

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جامعة عين تموشنت بلحاج بوشعيب
Université de Ain Temouchent- Belhadj Bouchaib
كلية العلوم والتكنولوجيا
Faculté des Sciences et de la Technologie
قسم الإلكترونيات
Département d'Électrotechnique



Projet de Fin d'Études
Pour l'obtention du diplôme de Master en Électrotechnique
Domaine : Électrotechnique Filière : Électrotechnique Spécialité : Commande Électrique
Thème

Influence du choix des régulateurs flous sur les performances dynamiques et le rendement d'un hacheur DC alimenté par une source photovoltaïque

Présenté par :

- 1) Mr BOUKRA Abderahim
- 2) Mr MEDDAH Chaker

Devant le jury :

Dr BENAZZA Baghdad	UAT.B.B (Ain Temouchent)	Président
Dr ATTOU Amine	UAT.B.B (Ain Temouchent)	Encadrant
Pr MENDAZ khaira	UAT.B.B (Ain Temouchent)	Examinatrice

Année Universitaire 2025/2026

Remerciements :

*Avant tout, je tiens à remercier **Dieu le Tout-Puissant** de m'avoir accordé la santé, la force et la patience nécessaires pour accomplir ce modeste travail.*

*J'express ma profonde gratitude et mes sincères remerciements à mon encadrant, **Monsieur Dr ATTOU Amine** , pour sa direction précieuse, ses conseils avisés, sa disponibilité et sa patience tout au long de la réalisation de ce mémoire.*

*Mes remerciements les plus respectueux s'adressent également à **l'ensemble de nos enseignants** qui nous ont formés et transmis leur précieux savoir. Quels que soient les mots choisis, nous ne saurions leur exprimer toute notre reconnaissance ni leur rendre justice à la hauteur de leur dévouement.*

*Je tiens à exprimer ma vive reconnaissance à **mes collègues de travail** pour leur soutien continu, leur aide et leurs encouragements quotidiens, ainsi qu'à **mes camarades d'études** avec qui j'ai partagé les défis, les efforts et les moments forts de ce parcours académique.*

Enfin, je remercie chaleureusement toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce projet de fin d'études.

Sommaire

Remerciements :	2
Liste des tableaux	5
Liste des figures	6
Introduction Générale :	8
Chapitre 01 : Généralités sur les systèmes photovoltaïques	10
1.1 Introduction.....	10
1.2 Principe de fonctionnement d'un panneau photovoltaïque	10
1.3 Modélisation électrique d'une cellule photovoltaïque : [5].....	11
1.3.1 Le modèle idéal à une seule diode:.....	11
1.3.2 Le modèle à une seule diode avec résistances :.....	12
1.3.3 Le modèle à deux diodes :	13
1.4 Caractéristique courant–tension (I-V).....	14
1.5 Caractéristique puissance–tension (P-V).....	15
1.6 Influence des conditions environnementales :.....	15
1.6.1 Influence de l'irradiation solaire :.....	15
1.6.2 Influence de la température.....	16
1.7 Techniques de suivi du point de puissance maximale (MPPT) :	17
1.7.1 Méthode Perturbation et Observation (P&O).....	17
1.7.2 Méthode de la Conductance Incrémentale (IncCond).....	18
1.8 Conclusion :	19
2 Chapitre 2 Étude du hacheur boost	21
2.1 Introduction :	21
2.2 Rôle du hacheur dans un système photovoltaïque :	22
2.3 Types de hacheurs (Buck, Boost, Buck-Boost) :	22
2.3.1 Hacheur Buck (dévolteur / abaisseur) :	23
2.3.2 Hacheur Boost (survolteur / élévateur) :	24
2.3.3 Hacheur Buck-Boost (abaisseur-élévateur) :	26
2.4 Modélisation dynamique du hacheur Boost :	27
2.4.1 Analyse matricielle des séquences de fonctionnement :.....	27
2.4.2 Établissement du modèle d'espace d'état moyen (Averaged State-Space Model) :	28
2.4.3 Dimensionnement des éléments de stockage (L et C) :	28
2.5 Commande classique par modulation de largeur d'impulsion (PWM) :	29
2.6 Rendement et modélisation des pertes énergétiques.....	30

2.7	Conclusion	31
CHAPITRE 03 : COMMANDE MPPT PAR LOGIQUE FLOUE D'UN SYSTÈME PHOTOVOLTAÏQUE		33
3.1	Introduction.....	33
3.2	Introduction et Concepts Fondamentaux de la Logique Floue	33
3.3	Architecture Globale d'un Régulateur Flou Dédié au MPPT	33
3.3.1	Formulation Mathématique des Variables d'Entrée.....	33
3.3.2	Nature de la Variable de Sortie	34
3.4	Processus de Fuzzification et Univers de Discours.....	34
3.4.1	Modélisation Analytique des Fonctions d'Appartenance	34
3.5	Établissement de la Base de Règles d'Inférence.....	35
3.6	Méthodes d'Inférence et de Défuzzification	36
3.6.1	Systèmes d'Inférence Floue (FIS) : Mamdani et Takagi-Sugeno	36
3.6.2	Méthodes de Défuzzification et Génération de la Commande :.....	37
3.7	Analyse comparative et évaluation des performances des régulateurs :	38
3.7.1	Analyse du Comportement de l'Algorithme Classique P&O :	39
3.7.2	Modélisation et Simulation du Régulateur floue:.....	42
3.7.3	Comparison entre les Régulateurs :.....	52
3.8	Conclusion	55
CONCLUSION GÉNÉRALE.....		57
Résumé		58

Liste des tableaux

Tab 1 Tableau de la base de règles (3×3)	36
Tab 2Analyse comparative des structures d'inférence Mamdani et TSK	37
Tab 3 Tableau comparative	53

Liste des figures

Fig : 1 Principe de fonctionnement physique d'une cellule photovoltaïque (effet photoélectrique). .	10
Fig : 2 Modèle idéale à une seule diode	11
Fig : 3 Modèle à une seule diode avec résistance shunt.....	12
Fig : 4 Modèle à deux diodes	13
Fig : 5 Caractéristique courant-tension d'un module PV	14
Fig : 6 Caractéristique puissance-tension d'un module PV	15
Fig : 7 Influence de la variation de l'éclairement sur la caractéristique courant tension à $T = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	16
Fig : 8 Influence de la température sur la caractéristique courant tension pour $G = 1000\text{W/m}^2$	16
Fig : 9 Organigramme de la technique MPPT de perturbation et d'observation (P&O) proposé par Hua et al [9].....	17
Fig : 10 Organigramme de la méthode de la conductance incrémentale pour le suivi du MPP [10] ...	18
Fig : 11 Convertisseur DC-DC.....	21
Fig : 12 Hacheur dans un système Photovoltaïque	22
Fig : 13 Schéma électrique du hacheur Buck	23
Fig : 14 Schéma électrique Hacheur Boost	24
Fig : 15 Schéma électrique Hacheur Buck - Boost	26
Fig : 16 Modèle global de simulation du système PV avec régulateur P&O	39
Fig : 17 : Structure interne du bloc de l'algorithme P&O.....	39
Fig : 18 Comparaison entre la puissance du panneau (P_{pv}) et la puissance de sortie (P_s).....	40
Fig : 19 Comparaison entre le courant du panneau (I_{pv}) et le courant de sortie (I_s).....	40
Fig : 20 Comparaison entre la tension du panneau (V_{pv}) et la tension de sortie (V_s).....	41
Fig : 21 Modèle global de simulation du système PV avec régulateur Flou.....	42
Fig : 22 Structure interne du bloc de l'algorithme Flou	42
Fig : 23 Architecture du contrôleur flou de type Mamdani forme triangulaire	43
Fig : 24 Comparaison entre la puissance du panneau (P_{pv}) et la puissance de sortie (P_s).....	43
Fig : 25 Comparaison entre le courant du panneau (I_{pv}) et le courant de sortie (I_s)	44
Fig : 26 Comparaison entre la tension du panneau (V_{pv}) et la tension de sortie (V_s).....	44
Fig : 27 Architecture du contrôleur flou de type Mamdani forme trapizoidale	45
Fig : 28 Comparaison entre la puissance du panneau (P_{pv}) et la puissance de sortie (P_s).....	46
Fig : 29 Comparaison entre le courant du panneau (I_{pv}) et le courant de sortie (I_s)	46
Fig : 30 Comparaison entre la tension du panneau (V_{pv}) et la tension de sortie (V_s).....	47
Fig : 31 Architecture du contrôleur flou de type Sugeno forme triangulaire.....	48
Fig : 32 Comparaison entre la puissance du panneau (P_{pv}) et la puissance de sortie (P_s).....	48
Fig : 33 Comparaison entre le courant du panneau (I_{pv}) et le courant de sortie (I_s)	49
Fig : 34 Comparaison entre la tension du panneau (V_{pv}) et la tension de sortie (V_s).....	49
Fig : 35 Architecture du contrôleur flou de type Sugeno forme trapizoidale	50
Fig : 37 Comparaison entre la puissance du panneau (P_{pv}) et la puissance de sortie (P_s).....	51
Fig : 36 Comparaison entre le courant du panneau (I_{pv}) et le courant de sortie (I_s)	51
Fig : 38 Comparaison entre la tension du panneau (V_{pv}) et la tension de sortie (V_s).....	52
Fig : 39 Zoom sur la stabilité de la configuration Sugeno Triangulaire au régime parmanent.....	54
Fig : 40 Zoom sur le temps de réponse de la configuration Sugeno Triangulaire lors du suivi du point de puissance maximale (MPP).	54

Introduction Générale

Introduction Générale :

De nos jours, l'énergie photovoltaïque est devenue l'une des solutions les plus importantes pour produire de l'électricité propre. Cependant, le grand problème de ce type d'énergie est que son rendement dépend directement du climat, comme le soleil et la température, ce qui rend la puissance de sortie instable. Pour régler ce problème et tirer le maximum de puissance, on utilise un hacheur Boost équipé d'une commande MPPT. La méthode classique la plus connue est l'algorithme "Perturbation et Observation" (P&O). Bien qu'elle soit simple à réaliser, elle présente des inconvénients majeurs, notamment des oscillations continues autour du point maximal et une lenteur à réagir quand le climat change rapidement. C'est pour cela qu'on se tourne vers l'intelligence artificielle, et plus précisément la logique floue, pour créer des commandes plus performantes. Le but de ce travail est d'étudier l'impact du choix du régulateur flou sur le fonctionnement d'un hacheur Boost connecté à un panneau solaire. Nous avons réalisé une étude comparative sur MATLAB/Simulink entre deux modèles de logique floue : Mamdani et Takagi-Sugeno (TSK). Nous avons testé deux formes de fonctions d'appartenance (triangulaire et trapézoïdale) avec une base simple de 3 règles, afin de trouver la meilleure configuration qui donne une réponse rapide et un bon rendement.

Pour atteindre ces objectifs, notre manuscrit est structuré en trois chapitres principaux :

Chapitre 01 : est consacré aux généralités et aux concepts fondamentaux des systèmes photovoltaïques. Nous y présentons le principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque, sa modélisation électrique (modèles à une diode et à deux diodes), ainsi que l'analyse de ses caractéristiques courant-tension (I-V) et puissance-tension (P-V) sous l'influence des variations climatiques. Ce chapitre passe également en revue les techniques classiques de poursuite du point de puissance maximale (MPPT), à savoir les méthodes de Perturbation et Observation (P&O) et de la Conductance Incrémentale (IncCond).

Chapitre 02 : porte sur l'étude, la modélisation et l'analyse des convertisseurs statiques DC-DC. Après avoir défini le rôle du hacheur comme adaptateur d'impédance, nous analysons les trois topologies classiques : Buck, Boost et Buck-Boost. Une attention particulière est accordée au hacheur élévateur (Boost), pour lequel nous développons le modèle mathématique d'espace d'état moyen les équations de dimensionnement de ses éléments (L et C), sa commande classique par modulation de largeur d'impulsion (PWM), ainsi que l'évaluation de son rendement énergétique.

Chapitre 03 : examine la commande MPPT par logique floue appliquée au système photovoltaïque global. Dans cette partie, nous détaillons l'architecture du régulateur flou proposé (FLC), la formulation mathématique de ses variables d'entrée (l'erreur E et sa variation ΔE) ainsi que l'établissement de la base réduite à 3 règles d'inférence. Enfin, nous présentons et analysons sous l'environnement MATLAB/Simulink une étude comparative approfondie entre les structures d'inférence de Mamdani et de Takagi-Sugeno (TSK), en évaluant l'impact des géométries de fonctions d'appartenance (triangulaire et trapézoïdale) vis-à-vis de l'algorithme classique P&O.

Une conclusion générale clôture ce mémoire en mettant en évidence les principaux résultats obtenus tout en ouvrant des perspectives pour de futurs travaux de recherche

Chapitre 01 : Généralités sur les systèmes photovoltaïques

Chapitre 01 : Généralités sur les systèmes photovoltaïques

1.1 Introduction

L'énergie photovoltaïque occupe aujourd'hui une place centrale dans la transition énergétique mondiale. Elle offre une production d'électricité propre, relativement fiable, et qui ne demande que très peu de maintenance. Ces atouts en font une solution de plus en plus attractive, aussi bien pour les applications domestiques qu'industrielles.

Cependant, son rendement reste étroitement lié aux conditions climatiques — principalement l'irradiation solaire et la température ambiante. Cette variabilité naturelle impose de recourir à des techniques d'optimisation afin d'extraire le maximum de puissance disponible à chaque instant.

Ce chapitre a pour objectif de présenter le principe de fonctionnement d'une PV, d'en décrire la modélisation électrique, puis d'analyser l'impact des paramètres environnementaux sur ses performances. Nous aborderons également les principales techniques de commande MPPT utilisées pour optimiser l'extraction d'énergie.

1.2 Principe de fonctionnement d'un panneau photovoltaïque

Le fonctionnement d'une cellule photovoltaïque repose sur l'effet photovoltaïque, qui correspond à la conversion de l'énergie lumineuse en énergie électrique au niveau d'une jonction PN [2]. Concrètement, Lorsqu'un photon incident possède une énergie suffisante, il libère un électron de la bande de valence vers la bande de conduction, créant ainsi une paire électron-trou. Sous l'effet du champ électrique interne de la jonction, ces charges sont séparées et génèrent un courant électrique continu dans un circuit externe [1] (voir fig 1).

Un module photovoltaïque est constitué de plusieurs cellules connectées en série et en parallèle afin d'obtenir des niveaux de tension et de courant adaptés aux applications industrielles [4].

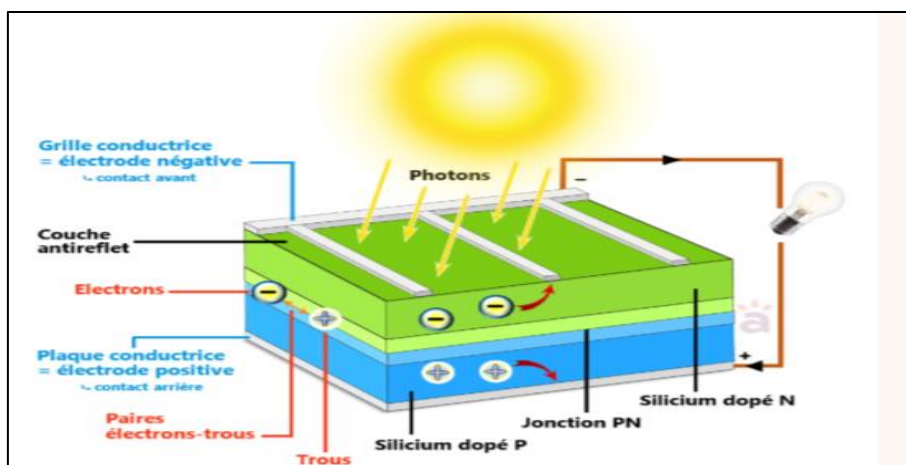


Fig : 1 Principe de fonctionnement physique d'une cellule photovoltaïque (effet photoélectrique).

1.3 Modélisation électrique d'une cellule photovoltaïque : [5]

Pour simuler le comportement d'une cellule photovoltaïque, on utilise des modèles mathématiques basés sur des circuits électriques équivalents. Selon le niveau de précision recherché, on distingue principalement trois modèles.

1.3.1 Le modèle idéal à une seule diode:

C'est le modèle le plus simple, où l'on néglige les pertes par effet Joule et les courants de fuite en considérant la résistance shunt (R_{sh}) comme nulle ou inexistante (voir fig 2).

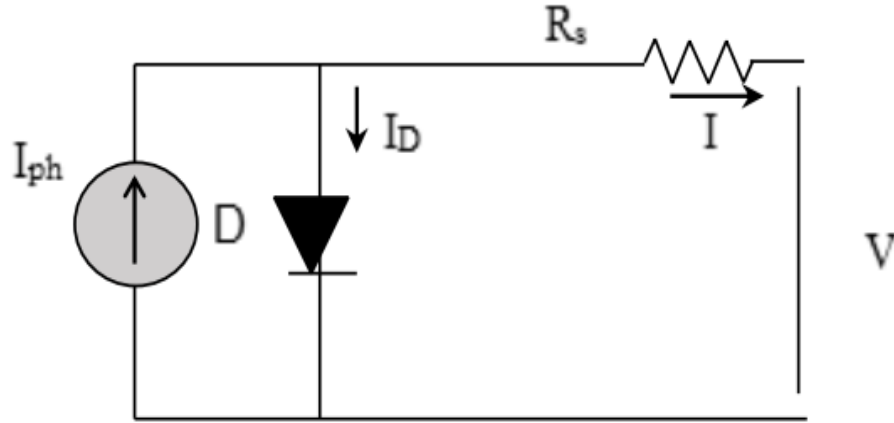


Fig : 2 Modèle idéale à une seule diode

Les cellules photovoltaïques sont reliées entre elles, dans une configuration série parallèle pour former un module photovoltaïque. Pour un module avec N_s cellules connectées en série et N_p cellules connectées en parallèle, le courant du module peut être calculé en fonction de la tension du module par :

$$I = N_p \cdot I_{ph} - N_p \cdot I_{rs} \left[\exp \left(\frac{q \cdot V}{A \cdot K \cdot T \cdot N_s} \right) - 1 \right] \quad (1.1)$$

- K : la constante de Boltzmann.
- A : le facteur d'idéalité de la diode.
- T : la température de la cellule (K).
- I_{rs} : le courant de saturation inverse de la cellule à T .
- T_r : la température de référence de la cellule.
- I_{rr} : le courant de saturation inverse à T_r .
- E_G : l'énergie de bande interdite du semiconducteur utilisé dans la cellule.

Le photo-courant I_{ph} varie avec la température et le rayonnement de la cellule comme suit:

$$I_{ph} = [I_{scr} + k_i(T - T_r)] \frac{S}{100} \quad (1.2)$$

Où :

- I_{scr} : le courant de court-circuit de la cellule à la température et au rayonnement de référence.
- k_i : le coefficient de température du courant de court-circuit.
- S : le rayonnement solaire (mW/cm^2).

1.3.2 Le modèle à une seule diode avec résistances :

C'est le modèle le plus couramment utilisé. Il prend en considération les pertes physiques réelles de la cellule en intégrant une résistance en shunt (R_{sh}) (voir fig 3).

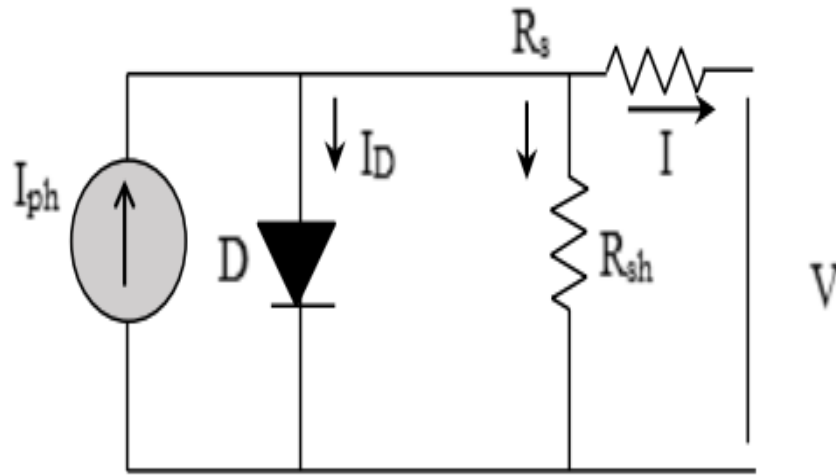


Fig : 3 Modèle à une seule diode avec résistance shunt

Le modèle le plus couramment utilisé pour prédire la production d'énergie des cellules photovoltaïques est le modèle de circuit à diode unique représenté sur la Figure 03. En fonction de la disponibilité de la résistance de shunt (R_{sh}), le courant de sortie dans le modèle de cellule photovoltaïque à seule diode peut être modélisée par :

$$I = I_{ph} - I_0 \left[\exp \left(\frac{q(V + I \cdot R_s)}{A \cdot K \cdot T} \right) - 1 \right] - \frac{V + I \cdot R_s}{R_{sh}} \quad (1.3)$$

Cette expression mathématique se décompose en trois termes principaux :

- **Le courant photo-généré (I_{ph})** : Il représente le courant produit par la conversion de l'énergie solaire. C'est le terme source qui dépend linéairement de l'irradiation.
- **Le courant de la diode (I_d)** : Représenté par le terme exponentiel $I_0[\exp(\dots) - 1]$.

