



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 العربي التبسي - تبسة  
Université Larbi Tébessa – Tébessa  
معهد المناجم  
Institut des Mines  
قسم الإلكتروميكانيك  
Département Electromécanique



## *MEMOIRE*

*Présenté en vue de l'obtention d'un diplôme de Master*

*Filière : Electromécanique*

*Option : Electromécanique*

# Implémentation en temps réel d'un modèle flou Takagisugeno du convertisseur DC-DC

Par

**HASHI Asmaa**

**HEDHOUD Djamila**

Devant le jury :

MELKIA Chaouki	MAA	Président	Université Larbi Tébessa Tébessa
DAOUADI Rabah	MAA	Encadreur	Université Larbi Tébessa Tébessa
HOUAM Ala	MAA	Examineur1	Université Larbi Tébessa Tébessa
ZAAMOUCHE Fares	MCA	Examineur2	Université Larbi Tébessa Tébessa

*Promotion 2021-2022*



## *Remerciements*

*Nous adressons nos sincères remerciements et notre gratitude au Prof. Dr. Supervising Dhawadi Rabeh pour tous les conseils et les précieuses informations qu'il nous a fournis et qui ont contribué à enrichir le sujet de notre étude dans ses différents aspects.*

*Nous remercions également les membres du comité de discussion estimé et tous les professeurs de l'Institut des*

*Mines*

*Merci à tous*

## اهداء

الحمد لله ما تم جهد ولا ختم  
سعى الا بفضلله " بعد مسيرة  
دراسية حملت في طياتها  
الكثير من الصعوبات  
والمشقة والتعب اليوم  
نقطف ثمرها اهدي تخرجي  
إلى أملي في الحياة وقرة  
عيني وسر نجاحي

والداي **حسين هدهود** و**نادية**  
**خرشي** ادامهما الله وأطال في  
عمرهما وجعلني الله سببا في  
دخولهما الجنة وإلى كل من  
ساندني من إخوتي

**نور** **رقية** **رحيل**  
**انوار** ولا انسى اخي  
**هيثم**

والى انيسي خطيبي **اسلام**  
وصديقاتي الذين وقفوا  
بجانبي شكري وثنائي  
لأساتذتي ولجميع من ساندني

طيلة هذه السنوات، ولا  
انسى وقوفهم ودعمهم لي  
حفظهم الله ، الفضل لله ثم  
لكم جميعاً، من صميم القلب  
شكراً لكم ونسأل الله أن يتم  
فرحتنا دائماً

↑ 

# *Dédicace*

*Tout d'abord, nous remercier Dieu Tout-Puissant pour cela*

*Je dédie ce travail aux personnes que j'aime*

*A mes chers parents pour leur soutien tout au long de mes études*

*A mes chères sœurs : Afaf, Abla, Mariam, Naima et la petite Ibtisam*

*Pour les encourager et les soutenir dans les moments difficiles*

*A mes chers frères Badr Al-Din et sa femme Abdul Rahman et sa femme*

*Accompagnement pour aller de l'avant*

*Merci beaucoup à ma soeur Abla et son mari Mihoub pour tout leur soutien*

*A mon amie Radhia, avec qui j'ai partagé les beaux moments et toutes les difficultés*

*A mes amis : Amina, Asmahan, Kḥawla*

*Et à tous ceux qui ont contribué à ce voyage*

## **résumé**

L'expansion de la société industrielle moderne et la croissance rapide de la population ont entraîné une augmentation de la consommation d'énergie électrique.

Cette énergie est généralement générée par des combustibles fossiles tels que le charbon, le pétrole et le gaz naturel. Ces combustibles représentent des sources limitées en raison de leur utilisation abondante. En outre, les problèmes de sécurité et d'élimination des déchets ont poussé les chercheurs à penser aux énergies renouvelables. Actuellement, la technologie se concentre sur le développement de sources d'énergie renouvelables telles que l'énergie solaire photovoltaïque, l'énergie éolienne, la bioénergie et l'énergie géothermique. L'énergie solaire photovoltaïque (PV) est la source d'énergie qui connaît la croissance la plus rapide car elle est disponible gratuitement, inépuisable, forme d'énergie propre (moins polluante), fonctionne silencieusement, a un faible coût de fonctionnement et peut être adaptée à la production souhaitée à des fins spécifiques (puissance nette).

