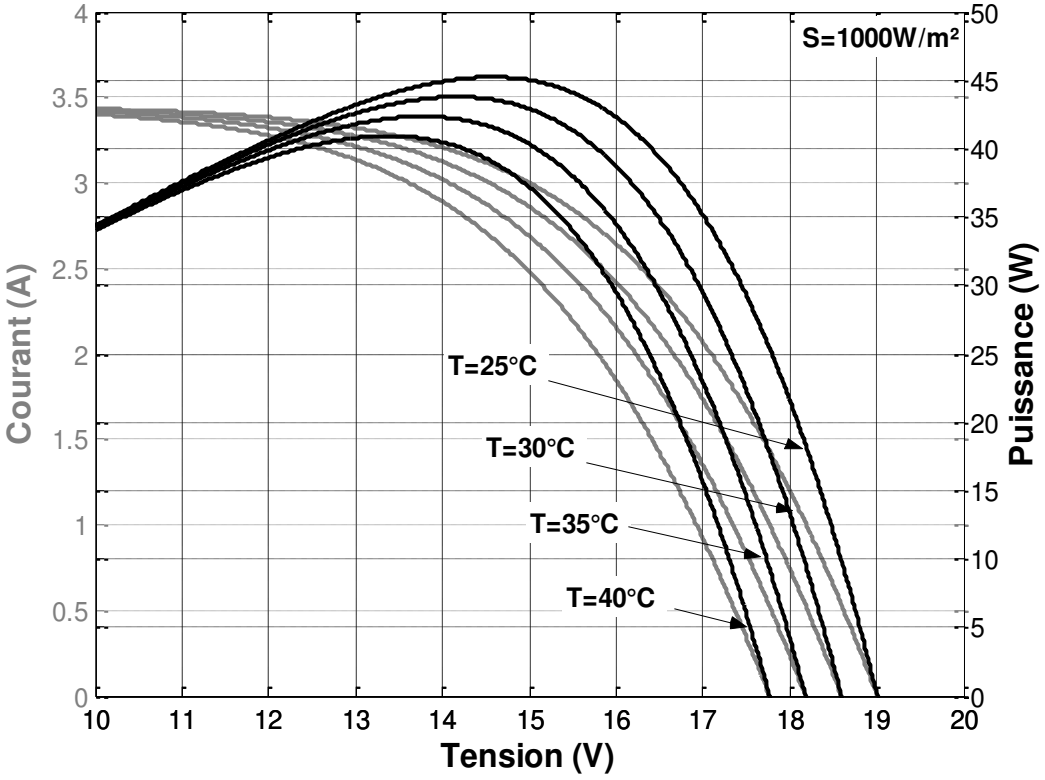


Figure 1.1.7. Caractéristique $I = f(V)$ et $P=f(V)$ d'un panneau solaire constitué de 36 cellules en série pour différentes températures T avec S = 1000W/m².

A partir des caractéristiques $I = f(V)$ on obtient les caractéristiques en puissance du panneau solaire $P = f(V)$ pour différentes valeurs d'ensoleillement S et de températures T (Figure 1.1.6 et 1.1.7 courbes en bas). La figure 1.1.6 démontre bien que l'énergie solaire est convertie en énergie électrique ainsi la puissance de sortie est proportionnelle à la densité d'ensoleillement S.

La figure 1.1.7 montre que la puissance de sortie ne dépend pas seulement de l'ensoleillement mais aussi de la température de la cellule, cela est expliqué par l'augmentation de courant de saturation de la diode D, qui conduit à un grand taux des recombinaisons dans le semi-conducteur. **[1].**

Les figures 1.1.6 et 1.1.7, montre aussi que la puissance de sortie ne dépend pas seulement de l'ensoleillement et de la température mais aussi de la tension de fonctionnement V du panneau, la puissance de sortie est maximale pour certaine tension V. C'est ce point de fonctionnement qu'on doit faire fonctionner le panneau pour qu'il travail avec une efficacité maximale, ce point est appelé *MPP* (Maximum Power Point).

Un autre problème persiste en montant les cellules solaires en série ou en parallèle pour générer une tension ou un courant suffisante pour le fonctionnement du système, cause le faite que lorsqu'une ou plusieurs cellules sont ombrées par quelconque objet ou

par 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 ce problème on prend quelques cellules voisines et on les shunte par une diode en parallèle appelée *'Bypass diode'*, ces diodes éviteront que le courant passe à travers ces cellules lorsque leur tension tombe au-dessous de la tension de seul 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 male ensoleillé. Figure1.1.8.

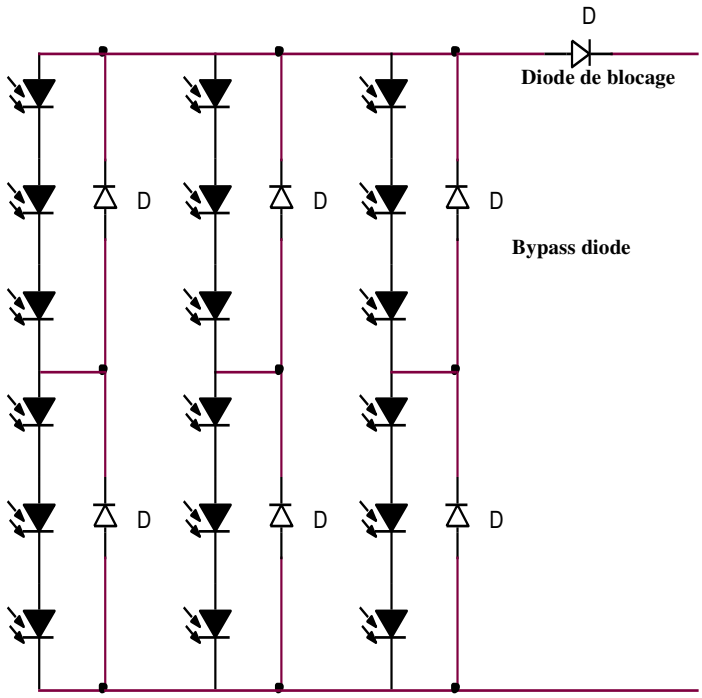


Figure 1.1.8. Branchement des diodes Bypass et du blocage avec un réseau de cellules solaires.

1.2. Les Convertisseurs DC-DC (Les Hacheurs)

Dans cette partie nous présentons le principe des trois types des convertisseurs à découpage (Buck, Boost et mixte), utilisés fréquemment dans les systèmes photovoltaïques pour générer les tensions et les courants souhaités ainsi que l'adaptation des panneaux solaires avec les différentes charges. Ce type de convertisseurs n'est constitué que par des éléments réactifs (Selfs, Capacités) où dans le cas idéal ils ne consomment aucune énergie, c'est pour cette raison qu'ils sont caractérisés par un grand rendement. **[1] [23].**

Dans ces études le transistor de convertisseur est attaqué par un signal PWM (*Pulse Wide Modulation*), avec une fréquence *Fs* fixe et un rapport cyclique *D* variable pour le contrôle de convertisseur.

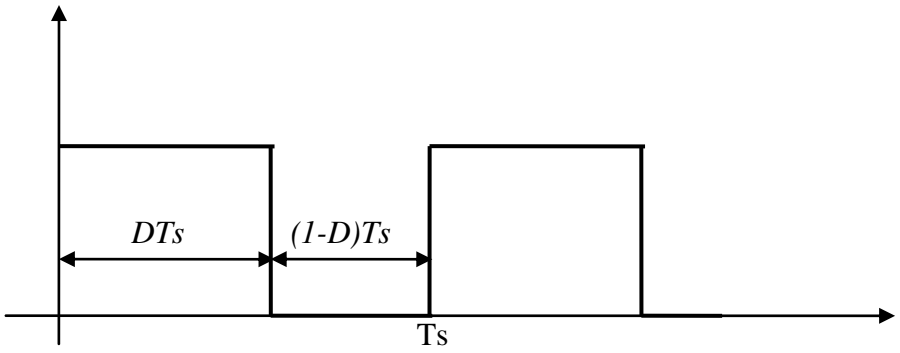


Figure 1.2.1. Tension PWM pour la commande de Switch.

1.2.1 Le Convertisseur Buck

La figure 1.2.2 donne le circuit électrique d'un Buck, le Transistor MOSFET travail en régime de commutation avec une période *Ts*. Dans la première fraction *DTs* le transistor est dans un état de saturation alors l'inductance *L* se charge d'énergie avec augmentation du courant I_L, dans la deuxième fraction de temps *(1-D)Ts* l'inductance *L* libère cette énergie à la charge *Z* avec une diminution de courant I_L, alors le circuit est décomposé en deux circuits linéaires qui correspondes à chaque position de transistor *S*, la figure 1.2.3 donne les schémas équivalents de Buck dans les deux laps de temps.

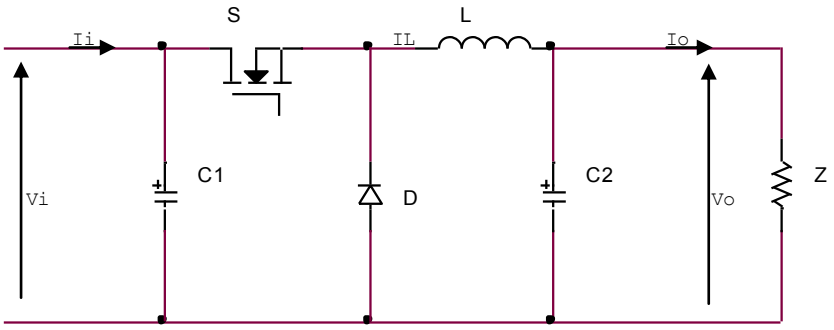
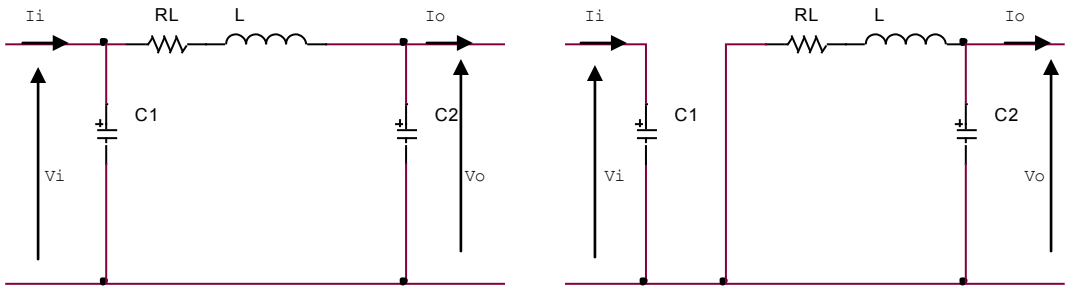


Figure 1.2.2. Circuit électrique d'un Convertisseur DC-DC de type Buck.

1.2.1.1 Modèle mathématique équivalent

Pour extraire le modèle mathématique de convertisseur, il faut l'étudier dans les deux phases de fonctionnement (*S* fermer, et *S* ouvert), puis faire un modèle moyenné (*Averaged Model,* en anglais), qui relais les différentes grandeurs moyenne d'entrée et de sortie de convertisseur.



(a) (b)

Figure 1.2.3. Circuits équivalents de Buck, S fermer en (a), S ouvert en (b).

Les variables dynamiques de circuit sont i_L, v_{C1}, v_{C2}, associés avec les composantes dynamiques *L*, C_1, C_2, les équations qui relies les dérivées $\frac{di_L}{dt}$ et $\frac{dv_c}{dt}$, avec les variables d'entrée et de sortie ainsi que les composantes de convertisseur et les variables dynamiques i_L, v_c est de forme :

$$\frac{dv_c}{dt} = f(i_L, v_c, L, R_L, C) \qquad 1.2.1$$

$$\frac{di_L}{dt} = g(i_L, vc, L, R_L, C) \qquad 1.2.2$$

Les grandeurs temporelles sont représentées par des lettres minuscules alors que les grandeurs moyennes sont représentées par des majuscules, en appliquant les lois des courants et des tensions de Kirchhoff sur les deux circuits en haut, on obtient les systèmes d'équations suivantes :

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \dfrac{dvi}{dt} = i_i - i_L \\ i_{C2} = C_2 \dfrac{dv_O}{dt} = i_L - i_O \qquad 0 < t < DTs \\ v_L = L\dfrac{di_L}{dt} + R_L i_L = v_i - v_O \end{cases} \qquad 1.2.3$$

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \dfrac{dvi}{dt} = i_i \\ i_{C2} = C_2 \dfrac{dv_O}{dt} = i_L - i_O \qquad DTs < t < Ts \\ v_L = L\dfrac{di_L}{dt} + R_L i_L = -v_O \end{cases} \qquad 1.2.4$$

1.2.1.2 Modèle Moyenne de Buck

Les systèmes d'équations de base 1.2.3, 1.2.4 représentent le Buck pour une période *DTs et (1-D)Ts* respectivement, le convertisseur s'alterne entre ces deux états avec une fréquence élevée, nous devons trouver une représentation dynamique valable pour les deux intervalles de temps appelée modèle moyenné (*Averaged model*). Pour cela nous considérons que la variation des variables dynamiques I_C, V_L est de forme linéaire, en d'autre terme nous pouvons faire une approche d'exponentielle par un segment ($e^{\varepsilon} \approx \varepsilon$) ainsi la dérivé de ces grandeurs sera constante.

Cette approche nous permis de décomposé l'expression de la valeur moyenne de la dérivé du variable dynamique *x* sur les deux laps de temps *DTs* et *(1-D) Ts* :

$$<\frac{dx}{dt}>Ts=\frac{dx}{dt}_{(DTs)}.DTs+\frac{dx}{dt}_{((1-D)Ts)}.(1-D)Ts \qquad 1.2.5.$$

Où $<\frac{dx}{dt}>$ est la valeur moyenne du dérivée de *x* sur une période *Ts*, cette relation est valide si $\frac{dx}{dt}_{(DTs)}$ et $\frac{dx}{dt}_{((1-D)Ts)}$ est constante sur les périodes *DTs* et *(1-D)Ts* respectivement, en d'autre terme cette approximation est valable si les périodes *DTs* et *(1-D)Ts* sont très faible devant le constant de temps de circuit C_1Rg, C_2Z, LR_L. **[23].**

Dans ce cas la forme exponentielle de courant qui parcourt la self et la tension aux bornes de la capacité est de forme linéaire comme montre la figure 1.2.4.

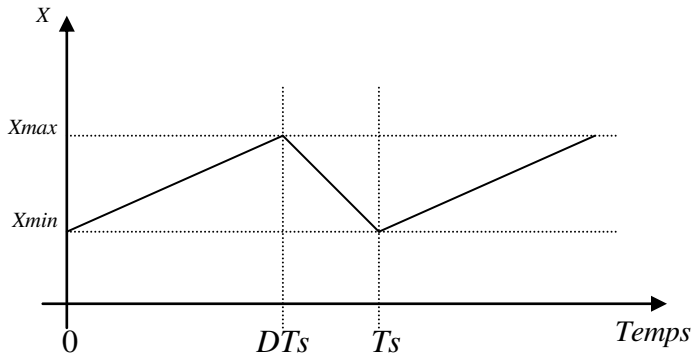


Figure 1.2.4. Variations des variables dynamiques I_L, V_{c1}, V_{c2}

En appliquant la relation 1.2.5 sur les systèmes d'équations 1.2.3 et 1.2.4, on obtient les équations qui régissent le système sur une période entière :

$$\begin{cases} C_1 \dfrac{dvi}{dt} Ts = DTs(i_i - i_L) + (1-D)Tsi_i \\ C_1 \dfrac{dv_O}{dt} Ts = DTs(i_L - i_O) + (1-D)Ts(i_L - i_O) \\ L \dfrac{di_L}{dt} Ts = DTs(v_i - v_O - R_L i_L) + (1-D)Ts(-v_O - R_L i_L) \end{cases} \qquad 1.2.6.$$

En arrangeant les termes des équations précédents pour qu'on puisse interconnecter le convertisseur avec les autres blocks de simulation, on obtient la modélisation dynamique de Buck :

$$\begin{cases} i_O = i_L - C_2 \dfrac{dv_O}{dt} \\ i_L = \dfrac{1}{D}(i_i - C_1 \dfrac{dv_i}{dt}) \\ v_i = \dfrac{1}{D}(v_O + R_L i_L + L \dfrac{di_L}{dt}) \end{cases} \qquad 1.2.7.$$

1.2.1.3 Les ondulations des courants et des tensions

Pour le dimensionnement des différentes composantes du circuit afin de diminuer les ondulations des courants est des tensions sans faire un surdimensionnement des composantes ce qui accroître le poids et le prix de circuit, un calcule de ces composantes 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 *S*, où dans le cas pratique les ondulations de courant I_L est très important par apport aux autres ondulations, Exemple pour une ondulation de 1% de la tension de sortie se traduit par des variations de courant I_L de 10%. **[1].**

En appliquant la relation $v_L = L\frac{di_L}{dt}$, et par l'approximation des segments d'exponentielles par des droites, la pente de courant I_L pendant la première période de fonctionnement est donnée par :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} \approx \frac{V_i - V_O - R_L I_L}{L} \qquad 1.2.8.$$

A partir de la relation 1.2.8, La valeur crête à crête de courant I_L est :

$$I_{Lcc} = 2\Delta I_L = \frac{V_i - V_O - R_L I_L}{L} DTs \qquad 1.2.9.$$

La valeur de l'inductance L à choisir pour certaine ondulation ΔI_L est :

$$L = \frac{Vi - Vo - R_L I_L}{2\Delta I_L} DTs \qquad 1.2.10.$$

Pour le calcule des capacités C_1 et C_2, les mêmes démarches suivies précédemment on a :

$$\frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{i_{C1}}{C_1} \approx \frac{I_i - I_L}{C_1} \qquad 1.2.11. \qquad \frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{i_{C2}}{C2} \approx \frac{I_L - I_O}{C_2} \qquad 1.2.12.$$

Les valeurs des ondulations crête à crête des tensions d'entrées et de sorties :

$$V_{icc} = \frac{I_i - I_L}{C_1} DTs \qquad 1.2.13. \qquad V_{occ} = \frac{I_L - I_o}{C_2} DTs \qquad 1.2.14.$$

La valeur des condensateurs C_1 et C_2 est :

$$C_1 = \frac{I_i - I_L}{2\Delta Vi} DTs \qquad 1.2.15. \qquad C_2 = \frac{I_L - I_o}{2\Delta V_o} DTs \qquad 1.2.16.$$

1.2.1.4. Etude de régime continu

Le régime continu est obtenu en éliminant les dérivées des variables dynamiques, et en remplaçant ces signaux par leurs valeurs moyennes.

Le système d'équations 1.2.7 donne :

$$\begin{cases} I_i - DI_L = 0 \\ I_O - I_L = 0 \\ DV_i - V_O - R_L I_L = 0 \end{cases} \qquad 1.2.17.$$

Rapport de conversion et rendement :

Le rapport de conversion *M* est définie comme étant le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée comme suite :

$$M(D)=\frac{V_o}{V_i}=\eta.D \qquad 1.2.18.$$

Où η est le rendement de convertisseur définie comme étant le rapport entre la puissance de sortie sur la puissance d'entrée :

$$\eta=\frac{Po}{Pi}=\frac{V_o I_o}{V_i I_i} \qquad 1.2.19.$$

La relation 1.2.18 donne :

$$M(D) = \frac{V_O}{V_i} = \frac{1}{1+\frac{R_L I_O}{V_O}} D = \frac{1}{1+\frac{R_L}{Z}} D = \eta D \qquad 1.2.20.$$

Avec :

$$\eta=\frac{1}{1+\frac{R_L}{Z}} \qquad 1.2.21.$$

Avec *Z* l'impédance complexe de la charge.

A partir des relations 1.2.20 et 1.2.21 on conclut que le rapport de conversion *M* reste linéaire en fonction de *D* et reste confiné entre zéro et la valeur de rendement, et que des charges Z importantes cause une grande perte dans le transfert de puissance a travers le convertisseur ainsi que une tension de sortie faible.

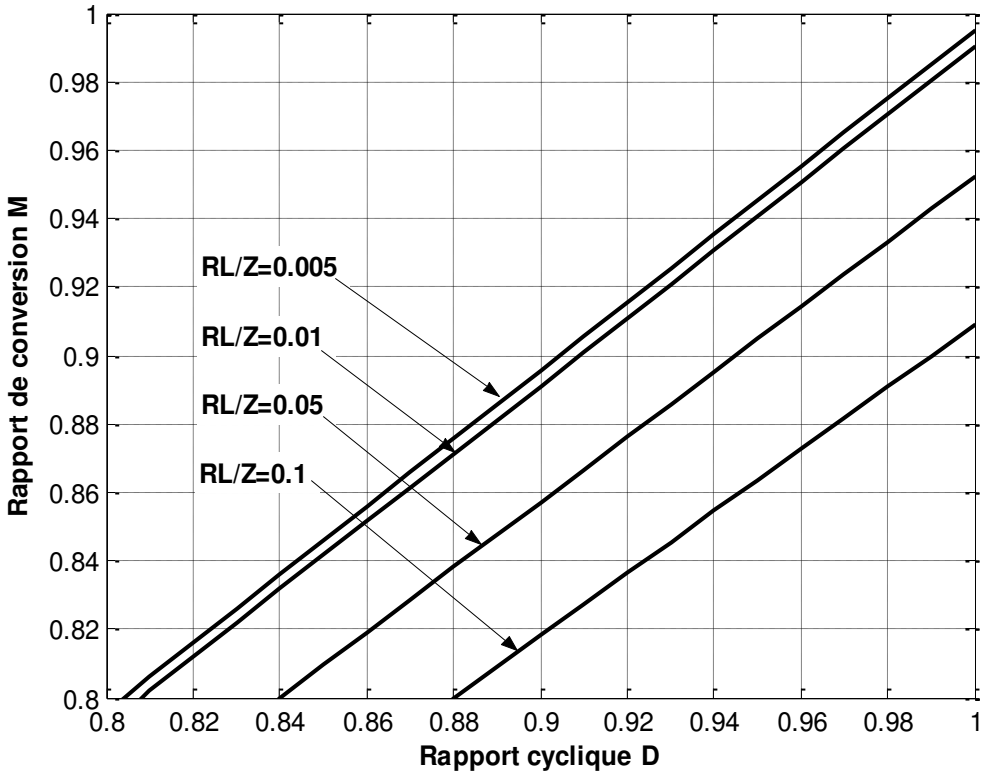


Figure 1.2.5. Rapport de conversion Vo/Vi(D) d'un circuit Buck en fonction de R_L/Z.

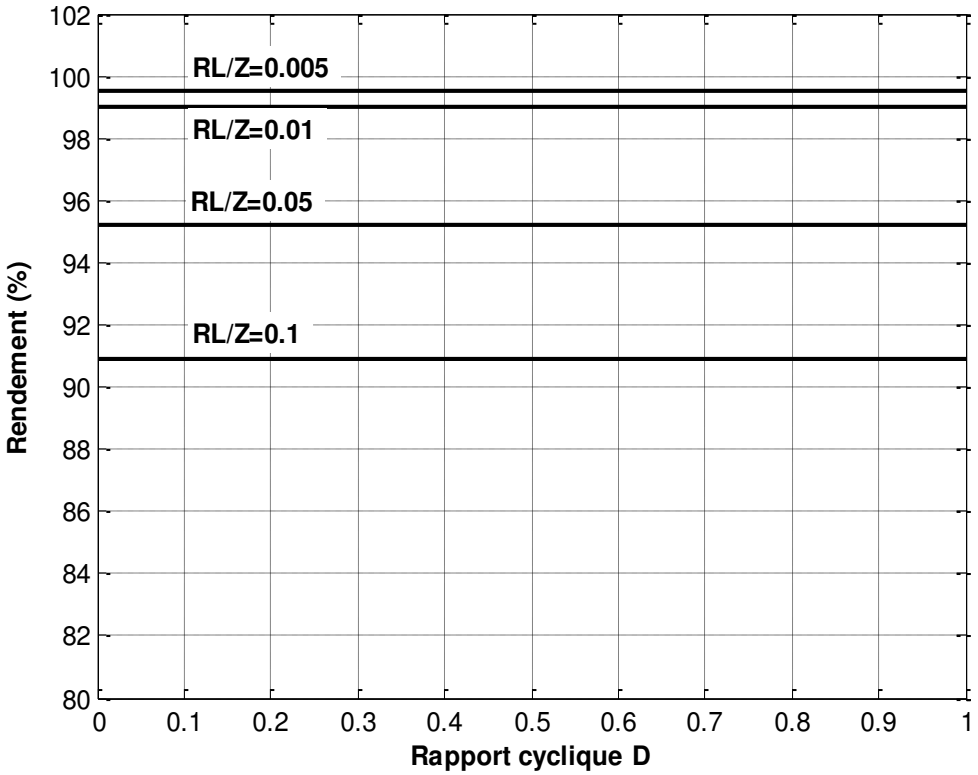


Figure 1.2.6. Le rendement $\eta(D)$ d'un circuit Buck en fonction de R_L/Z.

1.2.2 Le Convertisseur Boost

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

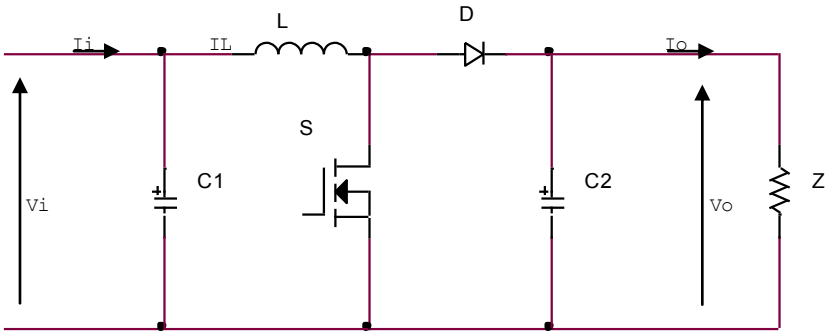
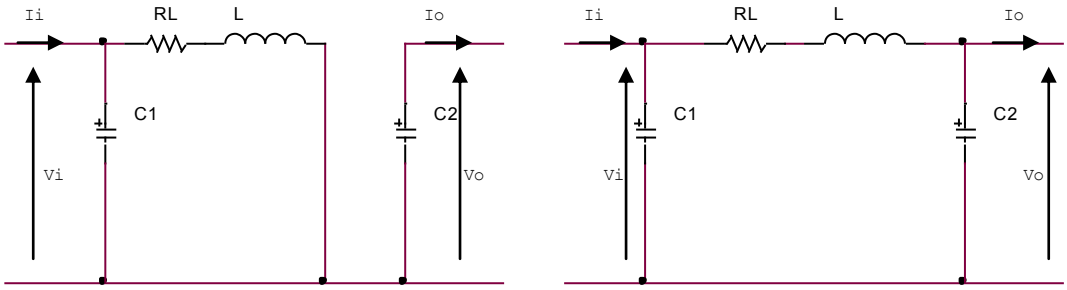


Figure 1.2.7. Circuit électrique de Boost.

1.2.2.1 Modèle mathématique équivalent

Comme pour le circuit Buck, l'application des lois de Kirchhoff sur les deux circuits équivalents des deux phases de fonctionnement figure 1.2.7 donnes :



(a) (b)

Figure 1.2.8. Circuits équivalents de Boost, S fermer (a), S ouvert (b).