Il modélise les pertes liées à la jonction P-N du semi-conducteur. Ce terme montre que les performances de la cellule diminuent de manière non-linéaire avec l'augmentation de la température (T) et de la tension (V).

- **Le courant de fuite (I_{sh}):** Représenté par le terme $\frac{V + I R_s}{R_{sh}}$. Il modélise les pertes par dissipation à travers la résistance shunt. Pour une cellule de bonne qualité, R_{sh} doit être la plus grande possible afin de minimiser ce terme.

Où :

- I_0 : le courant de saturation inverse (A).
- A : la constante de diode.
- R_s : la résistance en série (Ω)
- R_{sh} : la résistance shunt (Ω)
- I : le courant de cellule (A).
- V : la tension de la cellule (V)

1.3.3 Le modèle à deux diodes :

Ce modèle est le plus précis et le plus complexe. Il prend en compte les pertes par recombinaison des porteurs de charge dans la zone de charge d'espace en ajoutant une deuxième diode en parallèle (voir fig 4).

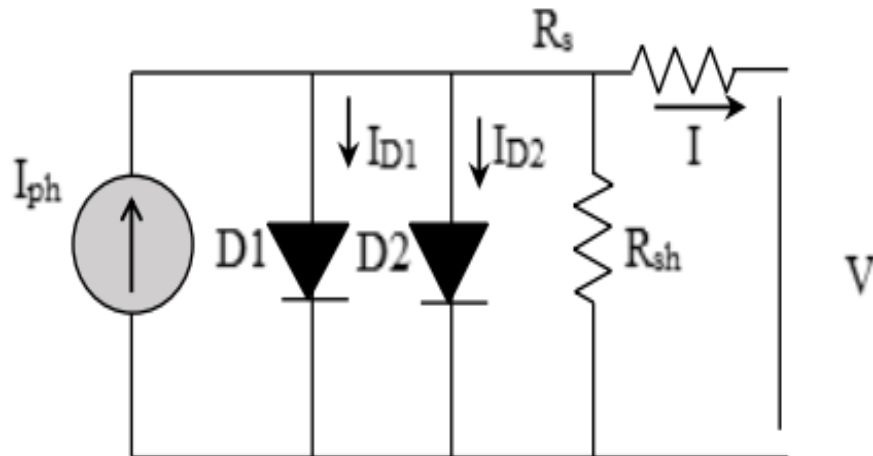


Fig : 4 Modèle à deux diodes

Le courant de sortie de la cellule photovoltaïque en utilisant le modèle à deux diodes peut être exprimé comme suit :

$$I = I_{ph} - I_{D1} - I_{D2} - \frac{V + I \cdot R_s}{R_{sh}} \quad (1.4)$$

$$I = I_{ph} - I_{01} \left[\exp \left(\frac{V + I \cdot R_s}{a_1 \cdot V_{T1}} \right) - 1 \right] - I_{02} \left[\exp \left(\frac{V + I \cdot R_s}{a_2 \cdot V_{T2}} \right) - 1 \right] - \frac{V + I \cdot R_s}{R_{sh}} \quad (1.5)$$

Où :

- I_{01} et I_{02} : courants de saturation inverse des diodes 1 et 2.
- V_{T1} et V_{T2} : les tensions thermiques des diodes respectives.
- a_1 et a_2 : représentent les constantes d'idéalité de la diode.
- V : La tension aux bornes de la cellule (V).
- q : La charge élémentaire de l'électron ($1.602 \times 10^{-19}C$).
- k : La constante de Boltzmann ($1.38 \times 10^{-23}J/K$)
- T : La température thermodynamique de la cellule (K).
- A : Le facteur d'idéalité de la jonction (compris entre 1 et 2).
- R_s : La résistance série (Ω), représentant les pertes par contact.

En résumé, le courant utile (I) fourni par la cellule à la charge est égal au courant produit par l'effet photovoltaïque, duquel on soustrait les pertes internes liées à la jonction de la diode et les pertes par dérivation (effet shunt).

Ce modèle permet de décrire le comportement non linéaire de la cellule et de prédire ses performances en fonction des conditions de fonctionnement.

1.4 Caractéristique courant-tension (I-V)

La courbe I-V représente la variation du courant délivré par la cellule en fonction de la tension à ses bornes [3] (voir fig 5).

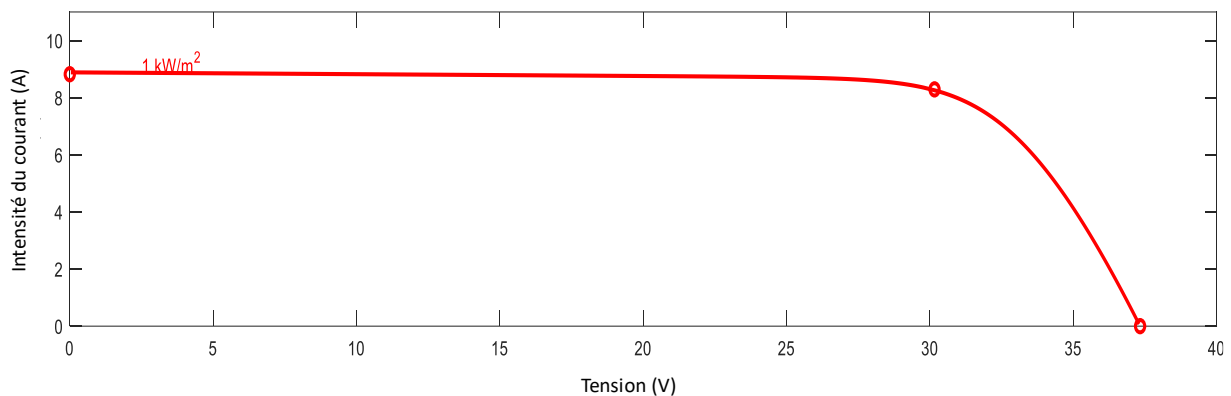


Fig : 5 Caractéristique courant-tension d'un module PV

1.4.1.1.1 Points caractéristiques :

- **Courant de court-circuit (I_{sc})**: courant maximal lorsque la tension est nulle
- **Tension à vide (V_{oc})** : tension maximale lorsque le courant est nul
- **Point de puissance maximale (MPP)** : point optimal de fonctionnement

1.4.1.1.2 Analyse :

La courbe présente deux zones distinctes :

- Une zone quasi horizontale où le courant est presque constant
- Une zone fortement décroissante où la tension augmente rapidement

Le point MPP correspond à un compromis optimal entre tension et courant [3].

La courbe I-V montre que le courant reste presque constant pour de faibles valeurs de tension, puis diminue rapidement à proximité de la tension à vide

1.5 Caractéristique puissance–tension (P-V)

La puissance délivrée par la cellule est donnée par :

$$[P = V \times I] \quad (1.6)$$

La courbe P-V présente une forme en cloche avec un maximum correspondant au point MPP [3] (voir fig 6).

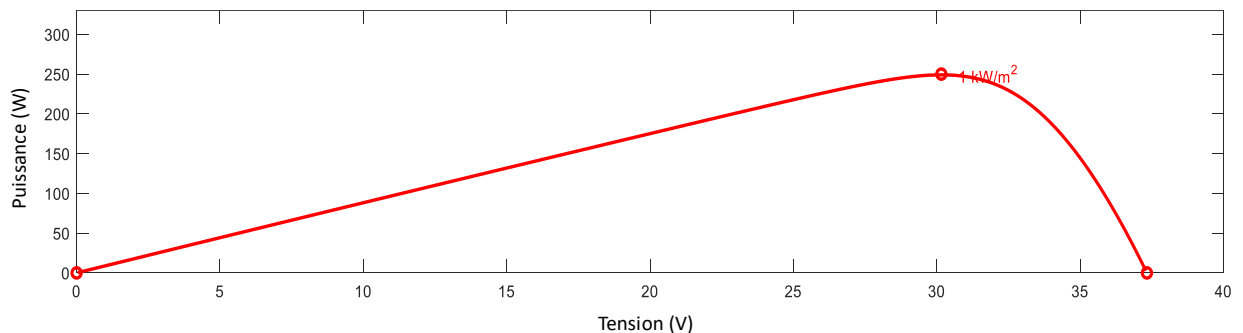


Fig : 6 Caractéristique puissance-tension d'un module PV

Analyse :

- À faible tension : la puissance est faible
 - À tension intermédiaire : la puissance atteint un maximum
 - À forte tension : la puissance diminue jusqu'à zéro
- La courbe P-V présente un maximum correspondant au point de puissance maximale (MPP), où le panneau fonctionne de manière optimale.

1.6 Influence des conditions environnementales :

1.6.1 Influence de l'irradiation solaire :

L'irradiation solaire a un effet direct sur les performances du panneau photovoltaïque [3] (voir fig 7).

- Une diminution de l'irradiation entraîne une baisse du courant I_{pv} .
- La puissance maximale diminue proportionnellement.
- La tension V_{pv} varie légèrement (elle baisse de façon minime).

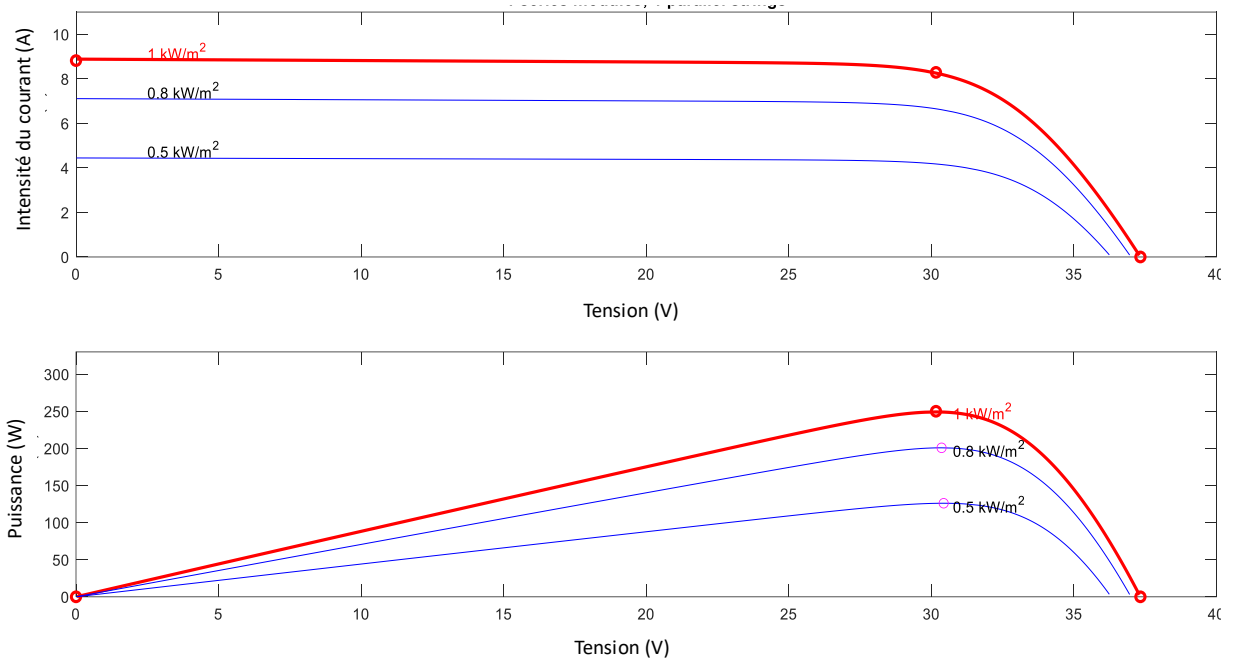


Fig : 7 Influence de la variation de l'éclairement sur la caractéristique courant tension à $T = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$.

La diminution de l'irradiation entraîne une baisse du courant et de la puissance maximale.

1.6.2 Influence de la température

La température influence principalement la tension du panneau photovoltaïque [1] (voir fig 8).

- Une augmentation de la température entraîne une diminution de (V_{oc})
- Le courant augmente légèrement
- La puissance maximale diminue
- L'augmentation de la température provoque une diminution de la tension et du rendement.

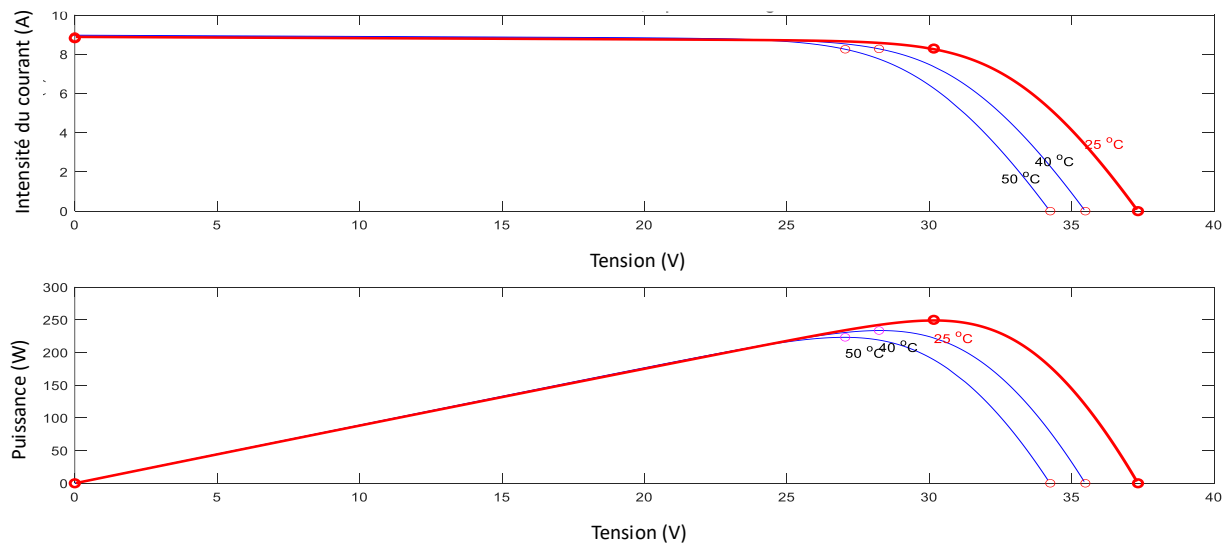


Fig : 8 Influence de la température sur la caractéristique courant tension pour $G = 1000\text{ W/m}^2$.

1.7 Techniques de suivi du point de puissance maximale (MPPT) :

Étant donné que les caractéristiques électriques d'un générateur photovoltaïque $I = f(V)$ et $P = f(V)$ sont fortement non linéaires et dépendent de manière cruciale des variations des conditions climatiques, à savoir l'éclairement solaire et la température ambiante, le point de fonctionnement du système peut s'éloigner continuellement du point de puissance maximale MPP. Afin de pallier ce problème et de garantir que le champ photovoltaïque fournit sa puissance maximale disponible à tout moment, l'intégration d'un étage d'adaptation électronique (Hacheur) commandé par un algorithme de suivi du point de puissance maximale MPPT s'avère indispensable [1]. Ces algorithmes ajustent dynamiquement le rapport cyclique du convertisseur pour maximiser le rendement global de la production d'énergie [2].

1.7.1 Méthode Perturbation et Observation (P&O)

La technique de Perturbation et Observation (P&O) demeure l'une des approches les plus largement implémentées dans les applications industrielles en raison de sa structure algorithmique intuitive.

1.7.1.1 Principe de fonctionnement

Le principe fondamental de cette méthode repose sur une modification périodique (perturbation) de la tension de fonctionnement du panneau photovoltaïque (ou du rapport cyclique du hacheur) suivie d'une mesure et d'une analyse de la variation de la puissance de sortie qui en résulte (ΔP) (voir fig 9).

- Si la perturbation de la tension entraîne une augmentation de la puissance ($\Delta P > 0$), cela signifie que le système se déplace vers le MPP. Par conséquent, l'algorithme maintient la perturbation dans la même direction.
- À l'inverse, si la puissance diminue ($\Delta P < 0$), cela indique que le système s'éloigne du point optimal, ce qui impose à l'algorithme d'inverser la direction de la perturbation précédente.

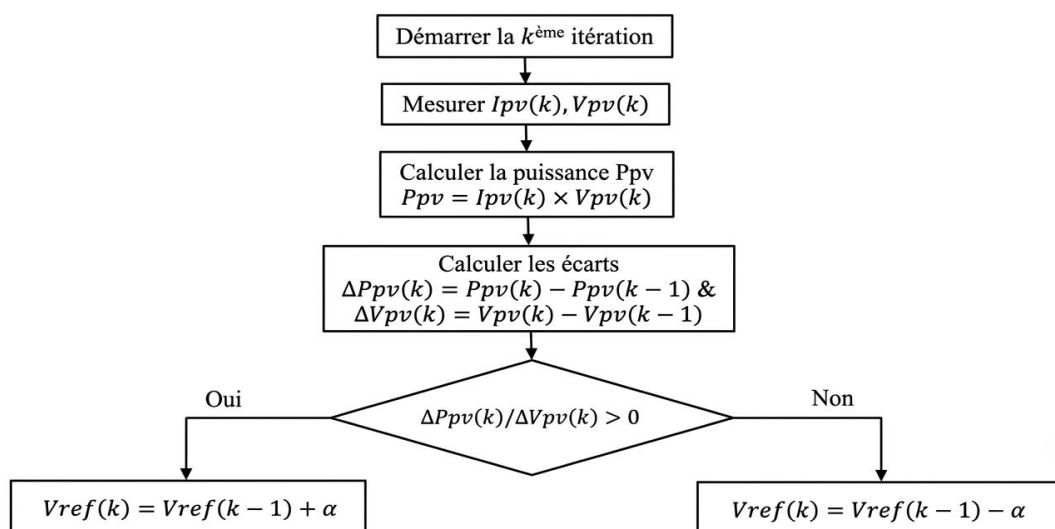


Fig : 9 Organigramme de la technique MPPT de perturbation et d'observation (P&O) proposé par Hua et al [9].

1.7.1.2 Avantages et Inconvénients

Sur le plan pratique, la méthode (P&O) se distingue par sa grande simplicité structurelle, son faible coût de calcul informatique et sa facilité d'implémentation sur des microcontrôleurs standards de bas niveau, ne nécessitant qu'un nombre réduit de capteurs (un capteur de tension et un capteur de courant).

Cependant, cette technique présente deux inconvénients majeurs :

1. **Oscillations permanentes** : En régime permanent, même lorsque le point maximal est atteint, l'algorithme continue de perturber la tension de manière cyclique, ce qui provoque des oscillations indésirables autour du MPP et engendre des pertes énergétiques continues.

2. **Divergence en cas de variations rapides** : Lors des transitions nuageuses rapides (variations brusques d'éclairement), l'algorithme peut interpréter de manière erronée l'augmentation de la puissance due au soleil comme le résultat de sa propre perturbation, ce qui conduit le système à diverger loin du point de puissance maximale réel.

1.7.2 Méthode de la Conductance Incrémentale (IncCond)

Pour surmonter les limitations de la méthode (P&O), notamment face aux fluctuations climatiques rapides, la méthode de la Conductance Incrémentale a été développée. Elle se base sur l'analyse de la pente de la courbe de puissance en fonction de la tension ($P = f(V)$) (voir fig 10) .

ORGANIGRAMME DE LA MÉTHODE MPPT PAR CONDUCTANCE INCRÉMENTALE

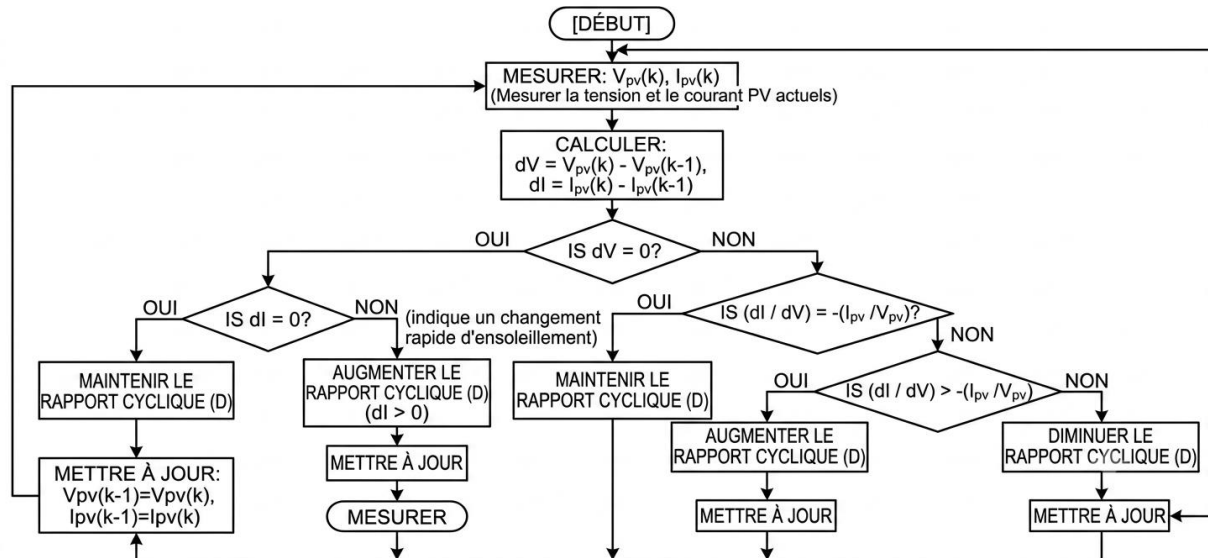


Fig : 10 Organigramme de la méthode de la conductance incrémentale pour le suivi du MPP [10]

1.7.2.1 Principe de fonctionnement

Au point de puissance maximale (MPP), la dérivée de la puissance par rapport à la tension est nulle :

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad (1.7)$$

Sachant que la puissance est le produit de la tension et du courant ($P = V \cdot I$), nous pouvons développer cette dérivée comme suit :

$$\frac{d(V \cdot I)}{dV} = I + V \cdot \frac{dI}{dV} = 0 \quad (1.8)$$

En réorganisant les termes de cette équation, nous obtenons la condition mathématique fondamentale au point MPP :

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (1.9)$$

Où $\frac{dI}{dV}$ représente la **conductance incrémentale** et $\frac{I}{V}$ représente la **conductance instantanée**. L'algorithme suit ainsi les règles suivantes pour localiser le MPP :

$$\text{Au point MPP : } \frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \Rightarrow \left(\frac{dP}{dV} = 0 \right)$$

$$\text{À gauche du MPP : } \frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V} \Rightarrow \left(\frac{dP}{dV} > 0 \right) : \text{ la tension doit être augmentée.}$$

$$\text{À droite du MPP : } \frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V} \Rightarrow \left(\frac{dP}{dV} < 0 \right) : \text{ la tension doit être diminuée.}$$

1.7.2.2 Avantages et Inconvénients

L'avantage majeur de la conductance incrémentale réside dans sa précision élevée et sa capacité à suivre efficacement le MPP sans ambiguïté, même sous des conditions d'éclairement variant rapidement. De plus, une fois le MPP atteint, l'algorithme cesse d'ajuster la tension, ce qui élimine théoriquement les oscillations en régime permanent observées chez le P&O.