Le travail présenté dans cette thèse vise à améliorer les performances des contrôleurs du convertisseur boost pour extraire le maximum de puissance à la charge à l'aide d'un algorithme de poursuite du point de puissance maximale (MPPT). À cet effet, la première partie de cette thèse est consacrée à l'étude des différentes techniques MPPTs suivantes : perturbation et observation (P&O), conductance incrémentale (IC), logique floue de type Takagi-Sugeno et l'algorithme d'optimisation d'essaim de particules (PSO).

**Mots clés** : Énergie renouvelable, Système photovoltaïque, Modèles flous de type Takagi-Sugeno, MPPT, Optimisation par essaim des particules (PSO), carte Arduino, Environnement Matlab/Simulink.

### ***Abstract:***

The expansion of the modern industrial society and the rapid population growth has led to the increase of electrical energy use.

This energy is generally generated by fossil fuels as coal, oil, and natural gas. These fuels represent limited sources because of the abundant use. Also, safety concerns and waste disposal problems have motivated scientists to think about renewable energy. Nowadays, power hydro, biomass plants, wind energy and especially photovoltaic arrays (PV) are considered fastest growing. However, the output voltage of PV array suffers from some limiting factors. These factors are related to the quality of cell material and environmental conditions, such as: irradiation, temperature and the nonlinearity of their characteristics which imposes the necessity of adding a *DC-DC* converter between the system and the load. The present work aims to improve the performance of the converter controllers to extract the maximum power to the load by using a maximum power point tracking (MPPT) algorithm. In this context, the first part of the present thesis is devoted to the study of the different MPPTs techniques such as: perturbation and observation (P&O),

Incremental Conductance (IC), fuzzy logic (FL) and particle swarm optimization algorithm.

**Key words:** Renewable energy, Photovoltaic system, T-S fuzzy models,MPPT, Particle swarm optimization (PSO)Arduino board, Environment Matlab/Simulink

## ملخص

أدى التطور الصناعي الحديث والنمو السكاني السريع إلى زيادة استخدام الطاقة الكهربائية بشكل متزايد حيث يتم توليدها من مصادر مختلفة ومحدودة كالفحم النفط والغاز الطبيعي. ويؤدي استعمالها إلى الكثير من المخاطر كالسلامة والتخلص من النفايات. الشيء الذي حفز الكثير من الباحثين في إيجاد طاقات جديدة ومستدامة كالطاقة الكهرومائية ، الكهروضوئية (PV) المتمثلة في إنتاج الطاقة من الطاقة الشمسية وتحويلها إلى طاقة كهربائية عن طريق أنظمة خاصة. حيث تعاني هذه الأخيرة من عوامل كثيرة والتي ترتبط بجودة مادة الخلية والظروف البيئية ، مثل الإشعاع ودرجة الحرارة، وعدم خطية خصائصها مما يفرض ضرورة إضافة محول DC-DC بين النظام والحمل. يتناول هذا العمل تحسين فعالية تقنيات التحكم لمحول رافع لاستخراج أقصى قدر من الطاقة باستعمال نظام تتبع نقطة الطاقة القصوى (MPPT). في هذا السياق الجزء الأول موجه لدراسة مختلف تقنيات MPPT: تقنية الاضطراب والمراقب (P&O),تقنية التوصيل التزايدى , (INC) تقنية المنطق الضبابي,( FL ) وخوارزمية تحسين سرب الجسيمات (PSO).

*remercîment*

*dedicace*

*resumé*

## **Table of Contents**

<i>liste de figures</i> .....	2
<i>liste de tableaux</i> .....	2
<i>Introduction General</i> .....	2
<i>Chapitre 1 : Etat de l'art et modélisation des générateurs photovoltaïques</i>	
<i>1.1 Introduction</i> .....	6
<i>1.2 Améliorer l'efficacité énergétique et réduire les coûts de conception et de fabrication</i> .....	6
<i>1.3 Les axes de recherche et développement les plus importants utilisés par l'Association</i> .....	7
<i>1.4 Améliorer la captation de l'énergie solaire</i> .....	7
<i>1.5 Les rayons solaires</i> .....	8
<i>1.6 Rayonnement solaire</i> .....	8
<i>1.7 Constante solaire</i> .....	9
<i>1.8 Les différentes composantes du rayonnement solaire :</i> .....	10
<i>1.9 Spectre solaire</i> .....	12
<i>1.10 Impact des facteurs météorologiques et de la localisation complexe sur le rayonnement solaire</i> .....	13
<i>1.11 Production d'électricité à partir de sources d'énergie renouvelables en Algérie</i> .....	13
<i>1.12 Les énergies renouvelables du monde</i> .....	14
<i>1.13 Énergie solaire photovoltaïque</i> .....	14
<i>1.13.1 La cellule photovoltaïque</i> .....	14
<i>1.13.2 Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque [13]</i> .....	16
<i>1.13.3 Différents types des cellules solaires :</i> .....	17
<i>1.14 Générateur photovoltaïque</i> .....	19
<i>1.14.1 Définition d'une cellule solaire</i> .....	19
<i>1.14.2 Modélisation d'une cellule photovoltaïque</i> .....	19
<i>1.14.2.1 Cellule photovoltaïque idéal</i> .....	19