Pour la premier période *DTs* :

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \dfrac{dvi}{dt} = i_i - i_L \\ i_{C2} = C_2 \dfrac{dv_O}{dt} = -i_O \\ v_L = L\dfrac{di_L}{dt} = v_i - R_L i_L \end{cases} \qquad 1.2.22.$$

Pour la deuxième période *(1-D)Ts* :

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \dfrac{dvi}{dt} = i_i - i_L \\ i_{C2} = C_2 \dfrac{dv_O}{dt} = i_L - i_O \\ v_L = L \dfrac{di_L}{dt} = v_i - v_O - R_L i_L \end{cases} \qquad 1.2.23.$$

1.2.2.2 Modèle Moyenné de Boost

Comme pour le Buck, En appliquant la relation 1.2.5 sur les systèmes d'équations 1.2.22 et 1.2.23, on trouve le modèle moyen de Boost :

$$\begin{cases} C_1 \dfrac{dvi}{dt} Ts = DTs(i_i - i_L) + (1-D)Ts(i_i - i_L) \\ C_2 \dfrac{dvi}{dt} Ts = -DTsi_O + (1-D)Ts(i_L - i_O) \\ L \dfrac{di_L}{dt} Ts = DTs(v_i - R_L i_L) + (1-D)Ts(v_i - v_O - R_L i_L) \end{cases} \qquad 1.2.24.$$

En arrangeant les termes des équations précédents, pour qu'on puisse interconnecter le Boost avec les autres blocks de simulation, on obtient la modélisation dynamique de Boost :

$$\begin{cases} i_L = i_i - C_1 \dfrac{dv_i}{dt} \\ i_O = (1-D)i_L - C_2 \dfrac{dv_O}{dt} \\ v_i = (1-D)v_O + R_L i_L + L \dfrac{di_L}{dt} \end{cases} \qquad 1.2.25.$$

1.2.2.3 Les ondulations des courants et 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 :

$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} \approx \dfrac{v_L}{L} = \dfrac{V_i - R_L I_L}{L} \\ \dfrac{dv_{C1}}{dt} \approx \dfrac{i_{C1}}{C_1} = \dfrac{I_i - I_L}{C_1} \\ \dfrac{dv_{C2}}{dt} \approx \dfrac{i_{C2}}{C_2} = \dfrac{-I_O}{C_2} \end{cases} \qquad 1.2.26.$$

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

$$\begin{cases} I_{Lcc} = 2\Delta I_L = \dfrac{V_i - R_L I_L}{L} DTs \\ V_{icc} = 2\Delta V_i = \dfrac{I_i - I_L}{C_1} DTs \\ V_{Occ} = 2\Delta V_O = \dfrac{-I_O}{C_2} DTs \end{cases} \qquad 1.2.27.$$

Les valeurs des composantes à choisies pour des ondulations données sont :

$$\begin{cases} L = \dfrac{V_i}{2\Delta I_L} DTs \\ C_1 = \dfrac{I_i - I_L}{2\Delta V_i} DTs \\ C_2 = \dfrac{-I_O}{2\Delta V_O} DTs \end{cases} \qquad 1.2.28.$$

1.2.2.4 Etude de régime continu

Comme pour le circuit Buck, en remplaçant les dérivées des signaux par des zéros, ainsi on peut remplacer les signaux de convertisseur par leurs grandeurs moyennes, cela simplifiera les systèmes d'équations précédents comme suite :

$$\begin{cases} I_i = I_L \\ I_O = (1-D)I_L \\ V_i = (1-D)V_O + R_L I_L \end{cases} \qquad 1.2.29.$$

Rapport de conversion et rendement :

En utilisant les relations 1.43, on peut calculer le rapport de conversion V_O/Vi :

$$M(D)=\frac{Vo}{Vi}=\frac{1}{(1-D)+\frac{R_L I_L}{Vo}}=\frac{1}{1+\frac{R_L Io}{(1-D)^2 Vo}}\frac{1}{1-D}=\frac{1}{1+\frac{R_L}{(1-D)^2 Z}}\frac{1}{1-D}=\eta\frac{1}{1-D} \qquad 1.2.30.$$

On remarque que le rendement η ne dépend pas seulement de la charge complexe Z de convertisseur et des résistances parasites des composantes, mais elle dépend aussi de rapport cyclique D, ainsi il est recommandé pour que le Boost travail dans un bon rendement de ne pas dépasser des rapports cycliques D supérieur à une certaine valeur, fixée par la qualité de l'inductance et la charge utiliser. Figure 1.2.10.

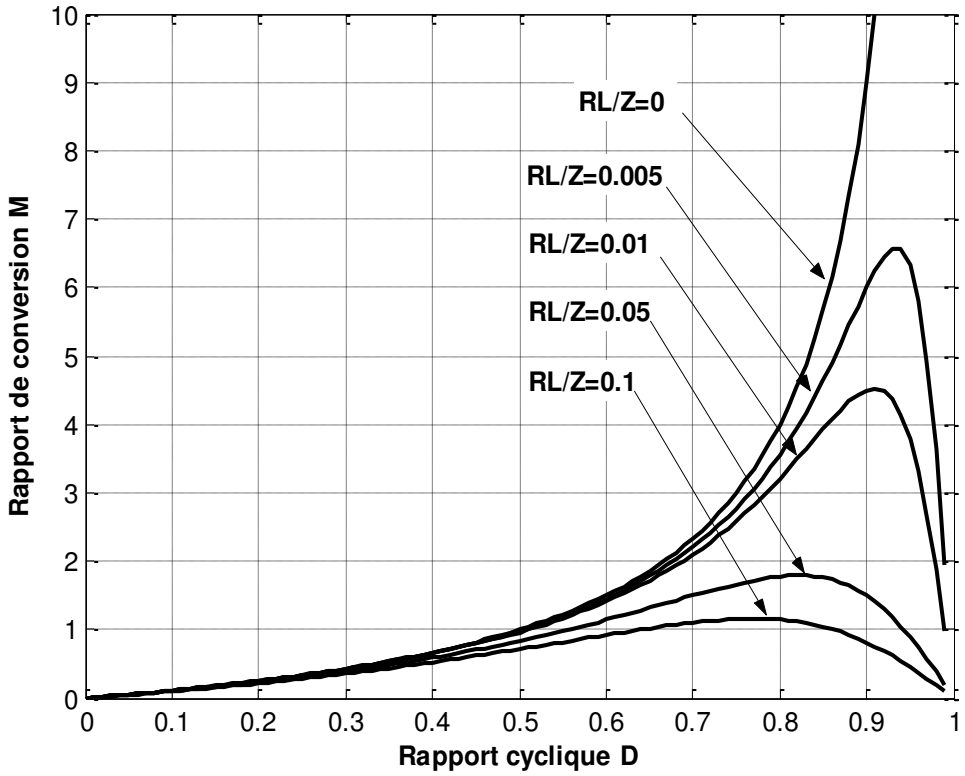


Figure 1.2.9. Rapport de conversion *Vo/Vi(D),* en fonction de R_L/Z.

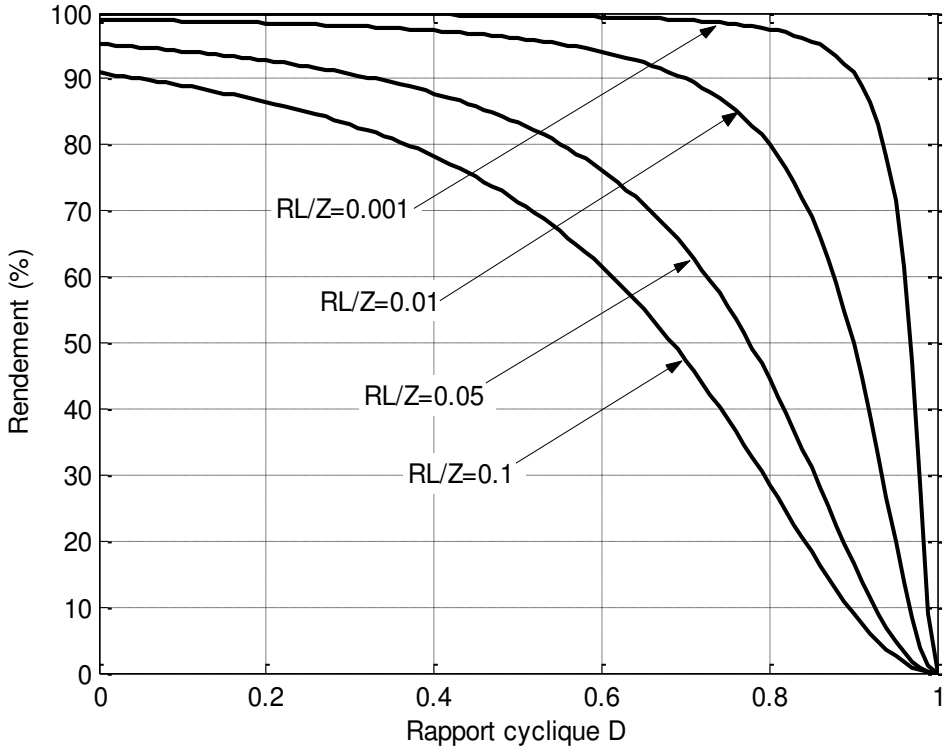


Figure 1.2.10. Le rendement $\eta(D)$ d'un circuit Boost en fonction de R_l/Z.

1.2.3 Le Convertisseur Buck-Boost

Le convertisseur Buck-Boost combine les propriétés des deux convertisseurs précédents, il est utilisé comme un transformateur idéal de n'importe quelle tension d'entrée pour n'importe quelle tension de sortie désirée. **[1].**

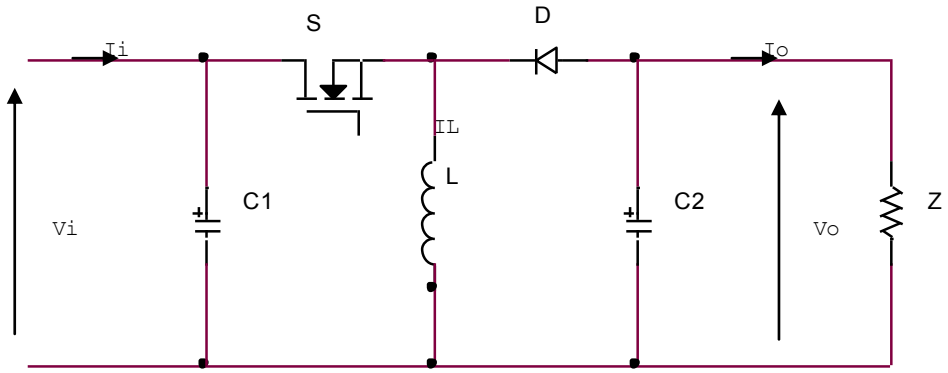


Figure 1.2.11. Circuit électrique d'un convertisseur Buck-Boost.

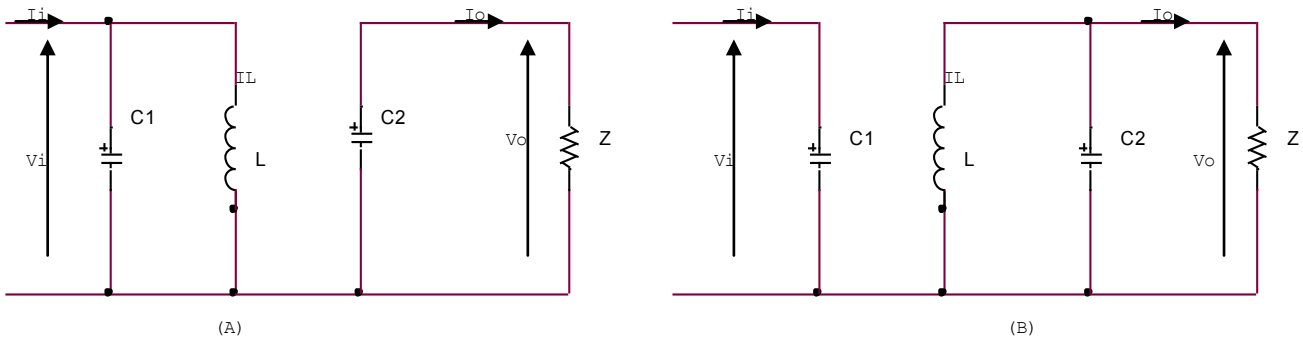


Figure 1.2.12. Circuits équivalents de Buck-Boost, S fermer (a), S ouvert (b).

En premier temps, *S* est fermé la tension de la source est appliquée aux bornes de l'inductance *L*, où elle se charge d'énergie jusqu'au début de la deuxième phase de fonctionnement où *S* s'ouvre et la tension de l'inductance se trouve appliquer à la charge, où sont courant circule dans le sens inverse des aiguilles de montre à travers la diode D, ainsi la tension de sortie sera négative. Figure 1.2.11.

1.2.3.1 Modèle Moyenne équivalent

La figure 1.2.12 montre les deux schémas équivalents de Buck-Boost pour les deux périodes de fonctionnement.

En appliquant les lois de Kirchhoff sur les circuits équivalents précédents, on obtient :

Pour la première période *DTs* :

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \dfrac{dvi}{dt} = i_i - i_L \\ i_{C2} = C_2 \dfrac{dv_o}{dt} = -i_o \\ v_L = L\dfrac{di_L}{dt} = v_i - R_L i_L \end{cases} \qquad 1.2.30.$$

Et pour la deuxième période *(1-D)Ts* :

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \dfrac{dvi}{dt} = i_i \\ i_{C2} = C_2 \dfrac{dv_o}{dt} = -i_o - i_L \\ v_L = L\dfrac{di_L}{dt} = v_O - R_L i_L \end{cases} \qquad 1.2.31.$$

En appliquant la relation 1.2.5 sur les systèmes d'équations 1.2.30 et 1.2.31, on trouve le modèle moyenné de Buck-Boost :

$$\begin{cases} C_1 \dfrac{dvi}{dt} Ts = DTs(i_i - i_L) + (1-D)Tsi_i \\ C_2 \dfrac{dv_O}{dt} Ts = -DTsi_O + (1-D)Ts(-i_O - i_L) \\ L\dfrac{di_L}{dt} Ts = DTs(vi - R_L i_L) + (1-D)Ts(v_O - R_L i_L) \end{cases} \qquad 1.2.32.$$

En arrangeant les termes des équations précédents, on obtient la modélisation dynamique de Buck-Boost :

$$\begin{cases} i_L = \dfrac{1}{D}\left[ii - C1\dfrac{vi}{dt} \right] \\ i_O = -(1-D)i_L - C2\dfrac{dv_O}{dt} \\ v_i = \dfrac{1}{D}\left[-(1-D)v_O + R_L i_L + L\dfrac{di_L}{dt} \right] \end{cases} \qquad 1.2.33$$

.

1.2.2.3 Les ondulations des courants et des tensions

En suivant les mêmes procédures précédentes, on trouve les mêmes résultas que le circuit Boost, les valeurs crête à crête des courants et des tensions sont :

$$\begin{cases} I_{LCC} = 2\Delta I_L = \dfrac{Vi - R_L I_L}{L} DTs \\ V_{iCC} = 2\Delta V_{c1} = \dfrac{Ii - I_L}{C_1} DTs \\ V_{OCC} = 2\Delta V_{C2} = -\dfrac{I_O}{C_2} DTs \end{cases} \qquad 1.2.34$$

Les valeurs des composantes à choisies pour des ondulations données sont :

$$\begin{cases} L = \dfrac{Vi - R_L I_L}{2\Delta I_L} DTs \\ C_1 = \dfrac{Ii - I_L}{2\Delta Vi} \\ C_2 = -\dfrac{I_O}{2\Delta V_O} DTs \end{cases} \qquad 1.2.35.$$

1.2.3.4 Etude de régime continu

Comme précédemment, en annulant les dérivés des variables dynamiques, on peut remplacer les signaux temporaires par leurs grandeurs moyennes, cela donne :

$$\begin{cases} Ii = DI_L \\ I_O = -(1-D)I_L \\ DVi = -(1-D)V_O + R_L I_L \end{cases} \qquad 1.2.36.$$

Rapport de conversion et rendement :

A partir des relations 1.2.36, on peut calculer le rapport de conversion V_o/V_i comme suite :

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o D}{-(1-D)V_o + R_L I_L} = \frac{1}{1 + \dfrac{R_L I_o}{(1-D)^2 V_o}} \left(-\frac{D}{1-D}\right) = \frac{1}{1 + \dfrac{RL}{Z(1-D)^2}} \left(-\frac{D}{1-D}\right) = \eta M(D)$$

1.2.37.

Où $\eta = \dfrac{1}{1 + \dfrac{RL}{Z(1-D)^2}}$ représente le rendement de convertisseur, et M le rapport de conversion dans le cas idéal, ils sont similaires pour le convertisseur Boost, sauf pour le rapport de conversion où il est inversé.

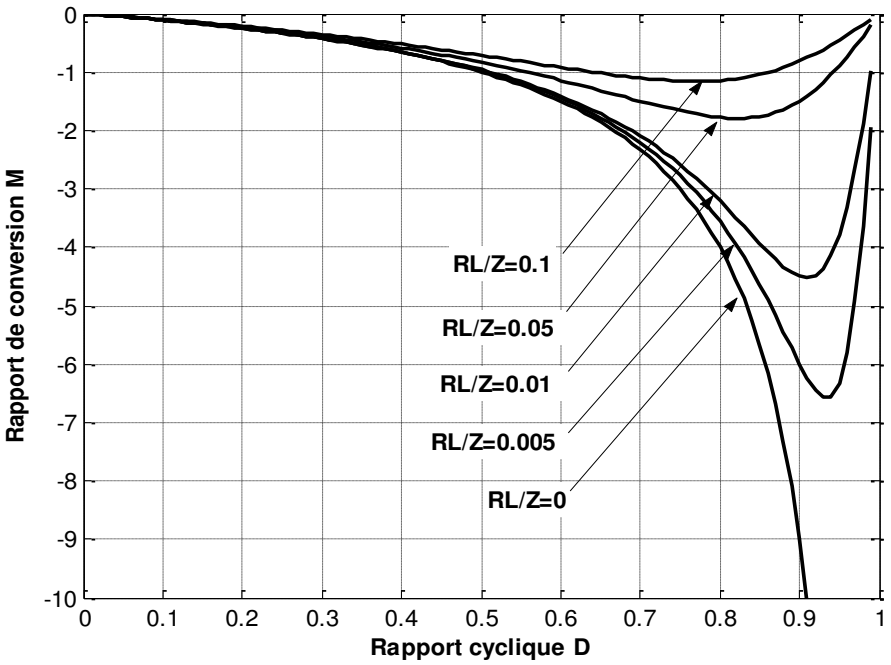


Figure 1.2.13. Rapport de conversion de Buck-Boost en fonction de *D* pour différents *RL/Z*.

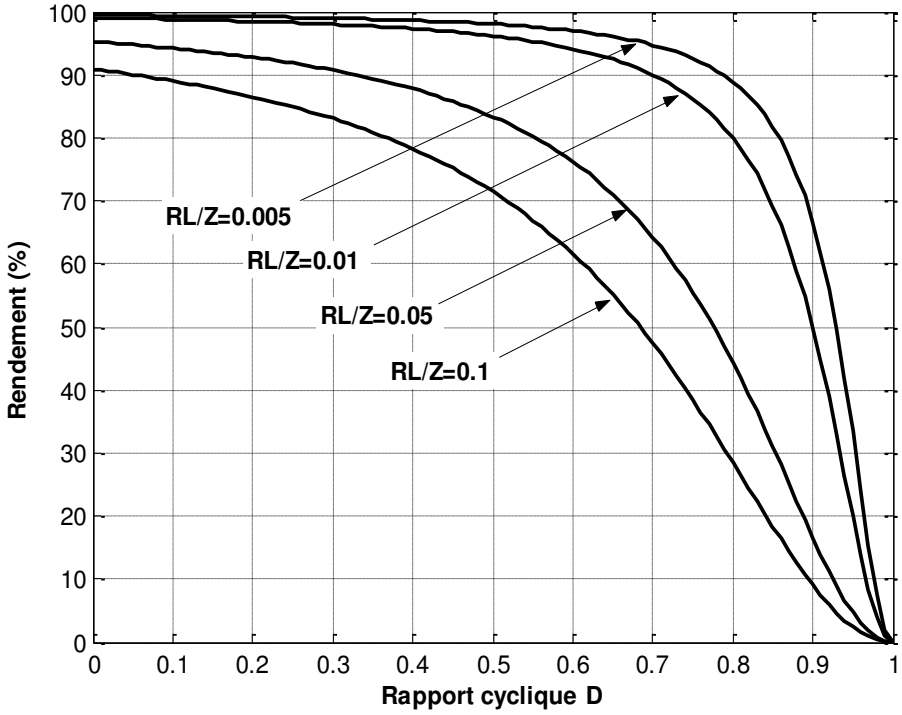


Figure 1.2.14. Le rendement *η(D)* d'un circuit Buck-Boost en fonction de R_L/Z.

1.3. Les Batteries

A cause de la non disponibilité permanente de l'énergie solaire, pour diverses raisons : Météo, temps dans la journée, saisons etc. l'utilisation des batteries comme *Buffer* d'énergie est nécessaire pour garantie une disponibilité permanente et constante d'énergie quelle que soit les conditions atmosphériques ou le temps jours et nuit.

La batterie est un ensemble de cellules électrochimiques capables de stocker de l'énergie électrique sous forme chimique (pendant la charge), puis de la restituer par la suite (pendant la décharge) grâce à la réversibilité des réactions mises en jeu. Ces réactions consistent en des oxydations et des réductions (oxydoréductions en abrégé, soit perte ou gain d'un ou plusieurs électrons) au niveau des électrodes, le courant circulant sous forme d'ions dans l'électrolyte et sous forme d'électrons dans le circuit raccordé à la batterie.

Une des caractéristiques la plus importante d'une batterie est sa capacité. Cette capacité représente la quantité de courant qui peut être extraite d'une électrode via les "masses actives", c'est-à-dire l'électrolyte et les matériaux actifs des électrodes, sur une décharge sous des conditions prédéfinies. Cette capacité s'exprime en ampère-heure, Ah (1 Ah = 3600 coulombs). **[9] [14]**

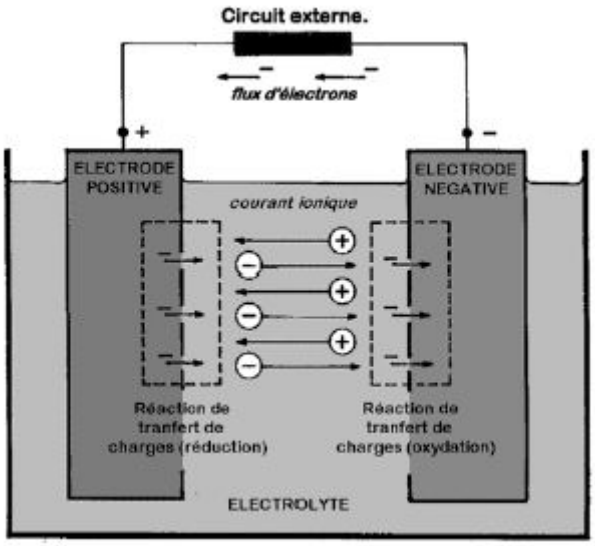


Figure 1.3.1. Cellule électrochimique de base.

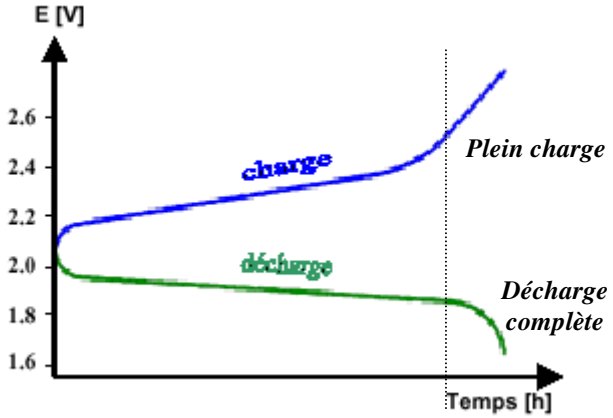


Figure 1.3.2. Courbes de charge et de décharge d'une cellule à plomb.

1.3.1. Modélisation mathématique de la batterie

Pour le besoin d'analyse et de simulation des performances de système il faut un modèle mathématique de cet élément pour l'intégrer dans le modèle de simulation globale.

Cette modélisation est basée sur le fait que la batterie est considérée comme un générateur de tension E variable en série avec une résistance ohmique interne R_0. Figure 1.3.3.

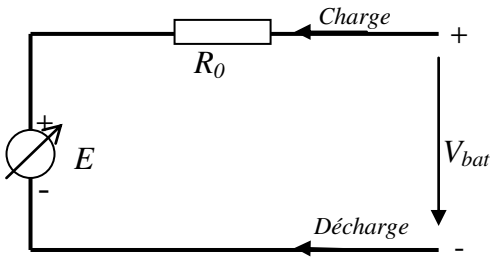


Figure 1.3.3. Schéma électrique équivalent d'une batterie

La tension aux bornes de la batterie V_{bat} est donnée par :

$$V_{bat} = E + I_{bat}.R_0 \qquad 1.3.1.$$

Avec :

E : La tension de générateur interne, variable en fonction de l'état de charge de la batterie.

I_{bat} : Courant de batterie il est positif pendant la charge et négatif pendant la décharge.

R_0 : Résistance ohmique interne de la batterie, comme la source E elle est en fonction de l'état de charge qui à leur tour en fonction de temps et des conditions de charge ou de décharge, la résistance R_0 est estimée par :

$$R_0=\frac{\Delta V_{bat}}{\Delta I_{bat}} \qquad 1.3.2.$$

Où ΔV_{bat} et ΔI_{bat} présente une faible variation de la tension ou de courant de la batterie dans la zone linéaire de charge ou de décharge où la tension E est pratiquement constante.

La tension interne E est en fonction de l'état de charge de la batterie comme suite :

$$E=E_0+AX-\frac{BX}{C-X}+\frac{B(C-X)}{X} \qquad 1.3.3.$$

Avec :

E_0 : La tension à circuit ouvert lorsque la batterie est complètement chargée.

A : Représente la variation linéaire de tension de la batterie pendant la charge ou la décharge.

B, C_1, C_2 : Ces paramètres reflètent la chute ou l'augmentation brutale de la tension pendant une décharge profonde (complète) ou pendant une surcharge respectivement.

Le terme $\frac{BX}{C-X}$ reflète le comportement de la batterie pendant la décharge profond alors que le terme $\frac{B(C-X)}{X}$ reflète son comportement pendant une surcharge.

X : La capacité normalisée extraite/ajoutée pour un courant de décharge/charge donnée, est il égale à :

$$X=\frac{Q_{out}}{Q_{\max}(I)}Q_{\max} \qquad 1.3.4.$$

Avec :

$Q_{max}(I)$: La capacité maximale pendant la charge/décharge en fonction de courant de charge/décharge respectivement, Exemple pour une batterie avec Q_{max} = 45Ah pour un courant de décharge de 1A cette capacité chute à la moitié, soit 22.5Ah pour un courant de décharge de 2A.

Q_{max} : La capacité maximale de la batterie en Ah.

Q_{out} : La somme des charges extraites/ajoutées de/à la batterie pendant la décharge/charge elle égale à :

$$Q_{out}=\int I_{bat}dt$$

On définit aussi l'état de charge *SOC* (*State of Charge*) de la batterie comme étant :

$$SOC=\frac{Q_{\max}-Q_{out}}{Q_{\max}}=1-\frac{Q_{out}}{Q_{\max}} \qquad 1.3.5.$$

Elle est entre *un* (charge complète) et *zéro* (décharge complète).

La figure 1.3.4 montre les courbes de charge et de décharge de simulation pour une batterie à plomb à tension de fonctionnement égale à 12V sa capacité égale à 125Ah, les constantes *A, B, C* tirés de référence **[14]** égale à :

A = 0.0066;
C = 0.3190;
D = 134.1550;

Dans notre cas où le temps de simulation est relativement court par apport au cycle de charge et de décharge de la batterie, l'expression de la tension *E* est limité au deuxième terme qui reflète parfaitement la zone linéaire de charge ou de décharge de la batterie.

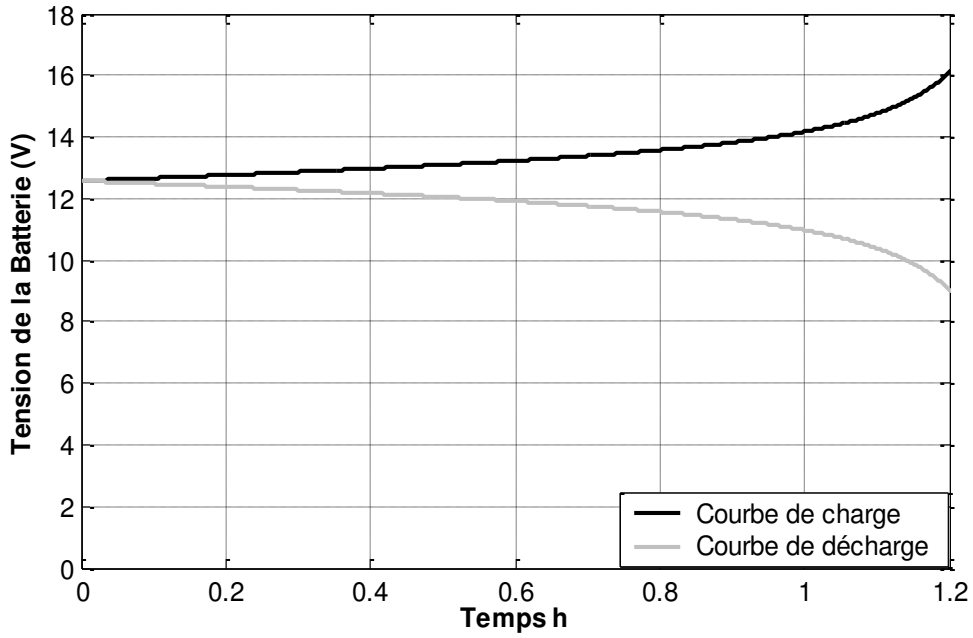


Figure 1.3.4. Courbe de charge et de décharge de la batterie mise en simulation dans le circuit globale pour un courant de charge ou de décharge de 125A.

CHAPITRE II

Poursuite du point de puissance Maximale (MPPT)

CHAPITRE II

Poursuite du point de puissance Maximale (MPPT)

Comme on a vu dans le chapitre précédent les caractéristiques *I=f(V)* et *P=f(V)* d'un panneau solaire montre bien que la puissance maximale générée dépende fortement de l'intensité des radiations solaire ainsi que de la température ambiante. En plus de ces dépendances, le panneau solaire ne peut générer sa puissance maximale que pour certaine tension et courant de fonctionnement, la position de ce point de fonctionnement dépend à sont tour de l'ensoleillement et de la température ainsi que de la charge. Pour que le panneau fourni sa puissance maximale disponible il faut une adaptation permanente de la charge avec le générateur solaire.