En contrepartie, cette méthode exige une complexité de mise en œuvre nettement plus élevée. Elle nécessite des calculs différentiels précis, une vitesse de traitement plus importante du processeur et des capteurs de haute précision pour mesurer les variations infimes de courant (I_d) et de tension (V_d), ce qui augmente le coût matériel du système.

1.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principes fondamentaux des systèmes photovoltaïques, notamment leur fonctionnement, leur modélisation électrique ainsi que l'analyse des caractéristiques I-V et P-V.

Nous avons également étudié l'influence des conditions environnementales sur les performances du système et les principales techniques MPPT utilisées pour optimiser la puissance extraite.

Ces notions constituent une base essentielle pour l'étude des convertisseurs DC-DC, en particulier le hacheur boost, ainsi que des stratégies de commande avancées telles que les régulateurs flous.

Chapitre 2 Étude du hacheur boost

2 Chapitre 2 Étude du hacheur boost

2.1 Introduction :

L'exploitation rationnelle de l'énergie provenant des générateurs photovoltaïques (GPV) soulève des défis technologiques complexes, principalement dictés par la nature hautement non linéaire de leurs caractéristiques électriques. En effet, la puissance électrique maximale délivrée par un module photovoltaïque est tributaire de la fluctuation continue des paramètres climatiques, à savoir l'irradiation solaire incidente et la température de la cellule. Ces variations induisent des modifications directes sur le courant de court-circuit (I_{sc}) et la tension en circuit ouvert (V_{oc}), ce qui rend le raccordement direct d'un GPV à une charge électrique peu efficace et instable [11].

Pour pallier cette problématique et garantir un transfert maximal et optimal de l'énergie disponible, l'insertion d'un convertisseur statique continu-continu (DC-DC), communément appelé hacheur, s'avère indispensable comme interface de puissance. Ce dispositif électronique permet non seulement d'ajuster dynamiquement les niveaux de tension et de courant selon les exigences de l'application, mais joue également le rôle d'un actionneur pour les algorithmes de poursuite du point de puissance maximale (MPPT) [12].

L'objectif principal de ce chapitre est de mener une étude comparative et analytique approfondie des différentes topologies fondamentales des convertisseurs DC-DC non isolés (Buck, Boost, et Buck-Boost). Une attention particulière sera accordée au hacheur élévateur (Boost), à travers le développement rigoureux de son modèle mathématique d'état en conduction continue, de son dimensionnement optimal, de ses stratégies de commande classiques par modulation de largeur d'impulsion (PWM), ainsi que l'évaluation de son rendement énergétique face aux pertes par conduction et par commutation.

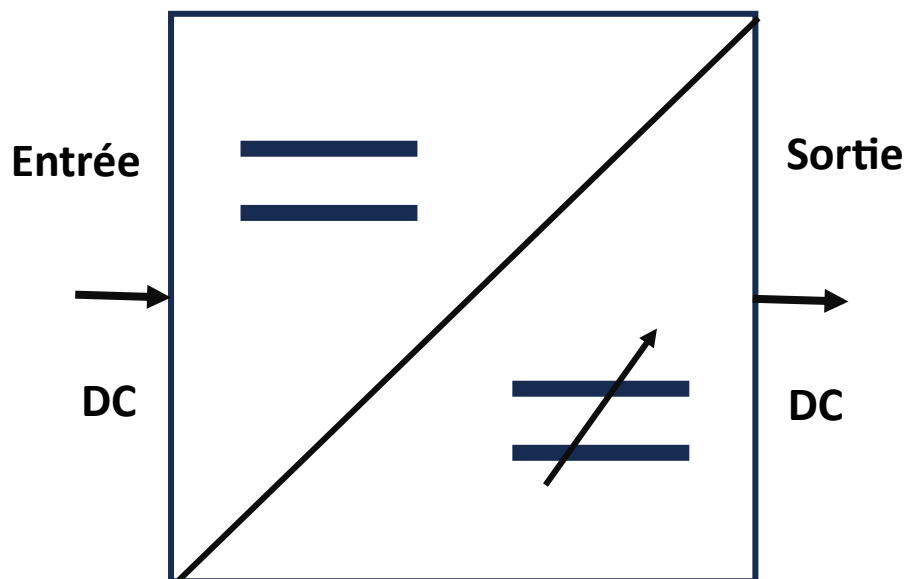


Fig : 11 Convertisseur DC-DC

2.2 Rôle du hacheur dans un système photovoltaïque :

Dans une chaîne de conversion d'énergie photovoltaïque, le convertisseur DC-DC ne doit pas être perçu comme un simple adaptateur de niveau de tension, mais plutôt comme un adaptateur d'impédance dynamique inséré entre le générateur et la charge électrique [13].

Le GPV possède une courbe caractéristique courant-tension (I-V) non linéaire présentant un point unique où la puissance extraite est maximale, désigné par le Point de Puissance Maximale (MPP). Si une charge (qu'elle soit résistive, inductive) est directement connectée aux bornes du panneau PV, le point de fonctionnement statique du système sera déterminé par l'intersection directe de la caractéristique de la charge avec celle du GPV. Ce point coïncide rarement avec le MPP, ce qui engendre des pertes de rendement énergétique considérables.

En introduisant le hacheur, le rapport entre la tension d'entrée ($V_{entrée} = V_{pv}$) et la tension de sortie ($V_{sortie} = V_{charge}$) devient contrôlable via le réglage du rapport cyclique (D). Du point de vue de la source photovoltaïque, la charge réelle R est transformée en une résistance équivalente apparente R_{eq} vue par les bornes du panneau. En faisant varier dynamiquement ce rapport cyclique D par le biais d'un contrôleur MPPT, l'impédance d'entrée du convertisseur est ajustée en temps réel pour forcer le panneau à opérer continuellement au voisinage de son MPP, quelles que soient les perturbations de l'environnement ou les variations de la charge terminale [14].

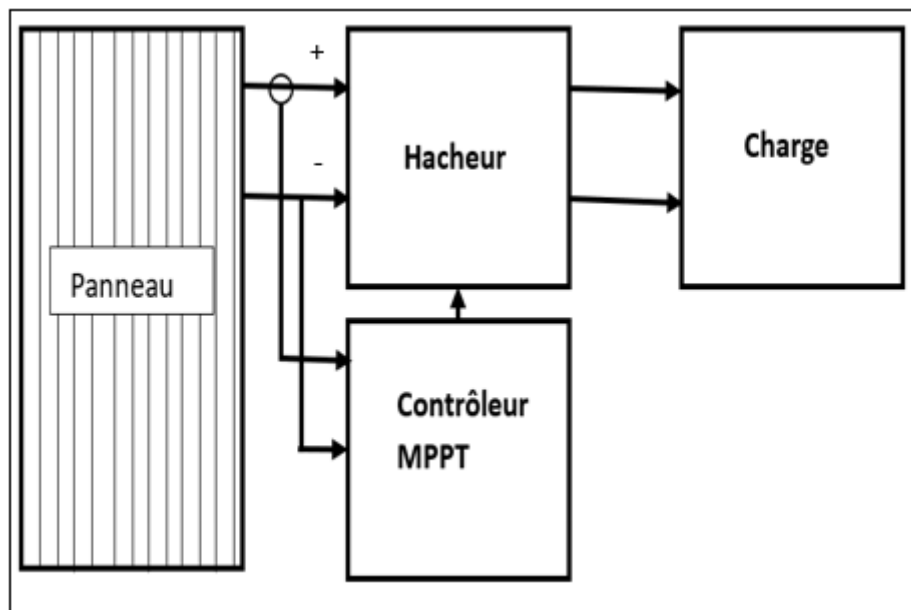


Fig : 12 Hacheur dans un système Photovoltaïque

2.3 Types de hacheurs (Buck, Boost, Buck-Boost) :

Les structures des convertisseurs DC-DC non isolés se divisent en trois topologies classiques selon la relation liant la tension moyenne de sortie à la tension d'entrée. L'analyse qui suit suppose que les composants sont idéaux (sans pertes) et que les convertisseurs fonctionnent en Régime de Conduction Continue (CCM).

2.3.1 Hacheur Buck (dévolteur / abaisseur) :

Le convertisseur Buck est une structure abaisseur de tension où la tension moyenne de sortie V_{out} est strictement inférieure à la tension d'entrée V_{in} .

2.3.1.1 Description structurale et principe de fonctionnement

Cette configuration est constituée d'un interrupteur commandé K (généralement un MOSFET ou un IGBT) placé en série avec la source d'entrée, d'une diode de roue libre D_m installée en parallèle, d'une inductance de lissage L et d'un condensateur de filtrage C monté en parallèle avec la charge R (voir fig 13).

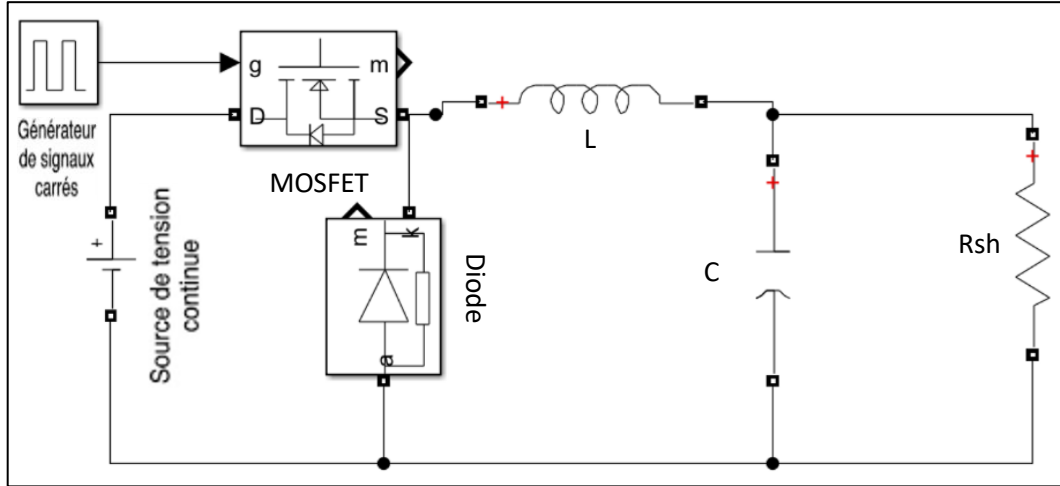


Fig : 13 Schéma électrique du hacheur Buck

Le fonctionnement en mode CCM se décompose en deux phases distinctes sur une période de hachage T_s :

- **Phase ON ($0 \leq t \leq D \cdot T_s$)** : L'interrupteur K est fermé. La diode D_m est bloquée par la tension inverse V_{in} . Le courant traverse l'inductance L, charge le condensateur C et alimente la charge. L'équation de maille donne :

$$v_L(t) = L \frac{di_L}{dt} = V_{pv} - V_{charge} \quad (2.1)$$

- Puisque $V_{pv} > V_{charge}$, le courant $i_L(t)$ croît linéairement de sa valeur minimale I_{min} sa valeur maximale I_{max}

- **Phase OFF ($D \cdot T_s \leq t \leq T_s$)** : L'interrupteur K est ouvert. L'inductance L s'oppose à l'annulation du courant en inversant la polarité de sa tension, ce qui force la diode de roue libre D_m à devenir passante. La source est déconnectée. L'équation devient :

$$v_L(t) = L \frac{di_L}{dt} = -V_{charge} \quad (2.2)$$

Le courant $i_L(t)$ décroît linéairement de I_{max} à I_{min} .

2.3.1.2 Dédution de la relation de transfert

En appliquant le principe de la conservation du flux magnétique (la tension moyenne aux bornes de l'inductance idéale est nulle sur une période en régime permanent $\langle v_L \rangle = 0$:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_L(t) dt = 0 \quad (2.3)$$

$$\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{D \cdot T_s} (V_{pv} - V_{ch}) dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} (-V_{ch}) dt \right] = 0 \quad (2.4)$$

$$(V_{pv} - V_{ch}) \cdot D \cdot T_s - V_{ch} \cdot (1 - D) \cdot T_s = 0 \quad (2.5)$$

En simplifiant par T_s , on obtient la relation de transfert caractéristique du hacheur Buck :

$$V_{ch} = D \cdot V_{pv} \quad (2.6)$$

Puisque le rapport cyclique est compris entre $0 \leq D \leq 1$, la tension de sortie est toujours inférieure ou égale à V_{pv} .

2.3.1.3 Applications principaux

Le hacheur Buck est principalement mis en œuvre dans les alimentations à découpage de précision, les systèmes de charge de batteries de basse tension à partir d'un bus continu plus élevé, et la régulation locale de tension pour les circuits intégrés numériques et processeurs.

2.3.2 Hacheur Boost (survoleur / élévateur) :

Le convertisseur Boost est une structure élévatrice de tension où la tension moyenne de sortie V_{out} est supérieure à la tension d'entrée V_{pv} .

2.3.2.1 Description structurale et principe de fonctionnement

Dans cette topologie, l'inductance L est placée directement en série avec la source d'entrée. L'interrupteur commandé K est connecté en dérivation par rapport à la masse, suivi d'une diode de blocage D_m en série avec le filtre de sortie constitué du condensateur C et de la charge R (voir fig 14).

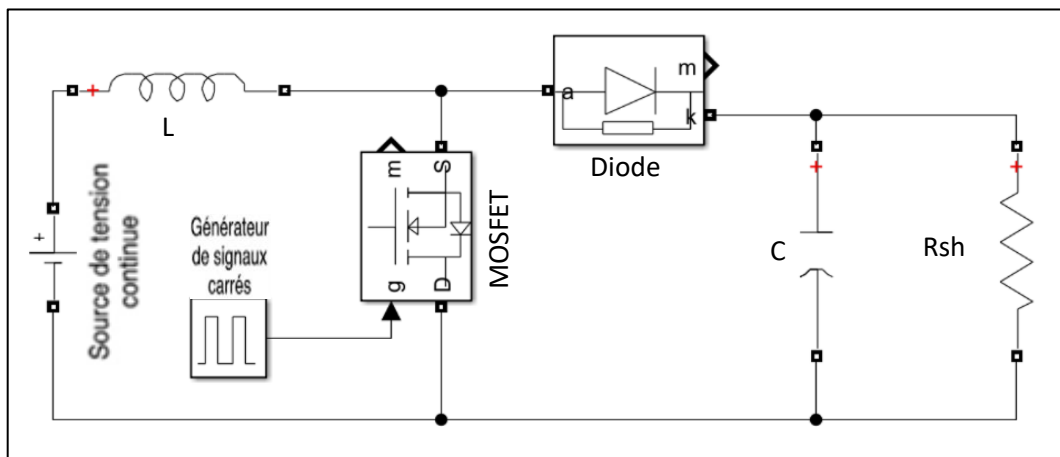


Fig : 14 Schéma électrique Hacheur Boost

Le fonctionnement en CCM comprend deux phases cinétiques :

- **Phase ON** ($0 \leq t \leq D \cdot T_s$) : L'interrupteur K est passant. La diode D_m est polarisée en inverse par la tension du condensateur V_{ch} , l'isolant de la sortie. L'inductance L est connectée directement aux bornes de la source V_{pv} , stockant de l'énergie sous forme magnétique. L'équation de la maille d'entrée s'écrit :

$$v_L(t) = L \frac{di_L}{dt} = V_{pv} \quad (2.7)$$

Le courant inductif augmente de manière linéaire avec une pente positive égale à $\frac{V_{pv}}{L}$

- **Phase OFF** ($D \cdot T_s \leq t \leq T_s$) : L'interrupteur K est ouvert. Pour assurer la continuité du courant, l'inductance génère une force électromotrice induite élevée qui s'ajoute à la tension de la source. La diode D_m est forcée à la conduction. L'énergie accumulée est transférée vers le condensateur et la charge. L'équation du circuit devient :

$$v_L(t) = L \frac{di_L}{dt} = V_{pv} - V_{ch} \quad (2.8)$$

Le courant décroît linéairement avec une pente négative égale à $\frac{V_{pv}-V_{ch}}{L}$.

2.3.2.2 Dédution de la relation de transfert

En intégrant la tension de l'inductance sur une période complète sous l'hypothèse d'un régime établi ($\langle v_L \rangle = 0$):

$$\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{D \cdot T_s} V_{pv} dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} (V_{pv} - V_{ch}) dt \right] = 0 \quad (2.9)$$

$$V_{pv} \cdot D \cdot T_s + (V_{pv} - V_{ch}) \cdot (1 - D) \cdot T_s = 0 \quad (2.10)$$

$$V_{pv} \cdot D + V_{pv} - V_{pv} \cdot D - V_{ch} \cdot (1 - D) = 0 \quad (2.11)$$

Ce qui mène à la relation de gain statique du hacheur Boost :

$$V_{ch} = \frac{1}{1 - D} V_{pv} \quad (2.12)$$

Comme $0 \leq D < 1$, le terme $\frac{1}{1-D} \geq 1$, ce qui confirme la nature élévatrice du convertisseur.

2.3.2.3 Analyse physique et intérêt en PV

Sur le plan physique, l'élévation de tension est rendue possible par la restitution de l'énergie réactive de l'inductance en série avec la source d'entrée. Dans les applications photovoltaïques, le choix du hacheur Boost est particulièrement privilégié. D'une part, il permet d'élever la tension relativement faible d'un string de panneaux pour l'adapter aux exigences d'un bus continu intermédiaire ou d'un onduleur. D'autre part, l'emplacement de l'inductance en série avec l'entrée assure un courant absorbé continu et lissé (faible

ondulation), ce qui minimise les fluctuations du point de fonctionnement du panneau PV et optimise l'efficacité de la poursuite du MPP [11].

2.3.3 Hacheur Buck-Boost (abaisseur-élevateur) :

Le convertisseur Buck-Boost est une structure combinée capable de fournir une tension de sortie dont la valeur moyenne peut être inférieure ou supérieure à celle de l'entrée, avec une inversion inhérente de la polarité.

2.3.3.1 Description structurale et principe de fonctionnement

Cette structure comporte un interrupteur K en série avec la source, suivi d'une inductance L connectée en dérivation par rapport à la masse. La diode D_m et le condensateur C sont disposés en sortie de telle sorte qu'ils n'autorisent le transfert d'énergie que lors du blocage de l'interrupteur (voir fig 15) .

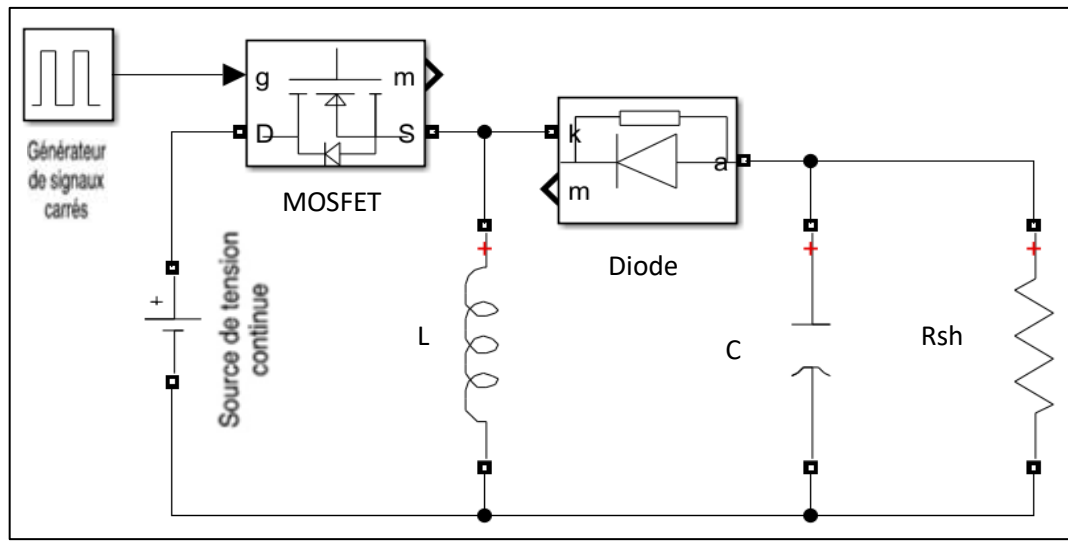


Fig : 15 Schéma électrique Hacheur Buck - Boost

- **Phase ON ($0 \leq t \leq D \cdot T_s$)** : K est fermé. La diode D_m est bloquée par la tension inverse. L'inductance L accumule l'énergie provenant exclusivement de la source V_{pv} .

$$v_L(t) = L \frac{di_L}{dt} = V_{pv} \quad (2.13)$$

- **Phase OFF ($D \cdot T_s \leq t \leq T_s$)** : K est ouvert. L'inductance se décharge à travers la diode D_m dans le condensateur et la charge. La tension aux bornes de l'inductance est égale à :

$$v_L(t) = L \frac{di_L}{dt} = V_{ch} \quad (2.14)$$

2.3.3.2 Dédution de la relation de transfert

L'annulation de la tension moyenne aux bornes de l'inductance donne :

$$\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{D \cdot T_s} V_{pv} dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} V_{ch} dt \right] = 0 \quad (2.15)$$

$$V_{pv} \cdot D \cdot T_s + V_{ch} \cdot (1 - D) \cdot T_s = 0 \quad (2.16)$$

En isolant la tension de sortie, on obtient la formule de transfert du Buck-Boost :

$$V_{ch} = -\frac{D}{1-D} V_{pv} \quad (2.17)$$

Le signe négatif indique une inversion de polarité de la tension de sortie par rapport à l'entrée. Le système est abaisseur pour $D < 0.5$ et élévateur pour $D > 0.5$.