1.14.2.2 Modélisation d'un module photovoltaïque avec le modèle à une diode .....	20
<b>1.15 REPRESENTATIONS ELECTRIQUES D'UNE CELLULE PV.....</b>	<b>20</b>
1.15.1 MODELE DE BASE.....	21
1.15.2 MODELE IDEAL.....	21
1.15.3MODELE AVEC PERTES OHMIQUES (Rs-MODEL).....	22
1.15.4 MODELE A UNE DIODE '' Modèle 1-D '' .....	23
1.15.5 MODELE A DEUX DIODES '' Modèle 2-D '' .....	23
1.15.6 AUTRES MODELES .....	24
<b>1.16. Influence de la température.....</b>	<b>25</b>
1.16.1 L'effet de l'éclairage.....	25
1.16.2 Facteurs limitant le rendement .....	26
<b>1.17 Conclusion : .....</b>	<b>28</b>
<b>Chapitre 2 Techniques de Recherche du Point de Puissance Maximale (MPPT)</b>	
<b>2.1 Introduction .....</b>	<b>28</b>
<b>2.2Recherche de point de puissance maximum (MPPT) .....</b>	<b>28</b>
<b>2.3 Critères d'évaluation d'une commande MPPT .....</b>	<b>29</b>
<b>2.4 Commandes MPPT basées sur des relations de proportionnalité. ....</b>	<b>29</b>
2.4.1 Algorithme à Base de la Mesure d'une Fraction de la Tension .....	30
2.4.2 Algorithme à Base de la Mesure d'une Fraction du Courant $I_{cc}$ .....	31
<b>2.5Algorithme conventionnel.....</b>	<b>32</b>
2.5.1 Algorithme perturbation et observation (P&O).....	32
2.5.2 Algorithme Hill Climbing .....	34
2.5.3 Algorithme d'incrément de conductance (IC) .....	35
<b>2.6 Algorithme de la logique floue (FL) .....</b>	<b>37</b>
<b>2.7 Résultats de simulation.....</b>	<b>41</b>
<b>2.8Algorithme génétique .....</b>	<b>42</b>
<b>2.9MPPT basée sur réseauxneurone .....</b>	<b>44</b>
<b>2.10 Optimisation d'essaim de particules (PSO).....</b>	<b>45</b>
<b>2.11 Application de l'algorithme PSO pour la recherche du MPPT.....</b>	<b>46</b>
<b>2.12 Conclusion .....</b>	<b>49</b>
<b>Chapitre 3 : Méthode MPPT base sur les modèles flous de type</b>	

<i>3.1 Introduction</i> .....	51
<i>3.2. Définition des modèles flous Takagi Sugeno (T-S)</i> .....	51
3.2 .1. <i>Modèle flou continu (MFC)</i> .....	52
3.2.2 <i>Modèles flous discrets(MFD)</i> .....	53
<i>3.3 Construction des modèles flous de type Takagi-Sugeno (T-S)</i> .....	54
<i>3.4 Stabilité des modèles takagi-sugeno (t-s)</i> .....	55
3.4.1 <i>Stabilisation par retour d'état des modèles T-S standards</i> .....	56
3.4.2 <i>Stabilisation par retour de sortie</i> .....	58
<i>3.5 Construction du modèle flou pour système photovoltaïque</i> .....	59
3.5.1 <i>Modèle d'état du convertisseur boost</i> .....	60
3.5.2 <i>Modèle flou Takagi – Sugeno du système photovoltaïque</i> .....	61
3.5.3 <i>Modèle de référence contrôleur flou T- S et analyse de stabilité</i> .....	62
3.5.4 <i>CONTROLEUR non linéaire et modèle de référence optimale</i> .....	64
<i>3.6 Résultats de simulation</i> .....	65
<i>3.7 Conclusion</i>	
<i>Chapitre 4 Modélisation et commandes des convertisseurs DC-DC</i> .....	68
<i>4.1. Introduction</i> .....	71
<i>4.2 Modélisation des convertisseurs DC-DC</i> .....	71
4.2.2 <i>Convertisseur boost</i> .....	73
4.2.2.1 <i>Représentation d'état</i> .....	76
4.2.2.2 <i>Fonction de transfert</i> .....	77
<i>4.3 Convertisseur (Buck-boost)</i> .....	78
<i>4.4 Commande d'un convertisseur boost par un contrôleur PID</i> .....	80
4.4.1 <i>Structure du contrôleur PID</i> .....	80
4.4.2 <i>Résultats de simulation</i> .....	81
<i>4.5 Commande d'un convertisseur boost par un contrôleur T.S via(PSO)</i> .....	83
4.5.1 <i>Modèle mathématique du convertisseur boost</i> .....	83
4.5.2 <i>Méthodologie de contrôle proposée</i> .....	83
4.5.3 <i>Modèle flou T-S du convertisseur boost</i> .....	84
4.5.3.1 <i>Conditions de stabilités</i> .....	86
4.5.4 <i>Adaptations des paramètres PID par l'algorithme PSO</i> .....	86
<i>4.6 Résultats de simulation</i> .....	87