Cette adaptation doit être réalisée par l'insertion d'un convertisseur DC-DC (hacheur) contrôlé par un mécanisme de poursuite (*Maximum Power Point Tracking*) pour extraire le maximum du puissance générée par le panneau solaire, à ne pas confondre le tracking de puissance avec la notion de tracking du panneau qui s'occupe de la poursuite du soleil.

Le but de ce chapitre est l'étude des différents mécanismes du tracking pour l'extraction de la puissance maximale pour différentes conditions de fonctionnement, où on trouve dans le littérateur plusieurs variétés de machinismes et d'approches [1, 2, 6, 7], de méthodes analogiques simple mais moins efficace jusqu'à des méthodes nettement plus efficaces qui utilises des logiques sophistiqués comme les microcontrôleurs.

La figure 2.1 montre le schéma synoptique d'un système photovoltaïque, avec un module MPPT qui à pour entrées la tension et le courant de sortie du panneau. Dans la plupart des littérateurs on fait une maximisation de la puissance fournie par le panneau solaire et non la puissance fournie à la charge. Car dans le cas d'un moteur comme charge la maximisation de la puissance de charge conduite à la maximisation de la puissance perdue dans les bobines et non seulement la puissance mécanique générée par le moteur, ainsi pour que le mécanisme de l'MPPT soi indépendant de la charge, il est préférable de maximisée la puissance de sortie du panneau. **[1].**

Dans ce qui suit les différentes technique MPPT sont introduites.

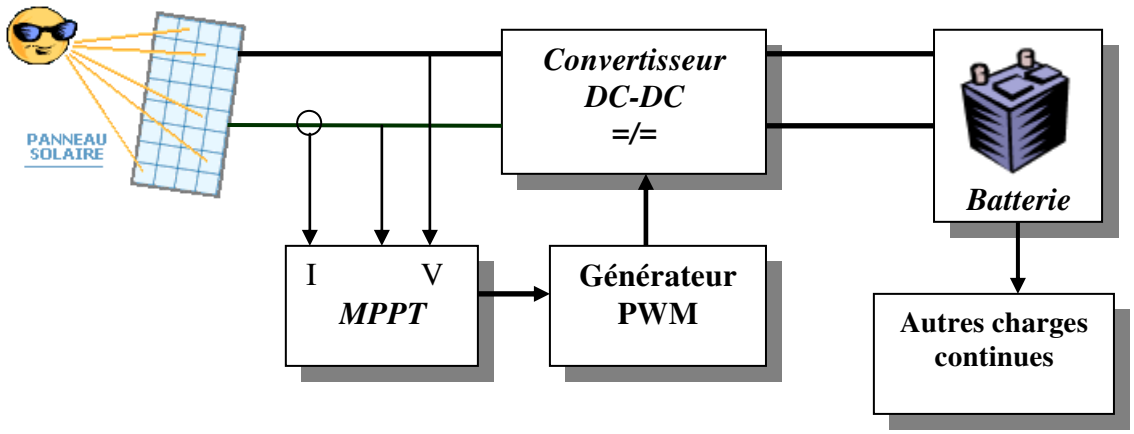


Figure 2.1. Schéma synoptique d'un système photovoltaïque avec MPPT.

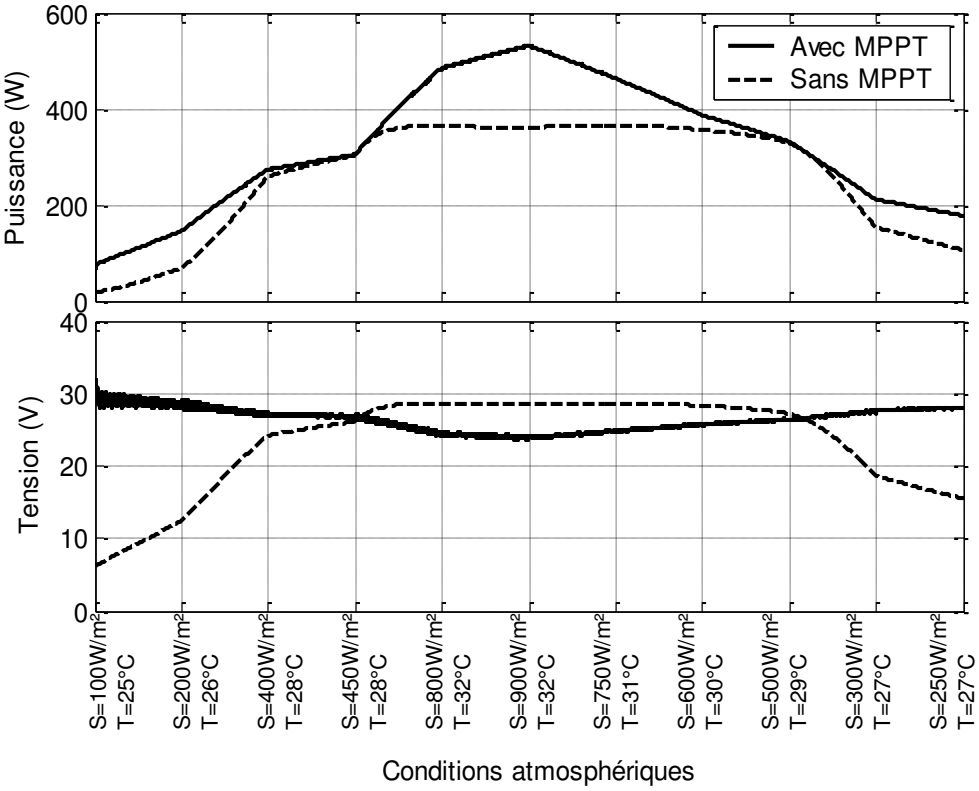


Figure 2.2. Puissance et tension de sortie avec et sans MPPT (rapport cyclique fixé à 0.85), pour des ensoleillements et des températures variables.

La figure 2.2 donne un exemple de comparaison entre un système sans MPPT et avec MPPT pour des variations d'ensoleillement, on aperçoit une amélioration apparente de la puissance de sortie entre les deux cas.

2.1. Méthodes à contre réaction de tension

Ce genre de mécanismes repose sur le contrôle de la tension de fonctionnement des panneaux par la comparaison de cette tension avec une tension de référence pour générée une tension d'erreur qui fait varier le rapport cyclique de la PWM de commande afin d'annuler cette erreur, en dépend de la nature de cette tension de référence (fixe ou variable, interne ou externe) on a trois types de méthodes :

2.1.1 Méthode à tension de référence fixe

C'est la méthode basée sur une simple comparaison entre la tension de sortie du panneau avec une tension de référence prédéfinie pour ajuster continuellement le rapport cyclique *D* de convertisseur DC-DC. Cette tension corresponde à la tension moyenne de l'intervalle des points des puissances maximales (Figure 2.1.1) relevée par des tests sous différentes conditions d'ensoleillement et de température en agitant simplement sur les différents facteurs de pondération lors de la mise au point afin de générer le maximum de puissance.

A cause de la dépendance de la tension du panneau avec l'ensoleillement et la température, la tension de puissance maximale est déviée, alors la tension de référence doit être corrigé pour différents ensoleillements et températures au long des périodes de l'année. **[1] [4].** La figure 2.1.2 pressente le schéma synoptique de cette méthode.

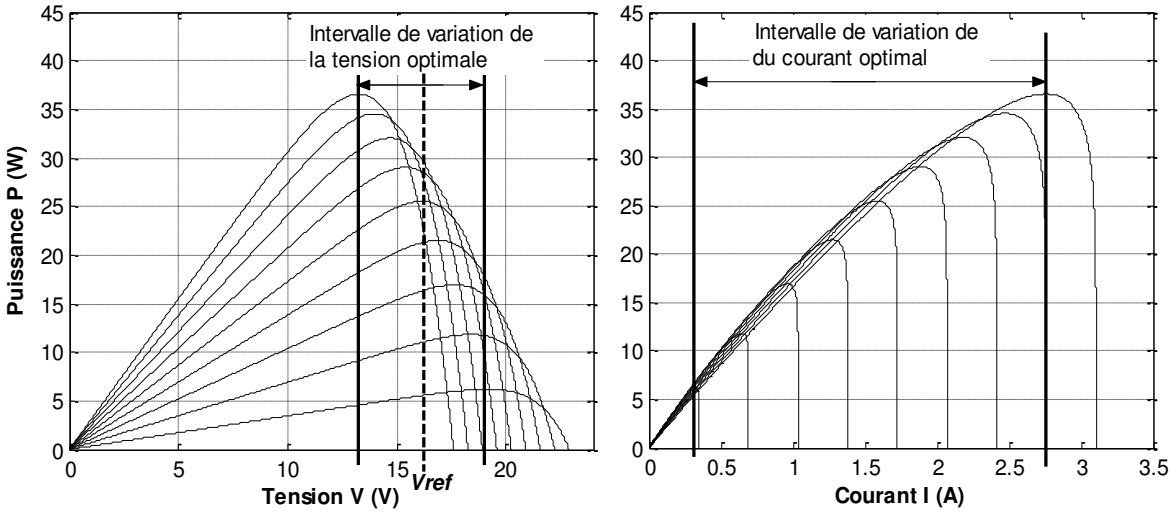


Figure 2.1.1. Intervalles de variation de la tension et du courant de fonctionnement optimal pour des ensoleillements et des températures variables.

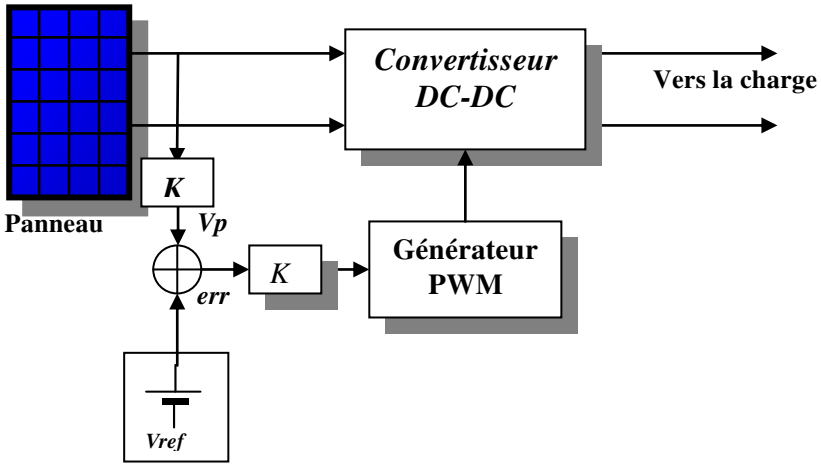


Figure 2.1.2. Principe de la méthode à contre réaction de tension avec tension de référence fixe.

2.1.2. Méthode à tension de référence en fonction de *Voc*

Cette méthode exploite la relation quasi linéaire entre la tension de fonctionnement en puissance maximale et la tension à circuit ouvert *Voc* du panneau. Cette tension est prélevée régulièrement par le débranchement du panneau pour une courte durée pour ajuster la tension de référence précédente une certaine proportionnalité généralement égale à 0.77, ainsi pour un ensoleillement et température donnée la tension qui correspond à la puissance maximale du panneau est exprimée comme une fonction linéaire de la tension à circuit ouvert du panneau. **[4]**

En négligeant la résistance série de la cellule, l'expression de la puissance de sortie du panneaux *P* est :

$$P=IV=(Isc-Io(\exp(\frac{eV}{aKT})-1))V \qquad 2.1.1.$$

La dérivée de la puissance par apport à *V* donne :

$$\frac{dP}{dV}=Isc+Io-Io[1+\frac{eV}{KT}]\exp(\frac{eV}{KT}) \qquad 2.1.2.$$

La puissance est maximale lorsque la dérivée de *P* est nulle pour une tension optimale V_{mp}, on remplace le courant de court circuit en fonction de la tension de circuit ouvert :

$$Voc=\frac{KT}{e}\ln(1+\frac{Isc}{Io}) \qquad 2.1.3.$$

On obtient :

$$\frac{e}{KT}Vmp+\ln(1+\frac{e}{KT}Vmp)=\frac{e}{KT}Voc \qquad 2.1.4.$$

En traçant la fonction $Vmp=f(Voc)$, on remarque que cette fonction est pratiquement linéaire et elle est de forme $Vmp = kVoc + a$, Figure 2.1.3. En exploitant cette propriété, on peut traquer en permanence le point de puissance maximale.

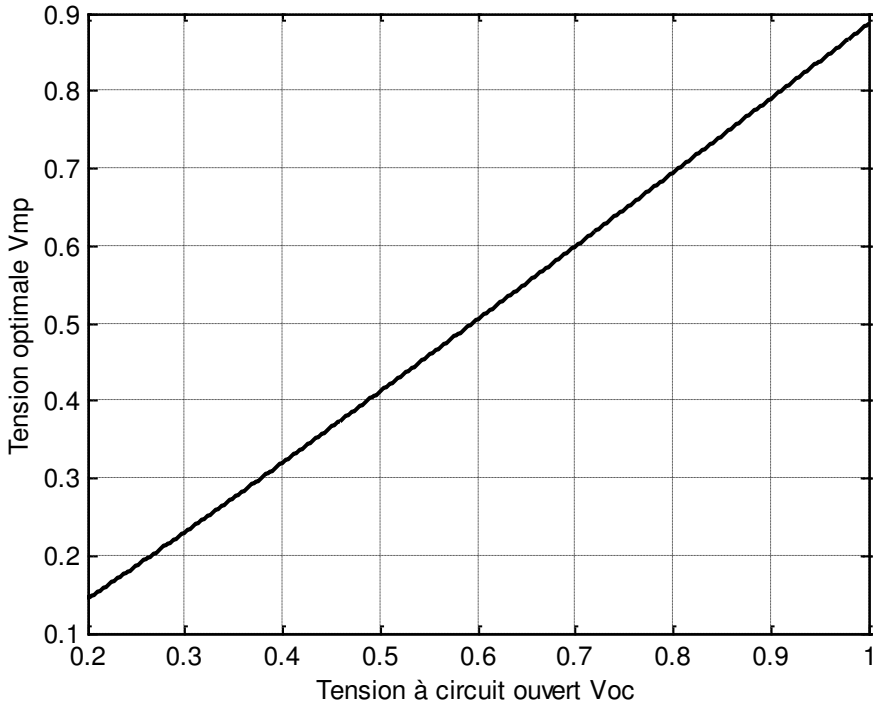


Figure 2.1.3. La tension *Vmp* on fonction de la tension *Voc* pour différentes températures et ensoleillements.

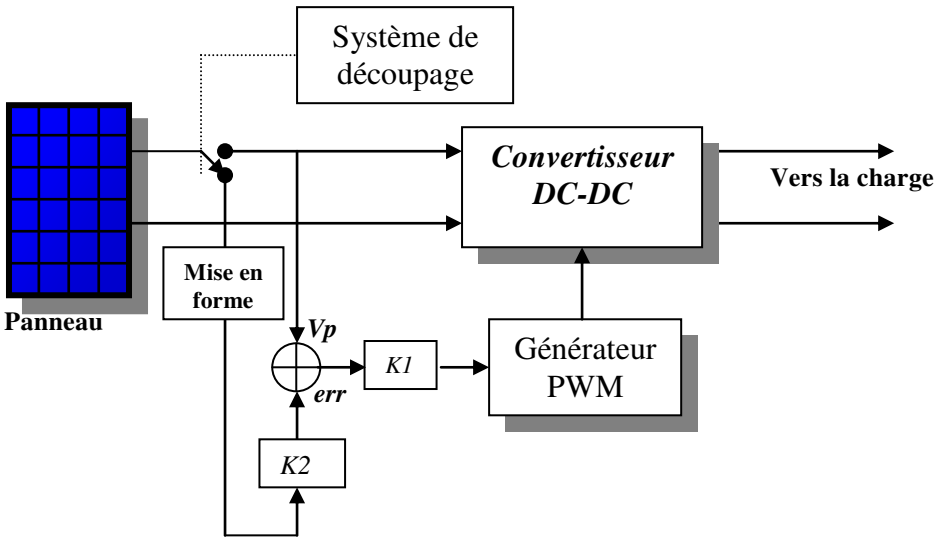


Figure 2.1.4. Principe de la méthode à contre réaction de tension avec tension de référence en fonction de tension à circuit ouvert du panneau.

2.1.3 Tension de référence externe (Cellule pilote)

Dans la méthode précédente l'interruption de fonctionnement de circuit pour mesurer *Voc* cause des pertes de puissance et un bruit dans les circuits électriques, pour éviter ces problèmes une cellule pilote est ajoutée au panneau solaire, la tension à circuit ouvert de cette cellule mesurée continuellement va nous donner une information implicite de la tension à circuit ouvert de l'ensemble des panneaux solaires, nous multiplions cette tension avec le nombre de cellules en série. **[1].**

Cette méthode évite l'interruption de system mais il est difficile de trouver un endroit idéal de la cellule pilote pour qu'elle nous donne une information parfaite de la tension *Voc* de l'ensemble pour différents ensoleillements et températures. Comme les méthodes précédentes cette méthode utilise un facteur fixe pour estimer la tension *Vmp* à partir de la tension *Voc* ce qui donne que le MPP (*Maximum Power Point*) n'est pas traquer parfaitement. Figure 2.1.5.

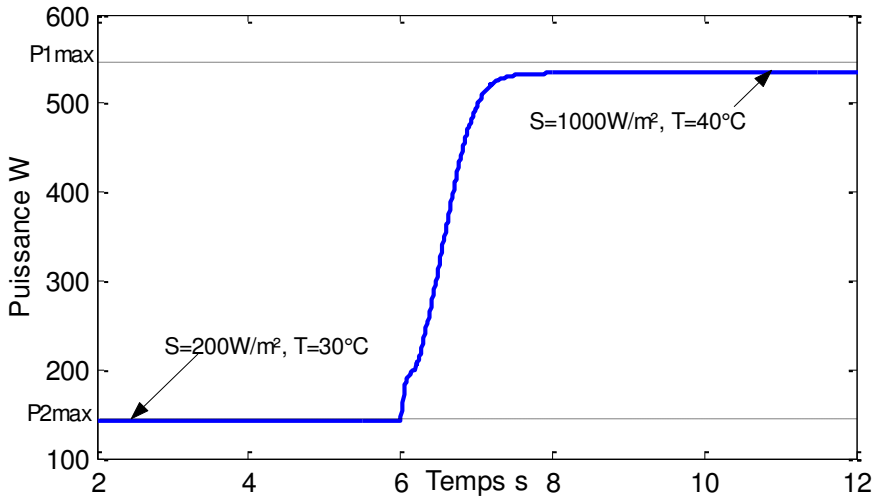


Figure 2.1.5. Réponse de la méthode à contre réaction de tension pour un changement brusque des conditions atmosphériques.

2.2. Méthodes à contre réaction de courant

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

Par analogie avec les méthodes de contre réaction de tension. Le courant de court-circuit du panneau solaire permis de savoir la valeur de courant optimal dans le quelle doit fonctionné le panneau pour extraire le maximum de puissance. Le courant optimal est proportionnel au courant de court circuit, cette proportionnalité n 'est pas constante mais elle est variable en fonction des conditions d'ensoleillement et de température.

Dans ce cas on a deux cas de fonctionnement : soit on choisit une pondération constante, choisit à priori pour récolter un maximum de puissance selon les conditions de fonctionnement fréquentes, soit on corrige ce rapport en fonction des conditions atmosphérique de fonctionnement. **[21].**

La 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 de courant optimal pour différents ensoleillements et températures, voir Figure 2.1.1.

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 faite que court-circuiter en permanence cette cellule cause un échauffement supplémentaire ce qui va fausser l'information générée par cette cellule et sa destruction rapide.

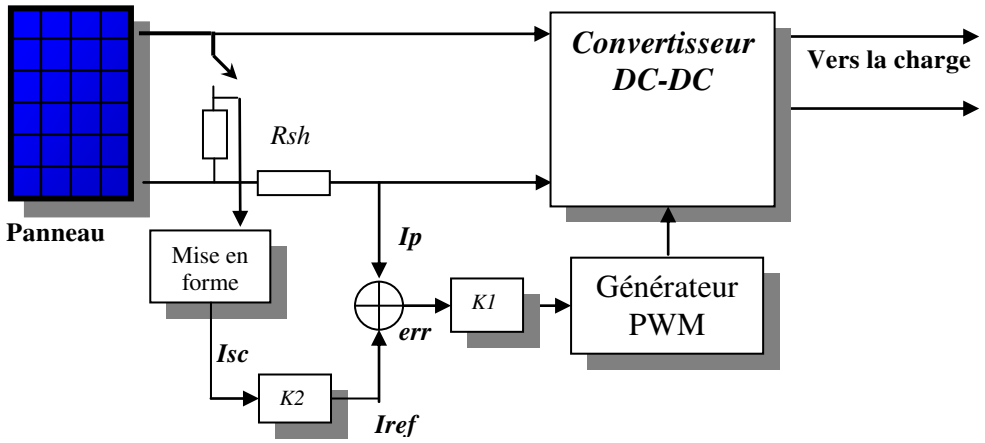


Figure 2.2.1. Principe de la méthode de tracking à courant de référence en fonction de *Isc*.

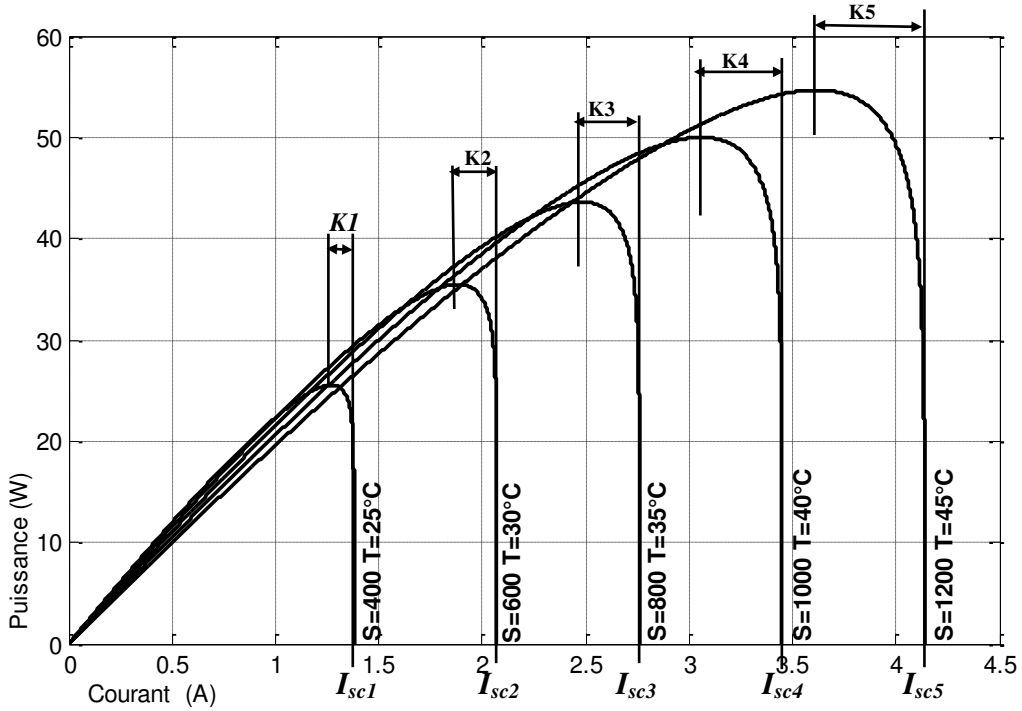


Figure 2.2.2. Courant optimal du panneau en fonction de courant du court-circuit pour différentes conditions de fonctionnement.

2.2.2. Méthode à maximisation du courant de sortie

Cette méthode est basée sur le faite que lorsque la charge est constituée par des batteries la tension de la charge est approximativement constante, c'est à dire que la

maximisation de la puissance de sortie revient à maximiser le courant de charge de la batterie.

En terme mathématique, cela est vraie si $\frac{dP}{dI}$ est borné et strictement supérieur à zéro, cela peut être exprimer comme suite :

$$0<\frac{V}{I}+\frac{dV}{dI}<\infty \qquad 2.2.1.$$

Cette relation est vraie dans le cas d'une charge de très faible résistance ou une batterie mais si la charge est constituée d'un autre convertisseur ou un moteur à courant continu la dérivée $\frac{dP}{dI}$ est nulle au point *MPP* alors c'est impossible de trouver le MPP à partir de courant seulement. La maximisation est réalisée par la minimisation de *dI* seulement par des procédés analogiques ou par l'utilisation d'un microcontrôleur.

L'avantage de cette méthode réside dans sa simplicité par apport aux méthodes de tracking par maximisation de puissance, où on a moins de calcules ainsi qu'on évite les multiplications et les devisions qui engendres des exceptions qu'ils doivent êtres traités.

Cette méthode à l'inconvénient quelle ne traque pas exactement le point de puissance maximale mais il existe un certain décalage par apport à ce point, c'est la cause de l'approximation précédente, cette déviation est de plus en plus minimisée par le branchement des batteries en parallèle.

2.3. Méthodes à contre réaction de puissance

Ces méthodes sont basées sur des algorithmes de recherche itérative pour trouver le point de fonctionnement du panneau pour que la puissance générée soi maximale sans interruption de fonctionnement de système, elles ne sont pas basées sur des valeurs de références prédéfinies ou à partir des paramètres opérationnels, mais sur la maximisation permanente de la puissance générée par les panneaux solaires. Ainsi pour un point donné on fait la recherche dans certain sens si on a une augmentation de la puissance du panneau alors en maintien cette direction de recherche, sinon en cherchant dans le sens opposé. **[1].**

Le calcule de 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 $P=V.I$. Le sens de variation de la puissance P est connu par le calcule d'une manière approximative la dérivée $dP \approx \Delta P(k)=P(k)-P(k-1)$ sur un temps d'échantillonnage qui représente la vitesse d'exécution du microprocesseur ou du microcontrôleur.

A cause de l'approximation de la dérivée par des valeurs discrètes le MPP n'est jamais atteint mais le point de fonctionnement oscille au-dessous de le MPP, ce qui engendre des instabilités et qui ajoute des formes du bruit au circuit.

2.3.1. Algorithme 'perturbation et observation'

C'est l'algorithme de tracking le plus utiliser, et comme sont nom l'indique il est basé sur la perturbation de système par l'augmentation ou la diminution de *Vref* ou en agirant directement 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 en garde la même direction de perturbation précédente sinon en inversant perturbation de cycle précédent. La figure 2.3.1 donne l'organigramme de cet algorithme.

Dans cet algorithme la tension *Vp* du panneau oscille autour de la tension optimale *Vmp*, cela cause une perte de puissance qui dépend du pas de perturbation. Si ce pas est grand le système répond rapidement à des changements brutaux de l'ensoleillement mais on aura une augmentation des pertes d'ondulations, si le pas de perturbation est faible ces ondulations sont réduites mais le système répond lentement à des changements brutaux des conditions de fonctionnement, le pas idéal est déterminé expérimentalement en fonction des besoins.

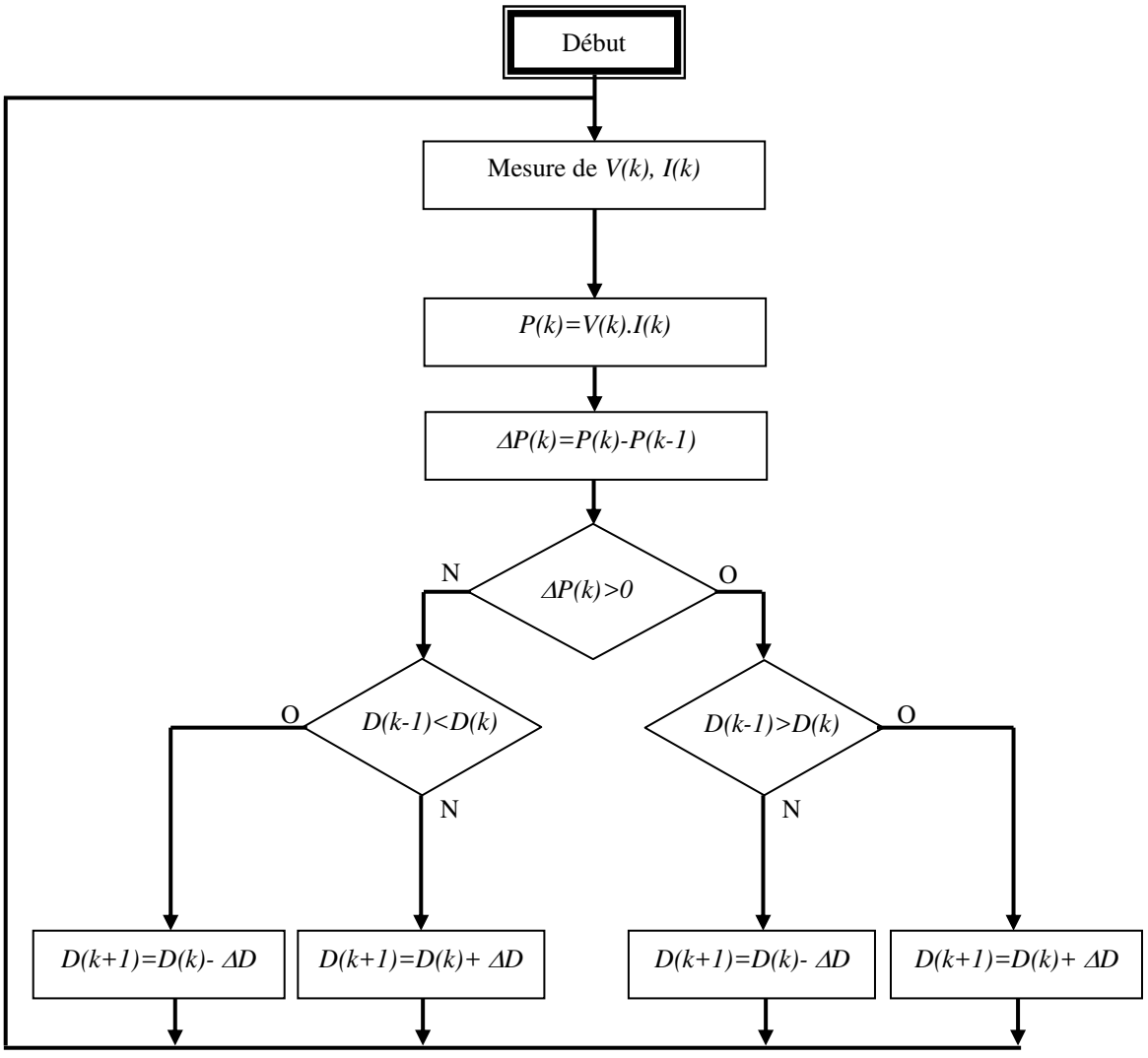


Figure 2.3.1. Organigramme de l'algorithme perturbation et observation.