2.4 Modélisation dynamique du hacheur Boost :

Pour concevoir une loi de commande robuste (qu'elle soit basée sur une approche classique linéaire ou sur des techniques d'intelligence artificielle comme la logique floue), il est impératif de formuler le modèle mathématique d'état du système. Le modèle est développé ci-dessous sous l'hypothèse du mode de conduction continue (CCM), où le courant inductif $i_L(t)$ ne s'annule jamais. Les variables d'état choisies sont le courant dans l'inductance i_L et la tension aux bornes du condensateur $v_C = V_{ch}$ [15].

2.4.1 Analyse matricielle des séquences de fonctionnement :

Séquence 1 : Interrupteur K fermé (État ON : $0 \leq t \leq D \cdot T_s$)

Le transistor est passant et la diode D_m est bloquée. L'inductance emmagasine l'énergie de la source V_{in} pendant que le condensateur alimente seul la charge R. Les équations différentielles régissant cette structure sont :

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = V_{pv} \\ C \frac{dv_C}{dt} = -\frac{v_C}{R} \end{cases} \quad (2.18)$$

Ce système peut être formalisé sous une représentation d'état standard $\dot{X} = A_1 X + B_1 U$:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} V_{pv} \quad (2.19)$$

Séquence 2 : Interrupteur K ouvert (État OFF : $D \cdot T_s \leq t \leq T_s$)

Le transistor est bloqué et la diode D_m devient passante. L'inductance libère son énergie combinée avec la source vers le filtre et la charge. Les équations différentielles deviennent :

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = V_{pv} - v_C \\ C \frac{dv_C}{dt} = i_L - \frac{v_C}{R} \end{cases} \quad (2.20)$$

Ce qui donne la représentation d'état $\dot{X} = A_2 X + B_2 U$:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{pv} \quad (2.21)$$

2.4.2 Établissement du modèle d'espace d'état moyen (Averaged State-Space Model) :

Pour obtenir un modèle continu global couvrant l'ensemble de la période de commutation T_s , on applique la méthode de la modélisation moyenne de l'espace d'état. Les matrices moyennes A et B du système sont définies par la pondération linéaire des matrices de chaque séquence par rapport à leurs durées respectives (D et $1-D$) [15] :

$$A = D \cdot A_1 + (1 - D) \cdot A_2 \quad (2.22)$$

$$B = D \cdot B_1 + (1 - D) \cdot B_2 \quad (2.23)$$

En développant le calcul matriciel :

$$A = D \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} + (1 - D) \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-D}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$B = D \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} + (1 - D) \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Le modèle mathématique d'état moyen non linéaire du hacheur Boost s'exprime finalement sous la forme :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-D}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{pv} \quad (2.26)$$

Ce système d'équations non linéaires constitue le fondement mathématique essentiel utilisé pour simuler le comportement dynamique du convertisseur et concevoir des contrôleurs robustes.

2.4.3 Dimensionnement des éléments de stockage (L et C) :

Le choix judicieux de l'inductance de lissage L et de la capacité du condensateur de filtrage C est un prérequis indispensable pour minimiser les ondulations résiduelles et garantir un fonctionnement stable à une fréquence de découpage fixe f_s .

2.4.3.1 Calcul de l'inductance minimale (L)

Durant la phase ON, l'ondulation crête à crête du courant dans l'inductance ΔI_L est obtenue à partir de l'équation (2.7) :

$$\Delta I_L = \frac{V_{pv}}{L} \cdot D \cdot T_s = \frac{V_{pv} \cdot D}{L \cdot f_s} \quad (2.27)$$

Pour maintenir le convertisseur en mode de conduction continue (CCM), l'inductance doit être supérieure à une valeur critique. En remplaçant V_{in} par $V_{out}(1 - D)$, la valeur minimale de l'inductance est calibrée par :

$$L = \frac{V_{ch} \cdot D \cdot (1 - D)}{\Delta I_L \cdot f_s} \quad (2.28)$$

En pratique, on fixe généralement une ondulation admissible du courant ΔI_L comprise entre 10% et 30% du courant nominal de charge.

2.4.3.2 Calcul de la capacité de filtrage (C)

Pendant la phase ON, le condensateur fournit seul le courant à la charge R. L'ondulation de la tension de sortie ΔV_{out} est calculée à partir de l'équation (2.18) :

$$\Delta V_{ch} = \Delta V_c = \frac{I_{ch}}{C} \cdot D \cdot T_s = \frac{V_{ch} \cdot D}{R \cdot C \cdot f_s} \quad (2.29)$$

En isolant le terme de la capacité, l'expression dimensionnelle finale devient :

$$C = \frac{I_{ch} \cdot D}{\Delta V_{ch} \cdot f_s} = \frac{V_{ch} \cdot D}{R \cdot \Delta V_{ch} \cdot f_s} \quad (2.30)$$

L'ondulation de tension tolérée ΔV_{ch} est généralement restreinte à moins de 1% à 2% pour assurer une tension continue hautement stable en sortie.

2.5 Commande classique par modulation de largeur d'impulsion (PWM) :

La technique de la Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI ou *Pulse Width Modulation - PWM*) représente la stratégie de contrôle classique la plus couramment adoptée pour réguler le transfert énergétique des convertisseurs statiques.

Cette méthode repose sur la comparaison analogique ou numérique, à fréquence fixe, entre deux signaux distincts :

1. **Le signal modulant (Tension de commande $V_{control}$)** : Un signal de tension continue ou à basse fréquence issu de l'amplificateur d'erreur ou du correcteur (comme un régulateur PI classique).

2. **Le signal porteur (Porteuse triangulaire ou en dents de scie V_{tri})** : Un signal périodique de haute fréquence fixe f_s oscillant entre deux bornes de tension bien définies (V_{min} et V_{max}) signal logique de commande binaire $u(t)$ appliqué sur la grille (Gate) de l'interrupteur commandé est généré selon la loi logique suivante :

$$\left\{ \begin{array}{ll} D = 1 \quad (\text{État ON}) & \text{si } V_{control} \geq V_{tri} \\ D = 0 \quad (\text{État OFF}) & \text{si } V_{control} < V_{tri} \end{array} \right. \quad (2.31)$$

Bien que la commande PWM classique soit facile à implémenter de manière matérielle, elle présente des limites évidentes lorsqu'elle est soumise à des systèmes

fortement non linéaires et perturbés, tels que les générateurs photovoltaïques. Sa dépendance vis-à-vis de la linéarisation autour d'un point de fonctionnement spécifique restreint ses performances lors de variations climatiques brusques, justifiant ainsi le recours à des approches non linéaires plus robustes, à l'instar de la commande par logique floue.

2.6 Rendement et modélisation des pertes énergétiques

Dans un convertisseur réel, le rendement global η est affecté par l'existence de pertes thermiques intrinsèques dissipées dans les composants passifs et actifs. Les pertes globales se décomposent en trois grandes catégories analytiques [12] :

1. **Les pertes par conduction (P_{cond})** : Elles proviennent de la résistance interne des composants lorsque le courant les traverse en état passant.

○ Pour le MOSFET, elles dépendent de sa résistance interne à l'état passant $R_{DS(on)}$:

$$P_{cond,M} = D \cdot R_{DS(on)} \cdot I_{L,eff}^2 \quad (2.32)$$

○ Pour la diode, elles sont liées à sa tension de seuil V_{D0} et sa résistance dynamique r_D :

$$P_{cond,D} = (1 - D) \cdot V_{D0} \cdot I_L + (1 - D) \cdot r_D \cdot I_{L,eff}^2 \quad (2.33)$$

○ Pour l'inductance, elles résultent de la résistance série équivalente du bobinage (R_L) :

$$P_{cond,L} = R_L \cdot I_{L,eff}^2 \quad (2.34)$$

2. **Les pertes par commutation (P_{comm})** : Elles se produisent durant les phases de transition de fermeture (Turn-ON) et d'ouverture (Turn-OFF) de l'interrupteur actif, où le courant et la tension se superposent simultanément. Elles augmentent de manière strictement linéaire avec la fréquence de découpage f_s :

$$P_{comm} = \frac{1}{2} V_{out} \cdot I_L \cdot (t_{on} + t_{off}) \cdot f_s \quad (2.35)$$

Où t_{on} et t_{off} représentent les temps de transition du commutateur.

3. **Le rendement total (η)** : L'expression du rendement du convertisseur réel est formulée par :

$$\eta = \frac{P_{ch}}{P_{pv}} = \frac{P_{ch}}{P_{ch} + P_{cond} + P_{comm}} \quad (2.36)$$

L'ingénierie du convertisseur exige donc un compromis optimal : augmenter la fréquence f_s permet de réduire la taille physique et le coût des inductances et des condensateurs (selon les équations 2.28 et 2.30), mais accroît proportionnellement les pertes par commutation, dégradant ainsi le rendement énergétique de la chaîne PV.

2.7 Conclusion

Ce deuxième chapitre a permis de dresser une étude analytique et comparative approfondie des structures de conversion DC-DC non isolées. Les modélisations mathématiques et physiques développées mettent en évidence la supériorité structurelle du hacheur élévateur Boost pour s'intégrer harmonieusement au sein d'une chaîne photovoltaïque. Sa capacité inhérente à élever la tension tout en garantissant un profil de courant d'entrée hautement lissé optimise l'exploitation du champ PV. Cependant, les limites inhérentes aux correcteurs linéaires classiques face aux non-linéarités climatiques justifient l'introduction de commandes avancées. Le chapitre suivant sera ainsi dédié au développement et à l'évaluation d'une loi de commande intelligente basée sur la logique floue pour le contrôle du point de puissance maximale.

CHAPITRE 03 : COMMANDE MPPT PAR LOGIQUE FLOUE D'UN SYSTÈME PHOTOVOLTAÏQUE

CHAPITRE 03 : COMMANDE MPPT PAR LOGIQUE FLOUE D'UN SYSTÈME PHOTOVOLTAÏQUE

3.1 Introduction

Ce troisième chapitre est dédié à l'étude théorique et à la modélisation de la commande MPPT par Logique Floue (FLC). Cette approche intelligente permet de pallier les limites des régulateurs classiques, comme le P&O et le PID, face aux variations climatiques brusques. Pour cela, nous présenterons d'abord les concepts de base de la logique floue et son intérêt pour le système photovoltaïque. Ensuite, nous détaillerons l'architecture du régulateur flou connecté au hacheur Boost, en explicitant le calcul de l'erreur (E) et de sa variation (ΔE). Enfin, nous analyserons la matrice des 9 règles d'inférence ainsi que les différentes méthodes de défuzzification (CoG, MoM, WA) utilisées pour générer la commande finale. L'objectif est de poser les fondements théoriques nécessaires avant de passer à l'étape de simulation sous MATLAB/Simulink.

3.2 Introduction et Concepts Fondamentaux de la Logique Floue

La logique floue, introduite initialement par Lotfi Zadeh, constitue une approche alternative majeure au contrôle booléen classique. Elle s'affranchit des contraintes de la logique binaire traditionnelle où l'appartenance d'une variable à un ensemble est strictement exclusive (0 ou 1). Dans les architectures de commande contemporaines, cette rigidité classique pose des limites structurelles majeures lorsque le procédé à réguler présente de fortes non-linéarités ou dépend de dynamiques environnementales hautement fluctuantes [16].

Le générateur photovoltaïque (GPV) s'inscrira parfaitement dans cette catégorie de systèmes complexes. Sa courbe caractéristique courant-tension (I - V) et puissance-tension (P - V) évolue de manière abrupte et non-linéaire en fonction de l'irradiance globale et de la température des cellules. Les correcteurs proportionnels intégraux (PI) classiques, calculés autour d'un point de fonctionnement linéarisé fixe, manifestent une perte de robustesse notoire lors des régimes transitoires rapides, tels que les passages nuageux fréquents, entraînant des pertes électriques substantielles.

L'application de la commande par logique floue (Fuzzy Logic Control - FLC) se justifie par sa capacité structurelle à appréhender ces non-linéarités complexes sans nécessiter la connaissance d'un modèle mathématique exact ou rigoureux du panneau. Le contrôleur flou convertit l'expertise qualitative de l'ingénieur en une stratégie de contrôle quantitative via des variables linguistiques, permettant un suivi stable, fiable et ultra-rapide du point de puissance maximale (MPP) [17].

3.3 Architecture Globale d'un Régulateur Flou Dédié au MPPT

L'implémentation algorithmique du contrôleur flou inséré dans la boucle de régulation du hacheur Boost s'organise autour d'une architecture série comprenant quatre étapes de traitement fondamentales : la définition des variables d'entrée/sortie avec leur formulation mathématique, la fuzzification, l'inférence logique (base de règles), et la défuzzification [18].

3.3.1 Formulation Mathématique des Variables d'Entrée

Pour localiser avec précision le point de fonctionnement optimal (MPP), le régulateur exploite la propriété géométrique selon laquelle la dérivée de la puissance par rapport à la

tension ($\frac{dP}{dV}$) s'annule précisément au sommet de la courbe caractéristique. À chaque période d'échantillonnage discrète k , les deux variables d'entrée numériques, à savoir l'erreur $E(k)$ et sa variation $\Delta E(k)$, sont formulées mathématiquement comme suit [19] :

$$E(k) = \frac{P(k) - P(k-1)}{V(k) - V(k-1)} \quad (3.1)$$

$$\Delta E(k) = E(k) - E(k-1) \quad (3.2)$$

Où :

- $P(k)$ et $V(k)$ représentent respectivement la puissance et la tension instantanées mesurées aux bornes du GPV à l'instant actuel k .
- $P(k-1)$ et $V(k-1)$ désignent les valeurs correspondantes sauvegardées et mémorisées lors du pas d'échantillonnage précédent.

3.3.2 Nature de la Variable de Sortie

La variable de sortie calculée en temps réel par le bloc flou est la variation ou l'incrément du rapport cyclique, notée $\Delta D(k)$. Le rapport cyclique final $D(k)$ acheminé vers le modulateur de largeur d'impulsion (PWM) est obtenu par une intégration temporelle discrète de cette variable [18] :

$$D(k) = D(k-1) + \Delta D(k) \quad (3.3)$$

Cette configuration structurelle confère au système global une action intégrale naturelle, jouant un rôle de filtre et garantissant l'annulation systématique de l'erreur statique en régime permanent.

3.4 Processus de Fuzzification et Univers de Discours

La fuzzification opère la conversion des valeurs numériques nettes issues des capteurs en grandeurs linguistiques floues en déterminant leur degré d'appartenance respectif. L'univers de discours associé à chaque variable est segmenté de manière symétrique en sept (03) classes linguistiques afin d'obtenir une résolution hautement fine autour du point de puissance maximale [20] :

- **N** : Negative
- **ZE** : Zero Equal (Zéro Égal)
- **P** : Positive

3.4.1 Modélisation Analytique des Fonctions d'Appartenance

Le choix de la forme géométrique de ces fonctions détermine la sensibilité et la dynamique de calcul du contrôleur. Les types principaux les plus exploités en électronique de puissance sont :

- **La fonction triangulaire :**

Définie par trois paramètres réels $[a, b, c]$ (où a et c représentent les bornes inférieures et b désigne le sommet), elle possède un unique sommet pointu. Elle offre une sensibilité maximale et une grande simplicité computationnelle :

$$\mu(x) = \max \left(\min \left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right) \quad (3.4)$$

- **La fonction trapézoïdale :**

Définie par quatre paramètres réels [a, b, c, d], elle possède un plateau horizontal supérieur. Elle introduit une zone de saturation stable souvent utilisée aux extrémités de l'univers de discours pour marquer la saturation :

$$\mu(x) = \max \left(\min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c} \right), 0 \right) \quad (3.5)$$

- **La fonction gaussienne :**

Définie par une forme en cloche symétrique et lisse, elle est caractérisée par deux paramètres : le centre C et l'écart-type σ (qui détermine la largeur de la cloche). Elle offre une transition extrêmement douce :

$$\mu(x) = \exp \left(-\frac{1}{2} \left(\frac{x-c}{\sigma} \right)^2 \right) \quad (3.6)$$

- **La fonction sigmoïdale :**

Définie par une courbe asymétrique continue en forme de S, elle est basée sur la fonction exponentielle et caractérisée par sa pente de transition a et son point d'inflexion central C :

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(-a(x - c))} \quad (3.7)$$

3.5 Établissement de la Base de Règles d'Inférence

La base de règles stocke la logique décisionnelle du système sous forme d'instructions conditionnelles du type : « SI (Entrée 1) ET (Entrée 2) ALORS (Sortie) ». L'établissement de ces règles découle d'une analyse physique approfondie du comportement électrique de la courbe P-V [21].

Le contrôleur flou dispose de deux entrées linguistiques : l'erreur E(k) et la variation de l'erreur CE(k), et d'une sortie $\Delta D(k)$ représentant la variation du rapport cyclique. Chaque variable est définie sur trois ensembles flous : N (Négatif), ZE (Zéro), P (Positif).

- **Zone de recherche active (à gauche du MPP) :**

Si E(k) est P (pente positive), le système fonctionne en amont du point optimal. Pour converger, le contrôleur doit augmenter le rapport cyclique :

- SI (E est P) ET (CE est P) ALORS (ΔD est P)
- SI (E est P) ET (CE est ZE) ALORS (ΔD est P)
- SI (E est P) ET (CE est N) ALORS (ΔD est ZE)

- **Zone de convergence (sommet de la courbe) :**

Si E(k) est ZE (pente nulle), le point de fonctionnement se situe sur la crête de la courbe P-V. La stratégie impose de figer la commande :

- SI (E est ZE) ET (CE est P) ALORS (ΔD est P)
- SI (E est ZE) ET (CE est ZE) ALORS (ΔD est ZE)
- SI (E est ZE) ET (CE est N) ALORS (ΔD est N)

- **Zone de dépassement (à droite du MPP) :**

Si $E(k)$ est N (pente négative), la tension est trop élevée. Le contrôleur doit réduire le rapport cyclique :

- SI (E est N) ET (CE est P) ALORS (ΔD est ZE)
- SI (E est N) ET (CE est ZE) ALORS (ΔD est N)
- SI (E est N) ET (CE est N) ALORS (ΔD est N)

Tableau de la base de règles (3×3) :

CE \ E	N	ZE	P
N	N	N	ZE
ZE	N	ZE	P
P	ZE	P	P

Tab 1 Tableau de la base de règles (3×3)

3.6 Méthodes d'Inférence et de Défuzzification

3.6.1 Systèmes d'Inférence Floue (FIS) : Mamdani et Takagi-Sugeno

Le moteur d'inférence est l'unité logique qui interprète la base de règles. Deux approches prédominent dans la littérature scientifique pour les applications photovoltaïques.

3.6.1.1 Système d'Inférence de Mamdani

Développé par Ebrahim Mamdani, ce modèle est privilégié pour sa grande transparence et sa proximité avec le raisonnement humain [16]. Dans ce système, la conclusion de chaque règle est elle-même un ensemble flou. Après l'évaluation des prémisses par la t-norme min, le système procède au tronquage des fonctions d'appartenance de sortie. Le degré d'activation w_i d'une règle i est ainsi donné par :

$$w_i = \min(\mu_{A_i}(E), \mu_{B_i}(\Delta E)) \quad (3.8)$$

L'agrégation finale est réalisée par la s-norme max, créant une surface de contrôle continue [21].

3.6.1.2 Système de Takagi-Sugeno-Kang (TSK)

Proposé par Takagi et Sugeno [17], le modèle TSK modifie la structure de la conclusion. Au lieu d'ensembles flous, la sortie est définie par une fonction mathématique linéaire ou constante. Pour un modèle d'ordre 1, la sortie de la règle est donnée par :

$$f_i(E, \Delta E) = p_i \cdot E + q_i \cdot \Delta E + r_i \quad (3.9)$$

Ce modèle est extrêmement performant pour les systèmes où la rapidité de calcul est critique, car il remplace l'intégration géométrique complexe par une simple formule algébrique [17]. Le Tableau 3.2 met en évidence les caractéristiques propres à chaque modèle.