<i>4.7 Validation expérimentale du contrôleur flou T-S pour la commande d'un convertisseur boost.....</i>	<i>90</i>
<i>4.8 Conclusion .....</i>	<i>95</i>
<i>Conclusion générale.....</i>	<i>97</i>
<i>bibliographiques.....</i>	

## liste de figures

<b>Figure 1. 1:</b> : Analyse spectrale du rayonnement solaire. [2].....	8
<b>Figure 1. 2:</b> La constante solaire [2].....	9
<b>Figure 1. 3:</b> Types de rayonnement solaire [6].....	10
<b>Figure 1. 4:</b> Les trois composantes du rayonnement solaire global sur un plan incliné. [2].....	11
<b>Figure 1. 5:</b> Spectre solaire AM0, AM1.5G et AM1.5D [31].....	13
<b>Figure 1. 6:</b> Représentation de la structure d'une cellule photovoltaïque simple.[12] .....	15
<b>Figure 1. 7:</b> : Schéma montrant la position des bandes de valence et de Conduction dans un isolant, un semi-conducteur et un métal [12]. .....	15
<b>Figure 1. 8:</b> : principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque [14] .....	16
<b>Figure 1. 9:</b> Modèle de cellule photovoltaïque idéal [32]. .....	19
<b>Figure 1. 10:</b> Modèle électrique avec une diode d'une cellule PV .....	20
<b>Figure 1. 11:</b> : Schéma d'application de l'effet photovoltaïque .....	21
<b>Figure 1. 12:</b> Circuit équivalent d'une cellule PV –Model idéal.....	21
<b>Figure 1. 13:</b> : Circuit équivalent d'une cellule PV –Rs-Model .....	22
<b>Figure 1. 14:</b> : Circuit équivalent d'une cellule PV –Modèle 1-D –.....	23
<b>Figure 1. 15:</b> : Schéma électrique équivalent d'une cellule en silicium cristallin- modèle 2-D.....	24
<b>Figure 1. 16:</b> Influence de la température sur la caractéristique I-V et P-V [25].....	25
<b>Figure 1. 17:</b> : Influence de l'éclairement sur la caractéristique I-V et P-V d'une cellule solaire [25].....	26
<b>Figure 1. 18:</b> Différents pertes lors de la conversion photovoltaïque du rayonnement solaire en énergie électrique [30].....	28
<b>Figure 2. 1:</b> : Chaîne de conversion PV contrôlée par une commande MPPT.....	29
<b>Figure 2. 2:</b> Algorithme à base de la mesure d'une fraction de la tension [54] .....	30
<b>Figure 2. 3:</b> Principe de la méthode de la tension de circuit ouvert [35] .....	31
<b>Figure 2. 4:</b> Principe de la méthode d'une Fraction du Courant $I_{cc}$ . [35]. .....	31
<b>Figure 2. 5:</b> : Algorithme à Base de la Mesure d'une Fraction du Courant $I_{cc}$ .....	32
<b>Figure 2. 6:</b> Principe de la MPPT avec la méthode P&O [56].....	32
<b>Figure 2. 7:</b> Organigramme de la méthode P&O.....	33
<b>Figure 2. 8:</b> Modèle Simulink du système PV commandé par l'algorithme P&O.....	34
<b>Figure 2. 9:</b> Principe de la méthode Hill-Climbing[57] .....	35
<b>Figure 2. 10:</b> organigramme de la méthode Hill-Climbing [57]. .....	35