Si une augmentation brutale de l'ensoleillement est produite on aura une augmentation de la puissance du panneau, l'algorithme précèdent réagis comme étant cette augmentation est produite par l'effet de perturbation précédent, alors il continu dans la même direction qu'elle peut être une mauvaise direction, ainsi il s'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 ce qui cause un retard de réponse dans des changements soudains des conditions de fonctionnement**,** alors des pertes de puissance figure 2.3.2, figure 2.3.3. 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.

Pour remédier ce inconvénient une version améliorée de ce algorithme est proposée, où il introduit une nouvelle condition à la branche *Oui* de condition *ΔP(k)>0,* si *ΔP(k)* été 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 apport au précédent sans prise en compte de la direction de variation de la puissance. Le tableau 2.3.1 donne la table de vérité des seize possibilités qui à comme entrées *ΔP(k), ΔP(k-1), ΔVref(k), ΔVref(k-1)*, et comme sortie la prochaine tension de référence $V_{ref(k+1)}$.**[1].**

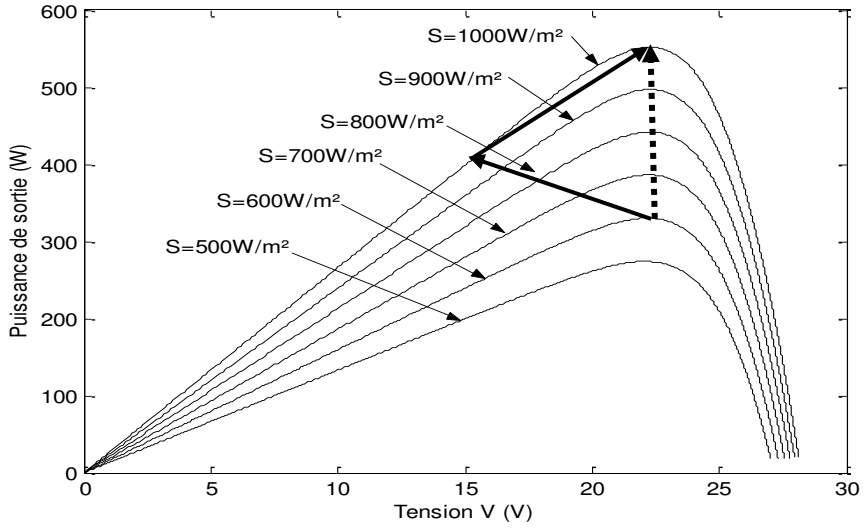


Figure 2.3.2. L'effet d'une augmentation soudaine de l'ensoleillement sur la tracking de l'MPP.

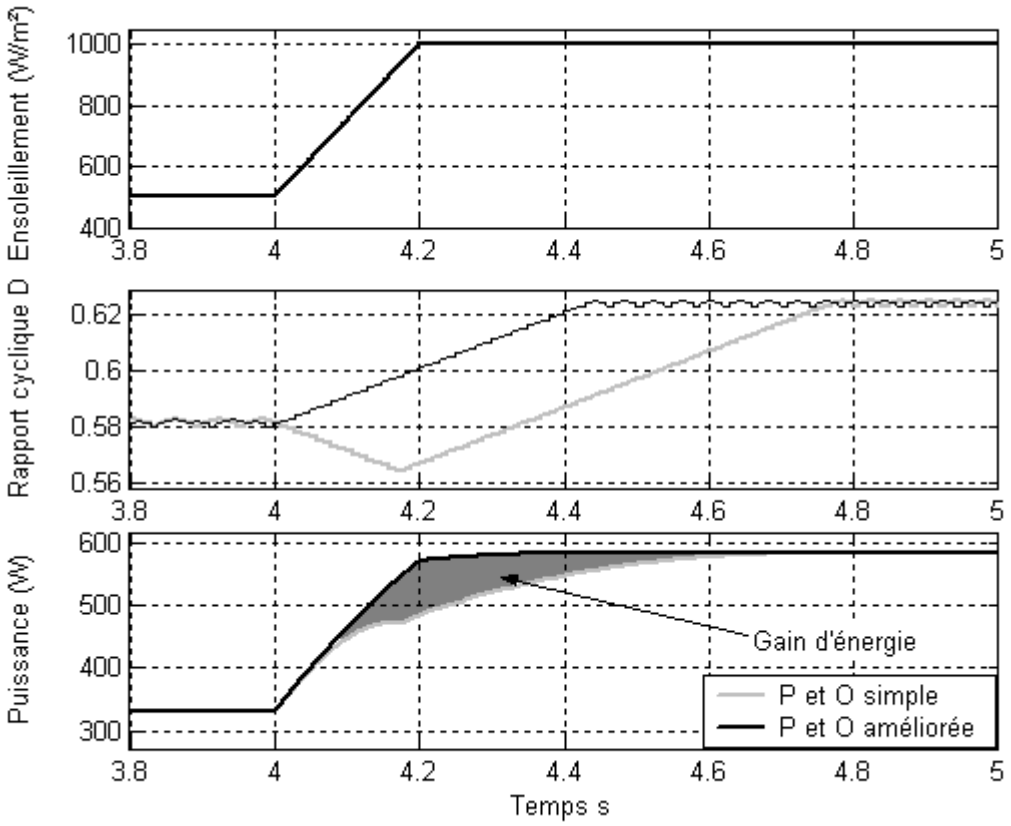


Figure 2.3.3. L'effet d'une augmentation rapide sur la réponse des deux algorithmes 'Perturbation et observation' simple et améliorée.

Comme le montre le tableau 2.3.1 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.

ΔVref(k-1)	ΔP(k-1)	ΔVref(k)	ΔP(k)	Etat de système	Vref(k+1)
-	-	-	-	invalide	+
-	-	-	+	invalide	+
-	-	+	-	Diminution de S	-
-	-	+	+	Vp < Vmp	+
-	+	-	-	Vp≈Vmp	+
-	+	-	+	Nouvelle condition	+
-	+	+	-	Vp > Vmp	-
-	+	+	+	Augmentation de S	-
+	-	-	-	Diminution de S	+
+	-	-	+	Vp > Vmp	-
+	-	+	-	invalide	-
+	-	+	+	invalide	-
+	+	-	-	Vp<Vmp	+
+	+	-	+	Augmentation de S	+
+	+	+	-	Vp≈ Vmp	-
+	+	+	+	Nouvelle condition	-

Tableau 2.3.1. Table de vérité de l'algorithme 'perturbation et observation améliorée' .

2.3.2. Algorithme ' incrémentale conductance'

Dans cet algorithme la dérive de la puissance de sortie du panneau est calculée d'une autre manière. Elle est calculée en fonction de la tension *V* et sa différence *dV* et de courant *I* et sa différence *dI*. Cette dérivée est nulle au point de puissance maximale est positive à gauche de point MPP et négative à droite.

La puissance du panneau solaire est donnée par :

$$P=V.I \qquad 2.3.1.$$

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

$$\frac{dP}{dV}=I+V\frac{dI}{dV} \qquad 2.3.2.$$

$$\frac{1}{V}\frac{dP}{dV}=\frac{I}{V}+\frac{dI}{dV} \qquad 2.3.3$$

On définit la conductance de la source $G=\frac{I}{V}$ et la conductance incrémentale $\Delta G=\frac{dI}{dV}$, puisque la tension V du panneau est toujours positive la relation 2.3.3 explique que le point de puissance maximale MPP est atteinte si la conductance de la source G égale la conductance incrémentale ΔG de la source avec un signe moins, et qu'elle est à gauche de ce point lorsque la conductance G est supérieure à la conductance incrémentale ΔG et vis versa, **[4]** comme suite :

$$\begin{cases} \frac{dP}{dV}>0 \quad \text{Si} \quad \frac{I}{V}>-\frac{dI}{dV} \\ \frac{dP}{dV}=0 \quad \text{Si} \quad \frac{I}{V}=-\frac{dI}{dV} \\ \frac{dP}{dV}<0 \quad \text{Si} \quad \frac{I}{V}<-\frac{dI}{dV} \end{cases} \qquad 2.3.4.$$

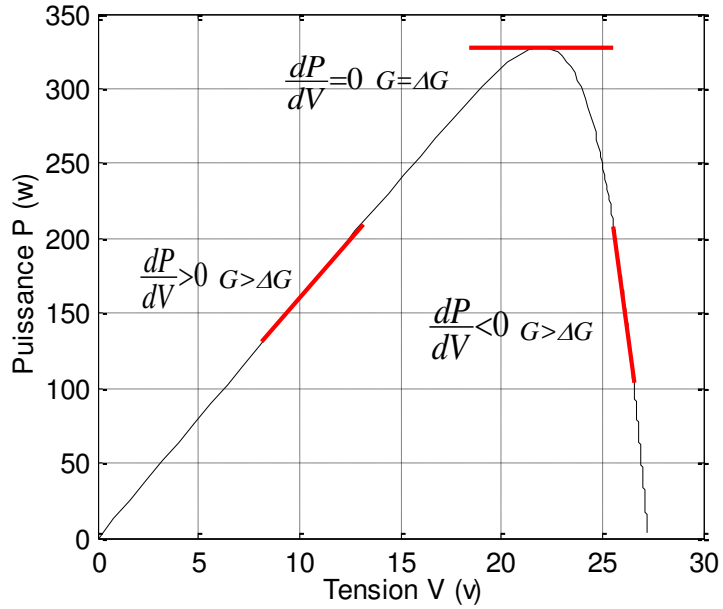


Figure 2.3.4. Signe de *dP/dV* pour différentes zones de fonctionnement.

Pour éviter que la différence dV de la tension du panneau devienne nulle, provoquée lorsque le MPP est atteint dans les précédents cycles ou par une stabilisation de point de fonctionnement, ce qui conduit en une division par zéro. L'algorithme fait un test de dV, s'il est nulle il test si le $dI = 0$ si le cas alors le MPP est atteint et l'algorithme ne fait aucun changement, dans le cas contraire l'algorithme test le signe de dI pour déterminer la position de l'MPP et d'ajuster la tension de référence correspondante, la figure 2.3.5 donne l'organigramme de cet algorithme.

L'avantage de cet algorithme est qu'il n'oscille pas autour de l'MPP, à cause de test de *dI = 0,* l'algorithme se stabilise une fois le MPP est atteint et le signe de *dI* donne la vraie direction à empruntée pour le tracking de le MPP une fois le système est stable, ce qui conduit en une réponse rapide de système pour des changements brusques des conditions atmosphériques.

Mais à cause de l'approximation des dérivés *dV* et *dI* et l'utilisation d'un pas d'action constante, la condition $\frac{I}{V} = -\frac{dI}{dV}$ est rarement vraie ce qui conduite à des oscillations autour de l'MPP, pour remédier à ce problème une erreur marginale ε est ajoutée au condition de l'MPP, c'est à dire que le MPP est atteint si $\left|\frac{I}{V}+\frac{dI}{dV}\right| \leq \varepsilon$, la valeur de ε est limitée entre le problème de non fonctionnement dans le MPP exacte et le problème de l'amplitude des oscillations. **[1].**

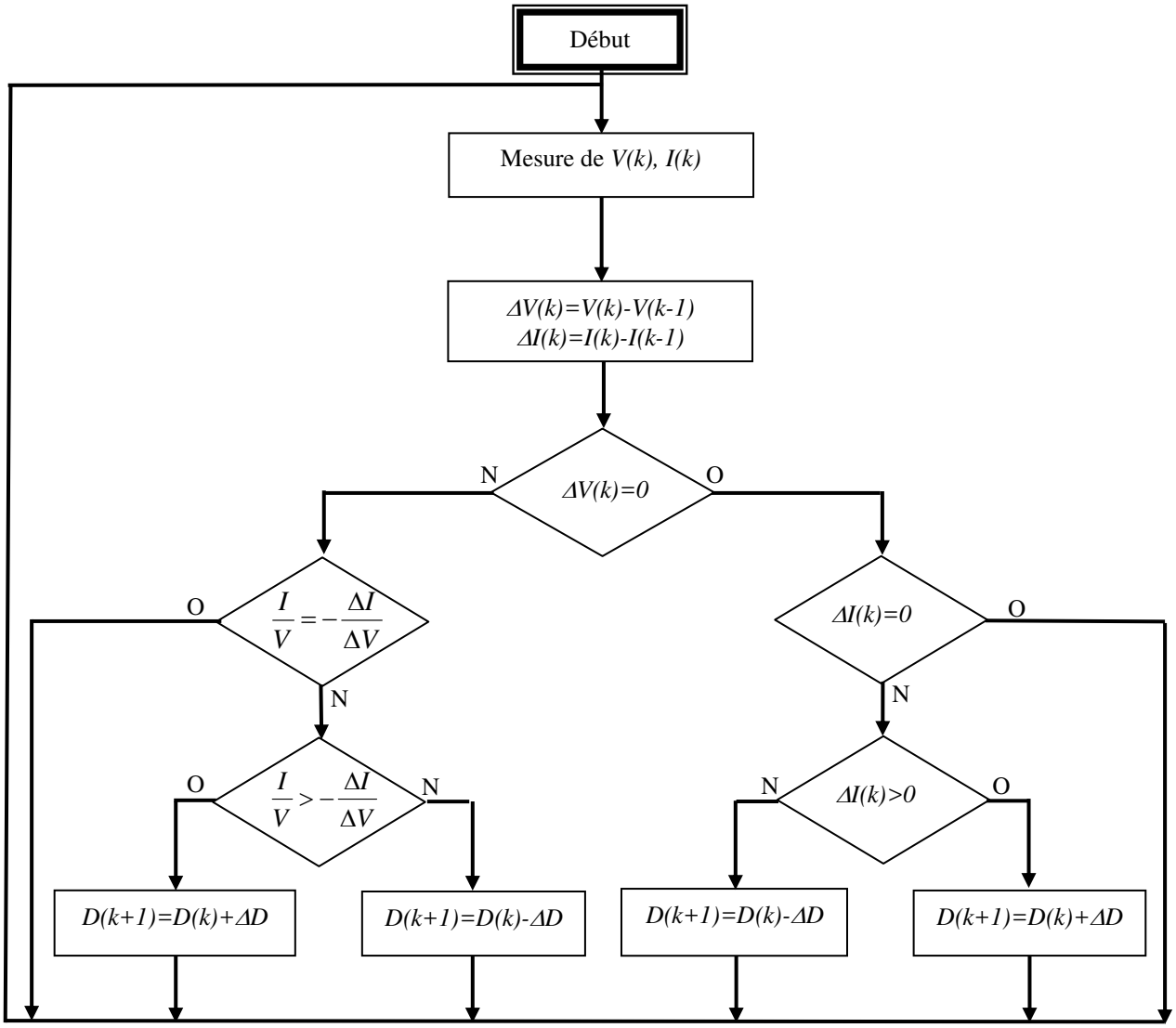


Figure 2.3.5. Organigramme de l'algorithme incrémentale conductance.

2.3.3. Méthode de tracking analogique

Cette méthode utilise directement la tension et le courant du panneau pour le contrôle de l'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 filtre RC du constates de temps différents crées un retard différent pour les deux branches P1, P2, en

association avec un comparateur de tension ces deux signaux génères un signal qui représente la dérivée $\frac{dP}{dt}$. Lorsque la puissance diminue la sortie de comparateur est négative le cas contraire il est positive, ces créneaux attaques une bascule *JK* où sa sortie bascule pour chaque front montant ou descendant de 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 2.3.6. **[8].**

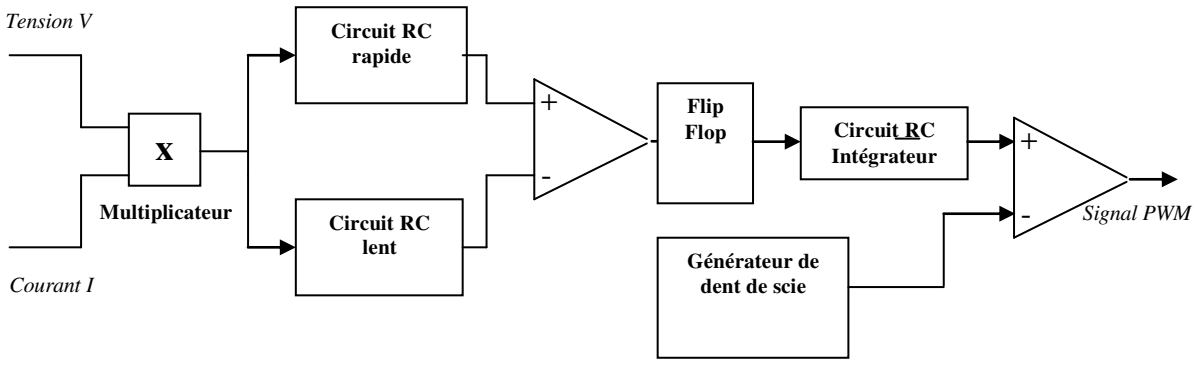


Figure 2.3.6. Schéma synoptique d'une MPP analogique.

Lorsqu'on a une augmentation rapide de l'ensoleillement le mécanisme de tracking est incapable de déterminer la cause de l'augmentation de la puissance si elle est causée par le déplacement de point de fonctionnement ou par des variations des conditions de fonctionnement. Cela cause la déviation de l'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 d'éloigne de plus en plus de l'MPP jusqu'à que la sortie de la bascule se fixe à niveau bas et le rapport cyclique *D* se fixe à zéro, alors le système ce block jusqu'à un nouveau redémarrage.

Pour remédier à ce problème, **[8]** propose un contrôle de courant de sortie du panneau, s'il à un arrêt de mécanisme de tracking le courant du panneau se fixe dans une valeur très basse ou très haute elle dépend de convertisseur (Boost ou Buck), dans ce cas on force la bascule de changée d'état pour que le point de fonctionnement s'éloigne des limites. L'avantage de cette technique résidu dans sa simplicité d'implémentation et son bas prix.

2.3.4. Méthode à oscillation forcée

Dans les méthodes précédentes la dérivée de la puissance du panneau est utilisée pour déterminer la position de l'MPP avec différentes manières de traitements, et à cause l'approximation de la dérivée par des déférences d'échantillons voisins le MPP n'est jamais atteint et le point de fonctionnement oscille autour, cette oscillation est nommée Auto-Oscillation.

La méthode proposée dans ce paragraphe est un mécanisme de tracking à oscillation forcée où en injectant un faible signale sinusoïdale d'une centaine de Hertz dans la tension du panneau avec une simple addition, cela donne que la puissance de sortie du panneau à une composante sinusoïdale de phase et d'amplitude en fonction de la position du point de fonctionnement par apport au point MPP.

Si le point de fonctionnement est à gauche de point de puissance maximale le signal porté par la puissance est en phase avec le signal injecté, si le point de fonctionnement est à droite par apport au point MPP le signal de puissance est en opposition de phase par apport au signal de référence injecté. Si le point de fonctionnement se trouve exactement sur le point MPP la fréquence de signal de puissance est le double de celui de signale de référence. Figure 2.3.7. **[1].**

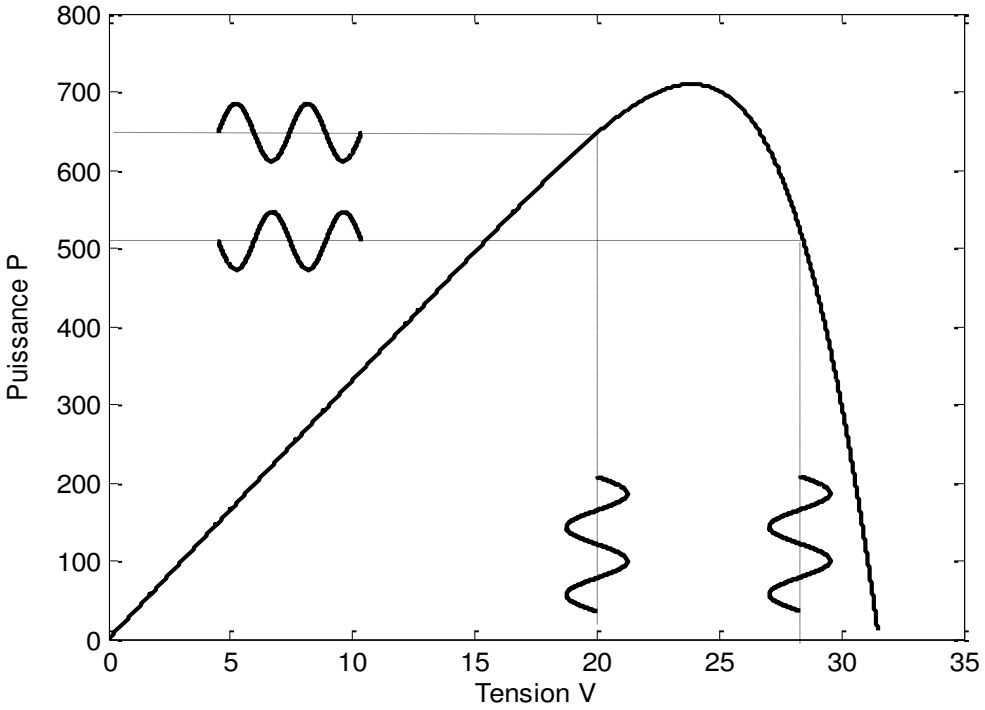


Figure 2.3.7. La phase du signal de puissance en fonction de la position de l'MPP.

La détection de phase est réalisée par une boucle *PLL* (*Phase Locked Loop*) qui génère une tension d'erreur proportionnelle à la position de point de fonctionnement par apport au point MPP. L'avantage de cette technique est que la tension d'erreur intégrée de sortie de détecteur de phase fourni en permanence la position de point de fonctionnement et elle converge lentement vers zéros lorsque le point de fonctionnement approche de point de puissance maximale, ainsi en évitant que le point de fonctionnement oscille autour de l'MPP, la seule oscillation est causée par le signale injecté.

L'inconvénient de cette technique réside dans la difficulté de synchroniser le détecteur PLL lorsqu'on atteint le point MPP où l'amplitude de signale devient très faible par apport à la composante continue en plus de bruit de découpage de convertisseur DC-DC le détecteur est incapable de maintenir une valeur stable à sa sortie.

2.3.5. MPPT par logique floue

La logique floue est une nouvelle méthode de tracking de l'MPP pour obtenir la puissance maximale des panneaux solaires, elle à l'avantage de travaillée sur deux ou plusieurs phases de tracking. La première phase est une phase rude où en utilise un pas de recherche importante pour accélérer la recherche, ainsi d'augmenter le temps de réponse, une fois le point de fonctionnement est proche de l'MPP l'algorithme fonctionne dans la phase fin où le pas de recherche est faible ce qu'il va diminuer l'amplitude des ondulations, ainsi l'efficacité de système est améliorée. **[6] [26].**

2.3.5.1. Rappel sur la logique floue

Un système flou est un système intelligent un peu plus "humain" dans le raisonnement et dans sa compréhension du monde extérieur, en l'occurrence le processus à contrôler. A la différence de la logique classique la logique floue est une logique à multi-valeurs qui permis de défini des valeurs intermédiaires entre les valeurs conventionnelles comme vrais*/faut*, *oui/non* etc.

Un système flou peut se décomposer en trois parties :

- Fuzzification
- Inférence
- Défuzzification

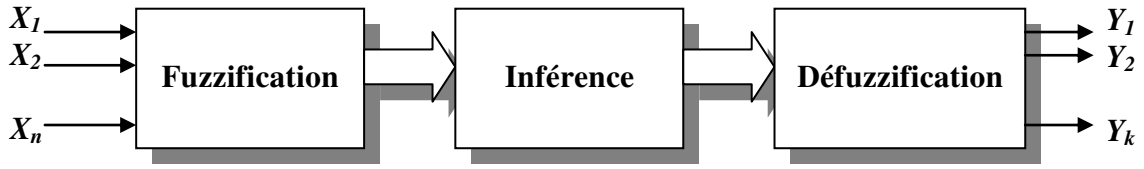


Figure 2.3.8. Les étapes de traitement d'un système floue.

1. **Fuzzification :**

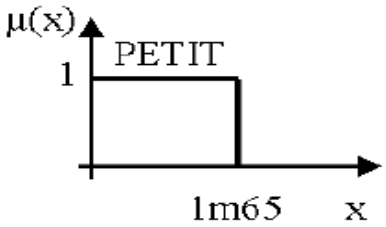
La démarche de fuzzification est de rendre floue les entrées de toute nature et de valeurs précises par association d'un degré d'appartenance à un sous-ensemble floue, Un sous-ensemble flou *A* est défini par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ qui décrit le degré avec lequel l'élément *x* appartient à *A*.

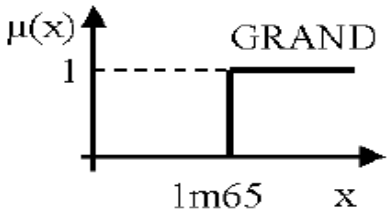
Soi une variable *x* (la taille) et un univers de référence ou de discourt *U* (les individus).

$$\begin{cases} 1 \text{ si } x \in A \end{cases}$$

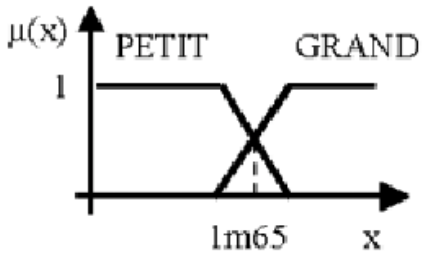
En théorie classique : $\mu(x) =$

0 sinon





En théorie floue : $\mu(x) \in [0,1]$



Ainsi on parle de variable linguistique (la TAILLE), et des valeurs linguistiques (PETIT et GRAND).

L'exemple de la figure 2.3.9 montre un procédé de fuzzification par des fonctions d'appartenances trapézoïdales, pour une valeur donnée de *x* la sortie de fuzzification et de forme de vecteur de trois composantes chaque composante donne le degré d'appartenance de valeur *a* à chaque fonction membres (Petite, Moyenne, Grande).

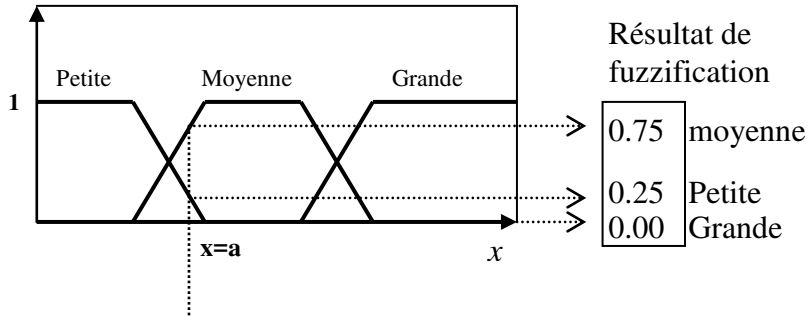


Figure 2.3.9. Exemple de fuzzification d'une grandeur *x* par trois fonctions d'appartenance.

2. Inférence :

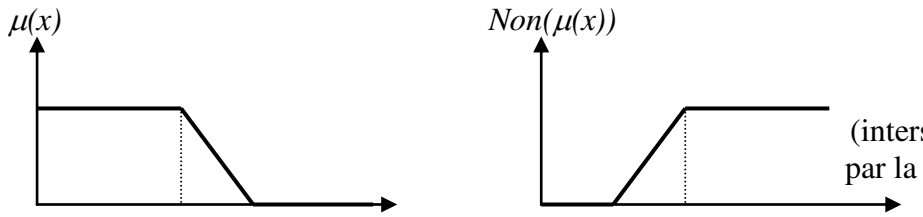
Cette tâche est réalisée par le moteur d'inférence flou qui applique les règles de fonctionnement du système sur les entrées floues, et fourni une ou plusieurs sorties floues, ces règles sont de forme :

Si x est A et/ou y est B alors z est C

Où A, B et C sont des valeurs linguistiques définies par des ensembles floues dans certain intervalle (univers de discourt) x, y, z respectivement. Les opérateurs *Non*, *Et*, *et Ou* en logique floue est une généralisation des opérateurs *négation*, *intersection* et *union* de la théorie classique des ensembles.