Tableau 3.2 : Analyse comparative des structures d'inférence Mamdani et TSK

Critère d'évaluation	Système de Mamdani	Système de Takagi-Sugeno-Kang (TSK)
Structure de la conclusion	Ensembles flous linguistiques (ex. : P, ZE) [16]	Fonctions polynomiales ou constantes [17]
Opération de défuzzification	Intégration géométrique (Centre de Gravité) [21]	Moyenne pondérée algébrique (Formule explicite) [17]
Charge computationnelle	Élevée (Calcul d'intégrales en temps réel) [22]	Faible (Opérations arithmétiques simples) [23]
Lissé de la surface de contrôle	Excellent (Transitions hautement continues) [21]	Bon (Approximation linéaire par morceaux) [17]
Sensibilité au bruit de mesure	Faible (Effet filtrant des surfaces floues) [22]	Modérée (Dépendante des coefficients du polynôme)
Ressources matérielles requises	Microcontrôleur haute performance (STM32, DSP)	Microcontrôleur standard (Arduino, PIC, ATmega)
Rendement statique MPPT	Supérieur à 99% en régime établi [24]	Très élevé (Environ 98.5% à 99%) [24]

Tab 2Analyse comparative des structures d'inférence Mamdani et TSK

3.6.2 Méthodes de Défuzzification et Génération de la Commande :

La défuzzification constitue l'étape finale du contrôleur flou. Son rôle consiste à convertir l'ensemble flou résultant de l'étape d'inférence en une valeur numérique nette, représentant l'incrément du rapport cyclique $\Delta D(k)$ destiné à piloter la MLI. Pour le système de Mamdani, le choix de l'opérateur de défuzzification détermine le comportement statique et la charge computationnelle du processeur [22]. Dans le cadre de notre étude, trois méthodes principales sont introduites :

A. Méthode du Centre de Gravité (CoG - Center of Gravity) :

C'est la technique la plus rigoureuse et la plus adoptée en électronique de puissance [21]. Elle consiste à déterminer le point d'équilibre géométrique de la surface de commande globale issue de l'agrégation max [21]. L'expression analytique continue est formulée par [21] :

$$\Delta D(k) = \frac{\int x \cdot \mu(x) dx}{\int \mu(x) dx} \quad (3.10)$$

Pour une implémentation numérique discrète dans les processeurs de commande, elle est calculée sous forme d'une somme discrète :

$$\Delta D(k) = \frac{\sum_{i=1}^n x_i \cdot \mu(x_i)}{\sum_{i=1}^n \mu(x_i)} \quad (3.11)$$

Où x_i représente l'élément de l'univers de discours de la sortie, et $\mu(x_i)$ son degré d'appartenance associé.

B. Méthode de la Moyenne des Maxima (MoM - Mean of Maxima) :

Cette méthode restreint le calcul uniquement aux points de la surface de sortie qui atteignent le degré d'appartenance maximal (μ_{max}) [21]. Si ce maximum est défini sur un intervalle borné par $[x_{min}, x_{max}]$, la valeur nette est calculée par la moyenne algébrique de ces limites [21] :

$$\Delta D(k) = \frac{x_{min} + x_{max}}{2} \quad (3.12)$$

Bien que cette approche réduise la charge de calcul, elle présente des risques de discontinuité (sauts brusques) sur la commande finale lors des variations dynamiques [22].

C. Méthode de la Moyenne Pondérée (WA - Weighted Average) :

Principalement exploitée pour des configurations à fonctions d'appartenance de sortie de type singletons ou pour des structures simplifiées, cette méthode pondère la valeur de la conclusion de chaque règle par son degré d'activation w_i [21]. Sa formulation explicite est purement algébrique [21] :

$$\Delta D(k) = \frac{\sum_{i=1}^m w_i \cdot f_i}{\sum_{i=1}^m w_i} \quad (3.13)$$

Où w_i est le poids d'activation de la règle i , et f_i est la valeur numérique de la conclusion associée [21]. Cette technique élimine le besoin d'intégration géométrique complexe, optimisant ainsi l'exécution en temps réel [22].

3.7 Analyse comparative et évaluation des performances des régulateurs :

Dans cette section, nous menons une étude comparative approfondie afin d'évaluer les performances des différentes stratégies de commande étudiées. Le système global a été soumis à un scénario de $T=25$ stable et d'éclairement variable (G) structuré en trois phases distinctes sur une durée totale de 1 s :

- **De 0 à 0.5 s :** Éclairement faible ($G = 500 \text{ W/m}^2$).
- **De 0.5 à 0.8 s :** Éclairement maximal ($G = 1000 \text{ W/m}^2$).
- **De 0.8 à 1 s :** Éclairement intermédiaire ($G = 800 \text{ W/m}^2$).

3.7.1 Analyse du Comportement de l'Algorithme Classique P&O :

3.7.1.1 Modélisation et Simulation de l'algorithme P&O

Avant d'aborder la commande par logique floue, il est essentiel d'étudier l'algorithme classique **Perturbe et Observe (P&O)**, qui servira de référence pour notre étude comparative.

Pour ce faire, nous présentons en premier lieu l'organigramme (ou le schéma bloc) qui décrit le principe de fonctionnement et la logique de cette commande. Ensuite, nous exposons le modèle global de simulation implémenté sous l'environnement MATLAB/Simulink, englobant le panneau photovoltaïque, le hacheur, et le bloc de commande MLI-P&O (voir fig 16 , 17).

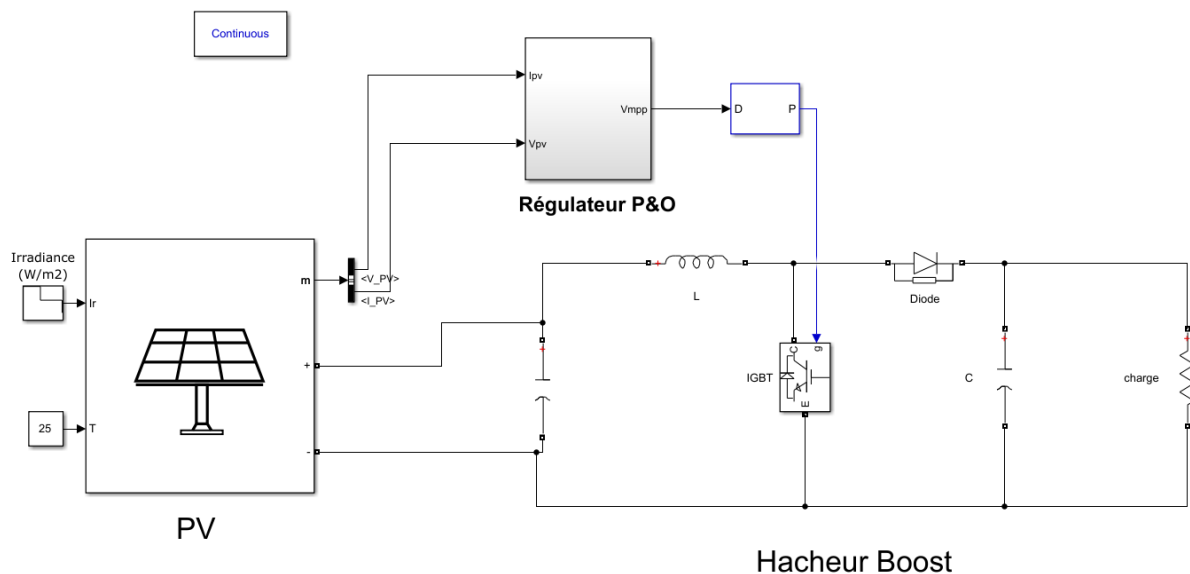


Fig : 16 Modèle global de simulation du système PV avec régulateur P&O

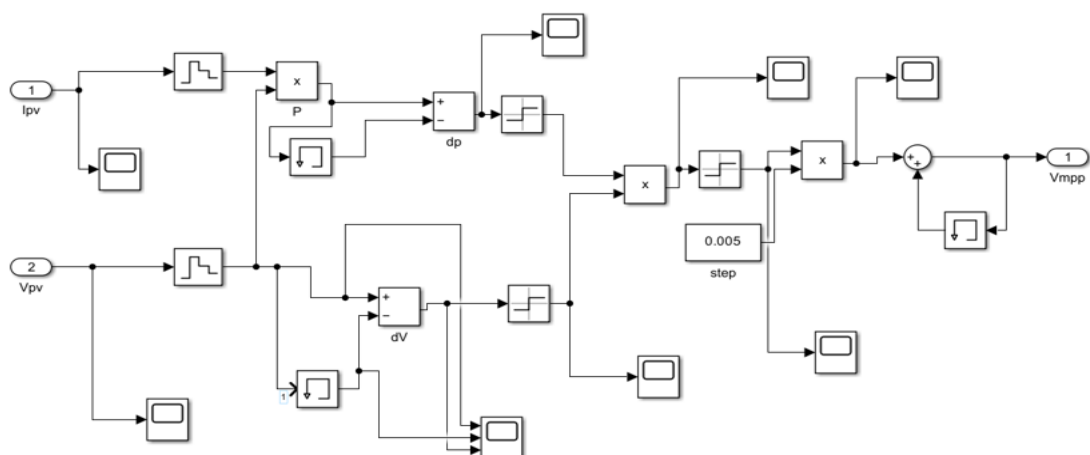


Fig : 17 : Structure interne du bloc de l'algorithme P&O

Ce modèle complet nous permet d'analyser le comportement dynamique du système et d'extraire les signaux de sortie pour différentes conditions météorologiques .

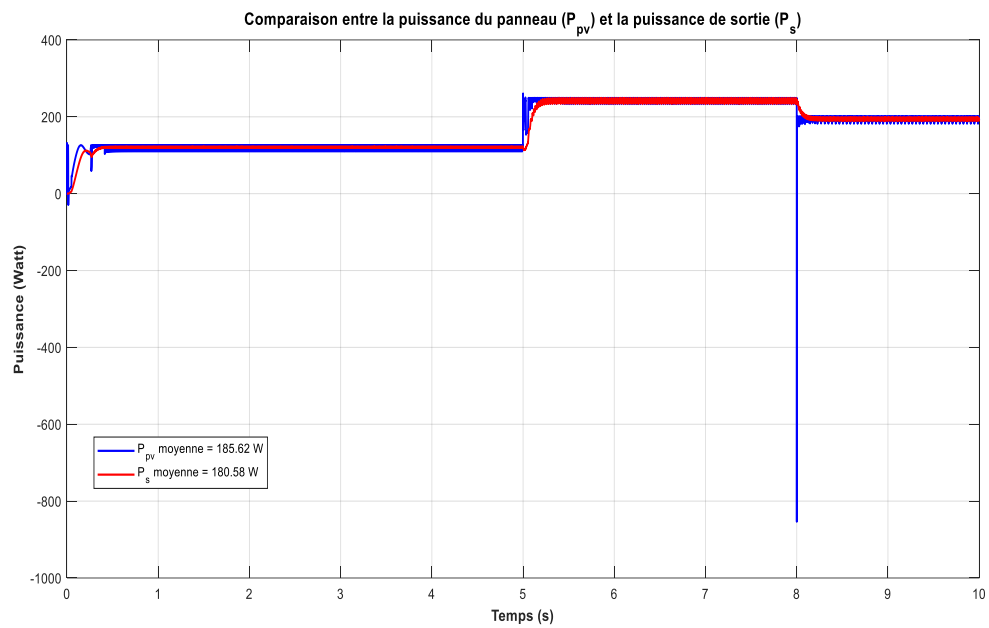


Fig : 18 Comparaison entre la puissance du panneau (P_{pv}) et la puissance de sortie (P_s)

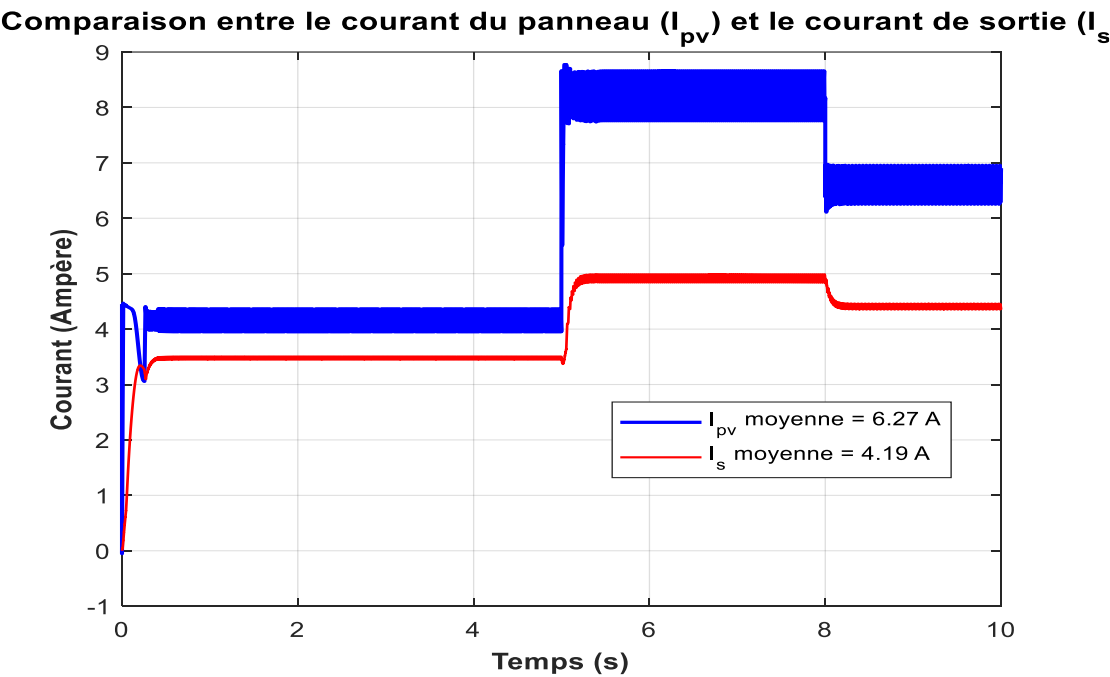


Fig : 19 Comparaison entre le courant du panneau (I_{pv}) et le courant de sortie (I_s)

Comparaison entre la tension du panneau (V_{pv}) et la tension de sortie (V_s)

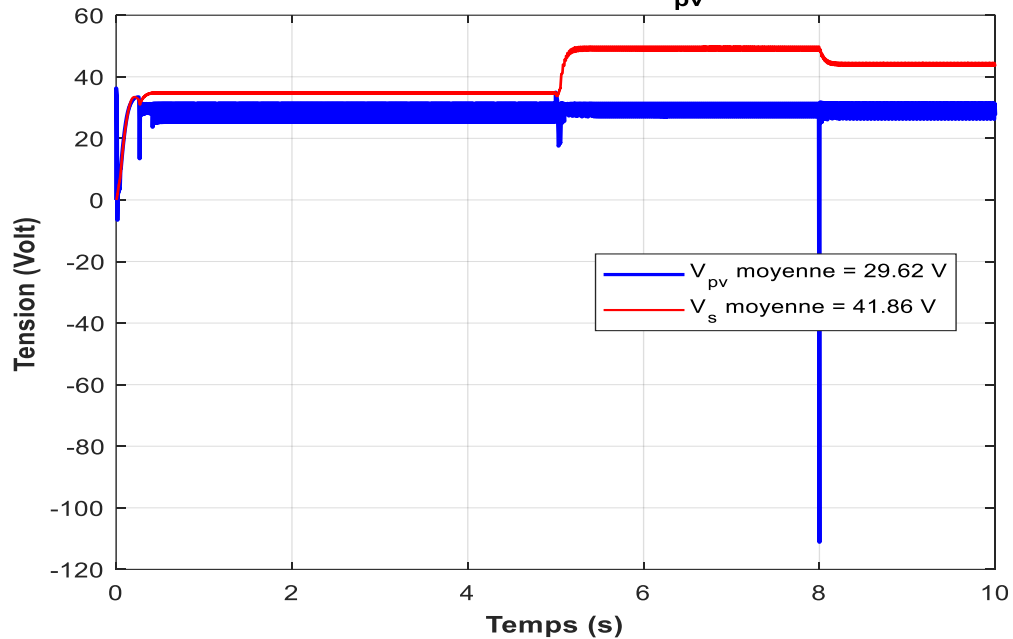


Fig : 20 Comparaison entre la tension du panneau (V_{pv}) et la tension de sortie (V_s)

1. Phase sous éclaircissement faible :

Au démarrage, nous constatons que l'algorithme P&O met un temps long pour converger. Ce n'est qu'à partir de $t = 0.25$ s que les signaux se stabilisent. La puissance du panneau (P_{pv}) atteint son premier maximum à environ 120 w tandis que la tension de sortie du Boost (V_s) se stabilise autour de 34V. Dès que ce point maximal est atteint, nous observons des oscillations continues très nettes sur les profils du courant (I_{pv}) et de la tension (V_{pv}). C'est le comportement typique du P&O qui perturbe sans cesse le système.

2. Phase sous éclaircissement maximal :

À l'instant $t = 0.5$ s, l'éclaircissement double brusquement. Nous remarquons une réaction immédiate du photocourant (I_{pv}) qui s'élève à 8.5A. La puissance extraite grimpe pour se stabiliser à 250 W et la tension V_s atteint 50V. Cependant, une augmentation des oscillations en régime permanent, ce qui engendre des pertes de puissance continues au niveau du générateur.

3. Phase sous éclaircissement intermédiaire :

À l'instant $t = 0.8$ s, l'éclaircissement passe à $G = 800$ W/m². Ce changement brusque provoque une baisse brutale de l'énergie disponible, visible sous forme d'un pic négatif aigu sur la tension et la puissance. Le courant se stabilise à 6.5 A et la puissance se fixe à 200 W, avec le maintien des oscillations caractéristiques de cette méthode.

3.7.2 Modélisation et Simulation du Régulateur flou:

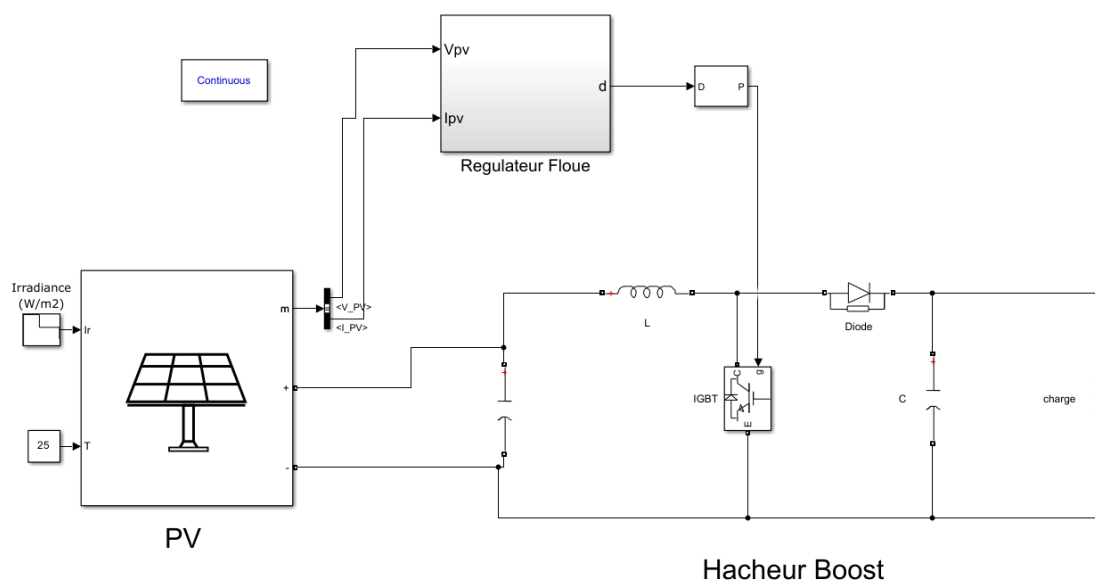


Fig : 21 Modèle global de simulation du système PV avec régulateur Flou

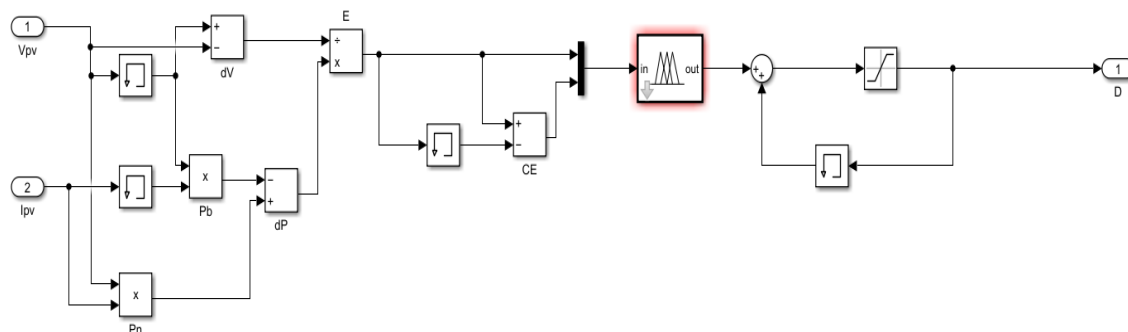


Fig : 22 Structure interne du bloc de l'algorithme Flou

A_Analyse du Comportement du Contrôleur de Mamdani (Forme Triangulaire - 3 Règles)

Nous analysons ici les profils obtenus en appliquant un contrôleur basé sur la structure de Mamdani avec des fonctions d'appartenance triangulaires et une base réduite à 3 règles.