<b>Figure 2. 11:</b> Algorithme conductance incremental[58] .....	36
<b>Figure 2. 12:</b> Algorithme de la conductance incrémentale .....	37
<b>Figure 2. 13:</b> Principe du contrôleur flou[58] .....	38
<b>Figure 2. 14:</b> Eléments de base de contrôleur flou.....	38
<b>Figure 2. 15:</b> Fonctions d'appartenances de , et .....	39
<b>Figure 2. 16:</b> Modèle Simulink du système PV commandé par l'algorithme FL .....	40
<b>Figure 2. 17:</b> Organigramme de la méthode floue.....	41
<b>Figure 2. 18:</b> Résultats de comparaison entre les différentes technique MPPT .....	42
<b>Figure 2. 19:</b> Organigramme simple d'un algorithme génétique[58] .....	44
<b>Figure 2. 20:</b> Contrôleur MPPT à base de réseau de neurone.....	44
<b>Figure 2. 21:</b> Stratégie de mouvement d'une particule.....	45
<b>Figure 2. 22:</b> Organigramme de la méthode PSO pour MPPT[58] .....	48
<b>Figure 3. 1:</b> secteur non linéaire .....	55
<b>Figure 3. 2:</b> Principe de régulateur PDC .....	57
<b>Figure 3. 3:</b> Schéma synoptique d'un contrôleur flou T-S.....	60
<b>Figure 3. 4:</b> Sheema électrique d'un convertisseur boost .....	60
<b>Figure 3. 5:</b> Boucle de régulation du système photovoltaïque.....	65
<b>Figure 3. 6:</b> modèle Simulink du système PV commandé par le contrôleur flou T_S .....	66
<b>Figure 3. 7:</b> Résultats de simulation.....	68
<b>Figure 4. 1:</b> Convertisseur abaisseur (Buck)      72	
<b>Figure 4. 2:</b> Circuits équivalents du convertisseur buck .....	72
<b>Figure 4. 3:</b> Convertisseur abaisseur (boost).....	73
<b>Figure 4. 4:</b> Circuits équivalents du convertisseur (boost) .....	74
<b>Figure 4. 5:</b> formes d'ondes .....	76
<b>Figure 4. 6:</b> Convertisseur (Buck-boost) .....	78
<b>Figure 4. 7:</b> Circuits équivalents du convertisseur (Buck-boost).....	78
<b>Figure 4. 8:</b> Structure du régulateur PID .....	80
<b>Figure 4. 9:</b> Convertisseur boost commandé par contrôleur PID.....	81
<b>Figure 4. 10:</b> Modèle Simulink du convertisseur boost commandé par PID .....	82
<b>Figure 4. 11:</b> Résultats de simulation du convertisseur boost commandé par un contrôleur PID. ....	82
<b>Figure 4. 12:</b> Circuit électrique d'un convertisseur boost.....	83

<b>Figure 4. 13:</b> Schéma de contrôleur flou proposé .....	84
<b>Figure 4. 14:</b> Organigramme PSO .....	87
<b>Figure 4. 15:</b> Modèle de Simulink du convertisseur boost commandé par un contrôleur flou T-S.....	88
<b>Figure 4. 16:</b> Résultats de simulation pour $\omega = 11$ .....	89
<b>Figure 4. 17:</b> Résultats de simulation pour $\omega = 11$ .....	90
<b>Figure 4. 18 :</b> Comparaison entre le contrôleur flou T-S et PID.....	91

## liste de tableaux

<b>Tableau 1. 1:</b> Valeurs énergétiques des photos issues spectre solaire. [3] .....	9
Tableau 1. 2: Quelques valeurs d'albédo. [5].....	11
<b>Tableau 1. 3:</b> montre les valeurs de la bande interdite de quelques semiconducteurs [12].....	16
<b>Tableau 1. 4:</b> Comparaison des trois principales technologies de capteurs :[16] ...	18
<b>Tableau 2. 1:</b> résume le principe de fonctionnement de cette méthode	34
<b>Tableau 2. 2:</b> règles flous.....	40
<b>Tableau 3. 1:</b> Paramètres du système de conversion photovoltaïque	66
<b>Tableau 3. 2:</b> données utilisées par l'algorithme ANFIS .....	67
<b>Tableau 4. 1:</b> valeurs des Composants du convertisseur boost. ....	88
<b>Tableau 4. 2:</b> valeurs des paramètres du PSO .....	88
<b>Tableau 4. 3:</b> Comparaison des performances entre les contrôleurs PI et T- S.....	95