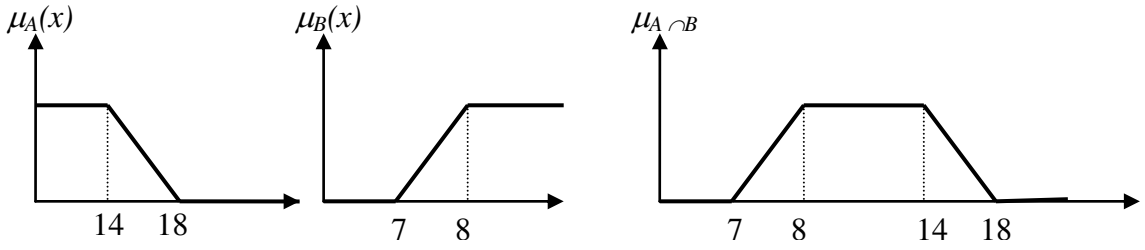
L'opérateur *Non* (complément) représenté par la fonction :

$$Non\ (\mu_A(x)) = 1 - \mu_A(x)$$



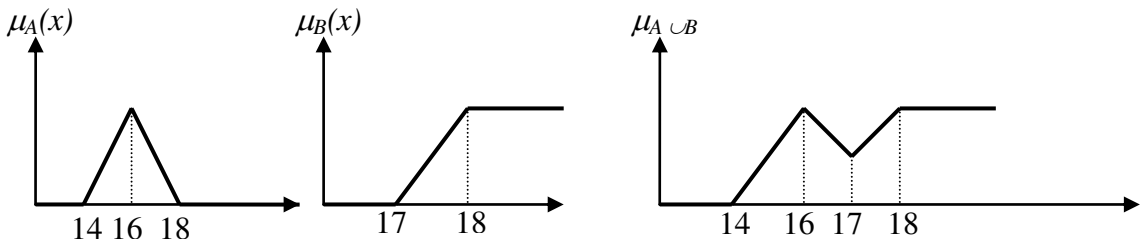
L'opérateur *et* (intersection) représenté par la fonction :

$$\mu_{A\cap B}(x) = \mu_A(x) \wedge \mu_A(x) = \min\ (\mu_A(x), \mu_B(x))$$



L'opérateur *ou* (union) représenté par la fonction :

$$\mu_{A\cup B}(x) = \mu_A(x) \vee \mu_A(x) = \max\ (\mu_A(x), \mu_B(x))$$



Pour représenter l'implication « *si* $x \in A$ *alors* $y \in B$ » il existe plusieurs fonctions d'appartenances. Celle qui est le plus utilisée est la fonction :

$\mu_{A/B}(x, y) = \min (\mu_A(x), \mu_B(y))$

3. Défuzzification :

Les sorties floues des règles précédentes sont combinées en utilise la fonction *max* pour former une seule ensemble floue, cet ensemble est défuzzifié pour généré une seule valeur de commande, il existe plusieurs méthodes de défuzzification par exemple : centroïde, bissectrice, moyenne de maximum, la méthode souvent utilisée est la méthode centroïde où elle donne le centre de gravité de la surface de la fonction membre globale. Figure 2.3.10.

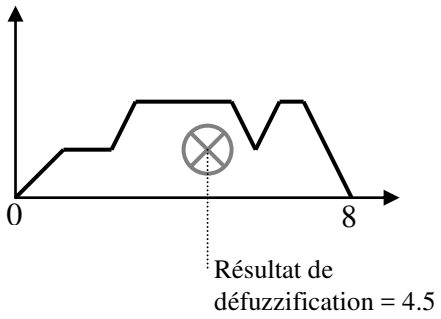


Figure 2.3.10. Exemple de défuzzification par la méthode de centre de gravité.

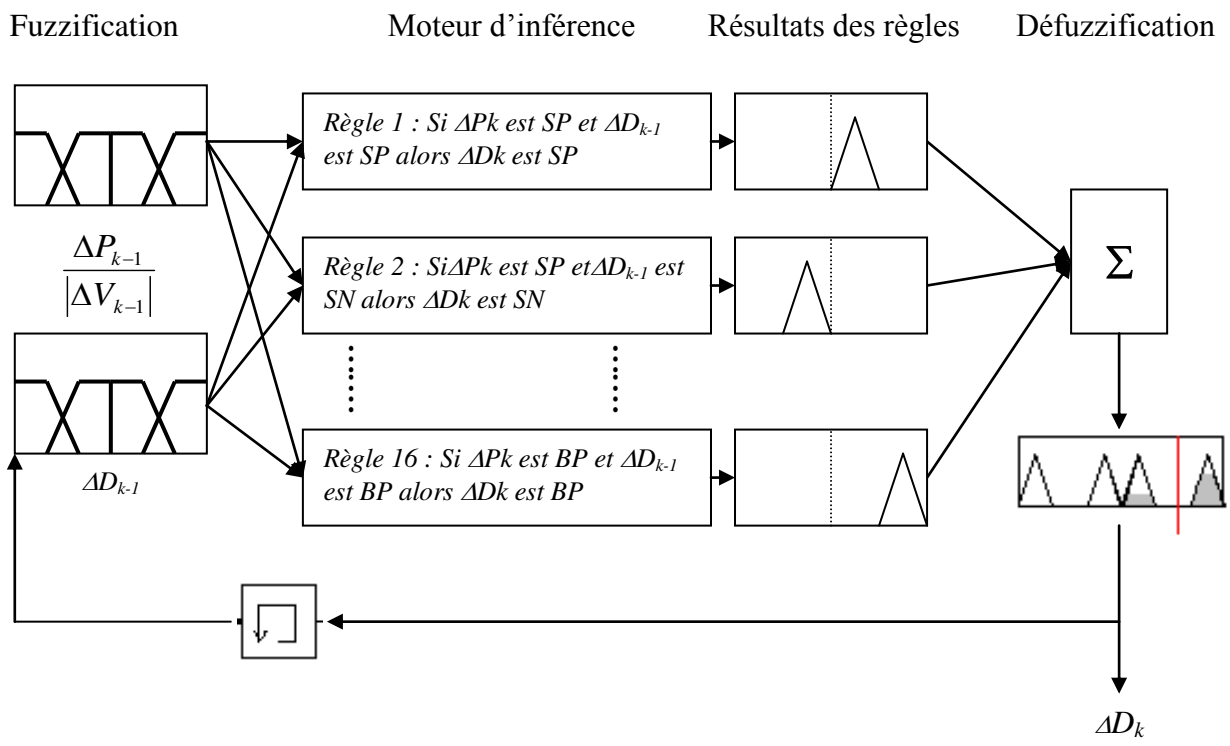


Figure 2.3.11. Structure de système floue pour le tracking de l'MPP.

La méthode à logique floue proposée est basée sur l'algorithme 'perturbation et observation', qui à comme variables d'entrées la dérivé $\frac{\Delta P_{k-1}}{|\Delta V_{k-1}|}$ de la puissance du panneau par apport à la tension et la perturbation ΔD_{k-1} précédente du rapport cyclique de sortie. Ces variables sont exprimés en terme de variables linguistiques nommé BP (*Big Positive*), BN (*Big Negative*), SP (*Small Positive*), SN (*Small Negative*). Dans cet algorithme on à trois étapes de traitement : la première est l'étape de fuzzification des variables d'entrées par l'utilisation de la fonction trapèze, dans le deuxième étape appeler l'étape d'inférence où ces variables fuzzifier est comparée avec des ensembles prédéfinies pour de déterminer la réponse appropriée, la troisième étape est l'étape de défuzzification pour converties les sous-ensembles fuzzifier en valeurs en utilisant la défuzzification bissectrice, figure 2.3.11. Le tableau 2.3.2 donne les différentes règles floues qui régissent le fonctionnement du système.

Règles	$f(\frac{\Delta P_{k-1}}{\lvert\Delta V_{k-1}\rvert})$	$f(\Delta D_{k-1})$	$f(\Delta D_k)$		Règles	$f(\frac{\Delta P_{k-1}}{\lvert\Delta V_{k-1}\rvert})$	$f(\Delta D_{k-1})$	$f(\Delta D_k)$
R_1	SP	SP	SP		R_9	SP	BP	SP
R_2	SN	SP	SN		R_{10}	SN	BP	SN
R_3	BP	SP	BP		R_{11}	BP	BP	SP
R_4	BN	SP	BN		R_{12}	BN	BP	BN
R_5	SP	SN	SN		R_{13}	SP	BN	SN
R_6	SN	SN	SP		R_{14}	SN	BN	SP
R_7	BP	SN	BN		R_{15}	BP	BN	SP
R_8	BN	SN	BP		R_{16}	BN	BN	SP

Tableau 2.3.2. Les règles de contrôle floue.

L'utilisation de deux modes de fonctionnement dans cette technique nous garantie une réponse très rapide vis-à-vis des changements brusque de l'ensoleillement sans autant augmenter l'amplitude des oscillations une fois le point MPP atteint, un inconvénient insurmontable dans les techniques précédentes, à l'inverse de la technique 'perturbation et observation' la diminution de l'ensoleillement ne pose pas de problème de décision dans cette technique par le privilège du dérivé de la puissance par apport à l'autre entrée.

L'inconvénient de cette technique réside dans les inconvénients de la logique floue, comme le manques de directives précises pour la conception, la conception d'un système floue est plus artisanale que systématique en plus de l'impossibilité de démontré la stabilité de système avec l'apparition des règles contradictoires.

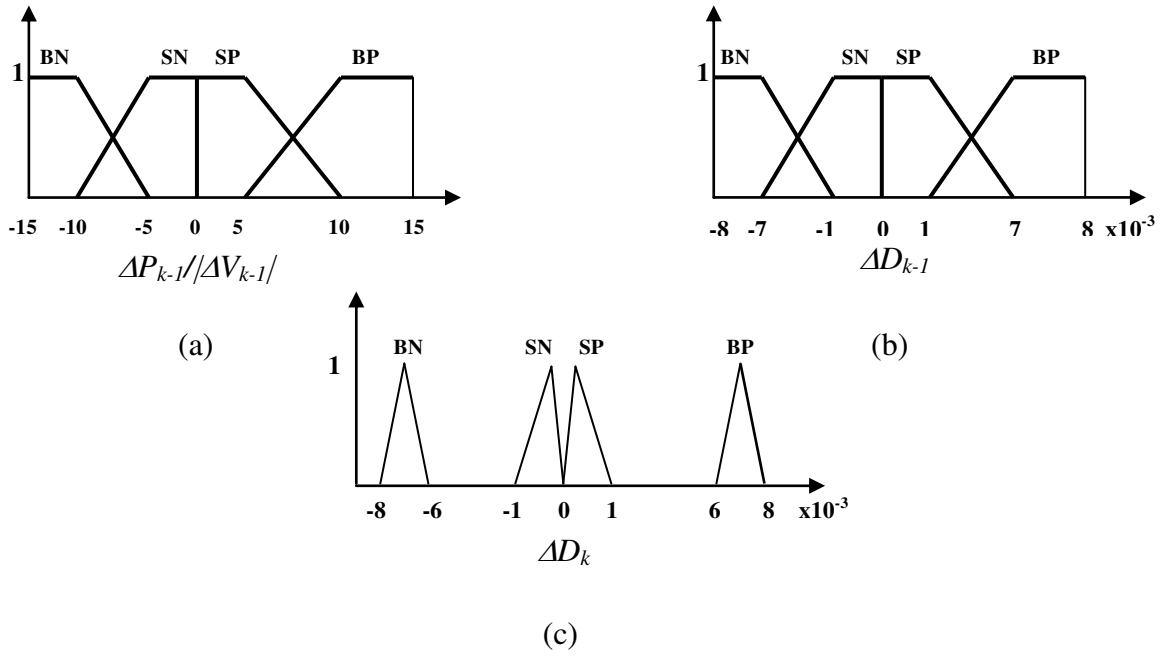


Figure 2.3.12. Les fonctions de fuzzification des entrés (a, b) et la fonction de défuzzification de la sortie floue (c).

Afin d'assuré que le point MPP soi en permanence traquer les fonctions membres SP et SN des variables *ΔPk-1/|ΔVk-1|* et *ΔDk-1* doit êtres serrés entre eux à l'origine pour engendrer des faibles oscillations de rapport cyclique. Ces oscillations sont vitales pour l'évaluation de la dérivée de puissance du panneaux, l'écartement excessive de ces fonctions conduites à l'élimination de ces oscillations et une convergence rapide de point de fonctionnement sous l'effet d'une contre réaction positive vers un point de fonctionnement qu'il ne représente pas le vrai point MPP.

2.4. Le cas de plusieurs points MPP

Le montage en série de plusieurs panneaux solaires pose le problème que lorsque des panneaux sont male éclairé par apport aux autres panneaux (effet d'ombrage par quelconque objet dans les milieux urbains etc.). Il n'est à pas que la diminution de la puissance globale mais surtout la modification de l'allure des caractéristiques *I=f(V)* et *P=f(V)* avec l'apparition de plus q'un maxima de puissance accompagnée avec des minima de puissance. Dans ce cas la puissance totale de sortie devient faible parce que la courbe de puissance est divisée en deux ou plusieurs maxima à ce moment le système de tracking est incapable de localisé le vrai point MPP et même il peut qu'elle traque un minima.

La figure 2.4.1 montre un exemple du deux panneaux montés en série lorsque l'un des panneaux est male ensoleillé, malgré l'utilisation des diodes bypass ces diodes ne faites que décaler les caractéristique *I=f(V)* vers la gauche, la courbe de puissance contient trois points particuliers de fonctionnement :

Point *A* : Le panneau *P1* génère sa puissance maximale alors que le panneau *P2* ne génère pas sa puissance maximale.

Point B : Le panneau *P1* ne génère pas sa puissance maximale alors que *P2* consomme de la puissance, elle égale à la chute de tension produite par les diodes bypass multiplier par le courant généré par le panneau *P1*.

Point C : Le panneau ombré P2 génère sa puissance maximale mais le panneau non ombré P1 ne génère pas sa puissance maximale.

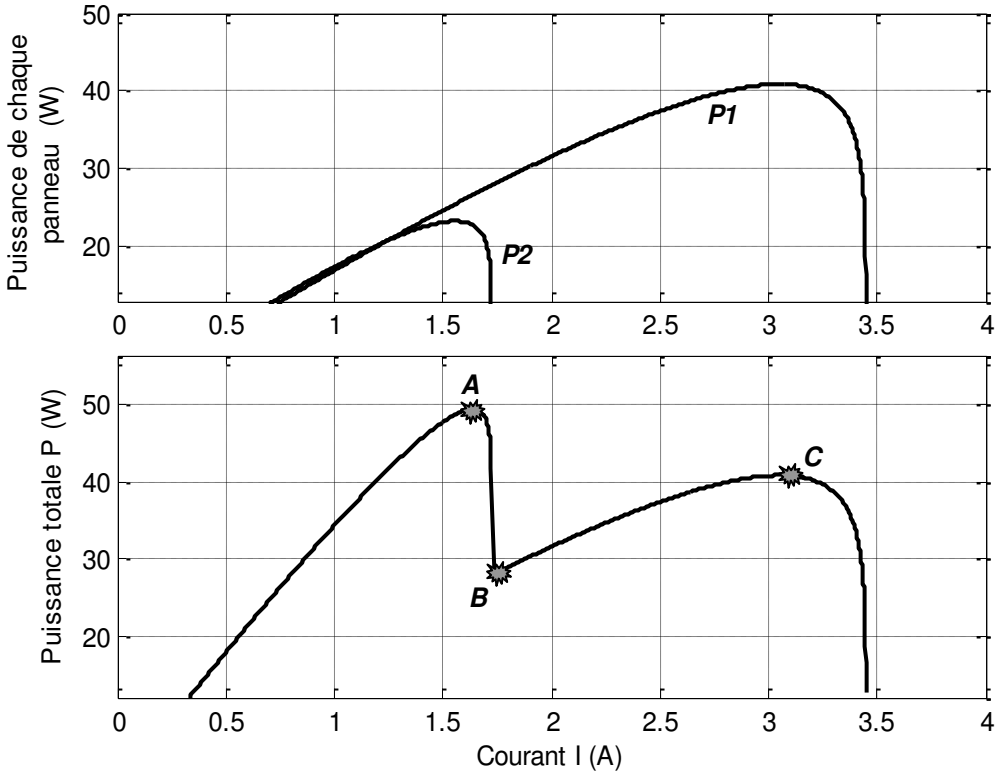


Figure 2.4.1. Apparition de plusieurs points de puissance maximale dans le cas de montage des panneaux déséquilibrés en série en utilisant les diodes bypass.

Pour remédier ce problème une autre configuration est proposée, dans ce cas chaque panneau solaire est associé à son propre convertisseur DC-DC afin que chaque panneau génère sa puissance maximale indépendamment des autres panneaux, la figure 2.4.2 montre une telle configuration dans le cas de l'utilisation de deux panneaux avec deux circuits Boost montés en demi-pont, la PWM de chaque Switch est l'inverse de l'autre. **[10].**

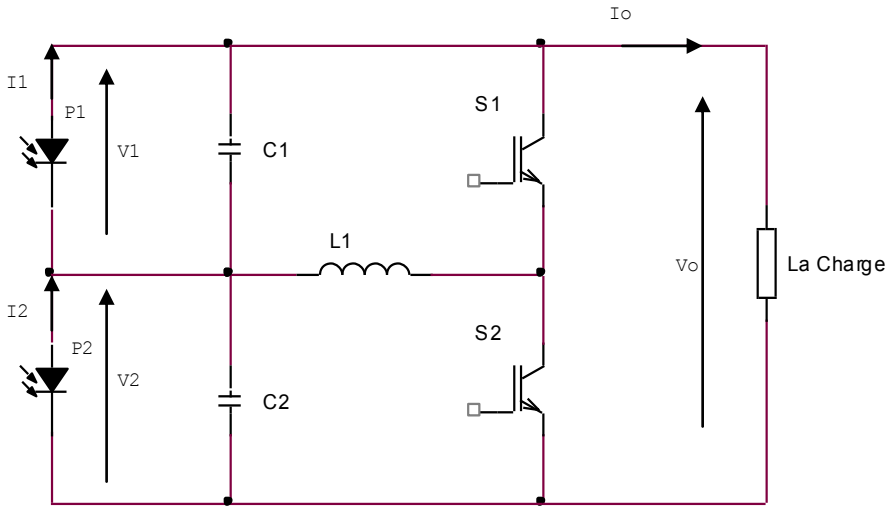


Figure 2.4.2. Deux circuits Boost montés en demi-pont avec deux panneaux solaires.

La relation entre la tension aux bornes de chaque panneau et le rapport cyclique *D* de la *PWM* de chaque switch *S* est :

$$D_1/D_2=V_1/V_2 \qquad 2.4.1.$$

Le courant et la puissance de sortie sont égales à :

$$I_o = D_1I_1 + D_2I_2 \qquad 2.4.2.$$

$$P_o = I_1V_1 + I_2V_2 \qquad 2.4.3.$$

Ainsi la tension de sortie est égale à :

$$Vo=\frac{I_1V_1+I_2V_2}{D_1I_1+D_2I_2} \qquad 2.4.4.$$

La relation entre la puissance totale est les puissances de chaque panneau est de forme :

$$Po_{(Vo)} = P_{1(D1Vo)} + P_{2(D2Vo)} \qquad 2.4.5.$$

Puisque :

$$d^2P_n(D_nV_o)/dV_o^2 \quad < \quad 0 \qquad n = 1, 2 \qquad 2.4.6.$$

(C-à-d que l'allure de puissance de chaque panneau ne contient q'un seul maxima)

Alors :

$$d^2P_o/dV_o^2=\sum_{n=1}^{2} d^2P_n/dV_o^2 \quad < \quad 0 \qquad\qquad 2.4.7.$$

Cela prouve que dans l'allure de la puissance globale de sortie n'apparaît q'un seul pic pour n'importe quel rapport cyclique de chaque convertisseur DC-DC, et chaque panneau est contrôlé individuellement pour quel fournir sa puissance maximale, cette relation est vraie pour n'importe quel nombre du panneaux et de convertisseurs.

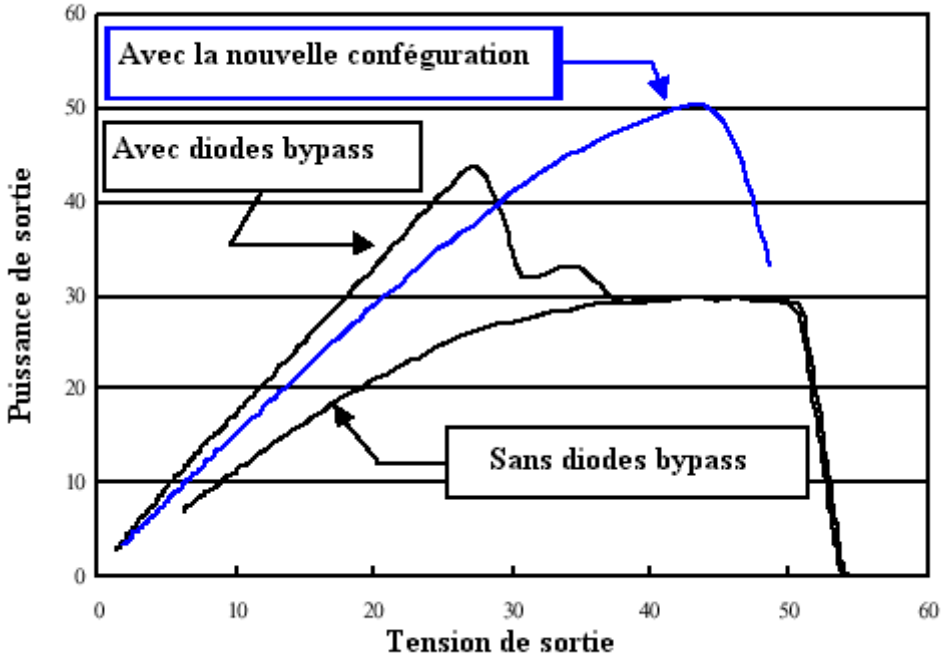
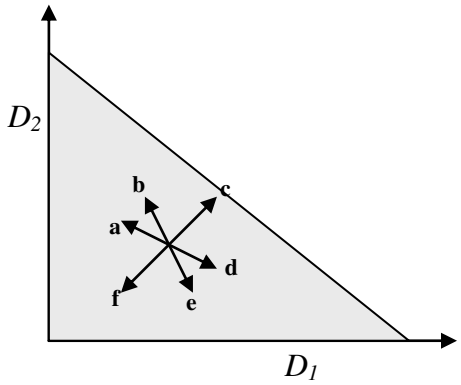


Figure 2.4.3. L'allure de puissance dans le cas de l'utilisation de la nouvelle configuration par apport aux autres configurations.

L'existence d'un seul pic dans la puissance de sortie nous permis de faire fonctionner chaque panneau dans son point de puissance maximale par une simple maximisation de la puissance globale de sortie. Cela évite le contrôle séparé de chaque panneau ce qui conduit une diminution importante de nombre des détecteurs dans le cas de l'utilisation de plusieurs panneaux en série, la figure 2.4.4 montres les directions de recherche de l'MPP dans le cas de trois panneaux solaires montés en séries.



	Augmentation	*Diminution*
D_1	d	a
D_2	b	e
D_3	f	c

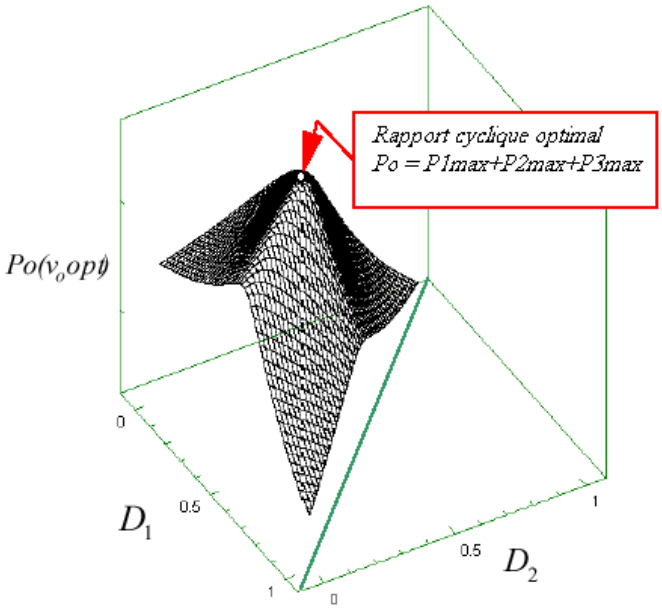


Figure 2.4.4. Directions de recherche de l'MPP dans le cas de trois panneaux contrôlés par une seule MPPT.

CHAPITRE III

Résultats de simulation et interprétations

CHAPITRE III

Résultats de simulation et interprétations

Dans ce chapitre nous présentons les différents résultats de simulation des diverses méthodes de tracking en combinaisons avec les trois types de convertisseur DC-DC, la simulation est réalisée sous nombreux changements des conditions atmosphériques (changements brusques ou lentes de l'ensoleillement ou de la température).

Dans la simulation des différentes techniques MPPT on a utilisé le SIMULINK de MATLAB en raison de la possibilité de simuler des systèmes mixtes (continus et discrètes) le système continu est utilisé pour la simulation des différentes parties analogiques (panneau solaire, batterie, MPPT analogique, convertisseur DC-DC), le système discrète et utiliser pour simuler les méthodes de tracking algorithmiques ('perturbation et observation',' incrémentale conductance', …).

Le SIMULINK nous permis aussi de changer volontairement les conditions atmosphériques (ensoleillement, température) afin d'évaluer la trajectoire de tracking de l'MPP des différentes techniques MPPT vis-à-vis des changements brusques ou lentes de ces conditions et le calcule des différents paramètres caractéristiques de système (efficacité, taux d'ondulation…).

La figure 3.1 donne le modèle de simulation de système photovoltaïque avec les différents blocks constitutive, les différents blocks sont modéliser à l'aide des équations tiré à partir de fonctionnement de chaque block, les détailles de ces blocks sont donnés en Annexe I.

Dans tout ce qui suite la configuration utiliser dans la simulation est la suivante :

Dans le cas de convertisseur Boost :

- Sept panneaux solaires en série.
- La charge est formée d'une résistance de 100Ω en parallèle avec une série de 20 batteries à plomb de tension de fonctionnement égale à 12V chacune, la capacité de chaque batterie est de 125Ah.

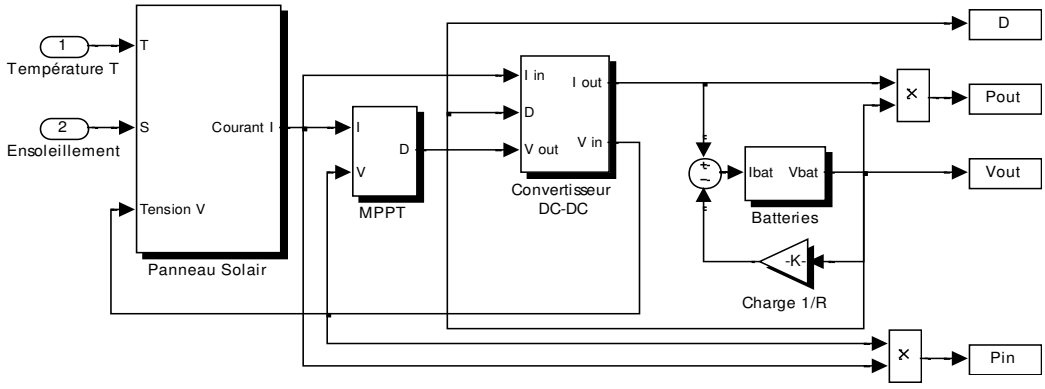


Figure 3.1. Block diagramme de modèle de simulation de système photovoltaïque.

3.1. Fonctionnement sous des conditions constantes

Dans ce test, la température et l'ensoleillement sont maintenues constantes (T=298°K et E=1000W/m^2), ce test vise à évaluer les résultats obtenus de chaque méthode (IncCond et Logique Floue) puis la comparaison entres ces deux méthodes.

3.1.1. La technique 'incrémentale conductance'

Dans cette méthode ou elle fait évaluer la dérivée $\frac{dp}{dv}$ de la puissance générée par les panneaux solaires par une autre manière $\frac{1}{v}\frac{dp}{dv}=\frac{i}{v}+\frac{di}{dv}$, avec $\frac{i}{v}$ et $\frac{di}{dv}$ la conductance de la charge brancher et l'incrémentale conductance (la conductance de générateur photovoltaïque) respectivement. La figure 3.1.2 montre le rapport cyclique et la puissance de sortie en utilisant cette méthode avec un circuit Boost, la fréquence d'échantillonnage est de 100Hz.