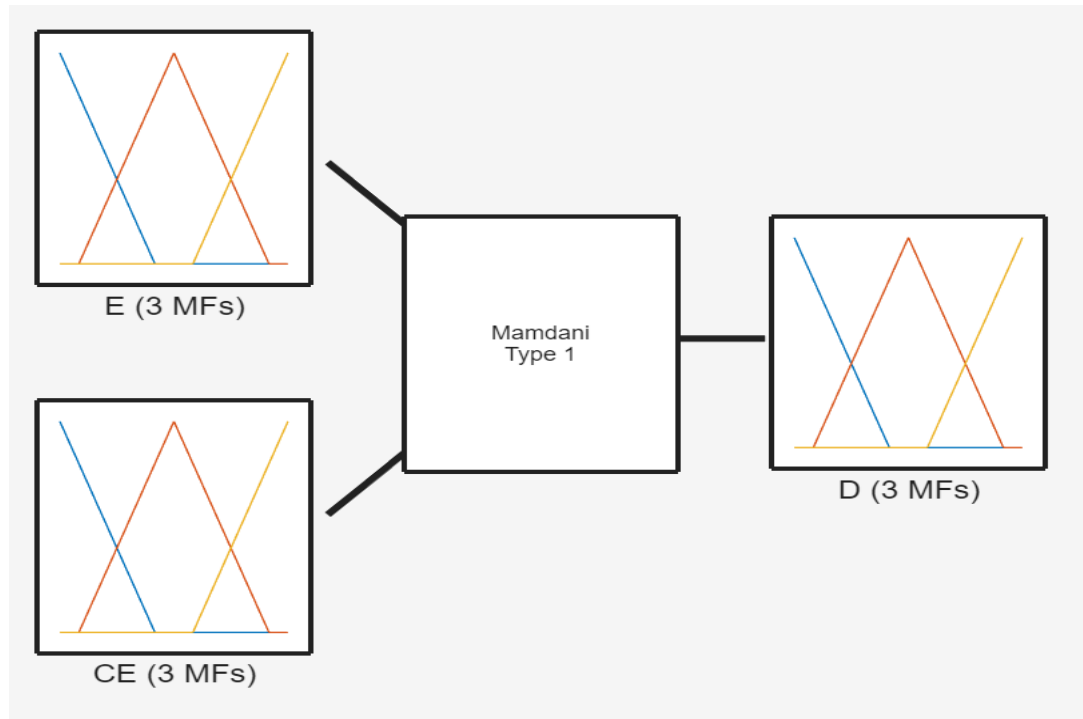


Fig : 23 Architecture du contrôleur flou de type Mamdani forme triangulaire

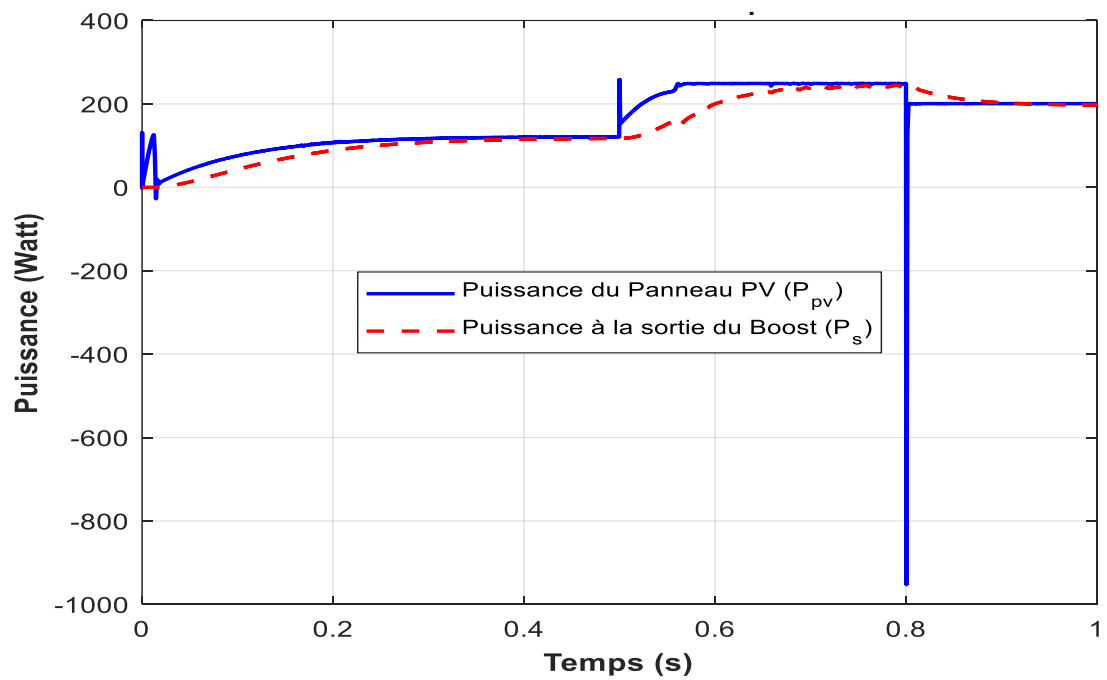


Fig : 24 Comparaison entre la puissance du panneau (P_{pv}) et la puissance de sortie (P_s)

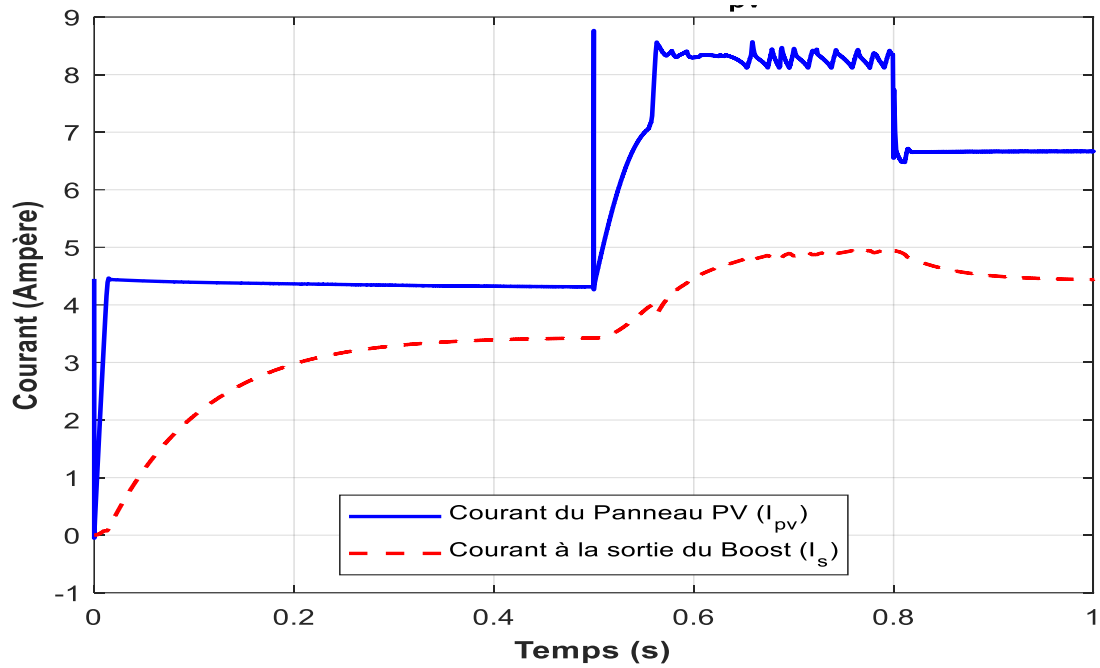


Fig : 25 Comparaison entre le courant du panneau (I_{pv}) et le courant de sortie (I_s)

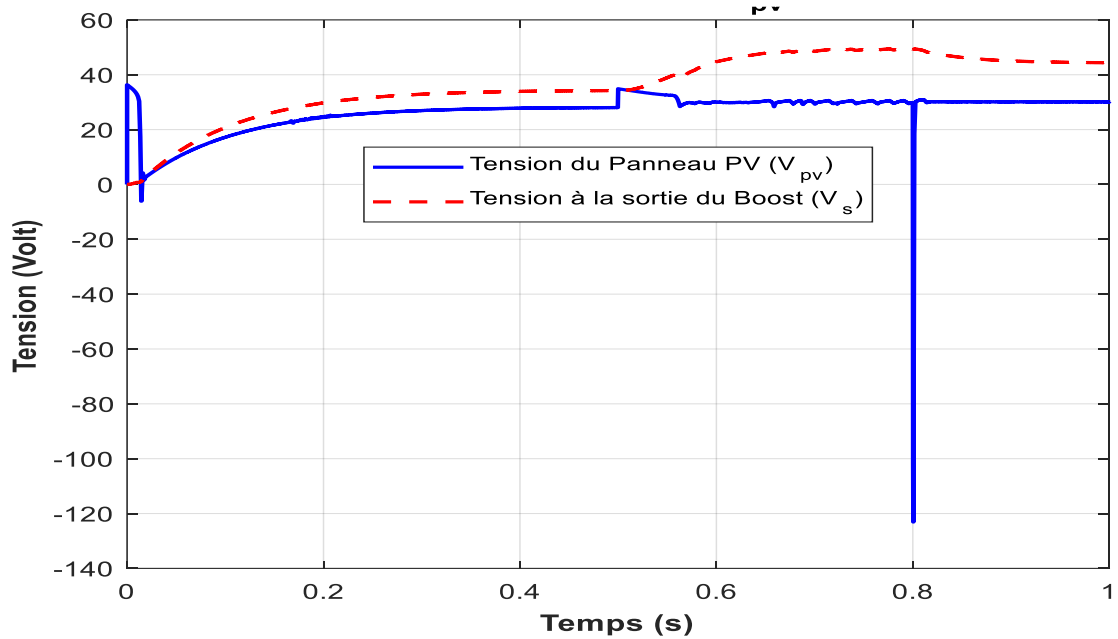


Fig : 26 Comparaison entre la tension du panneau (V_{pv}) et la tension de sortie (V_s)

1. Phase sous éclairage faible (500W/m^2) :

Au démarrage du système, nous observons que le comportement transitoire de ce contrôleur est caractérisé par une grande régularité. Le courant s'établit de manière progressive et se stabilise à 4.3 A. La puissance extraite (P_{pv}) atteint son régime permanent à 120 W avec

une tension panneau (V_{pv}) de 28 V . L'élément majeur ici est l'élimination totale des oscillations en régime permanent. Une fois le point optimal atteint, les courbes deviennent parfaitement lisses.

2. Phase sous éclaircissement maximal (1KW/m²) :

À l'instant $t = 0.5$ s , le courant du panneau grimpe à 8.3 A et la puissance se fixe à 250 W. Nous remarquons un léger temps de retard avant la stabilisation complète du signal. Ce comportement est lié à la structure de Mamdani : l'étape de défuzzification par calcul de l'aire géométrique introduit une inertie calculatoire qui lisse le signal mais ralentit la dynamique de poursuite lors des transitions sévères.

3. Phase sous éclaircissement intermédiaire (800W/m²) :

À l'instant $t = 0.8$ s la chute d'éclaircissement à provoquer une baisse transitoire prononcée. La tension (V_{pv}) et la puissance (P_{pv}) affichent une chute sous forme d'une impulsion négative majeure avant de converger à nouveau. La base réduite à 3 règles montre ici ses limites d'interpolation, provoquant cet effet de surprise transitoire avant de stabiliser finalement le système à 200 w .

B_ Analyse du Comportement du Contrôleur de Mamdani (Forme Trapézoïdale - 3 Règles)

Nous évaluons à présent les performances du contrôleur de Mamdani configuré avec des fonctions d'appartenance trapézoïdales.

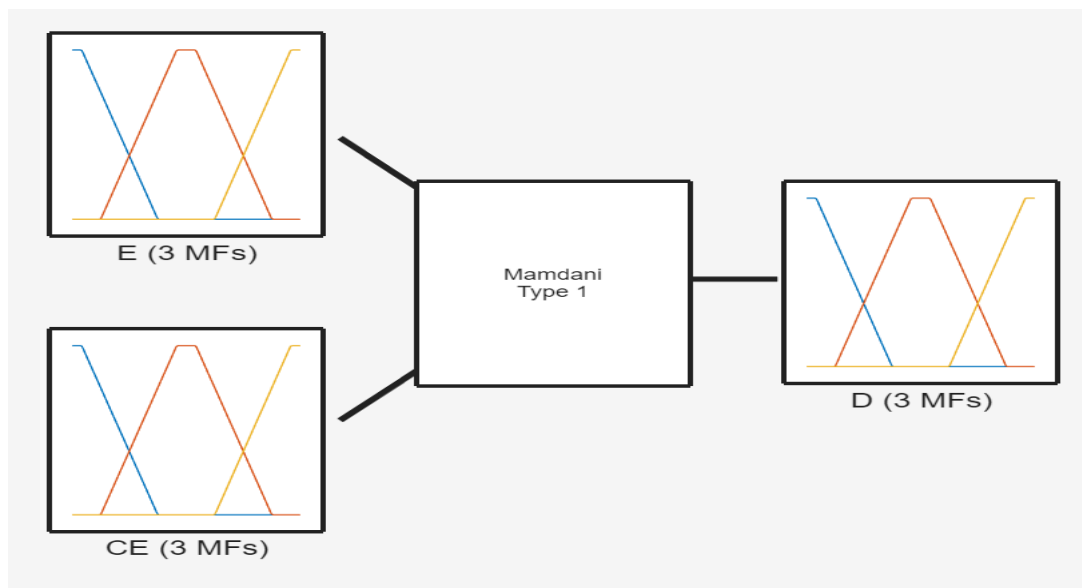


Fig : 27 Architecture du contrôleur flou de type Mamdani forme trapizoidale

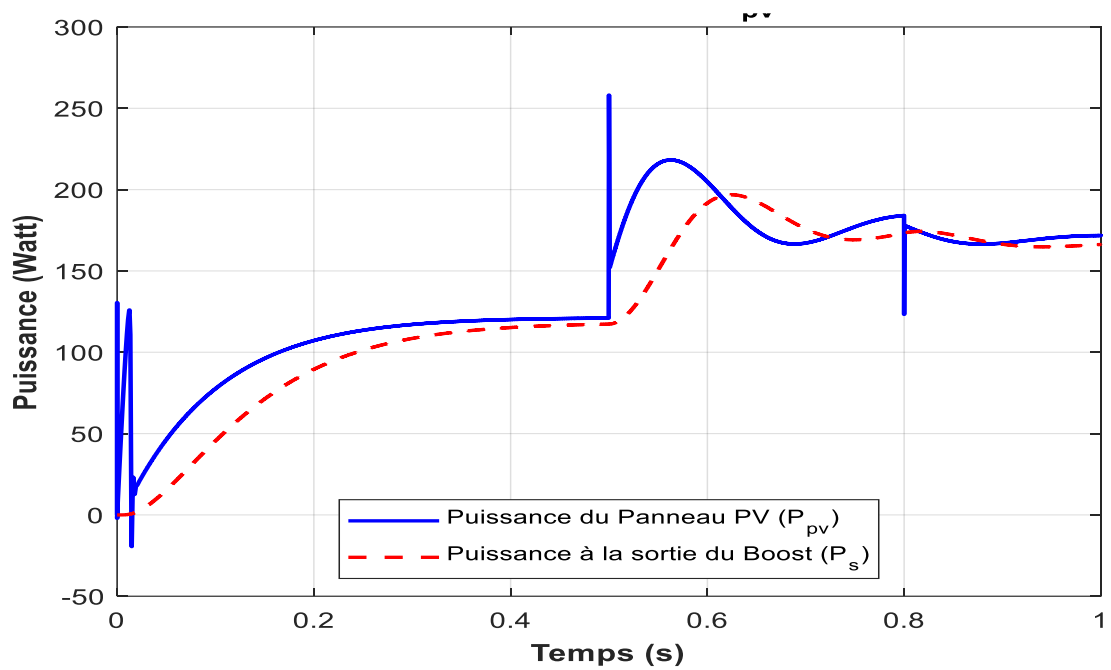


Fig : 28 Comparaison entre la puissance du panneau (P_{pv}) et la puissance de sortie (P_s)

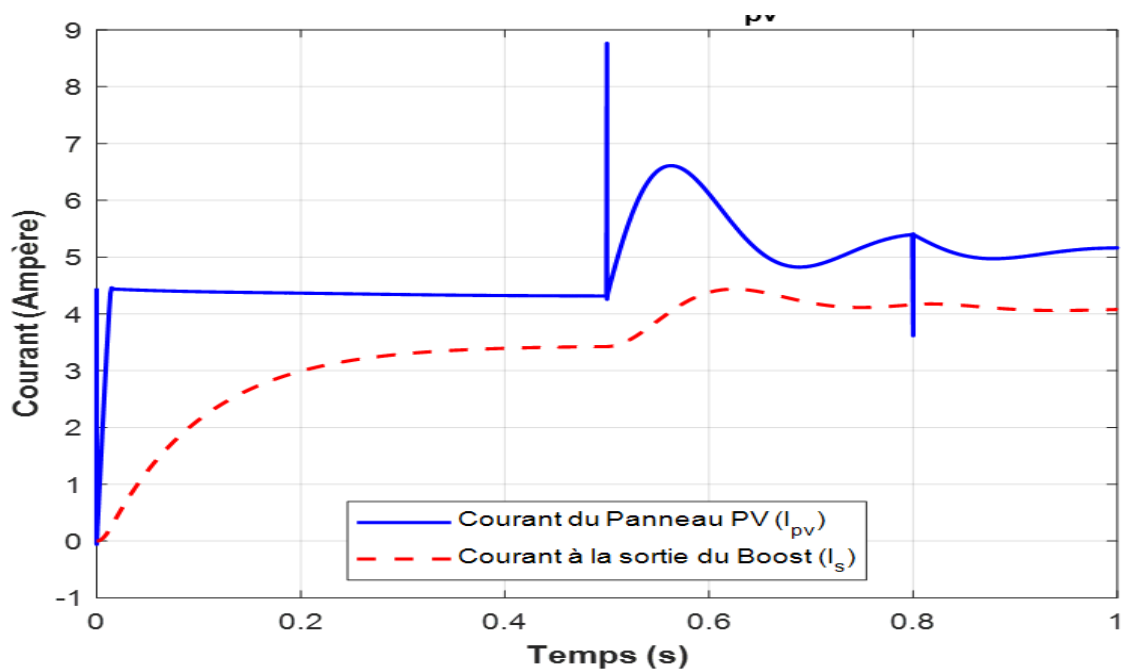


Fig : 29 Comparaison entre le courant du panneau (I_{pv}) et le courant de sortie (I_s)

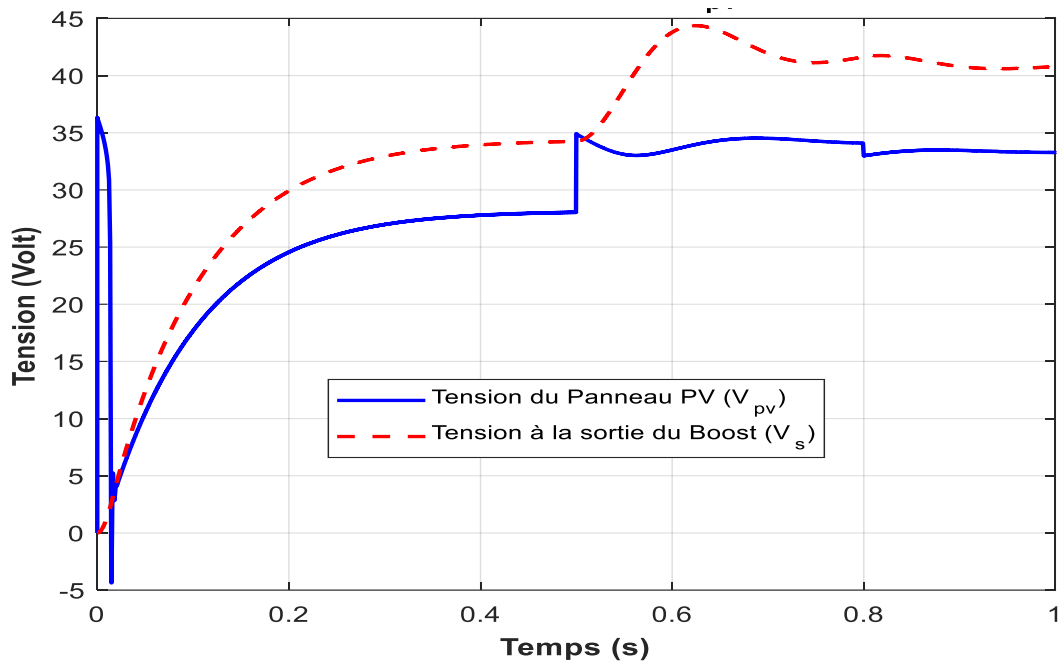


Fig : 30 Comparaison entre la tension du panneau (V_{pv}) et la tension de sortie (V_s)

1. Phase sous éclaircissement faible (500W/m^2) :

Au démarrage, l'établissement des signaux est progressif. Le courant (I_{pv}) se stabilise de manière fluide à 4.3 A tandis que la puissance (P_{pv}) atteint le palier de 120 W. La forme trapézoïdale se distingue par sa capacité à offrir un régime permanent d'une stabilité remarquable, le sommet plat du trapèze éliminant totalement les micro-oscillations autour du point optimal.