# *Introduction Générale*

## **Introduction General**

Dans le monde actuel des progrès technologiques et des innovations, l'industrialisation atteint de nouveaux horizons. Bien que cela a entraîné la baisse des prix des produits de base, la demande accrue de main-d'œuvre hautement qualifiée, l'augmentation des salaires et l'industrialisation rapide, on confronte également de nombreux problèmes et défis, qui sont trop importants pour être ignorés en ce moment. Les différentes formes de pollution en nette croissance, l'exploitation et l'épuisement des ressources, l'augmentation des coûts du carburant due à la production en continu, l'énorme consommation d'énergie due à l'automatisation accrue dans différents secteurs, etc. ne sont que quelques questions à considérer. Tous ces problèmes ont poussé les chercheurs de penser à d'autres formes d'énergie. Actuellement, la technologie se concentre sur le développement de sources d'énergie renouvelables telles que l'énergie solaire photovoltaïque, l'énergie éolienne, la bioénergie et l'énergie géothermique. L'énergie solaire photovoltaïque (PV) est la source d'énergie qui connaît la croissance la plus rapide car elle est disponible gratuitement, inépuisable, forme d'énergie propre (moins polluante), fonctionne silencieusement, a un faible coût de fonctionnement et peut être adaptée à la production souhaitée à des fins spécifiques (puissance nette)

Dans le deuxième chapitre, une description de la majorité des techniques MPPT est présentée incluant le principe de fonctionnement, et leur organigramme. Pour présenter l'algorithme proposé qui est basé sur les Algorithmes méta heuristique (PSO), une description de ces derniers est donnée, avec l'explication des différentes étapes.

Le troisième chapitre, est dédié à la présentation de la technique de commande basée sur les modèles flou de Takagi-Sugeno toute en présentant les principaux résultats couramment utilisés pour l'analyse des modèles de Takagi-Sugeno, Leurs structures suivi par la présentation du principe de la commande PDC (Parallèle Distributed Compensation).

Le dernier chapitre, est consacré à l'analyse et l'étude par expérimentation et implémentations pratiques en temps réel des résultats de simulation obtenus lors de la réalisation de cette thèse Enfin, une conclusion

générale résumant le travail sera faite, suivie de quelques perspectives envisagées dans nos futurs travaux.

# *Chapitre 1*

## **1.1 Introduction**

L'énergie solaire est plus propre, plus silencieuse et plus capable de produire de l'électricité, avec une durée de vie de 25 ans et une facilité d'utilisation, ce qui la rend idéale pour les applications spatiales et les sites éloignés (station de télécommunications, éclairage général, climatisation et pompes) En conséquence, ce chapitre est consacré à la discussion du rayonnement solaire, décrivant l'effet photovoltaïque et le fonctionnement fondamental des cellules solaires, et finalement discuter des composants qui composent un système photovoltaïque.

## **1.2 Améliorer l'efficacité énergétique et réduire les coûts de conception et de fabrication**

Le soleil est une source d'énergie abondante et renouvelable qui peut être exploitée pour produire de l'électricité non polluante. Cependant, les processus qui le font fonctionner sont encore coûteux et certains des développements actuels sont pollués. De plus, sa disponibilité est variable, avec des fluctuations importantes d'intensité : il y a des moments où le soleil est plus brillant, et d'autres moments où il ne l'est pas.

La quantité de lumière du soleil varie non seulement au fil du temps, mais aussi en fonction de l'endroit où vous vous trouvez. La quantité d'ensoleillement disponible, en revanche, sera déterminée par la quantité d'énergie disponible. En conséquence, les avantages de l'utilisation de cette énergie varient, et son efficacité économique et énergétique sont déterminées par où et quand vous êtes. Chacun doit faire face à ses propres limites :

- La chaleur solaire seule est insuffisante pour maintenir la température de l'habitat tout au long de l'année. Pour s'intégrer aux différentes sources d'énergie, une stratégie doit être mise en œuvre. Une autre option consiste à étendre le système au niveau du quartier ou de la ville (développement d'un « réseau thermique », comme un réseau électrique).
- L'énergie thermodynamique solaire nécessite beaucoup de lumière directe du soleil, elle n'est disponible que dans quelques endroits (Afrique du Nord, Australie, États-Unis, etc.). Pour les systèmes autonomes,

- L'énergie solaire s'est généralement avérée être l'option la plus rentable, mais ce changement d'énergie peut être complété par d'autres sources de communication ou une technologie de stockage efficace.

### **1.3 Les axes de recherche et développement les plus importants utilisés par l'Association**

- Les chercheurs expérimentent diverses méthodes pour améliorer ces trois procédures.
- Utilisez autant de lumière du soleil que possible.
- L'utilisation efficace de l'énergie et la réduction des pertes d'énergie (telles que la réémission, la conversion ou les transports en commun) rendent la production de matériaux plus facile et moins coûteuse.