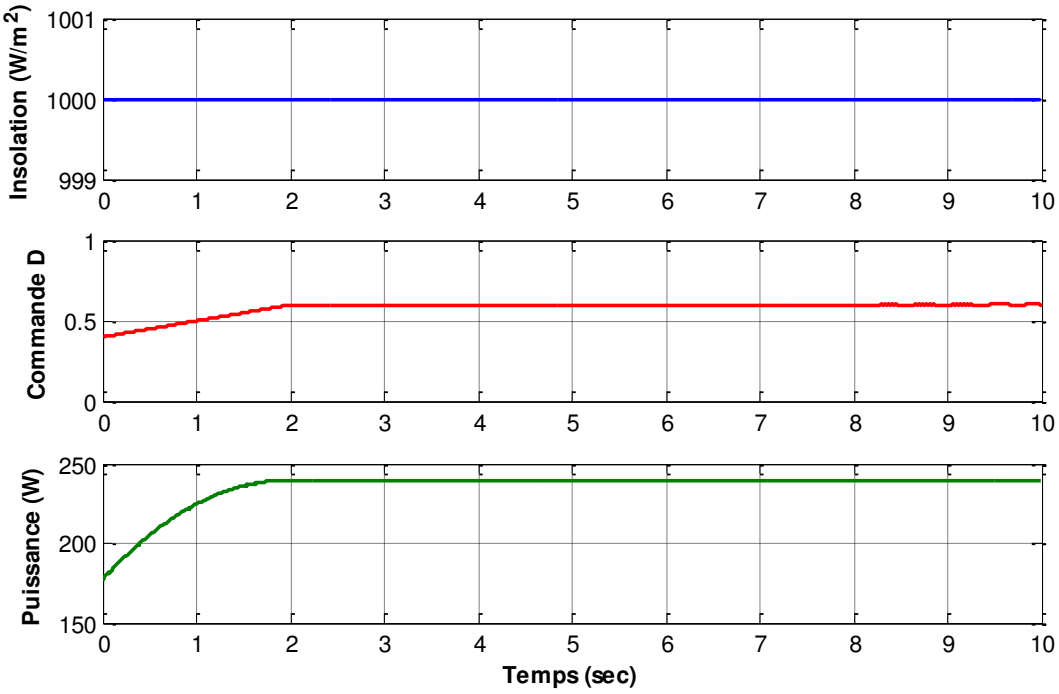


Figure 3.1.1. Rapport cyclique, la puissance de sortie d'un circuit boost en utilisant la méthode 'Incrémentale de la Conductance' sous une fréquence d'échantillonnage de 100hz.

3.1.2. La technique de tracking par logique floue

La technique basée sur le concept de la logique floue présenter dans le chapitre II inspirer de la méthode 'perturbation et observation' traitée dans le même chapitre, la figure 3.1.3 présente les détails des signaux de rapport cyclique avec la puissance de sortie pour une fréquence d'échantillonnage de 100Hz.

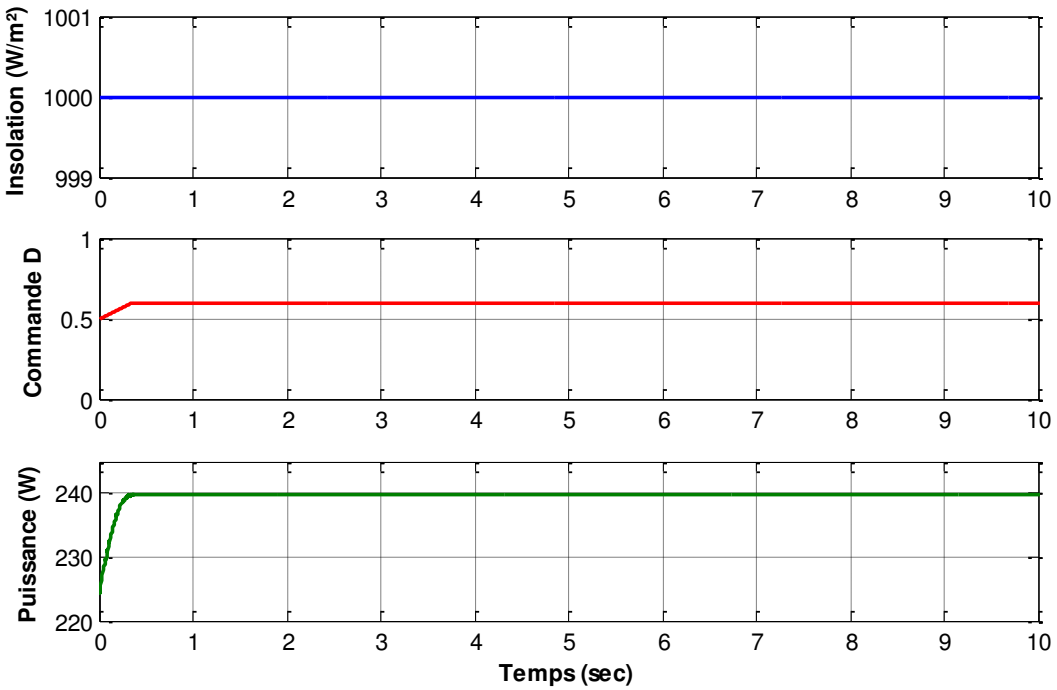


Figure 3.1.2. Détails de l'insolation, la puissance de sortie d'un circuit boost et le rapport cyclique en utilisant la méthode basée sur la logique floue sous une fréquence d'échantillonnage de 100hz.

3.1.3. Comparaison entre les deux techniques de tracking

3.1.3.1. Le rapport cyclique D

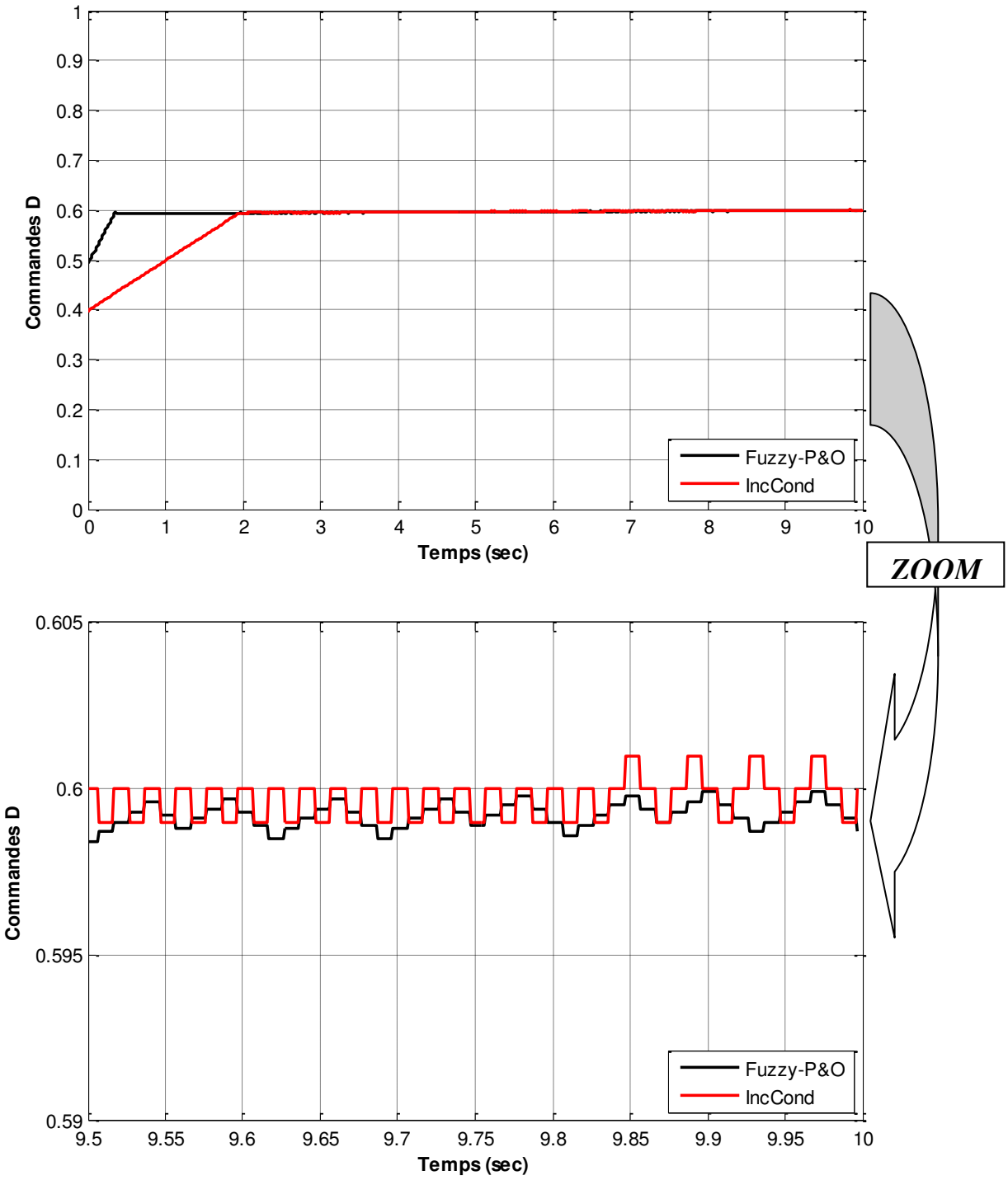


Figure 3.1.3. Comparaison entre les deux rapports cycliques des deux méthodes proposées.

3.1.3.2. La puissance électrique

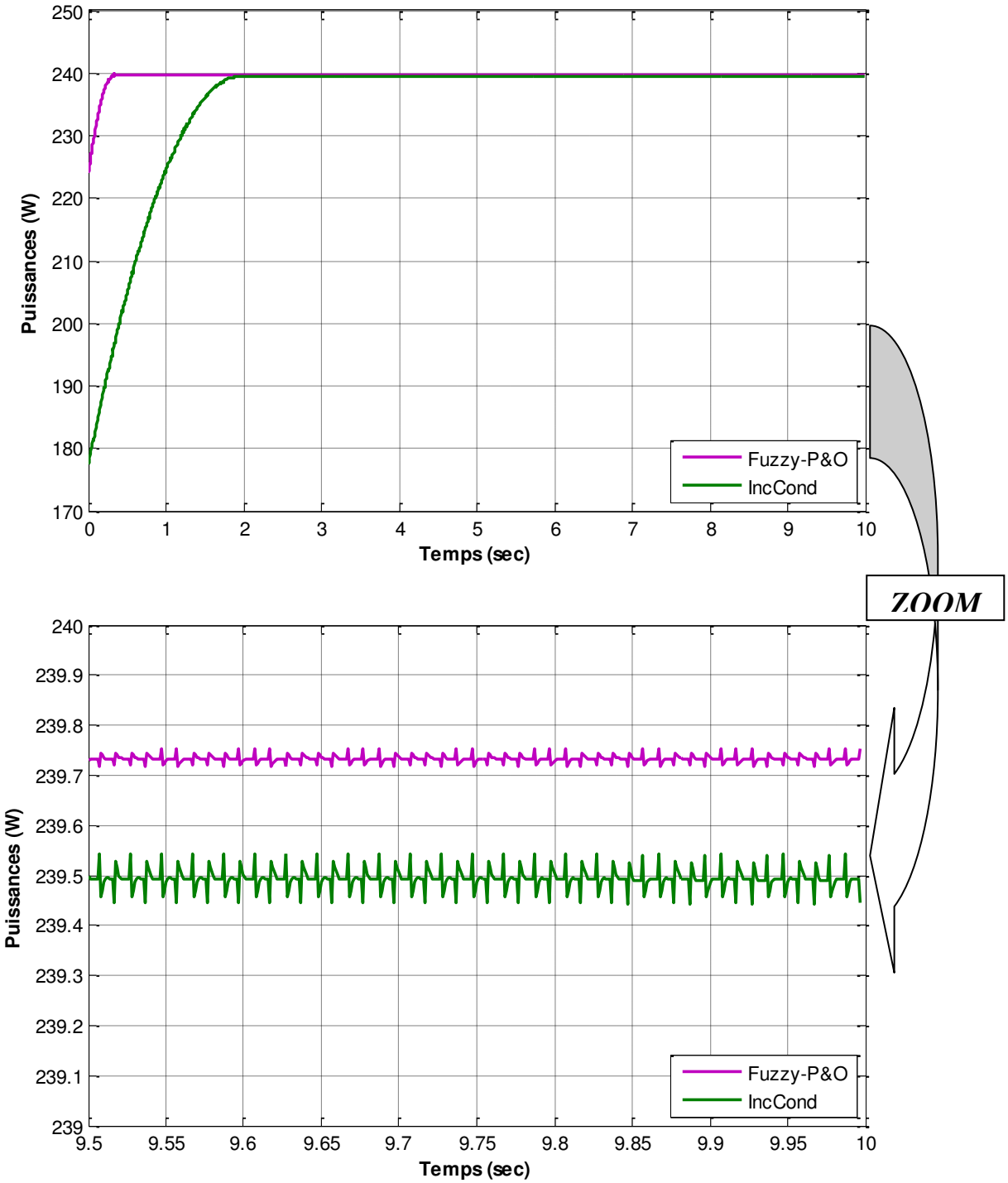


Figure 3.1.4. Comparaison entre les deux puissances de sortie du circuit boost des deux méthodes proposées.

3.2. Fonctionnement sous des conditions variables d'ensoleillement

3.2.1. Diminution rapide de l'ensoleillement

Dans ce test la température de la cellule est maintenue constante est égale à 298°K. L'ensoleillement chute de 1000W/m² à 200W/m² dans un intervalle de 5s, la figure 3.2.1 montre la réponse en commande et en puissance des algorithmes utilisés (Fuzzy-P&O et IncCond). Le signale mis en évidence la vitesse de réponse de l'algorithme MPPT.

La remarque qu'on peut tirer de ce test est que les algorithmes basés sur la comparaison de la différentielle *dp* 'IncCond' ne répond plus le temps de la chute de l'ensoleillement.

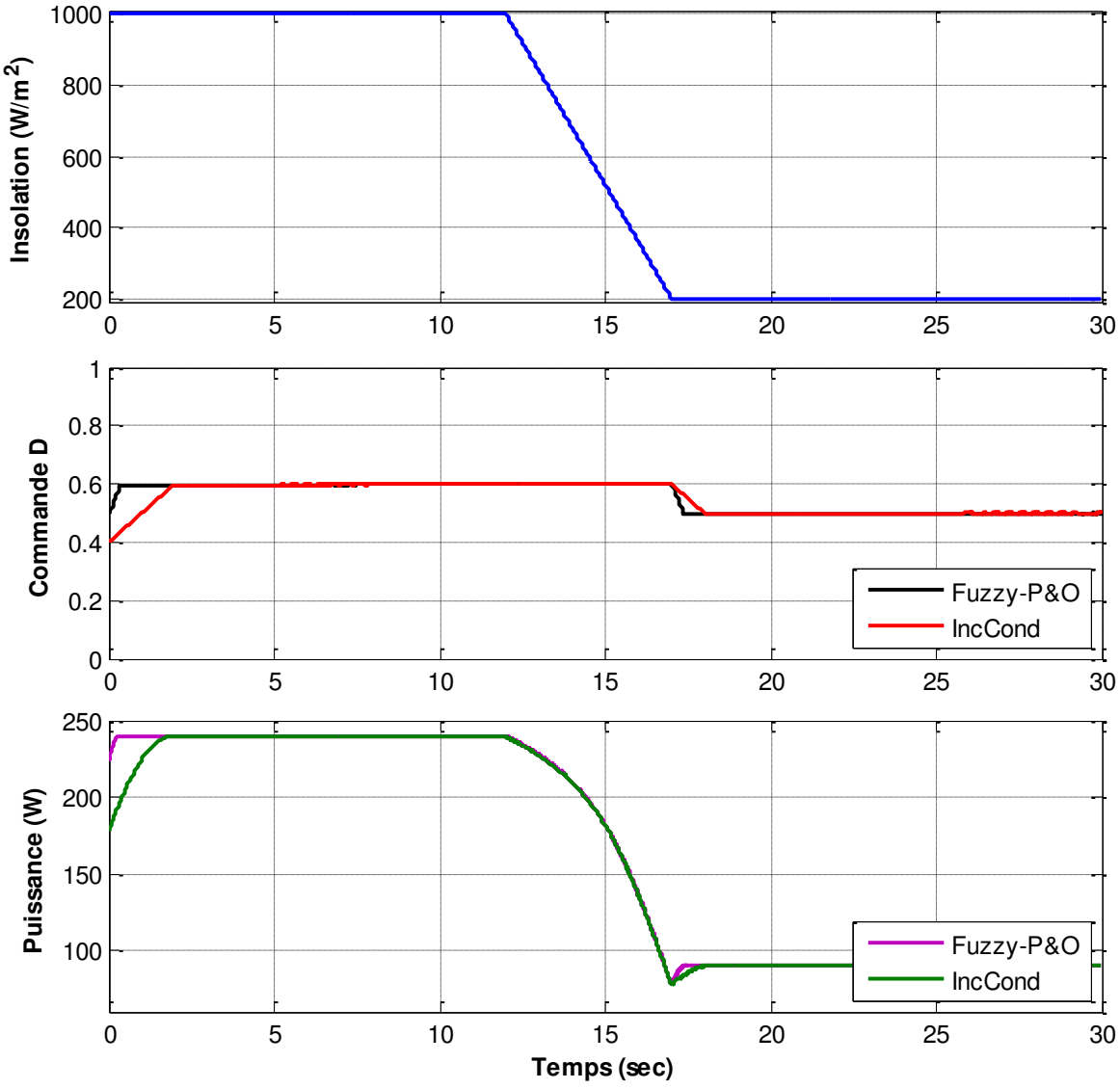


Figure 3.2.1. Réponse des deux algorithmes MPPT pour une chute rapide d'ensoleillement à température constante (T=298°K).

3.2.3. Diminution lente de l'ensoleillement

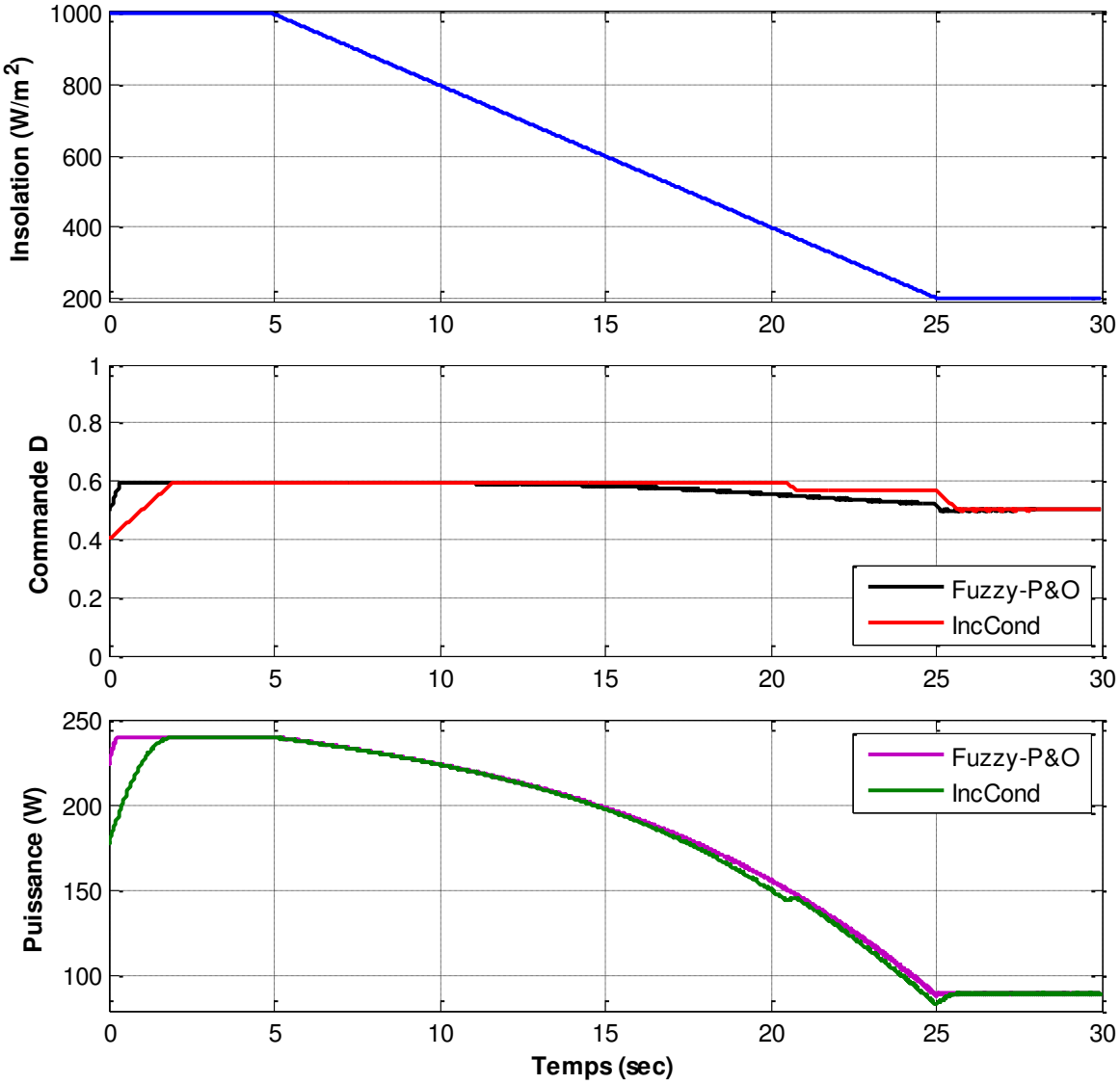


Figure 3.2.2. Réponse des deux algorithmes MPPT pour une chute lente d'ensoleillement à température constante (T=298°K).

Une diminution de 1000W/m² à 200W/m² de l'ensoleillement est simulée dans ce cas avec une température constante de 298°K, la figure 3.2.2 donne la variation de rapport cyclique de la PWM et l'allure de la puissance avec la variation de l'ensoleillement.

3.2.2. Augmentation rapide de l'ensoleillement

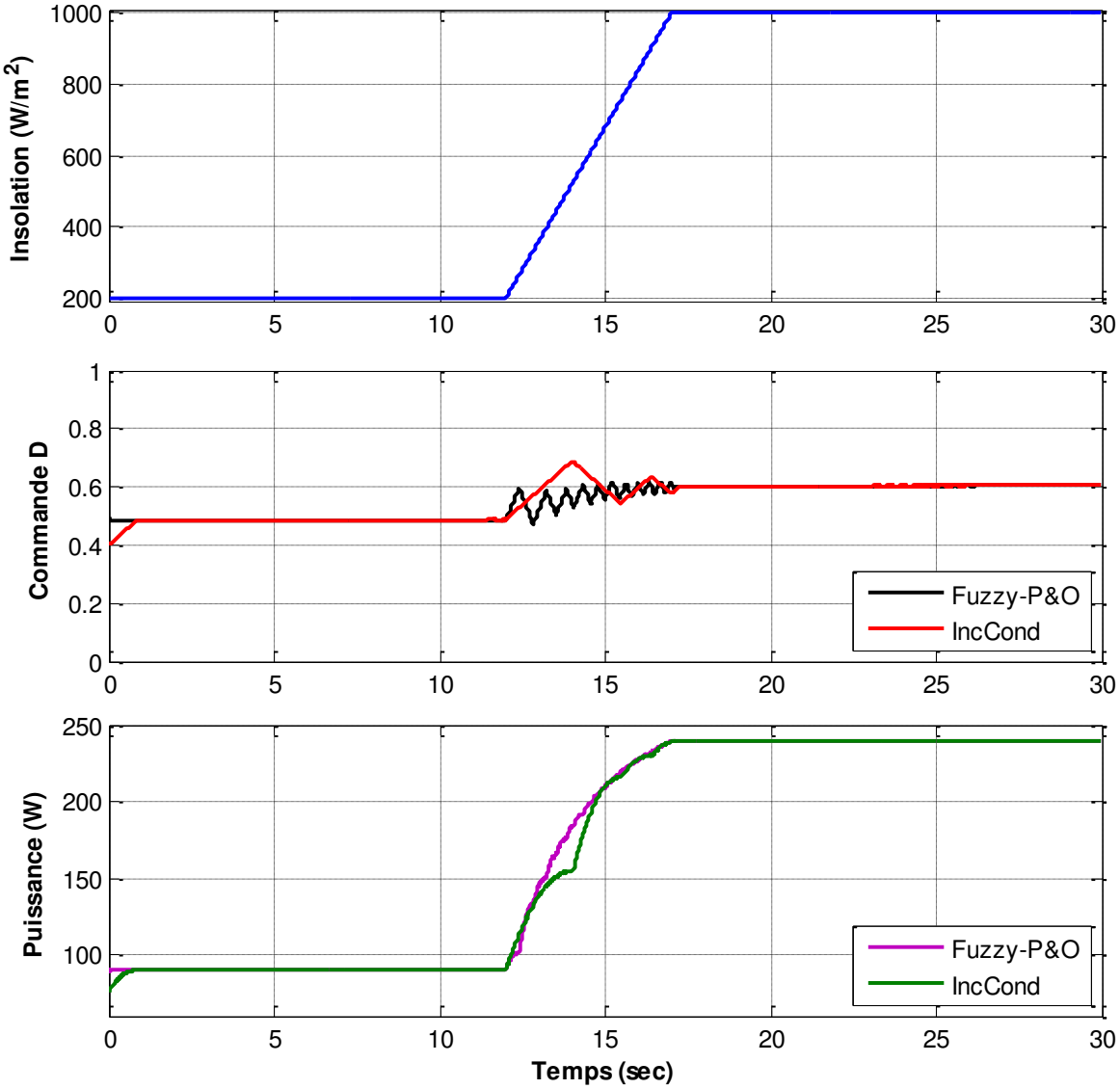


Figure 3.2.3. Réponse des deux algorithmes MPPT pour une augmentation rapide d'ensoleillement à température constante (T=298°K).

3.2.3. Augmentation lente de l'ensoleillement

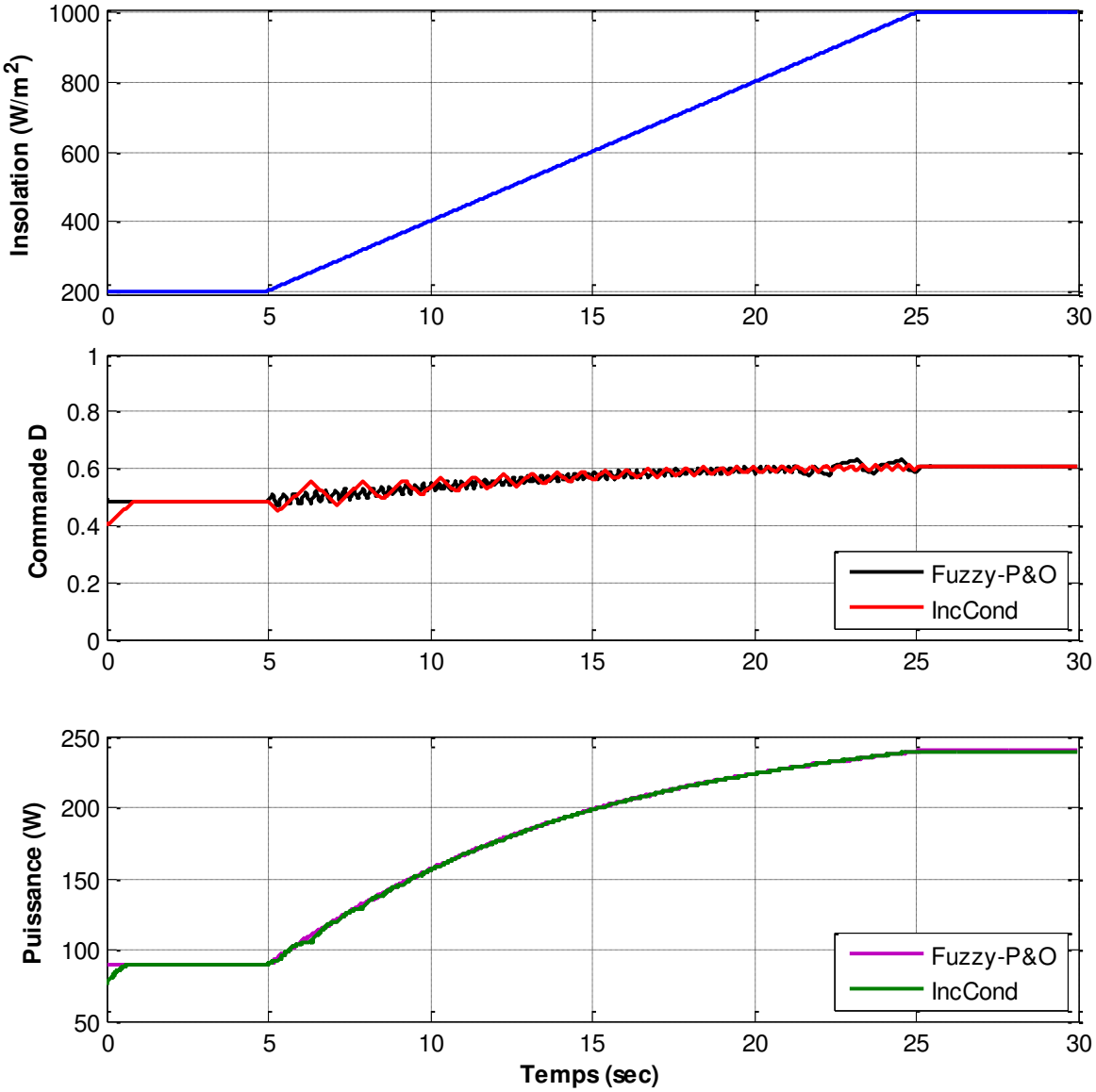


Figure 3.2.4. Réponse des deux algorithmes MPPT pour une augmentation lente d'ensoleillement à température constante (T=298°K).