2. Phase sous éclaircissement maximal (1000W/m^2) :

À l'instant $t=0.5$ s. Contrairement aux configurations précédentes, la puissance et le courant n'atteignent pas leur point d'équilibre instantanément. Nous observons une ondulation transitoire sous forme d'une bosse amortie. Le sommet plat des trapèzes rend le contrôleur temporairement moins sensible aux variations rapides, ce qui prolonge le temps de réponse avant d'atteindre le palier stable.

3. Phase sous éclaircissement intermédiaire (800W/m^2) :

Au moment de la baisse de l'éclaircissement $t=0.8$ s, les courbes enregistrent un pic inverse suivi d'une phase de reconvergence douce vers un point d'équilibre stable à 170 w ($I_{pv} = 5.1$ A) L'association d'une base de 3 règles avec la géométrie trapézoïdale restreint la précision du suivi en régime dégradé, ce qui explique pourquoi la puissance finale extraite reste ici inférieure à celle obtenue avec les fonctions triangulaires.

C_Analyse du Comportement du Contrôleur de Sugeno (Forme Triangulaire - 3 Règles)

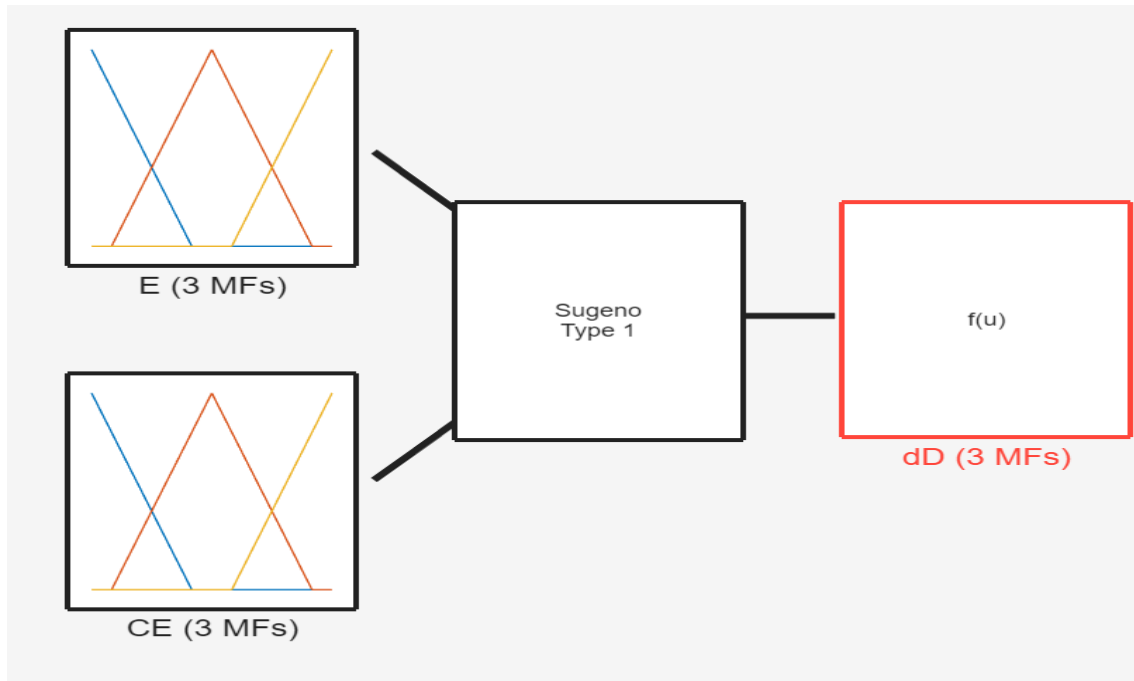


Fig : 31 Architecture du contrôleur flou de type Sugeno forme triangulaire

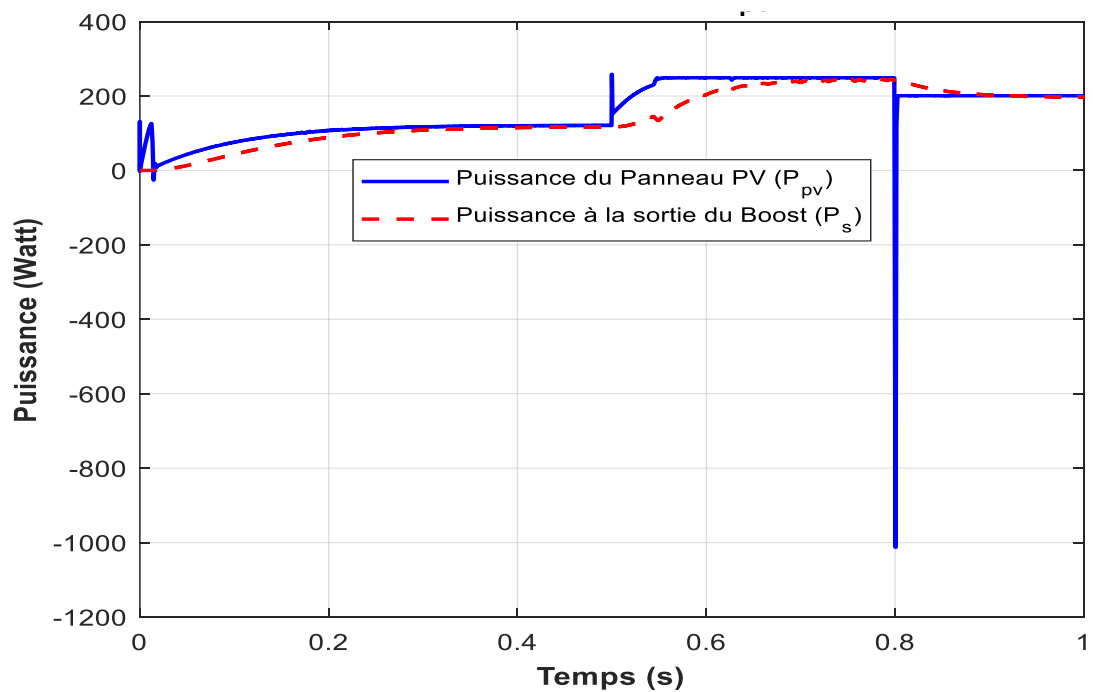


Fig : 32 Comparaison entre la puissance du panneau (P_{pv}) et la puissance de sortie (P_s)

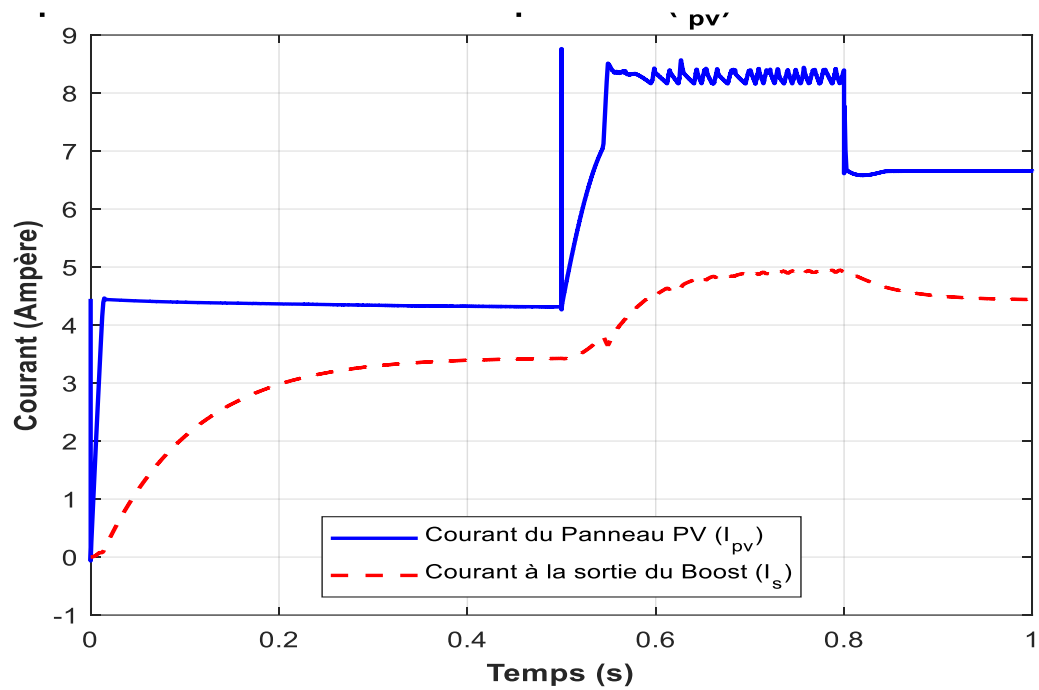


Fig : 33 Comparaison entre le courant du panneau (I_{pv}) et le courant de sortie (I_s)

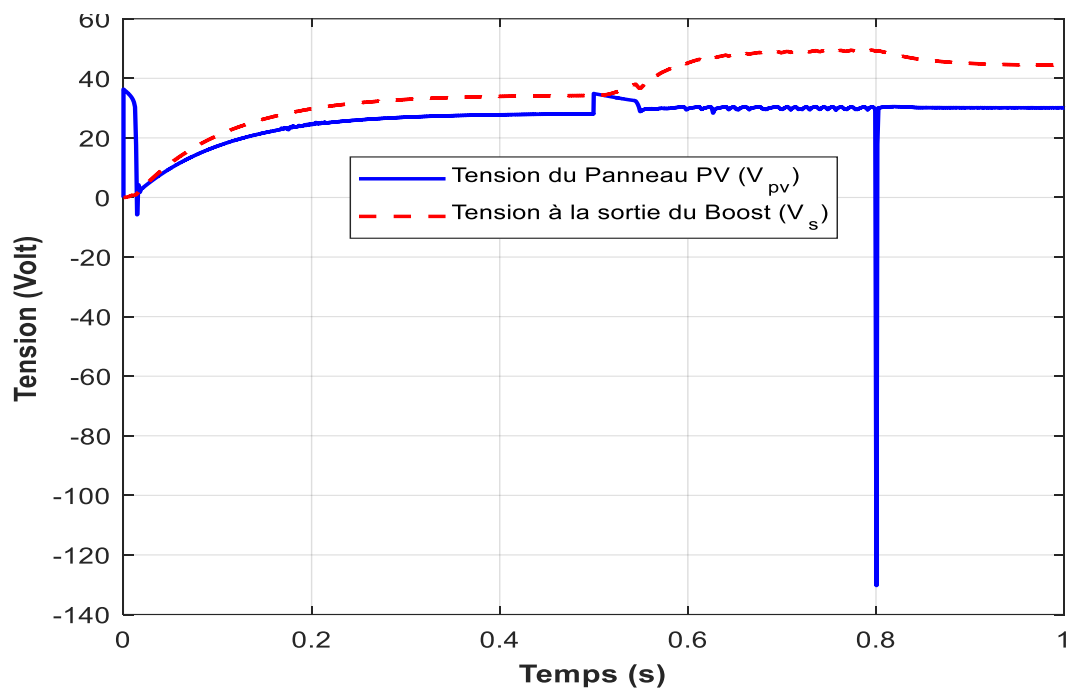


Fig : 34 Comparaison entre la tension du panneau (V_{pv}) et la tension de sortie (V_s)

Nous étudions les profils obtenus en appliquant le contrôleur de Sugeno sous sa forme triangulaire avec une base de 3 règles.

1. Phase sous éclaircement faible (500W/m^2) :

Dès le lancement de la simulation, les signaux du courant (I_{pv}) et de la tension (V_{pv}) atteignent leur régime permanent en moins de 0.15 s. Ce temps est nettement inférieur à celui

enregistré par l'approche P&O ou par le modèle de Mamdani. La puissance se fixe rigoureusement à 120w avec une annulation absolue des oscillations en régime établi.

2. Phase sous éclaircissement maximal (1000W/m²) :

À l'instant $t = 0.5$ s, le courant du panneau s'ajuste instantanément pour se stabiliser à 8.3A, permettant à la puissance extraite de doubler pour atteindre 250 W. La transition s'effectue de manière directe, sans aucun dépassement ni ondulations amorties. L'inférence de Sugeno élimine l'inertie calculatoire et garantit un suivi de puissance optimal en temps réel.

3. Phase sous éclaircissement intermédiaire (800W/m²) :

À l'instant $t = 0.8$ s, nous observons un pic négatif aigu très prononcé sur les courbes de tension ($V_{pv} \approx -100$ V) et de puissance ($P_{pv} \approx -780$ W). Ce phénomène traduit une contrainte de convergence numérique du solveur d'intégration face à la discontinuité de la marche descendante, et non un comportement physique du panneau. Le système démontre une excellente résilience en reconvergeant immédiatement vers son état stable à 200 w et $I_{pv} = 6.6$ A).

D_ Analyse du Comportement du Contrôleur de Sugeno (Forme Trapézoïdale - 3 Règles)

Nous finalisons notre étude en évaluant le contrôleur de Sugeno configuré avec des fonctions d'appartenance trapézoïdales.

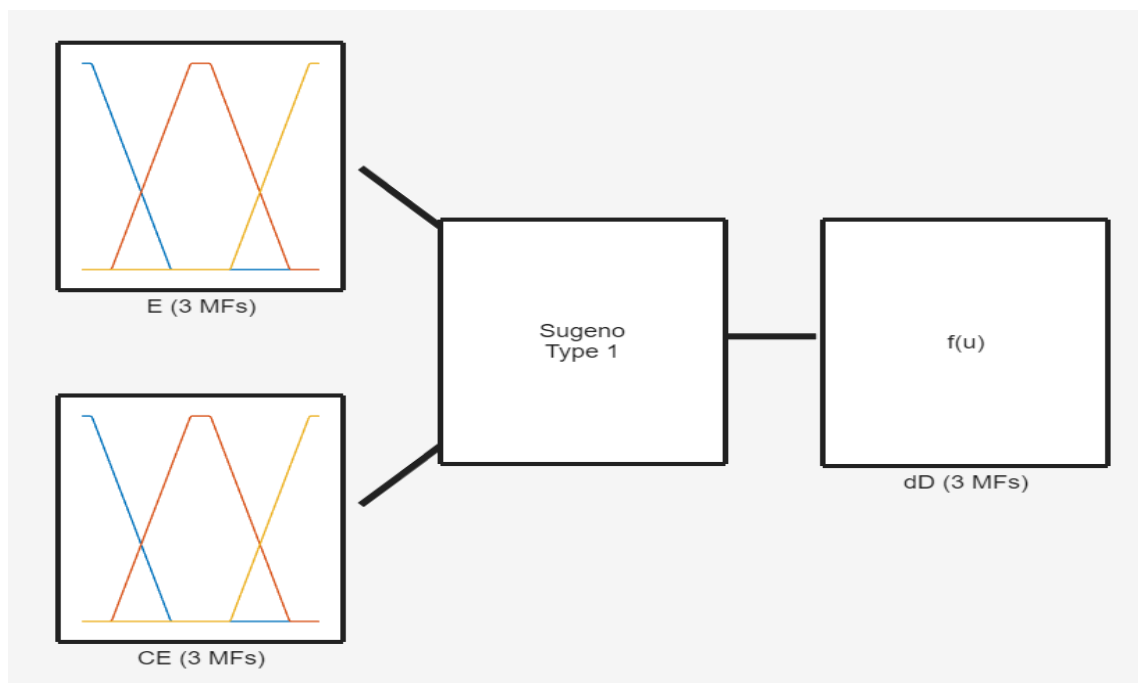


Fig : 35 Architecture du contrôleur flou de type Sugeno forme trapizoidale

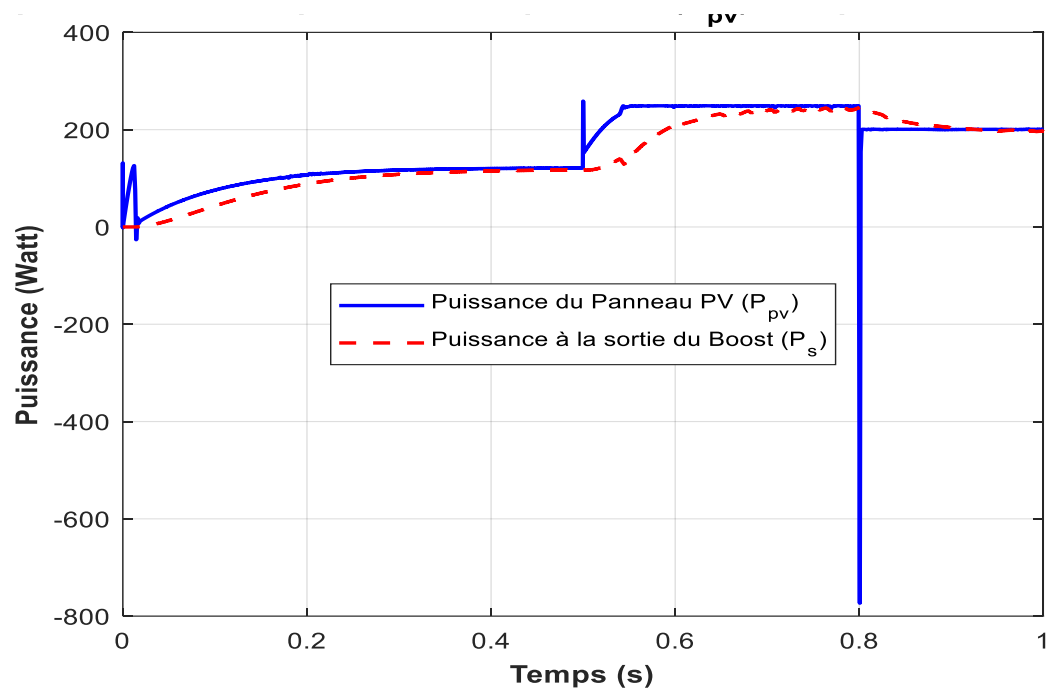


Fig : 37 Comparaison entre la puissance du panneau (P_{pv}) et la puissance de sortie (P_s)

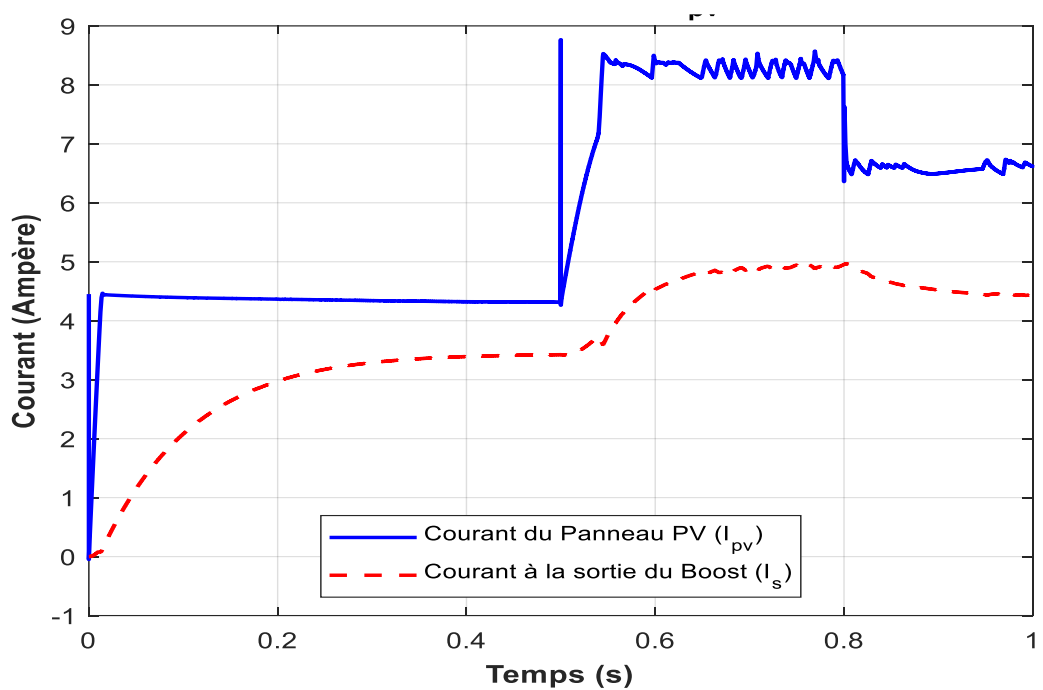


Fig : 36 Comparaison entre le courant du panneau (I_{pv}) et le courant de sortie (I_s)

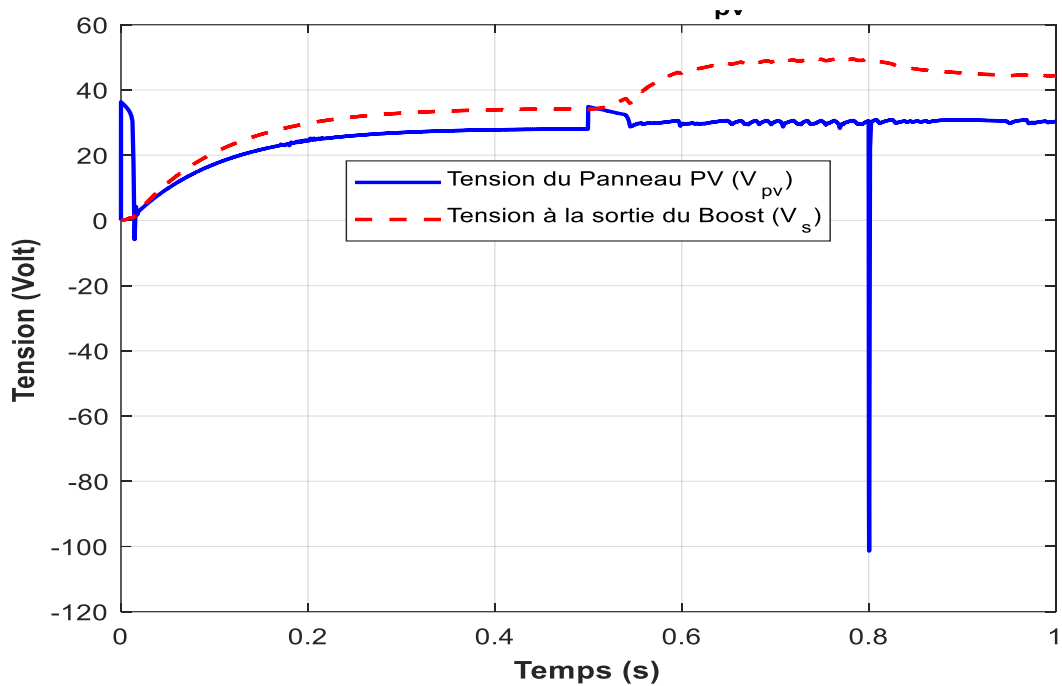


Fig : 38 Comparaison entre la tension du panneau (V_{pv}) et la tension de sortie (V_s)

1. Phase sous éclaircissement faible ($500W/m^2$) :

Au démarrage, le courant (I_{pv}) s'établit rapidement à 4.3 A tandis que la puissance (P_{pv}) converge vers le palier de 120 W. Grâce à la zone de saturation unitaire propre aux fonctions trapézoïdales, le système filtre intégralement les bruits de calcul, et les ondulations sont totalement éradiquées en régime établi.