### **1.4 Améliorer la captation de l'énergie solaire**

Les scientifiques étudient la meilleure composition atomique pour les capteurs solaires afin d'améliorer la capture de l'énergie solaire. Certains matériaux absorbent plus d'énergie à partir du même nombre de photons, tandis que d'autres le font même dans des conditions de faible luminosité. Par conséquent, la disponibilité (rare ou précieuse, facile à récupérer, etc.), la durabilité à long terme et d'autres facteurs doivent être pris en compte dans la recherche sur les matériaux. Les chercheurs peuvent déterminer la faisabilité économique et énergétique des matériaux étudiés en analysant leur cycle de vie.

Une autre stratégie consiste à concentrer les rayons solaires reçus par le capteur en appliquant un traitement spécifique à la surface du capteur ou en utilisant un réflecteur. Le système électrique permet d'orienter les capteurs et réflecteurs en fonction de la position du soleil pendant la journée pour favoriser l'exposition au soleil...

Afin d'obtenir une meilleure énergie, elle doit être réinjectée au maximum et ainsi un maximum de chaleur ou d'électricité est obtenu. Pour ce faire, vous devez réduire la perte d'énergie pendant le transport et la conversion (lumière > chaleur ; chaleur > électricité ; lumière > électricité).

Le transport de chaleur, les fluides thermodynamiques et les matériaux qui composent les cellules solaires sont tous étudiés dans ce domaine. Il s'agit de s'assurer que l'énergie produite est convertie et distribuée aussi efficacement que possible. La production et la

distribution d'énergie solaire devraient être séparées des perturbations jour/nuit et été/hiver afin de répartir rapidement la consommation et de ne pas manquer d'électricité lorsque la lumière et l'obscurité diminuent.

La recherche sur l'énergie solaire est étroitement liée à la recherche sur le stockage de l'énergie dans le même bâtiment ou une combinaison d'autres sources d'énergie.[1]

## 1.5 Les rayons solaires

La longueur d'onde des rayons du soleil est utilisée pour les classer en ondes courtes ou en ondes longues. Plus un jet est long, plus il pénètre profondément dans la peau et plus il cause de dommages. Les rayons X, les rayons bêta, les rayons UVC et les rayons gamma sont tous des exemples de rayonnement à ondes courtes. Ces rayons sont extrêmement dangereux, mais l'atmosphère terrestre, en particulier la couche d'ozone, en protège les humains.

## 1.6 Rayonnement solaire

Distribution spectrale du rayonnement solaire :

Le rayonnement solaire est composé de photons avec des longueurs d'onde allant de l'ultraviolet (0,2 m) à l'infrarouge lointain (2,5 m).

Ce qui suit est une ventilation approximative de l'énergie associée au rayonnement solaire :

- 9% dans le spectre UV (0,4 m),
- 47 % dans la gamme visible (0,4–0,8 m),
- 44 % dans le spectre infrarouge (>0,8 m),

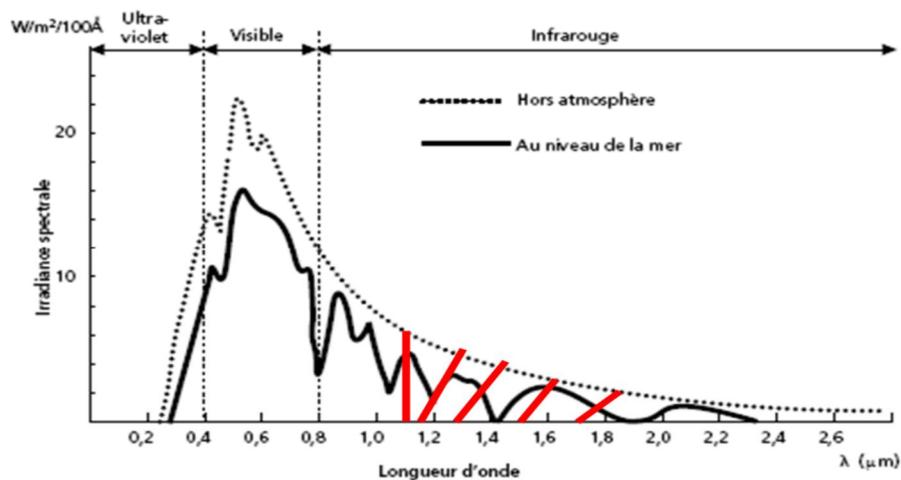


Figure 1. 1 : Analyse spectrale du rayonnement solaire. [2]