3.3. Fonctionnement sous des conditions variables de la température

Dans ce test, la température est variable et l'ensoleillement est constante ($E=1000W/m^2$), ce test vise à évaluer les résultats obtenus en comparant ces deux méthodes.

3.3.1. Diminution rapide de la température

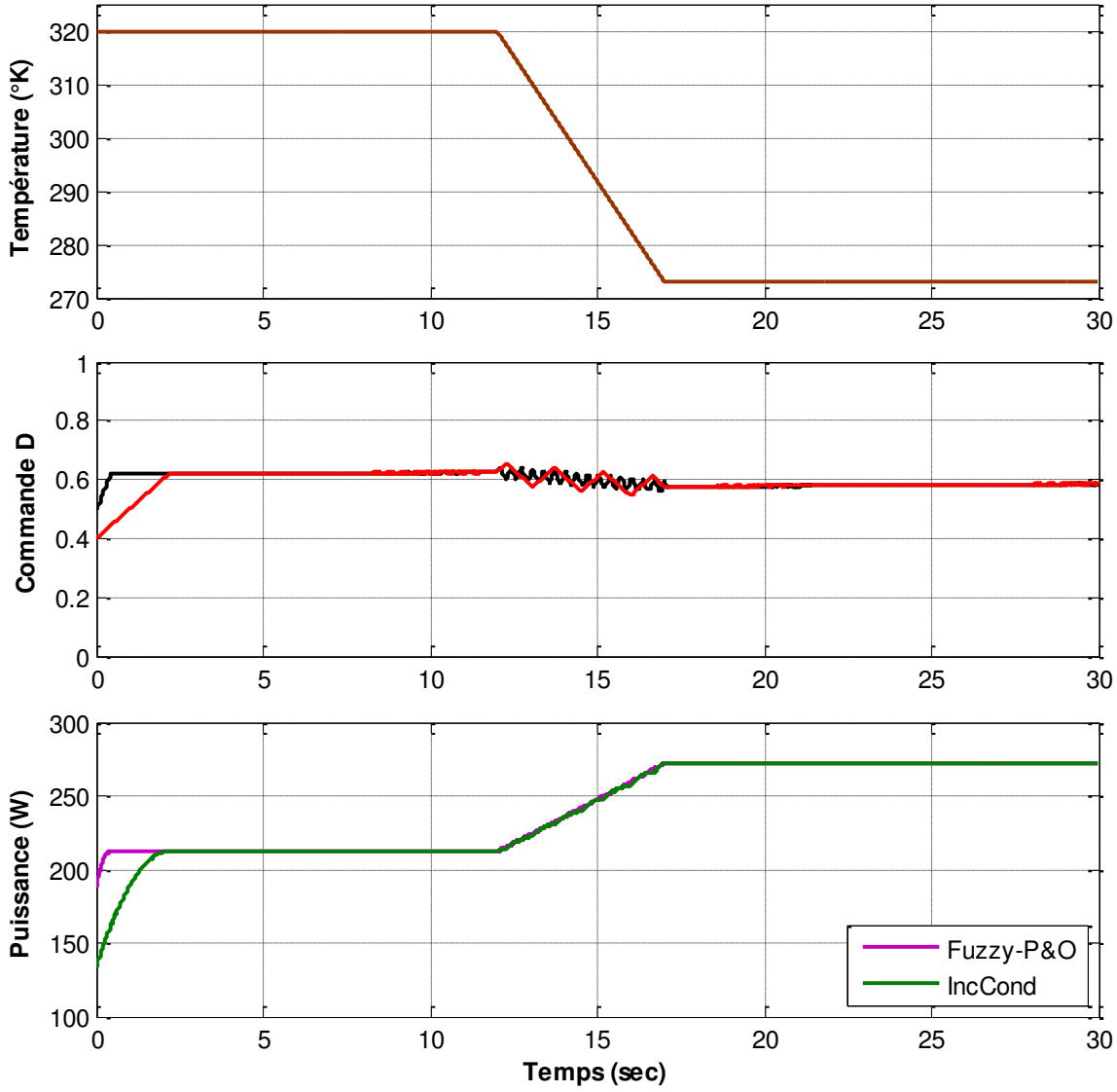


Figure 3.2.5. Réponse des deux algorithmes MPPT pour une chute rapide de la température à insolation constante ($E=1000W/m^2$).

3.3.2. Diminution lente de la température

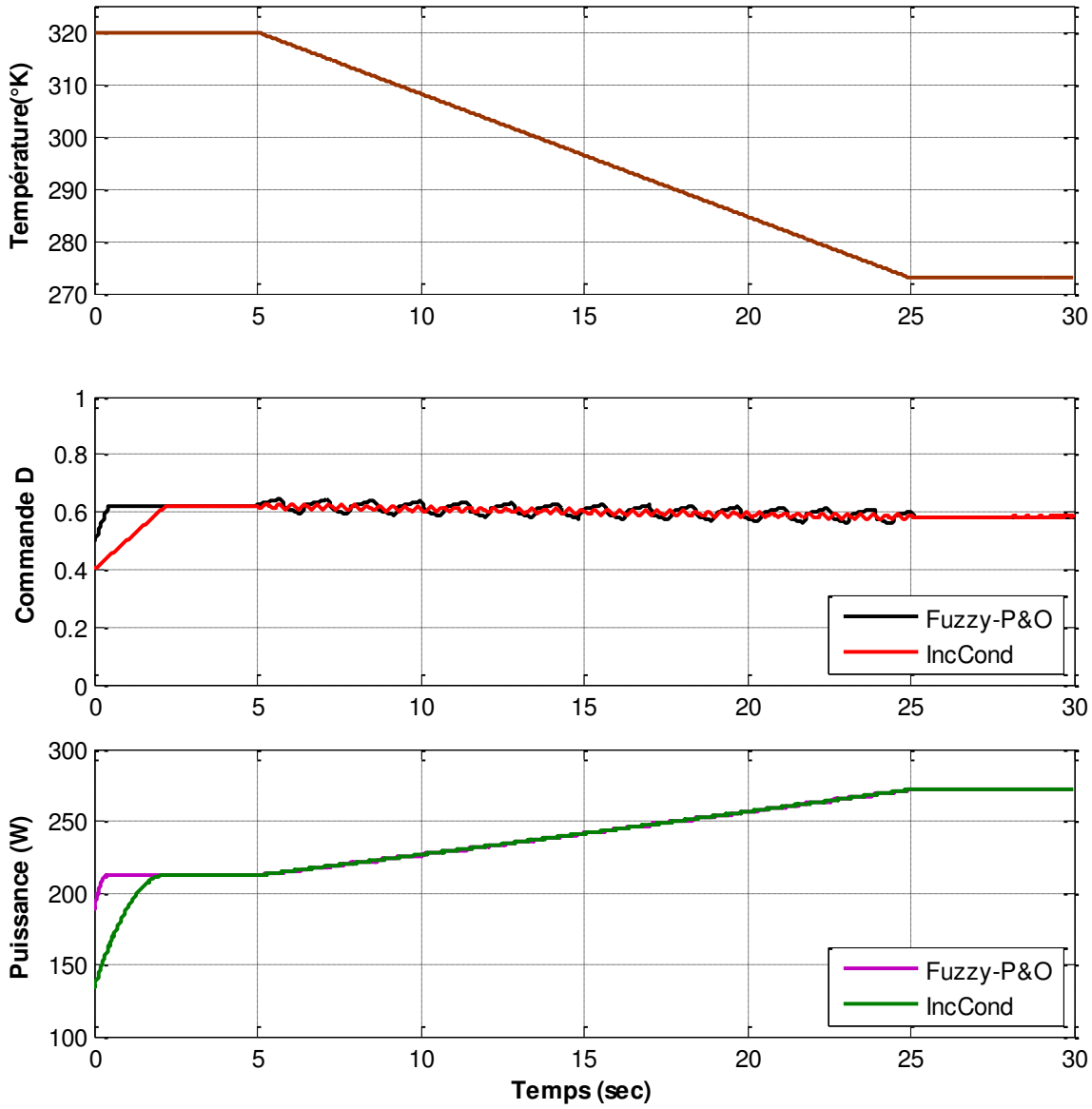


Figure 3.2.6. Réponse des deux algorithmes MPPT pour une chute lente de la température à insolation constante (E=1000W/m^2).

3.3.3. Augmentation rapide de la température

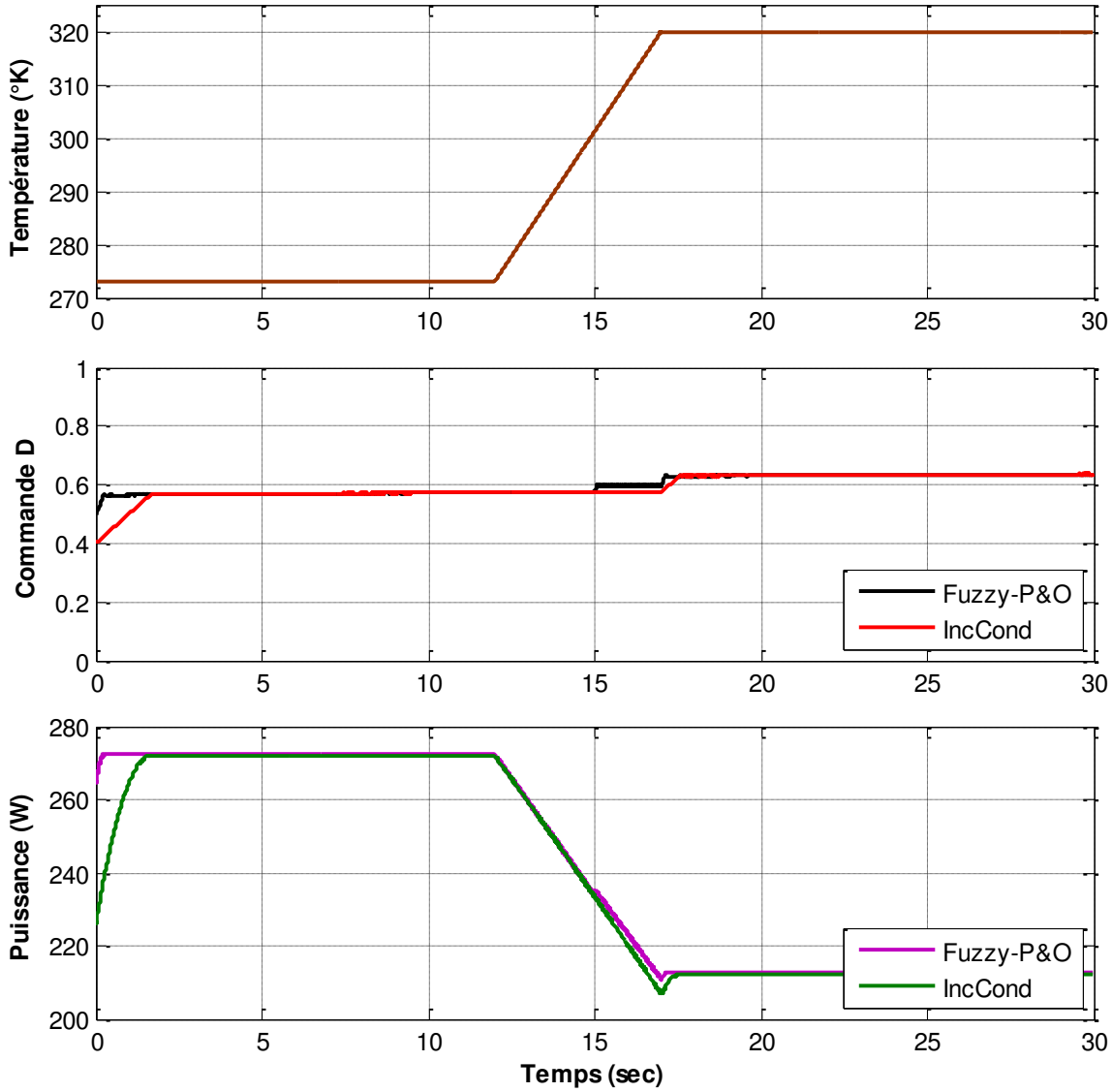


Figure 3.2.7. Réponse des deux algorithmes MPPT pour une augmentation rapide de la température à insolation constante (E=1000W/m^2).

3.3.4. Augmentation lente de la température

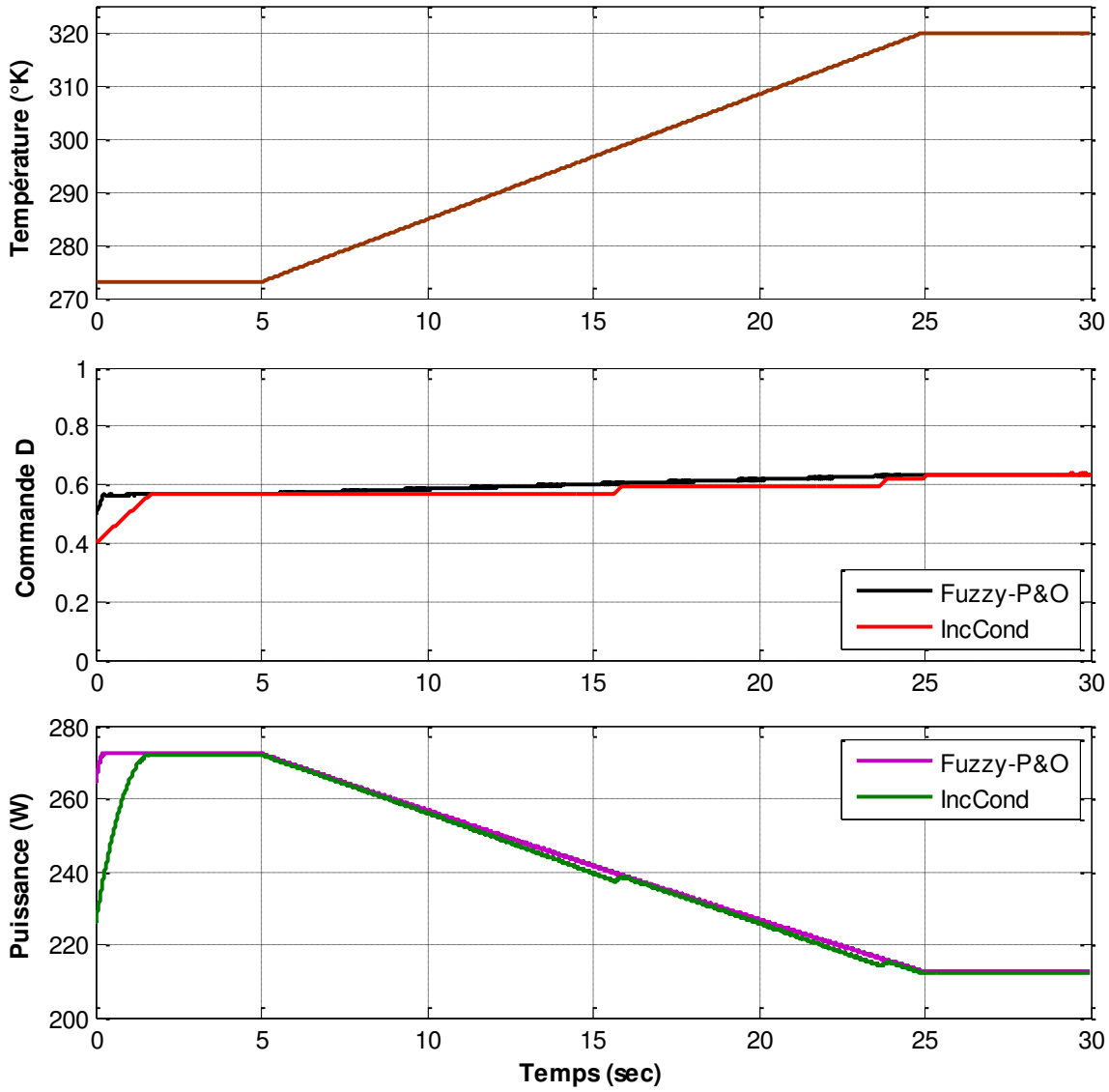


Figure 3.2.8. Réponse des deux algorithmes MPPT pour une augmentation lente de la température à insolation constante (E=1000W/m^2).

Les résultats de simulation présentés dans les figures précédentes nous permettent de visualiser la rapidité de réponse par le contrôleur Flou, c'est-à-dire de trouver le point de puissance maximale d'un système photovoltaïque en moins de temps possible par rapport au contrôleur IncCond. Ainsi la stabilité du système pour toutes les allures comme nous montrent les figures (3.1.3) pour le rapport cyclique et (3.1.4) pour la puissance.

3.4. Conclusion

Les résultats obtenues avec un Contrôleur Flou sont meilleurs que ceux obtenus avec des algorithmes de contrôle Incrémental de la Conductance. Ainsi le contrôle par Logique Floue peut être vu comme un pas vers un rapprochement entre le contrôle mathématique précis et la prise de décision humaine. Aussi, ces résultats confirment le bon fonctionnement du contrôleur IncCond mais montrent un meilleur fonctionnement du contrôleur Flou. Ce dernier a prouve 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.

Conclusion générale

Conclusion générale

Les simulations effectuées précédemment sous différentes conditions atmosphériques nous ont permis de comprendre les problèmes liés au fonctionnement de chaque méthode de tracking afin de localiser les inconvénients et les avantages des différents mécanismes.

Parmi les méthodes à contre-réaction de tension on a testé la méthode avec une cellule pilote, le choix de cette méthode est fait afin d'éviter l'interruption de fonctionnement du système pendant la mesure de la tension en circuit ouvert de l'ensemble des panneaux en cours de fonctionnement vu les pertes causés et le bruit engendré qui dégrade le gain en puissance apporté. L'utilisation d'une tension de référence constante produite des grandes déviations du vrai point MPP, cette déviation est très évidente en observant les caractéristiques $P=f(V)$ du panneau solaire. L'utilisation d'une cellule pilote donne une bonne efficacité soit supérieur à 98% dans le cas d'une position idéale de cette cellule, réalisée par exemple par une intégration parfaite de la cellule pilote dans le panneau.

En ce qui concerne les méthodes à contre réaction de courant, on a deux méthodes : soit la maximisation du courant de sortie (valable dans le cas de l'utilisation des batteries comme charge), ou la méthode avec courant optimal en fonction de courant de court circuit. En plus de court-circuiter régulièrement les panneaux pour tirer les impulsions de courant de court circuit, il faut aussi corriger la proportionnalité entre le courant de court-circuit et le courant optimal en fonction des conditions atmosphériques de fonctionnement. Ce circuit est très complexe par apport des méthodes à contre réaction de tension vu par l'efficacité apportée.

Le troisième groupe de mécanismes de tracking simulé basés sur la contre réaction de puissance, la première méthode appelée 'perturbation et observation' considérée comme étant le plus simple mécanisme parmi les méthodes algorithmiques du point de vue nombre des variables traitées et complexité de l'algorithme de traitement. Cette méthode à un problème de déviation du vrai point MPP lorsqu'une augmentation brusque de l'ensoleillement est produite ce qui cause une perte de puissance. Pour cela une version améliorée de cette méthode est introduite, dans cette méthode on a quatre variables à traiter, deux variables dans la méthode classique, donc un algorithme plus compliqué, en plus de la résolution du problème précédent cette méthode améliore considérablement le taux d'ondulations de puissance où en observe clairement ces améliorations dans un test relativement long sous des conditions aléatoires.

Pour la méthode 'Incrémental de la Conductance', traite la dérivée de puissance d'une autre manière et nous donne des résultats presque similaires a la méthode 'perturbation et observation' malgré sa rapidité vis-à-vis des variations brusques des conditions atmosphériques. Cette méthode est trahir par un fort taux d'ondulations de la puissance qui causent des pertes importantes. Pour remédier à ce problème la version améliorée de cette méthode va supprimer totalement ces bruits d'ondulations mais l'efficacité du point de vue puissance reste la même.

L'autre type de méthodes algorithmiques traités, est la méthode par Logique Floue, elle est basée sur la méthode 'perturbation et observation' avec un aspect floue de traitement, cette méthode donne les meilleurs résultats par rapport à la méthode « IncCond » du point de vue taux d'ondulations et rapidité de réponse. Cette méthode est capable de donner des résultats meilleurs si nous manipulons les fonctions de fuzzification et leurs intervalles associés avec soin, mais à l'inconvénient d'utiliser des circuits spécialisés qui sont chers.

En perspective, on peut proposer les points ci-dessous pour compléter plus largement notre travail :

- Ajouter autres méthodes MPPT classiques telles que P&O et P&O amélioré, ainsi par intelligence artificiel comme réseaux de neurones, … etc.
- Réalisation pratique pour la validation des résultats qu'on a obtenus.

Annexe

ANNEXE I

Modèle mathématique du panneau solaire

Les donnés standard $P^M_{\max,0}$, $I^M_{sc,0}$, $V^M_{oc,0}$, Np,Ns

Les paramètres standard de la cellule :

$$P^C_{\max,0} = \frac{P^P_{\max,0}}{NsNp}$$ (Puissance maximale pour des conditions standards)

$$V^C_{oc,0} = \frac{V^P_{oc,0}}{Ns}$$ (Tension à circuit ouvert)

$$I^C_{sc,0} = \frac{I^P_{sc,0}}{Np}$$ (Courant de court circuit)

$$V^C_{t,0} = \frac{aKT^C}{e}$$ (Tension thermique de la cellule)

$$V_{oc,0} = \frac{V^C_{oc,0}}{V^C_{t,0}}$$

$$FF = (V_{oc,0} - \ln(V_{oc,0} + 0.72))/(V_{oc,0} + 1)$$

$$FF_0 = \ddot{P}^C_{\max,0}/(V^C_{oc,0} I^C_{oc,0})$$

$$rs = (1 - FF)FF_0$$

$$R^C_S = rs V^C_{OC,0}/I^C_{SC,0}$$

Les paramètres de la cellule pour les conditions opérationnels Sa, Ta, V^M

$$C_1 = I^C_{sc,0}/S_{a,0}$$

$$I^C_{SC} = C_1 S_a$$

$$C_2 = \frac{T^C_{ref} - T_{a,ref}}{S_{a,ref}}$$

$$T^C = T_a + C2 S_a$$

$$V^C_{oc} = V^C_{oc,0} + C_3(T^C - T^C_0)$$

$$C_3 = -2.3mV/K$$

$$V^C_t = \frac{aK(273 + T^C)}{e}$$

Courant du panneau en fonction de la tension pour les conditions opérationnelles :

$$I^P = NpI^C_{sc}\left[1 - exp((V^P - NsV^C_{oc} + I^P R^C_S Ns/Np)/(NsV^C_t)\right]$$

ANNEXE II

Implémentation des différents modèles par le SIMULINK

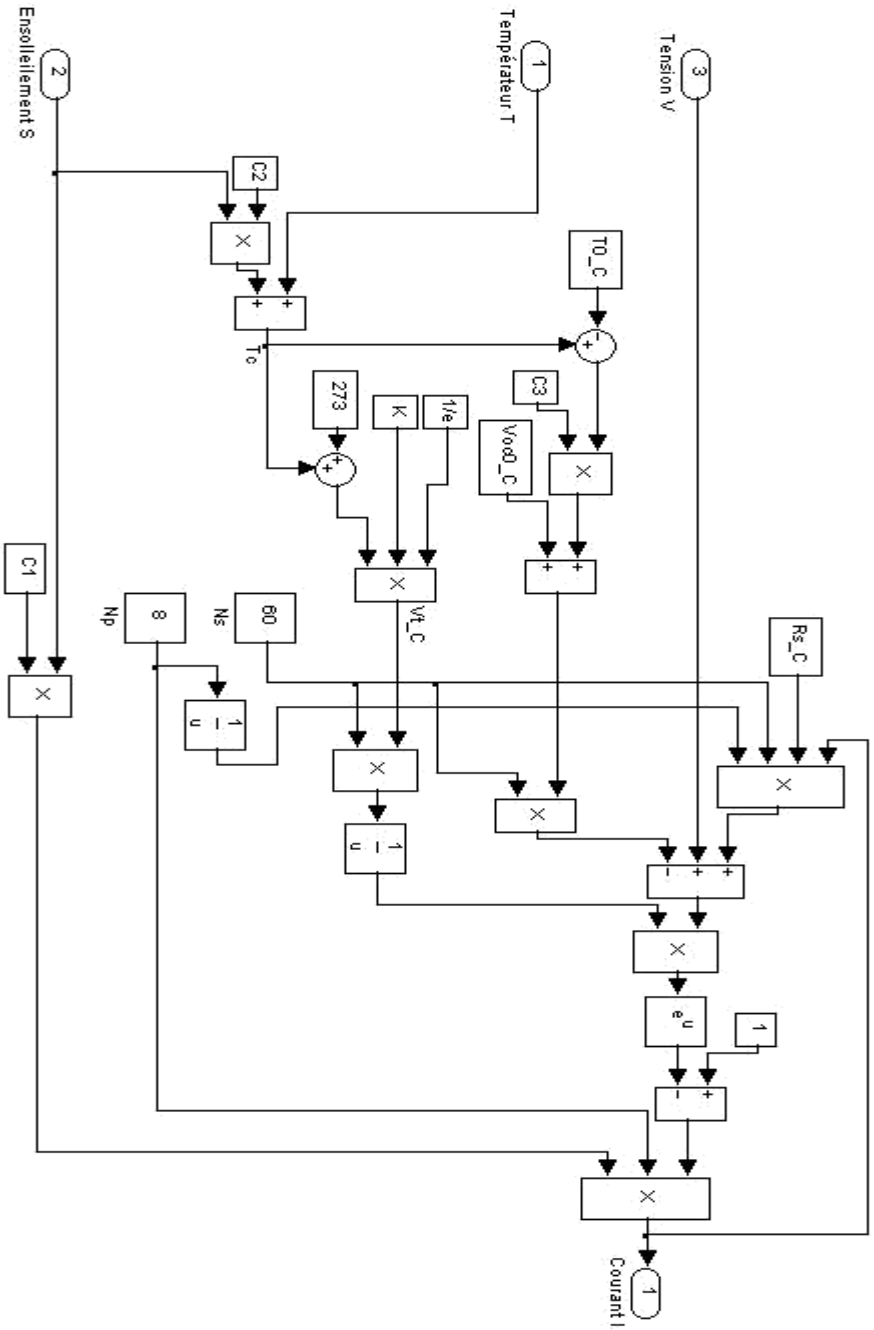


Figure 1. Block diagramme du panneau solaire

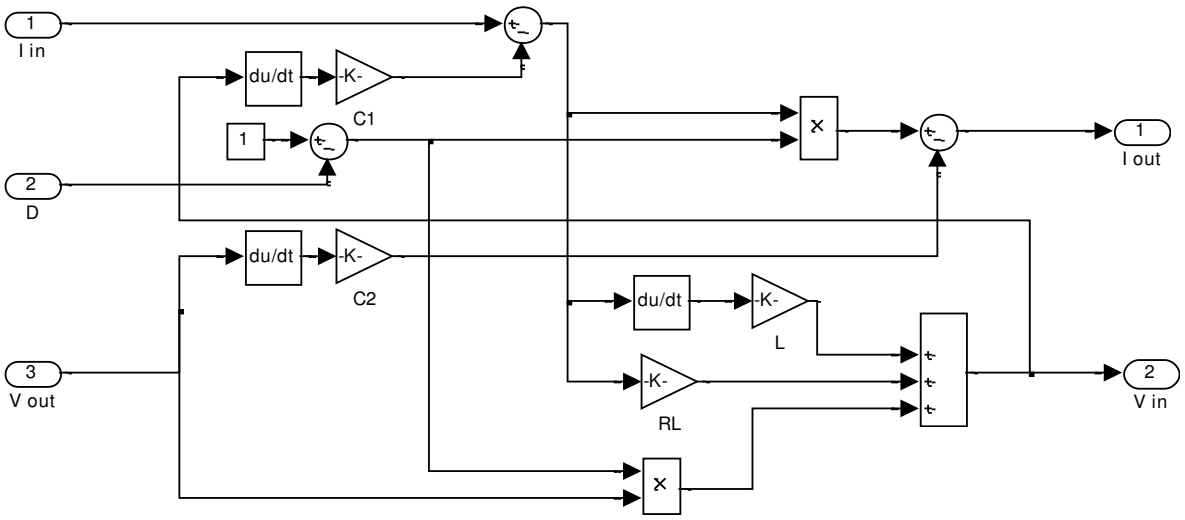


Figure 2. Block diagramme du convertisseur Boost.