2. Phase sous éclaircissement maximal ($1000W/m^2$) :

À l'instant $t = 0.5$ s, le courant atteint sa valeur de crête à 8.3 A et la puissance se stabilise à 250W. La transition est légèrement moins abrupte que celle observée avec la forme triangulaire. Le sommet plat des trapèzes introduit une légère baisse de sensibilité du contrôleur lors du saut, provoquant un infime effet d'amortissement transitoire sans pour autant altérer la robustesse globale.

3. Phase sous éclaircissement intermédiaire ($800W/m^2$) :

À l'instant $t = 0.8$ s, l'apparition du pic inversé aigu sur les profils de tension et de puissance confirme la contrainte de convergence du solveur face à la discontinuité descendante. Passé ce bref instant, le contrôleur réagit efficacement et stabilise le courant à 6.6 A et la puissance à 200 W.

3.7.3 Comparaison entre les Régulateurs :

Le tableau suivant rassemble les critères d'évaluation de l'ensemble des méthodes étudiées afin de mettre en évidence l'apport de chaque configuration :

Méthode Configuration	Oscillations (Régime Permanent)	Temps de réponse	Robustesse aux perturbations	Puissance extraite finale (1 s)
P&O (Classique)	Élevées (Continues)	Lent (Divergences) 0.23 s	Faible +- 5W	200 W (Oscillant)
Mamdani Trapézoïdal	Faibles	Lent (Effet d'inertie) 0.21s	Moyenne +- 2W	170 W
Mamdani Triangulaire	Très faibles	Moyennement rapide 0.19 s	Bonne +- 1W	200 W
Sugeno Trapézoïdal	Négligeables	Rapide (Amorti) 0.15s	Bonne +- 1W	200 W
Sugeno Triangulaire	Quasi-nulles (Idéal)	Ultra-rapide 0.13 s	Excellente +- 0.5W	200 W (Stable)

Tab 3 Tableau comparative

D'après le tableau comparatif et les courbes de simulation sur MATLAB/Simulink, nous pouvons faire une comparaison entre toutes les méthodes étudiées :

- **La méthode classique P&O** : Les résultats montrent que cette méthode est la moins performante. Elle est simple à utiliser, mais elle est très lente quand le climat change rapidement. De plus, elle provoque beaucoup d'oscillations continues autour du point de puissance maximale (MPP), ce qui cause des pertes d'énergie dans notre hacheur Boost.
- **La logique floue (Mamdani et Takagi-Sugeno)** : L'utilisation de la logique floue (avec seulement 3 règles) améliore beaucoup le système. Ces régulateurs intelligents éliminent complètement les oscillations du P&O et stabilisent le signal. En comparant les deux structures, le modèle **Takagi-Sugeno (TSK)** est plus rapide et plus efficace que le modèle de **Mamdani**, car ses calculs sont plus simples.
- **L'impact de la forme des fonctions d'appartenance** : La forme des fonctions d'appartenance change directement le comportement du système :
 - **Les fonctions triangulaires** : Elles sont très sensibles et précises. Elles permettent au système de réagir très vite avec un temps de réponse minimal .
 - **Les fonctions trapézoïdales** : À cause de la zone plate au sommet du trapèze, le régulateur devient moins sensible quand on s'approche du point maximal. Cela rend le système un peu plus lent à se stabiliser et provoque un petit dépassement.

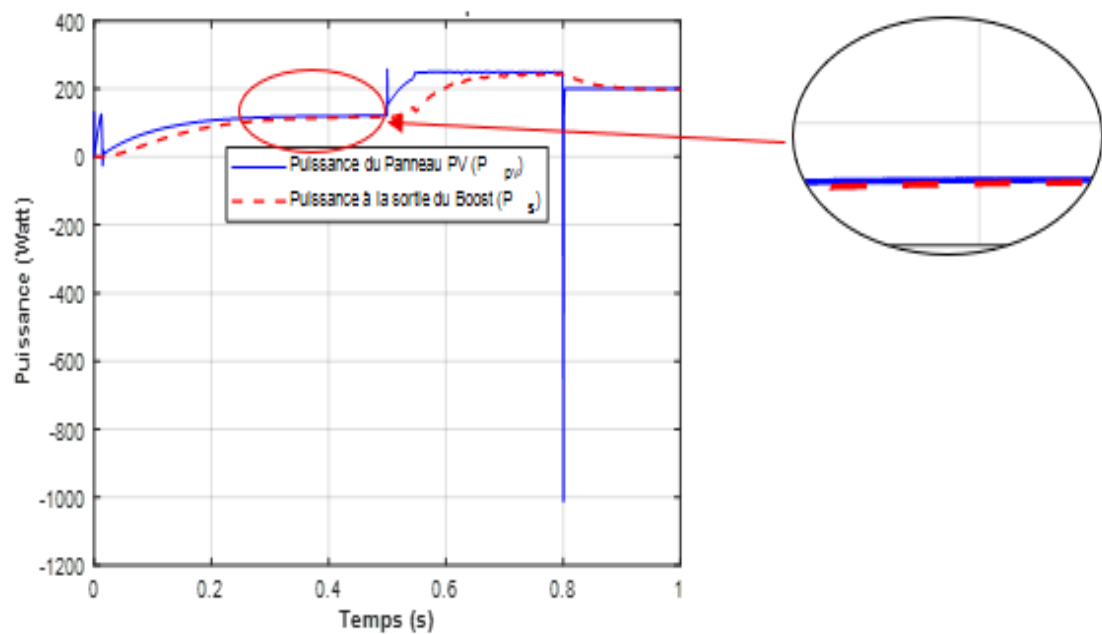


Fig : 39 Zoom sur la stabilité de la configuration Sugeno Triangulaire au régime parmanent.

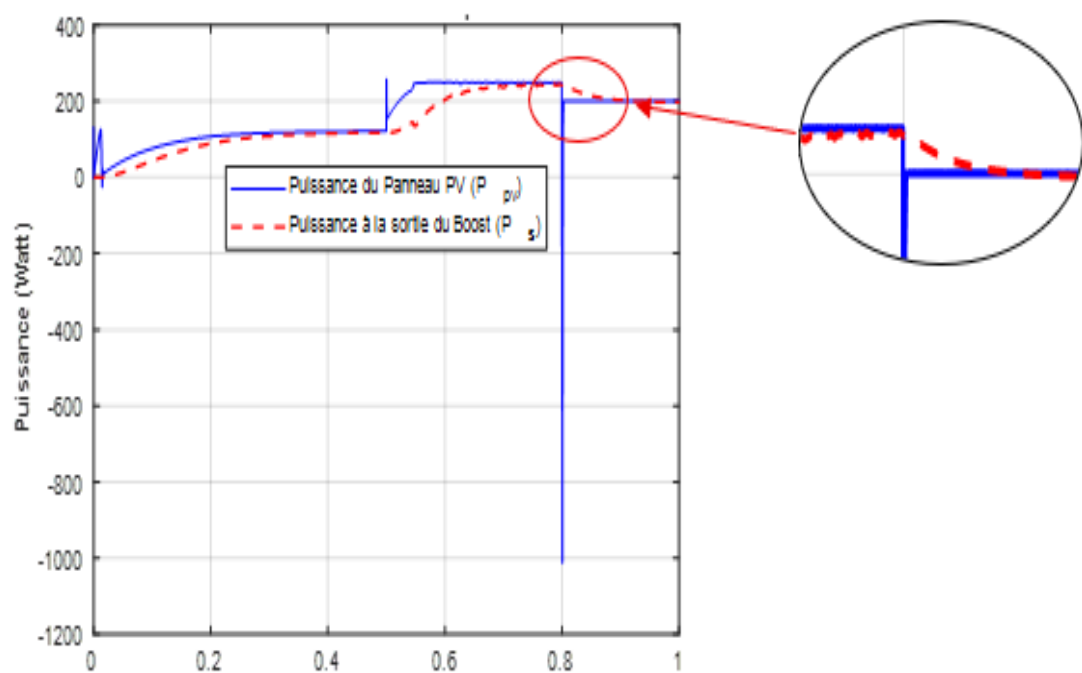


Fig : 40 Zoom sur le temps de réponse de la configuration Sugeno Triangulaire lors du suivi du point de puissance maximale (MPP).

3.8 Conclusion

En conclusion de ce troisième chapitre, nous avons présenté les résultats de simulation de notre système photovoltaïque sous l'environnement MATLAB/Simulink. Nous avons testé et comparé les performances de la méthode classique P&O avec les différentes configurations du régulateur flou (Mamdani et Takagi-Sugeno) en utilisant deux formes de fonctions d'appartenance (triangulaire et trapézoïdale) et une base réduite de 3 règles.

Les courbes obtenues ont clairement montré les limites de l'algorithme P&O, notamment à cause des fortes oscillations autour du point de puissance maximale. En revanche, l'introduction de la logique floue a permis de stabiliser le système et de supprimer ces ondulations. L'analyse comparative a prouvé que le modèle de Takagi-Sugeno (TSK) avec des fonctions d'appartenance triangulaires offre les meilleurs résultats, avec un temps de réponse très rapide et sans aucun dépassement lors des changements brusques d'éclairement. Ces résultats confirment l'efficacité de cette configuration pour améliorer le rendement global de notre hacheur Boost.

CONCLUSION GÉNÉRALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

En conclusion, ce travail nous a permis d'étudier et de comparer la commande MPPT par logique floue appliquée à un hacheur Boost pour un système photovoltaïque. Grâce aux simulations faites sur MATLAB/Simulink, nous avons pu voir comment le choix du type de régulateur et la forme de ses fonctions d'appartenance influencent directement les résultats du système.

Les résultats de simulation ont montré que la méthode classique P&O a des limites, car elle provoque beaucoup d'oscillations en régime permanent, ce qui cause des pertes d'énergie. Par contre, l'utilisation de la logique floue a permis d'éliminer complètement ces variations et de stabiliser le système. Plus précisément, la comparaison a prouvé que le modèle **Takagi-Sugeno (TSK) avec des fonctions triangulaires** est le meilleur, même avec seulement 3 règles. Cette configuration a donné le temps de réponse le plus rapide, sans aucun dépassement, et une grande stabilité face aux changements brusques de lumière.

Comme perspectives pour ce travail, il serait intéressant de tester ces résultats sur un matériel réel (une carte dSpace ou Arduino). Aussi, on peut améliorer ce système en combinant la logique floue avec d'autres méthodes comme les réseaux de neurones (ANFIS) pour adapter automatiquement les paramètres du régulateur en cas d'ombrage partiel.

Résumé

Cette étude examine l'influence du choix des régulateurs flous sur les performances et le rendement d'un hacheur élévateur (Boost) intégré dans un système de conversion d'énergie photovoltaïque. Le système global a été modélisé et simulé sous l'environnement MATLAB/Simulink sous différentes conditions d'éclairement. L'objectif principal est de mener une analyse comparative approfondie entre deux types de structures d'inférence floue, à savoir le modèle de Mamdani et le modèle de Takagi-Sugeno (TSK), en évaluant l'impact de deux géométries de fonctions d'appartenance (Triangulaire et Trapézoïdale) basées sur une matrice réduite de 3 règles d'inférence. Les performances de ces contrôleurs intelligents ont été également confrontées à celles de la méthode classique de Perturbation et Observation (P&O). Les résultats de simulation ont révélé que la technique conventionnelle P&O souffre de fortes oscillations en régime permanent et d'une lenteur de convergence. En revanche, l'application de la commande par logique floue a permis d'éradiquer complètement ces oscillations. De plus, les résultats démontrent la supériorité de la configuration de Sugeno Triangulaire, qui s'est avérée la solution optimale, offrant une réponse ultra-rapide sans dépassement face aux variations climatiques brusques, garantissant ainsi un rendement énergétique maximal et une poursuite stable du point de puissance maximale (MPP).

Mots-clés : Énergie photovoltaïque, Hacheur Boost, Logique floue, Mamdani, Takagi-Sugeno (TSK), MPPT, Perturbation et Observation (P&O), MATLAB/Simulink.

ملخص

تتناول هذه الدراسة تقييم مدى تأثير اختيار المنظمات الضبابية على أداء ومردودية عاكس الجهد الرفع (Boost) المدمج في نظام تحويل الطاقة الكهروضوئية. تم نمذجة ومحاكاة النظام الإجمالي في بيئة ماطلاب (MATLAB/Simulink) تحت ظروف إشعاع شمسي مختلفة. يكمن الهدف الرئيسي في إجراء تحليل مقارنة معمق بين بنيتين من هياكل الاستدلال الضبابي، وهما نموذج "ممداني" (Mamdani) ونموذج "تاكاكي-سوجينو" (TSK)، مع تقييم أثر هندستين لدوال الانتماء (الثلثية وشبه المنحرفة) بالاعتماد على مصفوفة مختزلة تتكون من 3 قواعد استدلال فقط. كما تمت مقارنة أداء هذه المتحكمات الذكية مع طريقة "الاضطراب والملاحظة" (P&O) الكلاسيكية. أظهرت نتائج المحاكاة أن تقنية P&O التقليدية تعاني من تذبذبات قوية في الحالة المستقرة وبطء في التقارب. في المقابل، سمح تطبيق التحكم بالمنطق الضبابي بالقضاء نهائياً على هذه التذبذبات. علاوة على ذلك، أثبتت النتائج تفوق تركيبة "سوجينو الثلثية" كحل أمثل، حيث قدمت استجابة فائقة السرعة وبدون تجاوز عند حدوث تغيرات مناخية مفاجئة، مما يضمن تحقيق أقصى مردود طاوري وتتبع مستقر لنقطة الاستطاعة القصوى (MPP).

الكلمات المفتاحية : طاقة كهروضوئية، عاكس الجهد الرفع (Boost)، المنطق الضبابي، ممداني، تاكاكي-سوجينو (TSK)، تتبع نقطة الاستطاعة القصوى (MPPT)، الاضطراب والملاحظة (P&O)، ماطلاب/سيمولينك.

Abstract

This study investigates the impact of fuzzy controller selection on the performance of a Boost converter in a photovoltaic system. The global system was modeled and simulated under MATLAB/Simulink across various irradiance levels. A comparative analysis was conducted between Mamdani and Takagi-Sugeno (TSK) fuzzy inference models, evaluating Triangular and Trapezoidal membership functions based on a reduced 3-rule matrix. These intelligent controllers were also compared with the conventional Perturb and Observe (P&O) method. Simulation results show that while the classic P&O method suffers from severe steady-state oscillations and slow convergence, fuzzy logic control completely eliminates these oscillations. Ultimately, the Triangular Sugeno configuration proved to be the optimal

solution, offering an ultra-fast, overshoot-free response to abrupt climatic variations, while ensuring maximum efficiency and stable Maximum Power Point Tracking (MPPT).

Keywords: Photovoltaic system, Boost converter, Fuzzy Logic Control (FLC), Mamdani, Takagi-Sugeno (TSK), MPPT, Perturb and Observe (P&O), MATLAB/Simulink.

Références

- [1] J. A. Duffie, W. A. Beckman, *Solar Engineering of Thermal Processes*, Wiley, 2013.
- [2] M. A. Green, *Solar Cells: Operating Principles, Technology and System Applications*, Prentice Hall, 2012.
- [3] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, E. R. Filho, "Modeling and circuit-based simulation of photovoltaic arrays," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009.
- [4] IEC 61215, *Photovoltaic Modules – Design Qualification*, 2016.
- [5] M. M. M. Al Anfaf, "Contribution à la modélisation et à l'optimisation de systèmes énergétiques multi-sources et multi-charges," *Thèse de doctorat, HAL Open Science*, 2021.
- [6] M. H. Rashid, *Power electronics handbook*, 4th ed. Butterworth-Heinemann, 2017.
- [7] B. Subudhi and R. Pradhan, "A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, no. 1, pp. 89-98, 2012.
- [8] K. Ishaque and Z. Salam, "A review of maximum power point tracking techniques of PV system for uniform insolation and partial shading condition," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 19, pp. 475-488, 2013.
- [9] Amadou Fousseyni Toure, Fadaba Danioko, Badie Diourte. *Application of Artificial Neural Networks for Maximal Power Point Tracking. International Journal of Sustainable and Green Energy*. Vol. 10, No. 2, 2021, pp. 40-46. doi: 10.11648/j.ijrse.20211002.12
- [10] Ali, M. N. (2018). *Improved Design of Artificial Neural Network for MPPT of Grid-Connected PV Systems*. 2018 Twentieth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON), Cairo University, Egypt.
- [11] R. A. Messenger and A. Abtahi, *Photovoltaic Systems Engineering*, 4th ed. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2017.
- [12] M. H. Rashid, *Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications*, 4th ed. Boston, MA, USA: Pearson, 2017.
- [13] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 3rd ed. New York, NY, USA: John Wiley & Sons, 2003.
- [14] D. W. Hart, *Power Electronics*, 1st ed. New York, NY, USA: McGraw-Hill Higher Education, 2011.
- [15] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 3rd ed. Cham, Switzerland: Springer Nature, 2020.
- [16] E. H. Mamdani and S. Assilian, « An Experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller; » *International Journal of Man-Machine Studies*, vol. 7, no. 1, pp. 1-13, 1975.

[17] T. Takagi and M. Sugeno, « Fuzzy Identification of Systems and Its Applications to Modeling and Control, » *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, vol. 15, no. 1, pp. 116-132, 1985.

[18] S. S. S. R. Depuru et al., « Advanced Intelligent MPPT Techniques for PV Systems: A Critical 2024 Review, » *IEEE Access*, vol. 12, pp. 14205-14228, 2024.

[19] M. H. Qais, « Modern MPPT Benchmarking: Fuzzy Logic Versus Conventional P&O and InC Algorithms, » *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 14, no. 3, pp. 1745-1756, July 2023.

[20] R. Khanna et S. Kumar, « Mathematical Formulation and Scaling Factor Optimization of Discretized Fuzzy Controllers, » *Springer Journal of Control Automation*, vol. 51, pp. 89-103, 2022.

[21] T. J. Ross, *Fuzzy Logic with Engineering Applications*, 4th ed. Chichester, UK: John Wiley & Sons, 2017.

[22] L. Wang et F. Deng, « Intelligent Power Electronics: Control, Diagnostics and Modeling of Photovoltaic Systems, » *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 18, no. 1, pp. 34-47, March 2024.

[23] O. Bingol et A. Kose, « Constraints Management and Initial Values Stabilization in High-Frequency Boost Converters, » *MDPI Energies*, vol. 16, no. 8, p. 3412, 2023.

[24] Y. Zhang, « Fixed-step Discrete Solvers and DSP Implementation of Artificial Intelligence MPPT Loops, » *Elsevier Electric Power Systems Research*, vol. 220, p. 109312, 2023.

[25] H. R. Pota, « Comparative Evaluation of Mamdani and Takagi-Sugeno Structures for Digital Power Conversion, » *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 21, no. 2, pp. 884-895, Feb. 2025.

[26] N. K. Roy, « Metaheuristic Optimization of First-Order TS Fuzzy Polynomial Coefficients for Solar Energy Integration, » *Springer Applied Intelligence*, vol. 54, pp. 1102-1118, 2024.

[27] N. Khaehintung and A. Praca, « Asymmetric fuzzy logic classifier for photovoltaic maximum power point tracking, » *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 91, no. 13, pp. 1173-1181, 2007

[25] H. R. Pota, « Comparative Evaluation of Mamdani and Takagi-Sugeno Structures for Digital Power Conversion, » *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 21, no. 2, pp. 884-895, Feb. 2025.

[26] N. K. Roy, « Metaheuristic Optimization of First-Order TS Fuzzy Polynomial Coefficients for Solar Energy Integration, » *Springer Applied Intelligence*, vol. 54, pp. 1102-1118, 2024.

[27] N. Khaehintung and A. Praca, « Asymmetric fuzzy logic classifier for photovoltaic maximum power point tracking, » *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 91, no. 13, pp. 1173-1181, 2007.