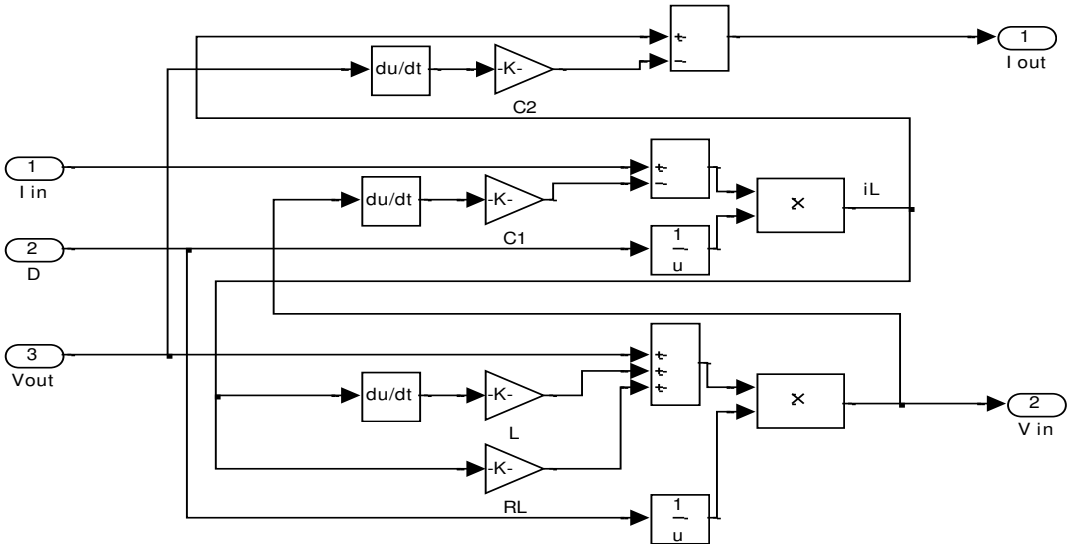


Figure 3. Block diagramme du convertisseur Buck.

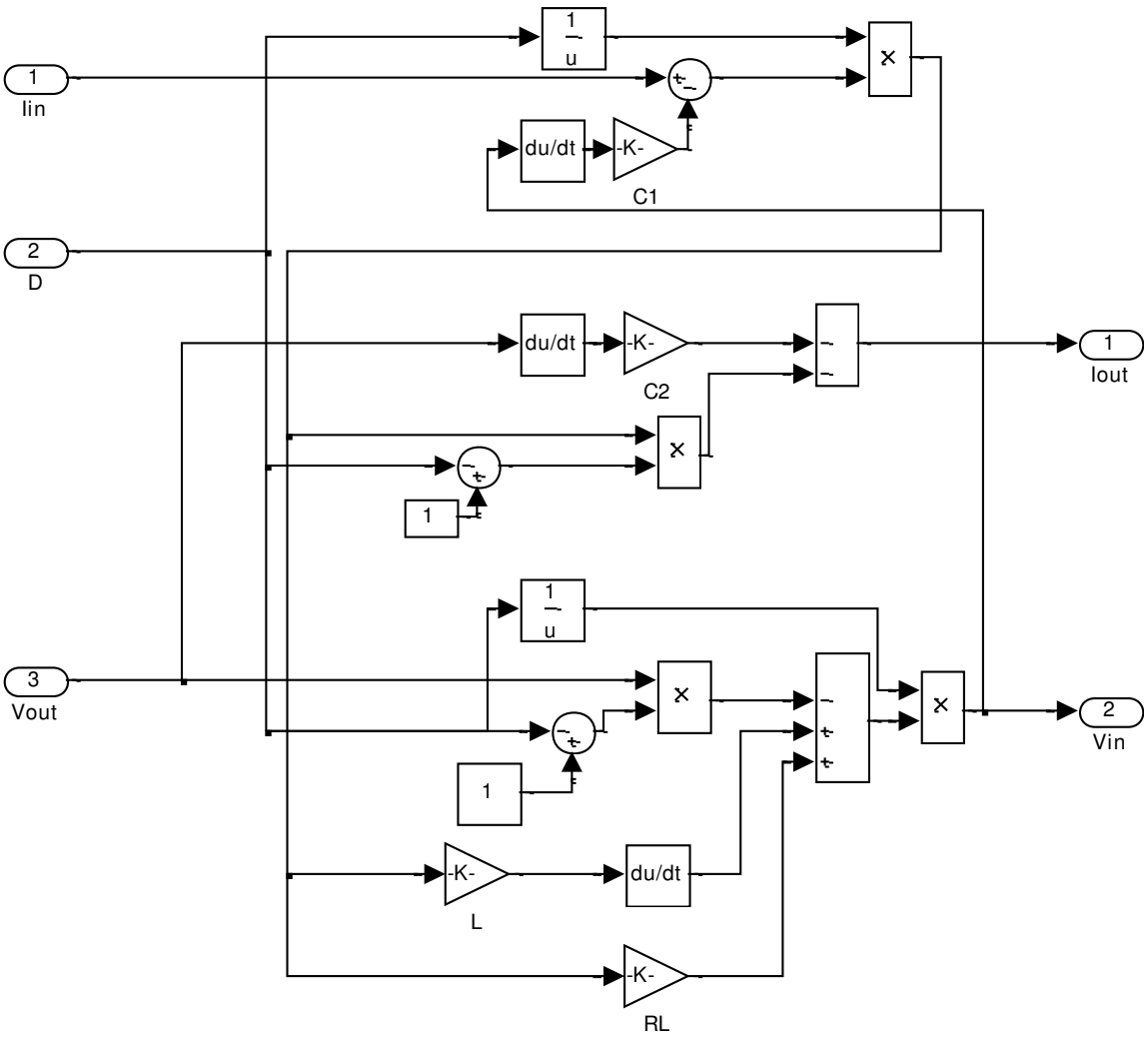


Figure 4. Block diagramme de convertisseur Buck-Boost

Dans touts les circuits convertisseur DC-DC précédents, les valeurs des composantes utilisées sont :

$C_1 = 2200\mu F$
$C_2 = 47\mu F$
$L = 90\mu H$
$R_L = 0.01m\Omega$

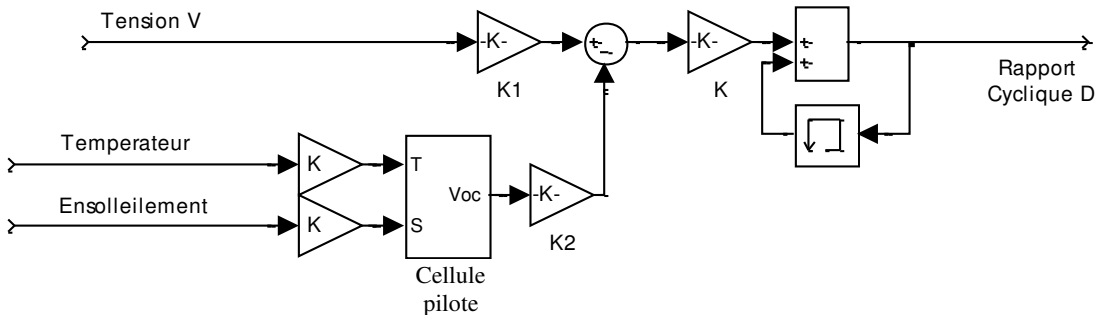


Figure 5. Block diagramme de la méthode à Contre réaction de tension avec cellule pilote.

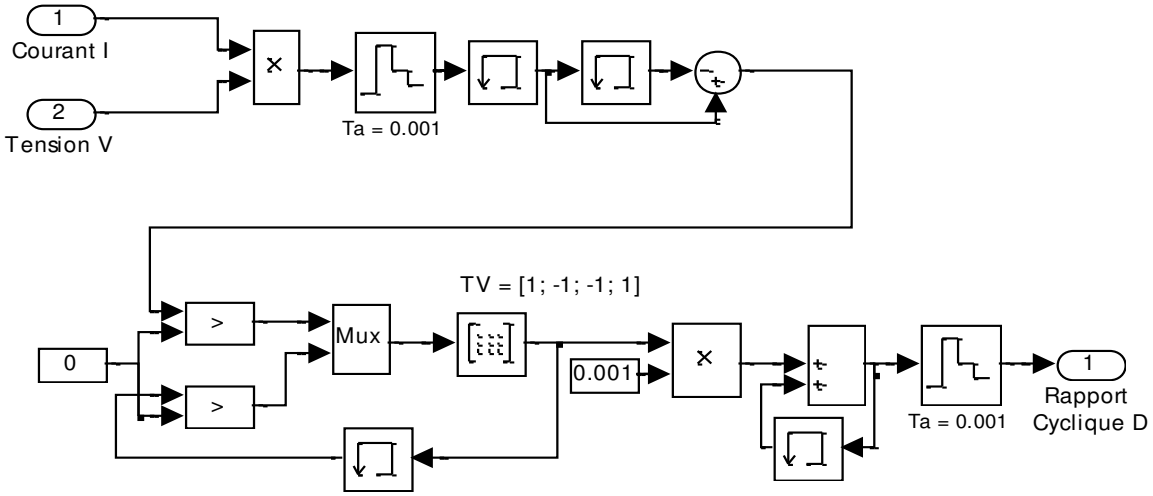


Figure 6. Block diagramme de la méthode 'perturbation et observation'

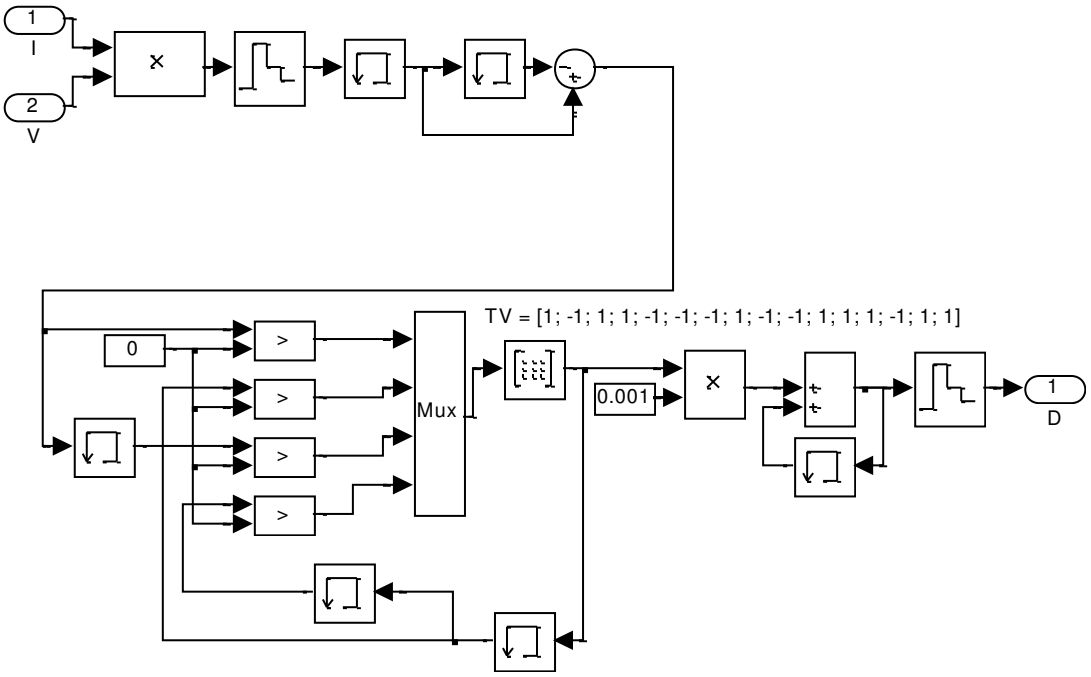


Figure 7. Block diagramme de la méthode ‘perturbation et observation améliorée’

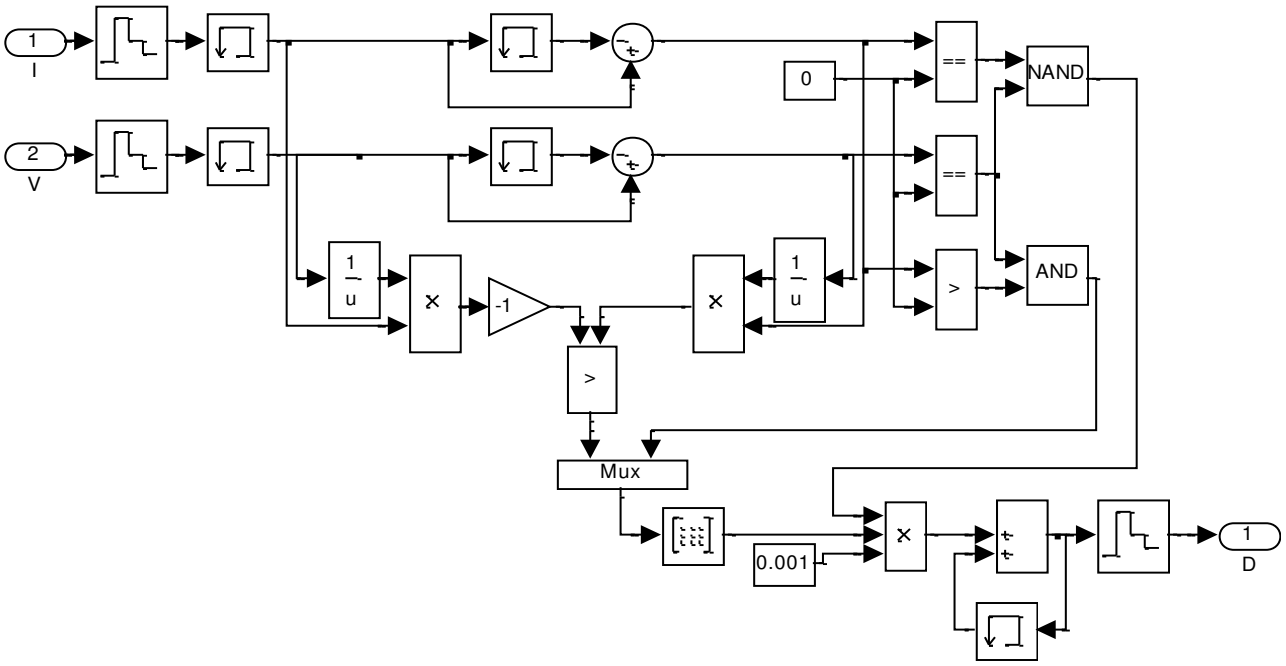


Figure 8. Block diagramme de la méthode 'Incrémentale conductance'

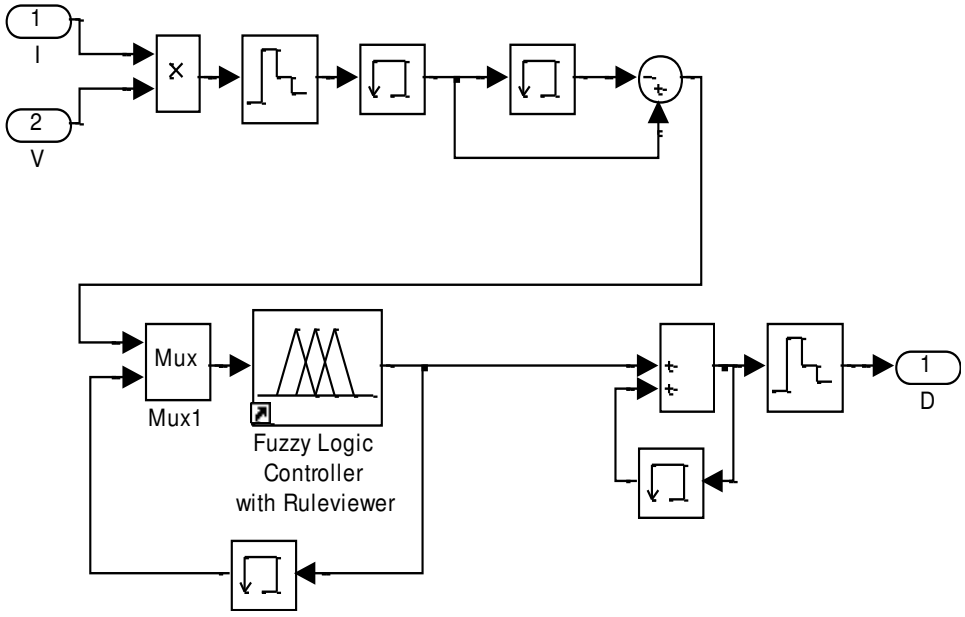


Figure 9. Block diagramme de la méthode par logique floue

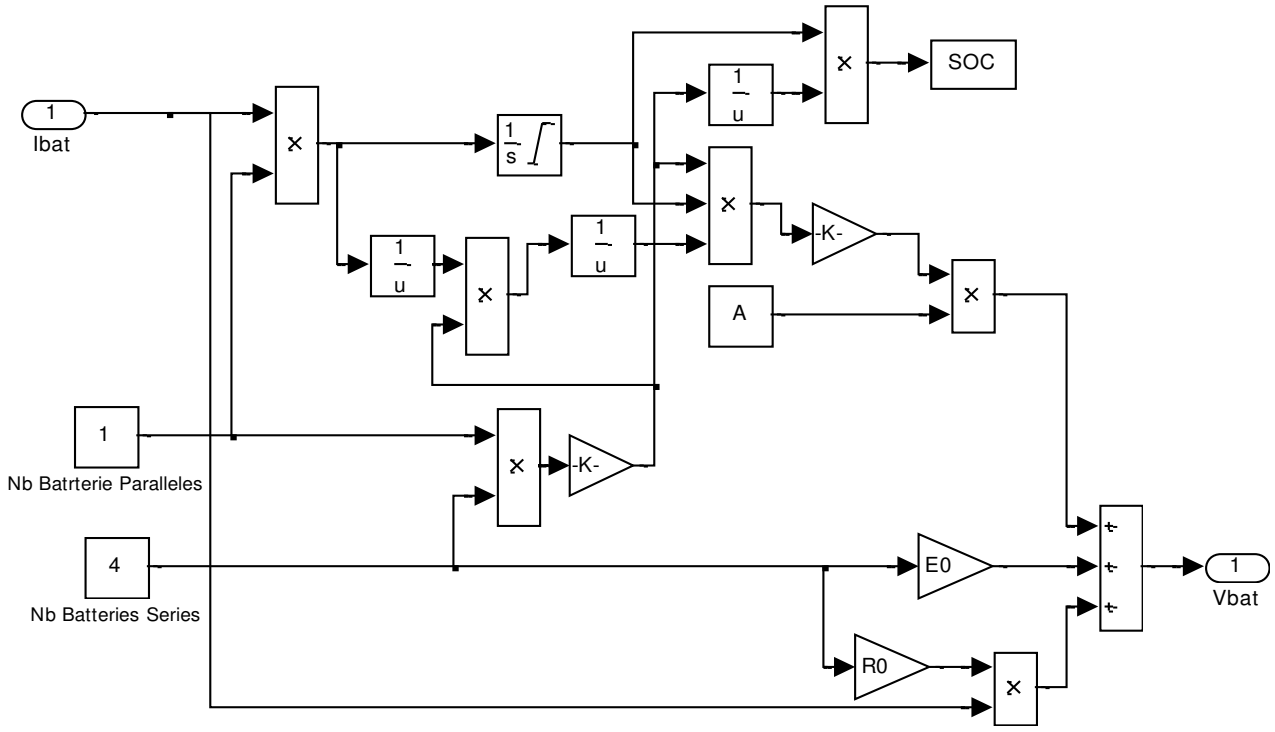


Figure 10. Block diagramme de la batterie.

ANNEXE III

Dimensionnement du système photovoltaïque

Le dimensionnement des panneaux solaires et des batteries et faite en fonction de la puissance maximale consommée et de l'autonomie voulue en suivant les étapes suivantes :

1. **Détermination des Ampères-heures totales par jours :**

$$Ah_{tot} = \frac{E_{tot}}{Vs * \eta c}$$

Avec :

E_{tot} : Energie maximale consommée par jours en Wh
Vs : La tension de service
ηc : Le rendement du convertisseur (hacheur)

Dans notre cas en prend :

E_{tot} = 200(W)*24(h) = 4800Wh

Vs = 240V (Circuit Boost), Vs = 24V (Circuit Buck ou Buck-Boost), pour une tension d'entrée de 24V et 240V respectivement, pour ηc = 80%, on obtient :

Ah_{tot} = 20Ah (Circuit Boost),

Ah_{tot} = 200Ah (Circuit Boost ou Buck-Boost),

2. **Détermination de la capacité des batteries :**

$$C_{bat} = \frac{Ah_{tot} * A}{D_{\max}}$$

Avec :
A : Autonomie du système en jours,
D_{max} : Le taux maximal de la décharge des batteries en %,

Pour : A = 4 jours,
D_{max} = 60% (Donné par le constructeur),

On obtient:

C_{bat} = 134Ah (Circuit Boost)

C_{bat} = 1340Ah (Circuit Buck ou Buck-Boost)

Nombres des batteries en parallèle :

$$N_{batP} = \frac{Cbat}{Capacité\ de\ chaque\ batterie}$$

N_{batP} = 134/125 = 1 (Circuit Boost)
N_{batP} = 1340/125 = 10 (Circuit Buck ou Buck-Boost)

Nombres des batteries en série :

$$N_{batS} = \frac{Tension\ de\ service}{Tension\ de\ chaque\ batterie}$$

N_{batS}= 240/12 = 20 (Circuit Boost)
N_{batS} = 24/12 = 2 (Circuit Buck ou Buck-Boost)

3. Dimensionnement des panneaux solaires :

Avant le dimensionnement des panneaux solaires on doit déterminer les paramètres suivants :

- Nombres d'Ampères-heures demandés des panneaux solaires par jours :

Il est en fonction du rendement des batteries et de l'énergie maximale consommée, ainsi que le rapport de conversion *M* du convertisseur utilisé comme suite :

$Ah_{Ptot}=Ah_{tot}*\eta_{bat}*M$;

Pour η_{bat} = 85%, *M*=10 (circuit Boost), *M* = 1/10 (Circuit Buck ou Buck-Boost) :

Ah_{Ptot} = 20*0.85*10 = 170Ah (Circuit Boost);

Ah_{Ptot} = 200*0.85 *0.1 = 17Ah (Circuit Buck ou Buck-Boost);

- Nombres d'Ampères-heures générée par chaque panneau par jours :

Il est en fonction de l'ensoleillement et de la température ainsi que le temps d'ensoleillement par jours et le courant moyenne correspondant :

$Ah_P=Ip_{moy}*T_{Ens}$

Pour I_{Pmoy} = 2A et T_{ens} = 12h

Ah_P = 24Ah

- Nombres des panneaux montés en série et en parallèle :

Le nombre des panneaux en parallèle est déterminé en fonction des Ampères-heures voulue alors que le nombre des panneaux en série est en fonction de la tension d'entrée désirée :

$Np = Ah_{Ptot} / Ah_P$

$Ns = Ve / Vp$ (Ve : Tension d'entrée de l'hacheur, Vp : Tension du panneau)

Np = 170 / 24 = 7 Panneaux, Ns = 24 / 24 = 1 Panneaux (Circuit Boost) ;

Np = 17 / 24 = 1 Panneaux, Ns = 240 / 24 = 10 Panneaux (Circuit Buck ou Buck-Boost) ;

Bibliographie

[1]. H. Knopf, ANALYSIS, SIMULATION, AND EVALUATION OF MAXIMUM POWER POINT TRACKING (MPPT) METHODS FOR A SOLAR POWERED VEHICLE. Master thesis, Portland State University 1999.

[2]. R. Kyoungsoo, TWO-LOOP CONTROLLER FOR MAXIMIZING PERFORMANCE OF A GRID-CONNECTED PHOTOVOLTAIC-FUEL CELL HYBRID POWER PLANT. PHD thesis, Blacksburg Virginia April 14, 1997.

[3] M.A.S. Masoum, M. Sarvi, DESIGN, SIMULATION AND CONSTRUCTION OF A NEW FUZZY-BASED MAXIMUM POWER POINT TRACKER FOR PHOTOVOLTAIC APPLICATIONS. ITEE papers, 13-Jul-2002.

[4] V. Ramanarayanan, DC TO DC CONVERTERS – DYNAMICS. Resource Centre of the Power Electronics Group SMPS Course Notes, Pages 75-102, 2000.

[5] A. Hoque and K.A. Wahid, NEW MATHEMATICAL MODEL OF A PHOTOVOLTAIC GENERATOR (PVG). The Institute of Engineers, Bangladesh Journal of Electrical Engineering Vol. EE 28, No. 1, June 2000.

[6] S. Fat Lei, SOLAR PEAK POWER POINT TRACKER. BSC thesis, University of Queensland 17/10/99.

[7] M. Ishengoma, E. Norum, DESIGN AND IMPLEMENTATION OF DIGITALLY CONTROLLED STAND-ALONE PHOTOVOLTAIC POWER SUPPLY. Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (Norpie 2002), Stockholm, Sweden. 12-14 Aug. 2002.

[8] 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.

[9] F. Delfosse, DETERMINATION DE L'ETAT DE CHARGE DES BATTERIES D'UN VEHICULE ELECTRIQUE. PFE, Université de Liège, Année académique 1997-1998.

[10] O. Hashimoto, T. Shimizu, G. Kimura, A NOVEL HIGH PERFORMANCE UTILITY INTERACTIVE PHOTOVOLTAIC INVERTER SYSTEM. IEEE IAS Conf. Rec., pp. 2255-2260, 2000.

[11] M. Hellmann, FUZZY LOGIC INTRODUCTION. Laboratoire Antennes Radar Telecom, F.R.E CNRS 2272, 2001.

[12] T. Robbins & J.Hawkins, BATTERY MODEL FOR OVER-CURRENT PROTECTION SIMULATION OF DC DISTRIBUTION SYSTEMS. In Proceedings of the Conference INTELEC, 1994, pp. 307-314.

[13] A. Magzan, GENERALIZED PREDICTIVE CONTROLLER APPLIED IN BOOST CONVERTER INPUT CURRENT CONTROL. Polytechnics college of Zagreb, Croatia 1999.

[14] Hansen, A., Sørensen, P., Hansen, L., Bindner, H. – MODELS FOR STAND-ALONE PV SYSTEM. 2000. Riso National Laboratory, Roskilde, Denmark, ISBN 87-550-2774-1.

[15] Johan H. R. Enslin, INTEGRATED PHOTOVOLTAIC MAXIMUM POWER POINT TRACKING CONVERTER. IEEE Transactions on industrial electronics, VOL. 44, NO. 6, December 1997.

[16] G. Walker, EVALUATING MPPT CONVERTER TOPOLOGIES USING A MATLAB PV MODEL. AUPEC2000 Innovation for Secure Power, 24-27 September 2000. Brisbane, Australia, Queensland University of Technology pp 138-144.

[17] P. Wolfs, S. Senini and D. Butler, A LOW COST HIGH EFFICIENCY INVERTER FOR PHOTOVOLTAIC APPLICATIONS. AUPEC2000 Innovation for Secure Power, 24-27 September 2000. Brisbane, Australia, Queensland University of Technology pp 150-156.

[18] M. Meinhardt, M. Calais, SYSTEMS CONTROL OF A SINGLE PHASE THREE LEVEL VOLTAGE SOURCE INVERTER FOR GRID CONNECTED PHOTOVOLTAIC. Institute for Power Electronics and Drives, PhD Thesis 1997.

[19] T. Ikegami, T. Maezono, F. Nakanishi, ESTIMATION OF EQUIVALENT CIRCUIT PARAMETERS OF PV MODULE AND ITS APPLICATION TO OPTIMAL OPERATION OF PV SYSTEM. Solar Energy Materials and Solar Cells Journal
ISSN 0927-0248 Vol 67 Issue 1-4, Mar-2001, pp 389-395.

[20] H. Matsukawa, K. Koshiishi, H. Koizumi, K. Kurokawa, M. Hamada and L.Bo, Dynamic EVALUATION OF MAXIMUM POWER POINT TRACKING OPERATION WITH PV ARRAY SIMULATOR SOLAR ENERGY MATERIALS AND SOLAR CELLS JOURNAL. ISSN 0927-0248 Vol 75 Issue 3-4, 01-Feb-2003, pp 537-546

[21] S. Togashi, SHORT-CURRENT-PULSE BASED ADAPTIVE MAXIMUM-POWER-POINT TRACKING FOR PHOTOVOLTAIC POWER GENERATION SYSTEM. The Transactions of The Institute of Electrical Engineers of Japan
JANUARY 2001 Volume 121-D Number 1 pp78-84.

[22] M.A.S. Masoum, D. Hooman, DESIGN, CONSTRUCTION AND TESTING OF A VOLTAGE-BASED MAXIMUM POWER POINT TRACKER (VMPPT) FOR SMALL SATELLITE POWER SUPPLY. The 13th Annual AIAA/ Utah State University Conference on Small Satellites 1999.

[23] C. Hua, J. Lin, C. Shen, IMPLEMENTATION OF DSP-CONTROLLED PHOTOVOLTAIC SYSTEM WITH PEAK POWER TRACKING. IEEE Transaction on industrial electronics, vol 45 No 1, February 1998.

[24] L. Balogh, DESIGN AND APPLICATION GUIDE FOR HIGH SPEED MOSFET GATE DRIVE CIRCUITS.

[25] G. Walker, G.Ledwich, AN ISOLATED MOSFET GATE DRIVER. Dept of Electrical and Computer Engineering, University of Queensland, Australia.