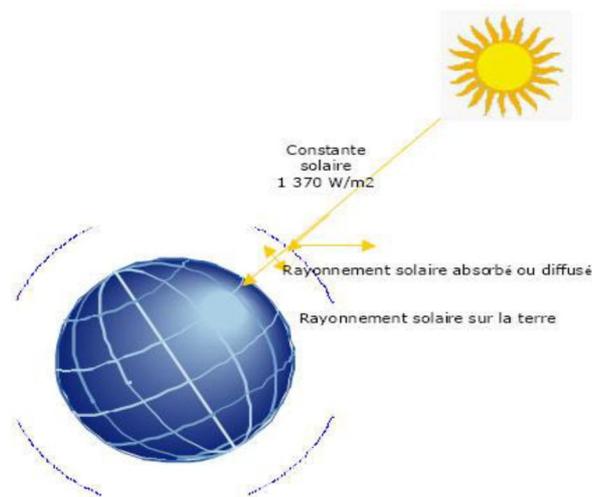
Les valeurs de photo énergie pour différentes longueurs d'onde, ainsi que les zones correspondant au spectre lumineux, sont énumérées dans le tableau 1.1. [2]

**Tableau 1. 1:** Valeurs énergétiques des photos issues spectre solaire. [3]

$\lambda(\mu\text{m})$	$E_{ph}(e\text{v})$	zone
0.2	6.2	ultra-violet
0.4	3.1	visible bleu
0.5	2.48	visible jaun-vert
0.78	1.59	visible rouge
1	1.24	infrarouge
2	0.62	infrarouge
4	0.31	infrarouge

Les universités solaires devaient être compatibles avec ces longueurs d'onde pour ce faire. Si vous pouvez prendre un instantané et l'afficher sous forme de chaleur ou d'électronique, vous avez fait quelque chose de spécial. Le rayonnement solaire fonctionne comme un capteur pour générer un courant électrique dans un matériau particulier ; il doit d'abord absorber les photons ou les absorber par une substance sensible aux longueurs d'onde des photons, puis être collecté pour former un courant global permettant de créer une préparation électrique globale. [3]

## 1.7 Constante solaire



**Figure 1. 2:** La constante solaire [2]

L'énergie solaire reçue par unité de temps à la limite la plus élevée de la haute atmosphère d'une zone unitaire verticale en lumière du soleil et une distance solaire égale à celle-ci. La constante solaire est appelée constante solaire moyenne. Klaus Fririch et Christophe Willey du World Radiometry Center de Davos, en Suisse, estiment la constante solaire à 1367 W/m<sup>2</sup>.... [4]

### 1.8 Les différentes composantes du rayonnement solaire :

Le rayonnement solaire est absorbé et diffusé lorsqu'il se déplace dans l'atmosphère. Il y a différentes composantes sur le terrain. Comme la montre la figure 1.3 :

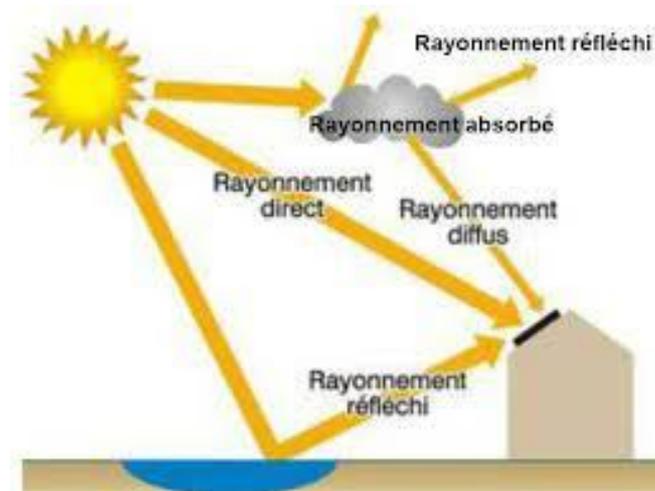


Figure 1. 3: Types de rayonnement solaire [6]

#### ❖ Le rayonnement direct

Le rayonnement direct est la partie de l'énergie solaire qui atteint directement la Terre, et son chemin est « linéaire » (bien qu'il y ait de minuscules variations) et unique à chaque instant. Si vous êtes exposé à des rayonnements directs, [5].

En cas de rayonnement horizontal s'écrit :

$$I_h = I \times \sin(h) \quad (1.1)$$

Avec : h hauteur du soleil.

#### ❖ Rayonnement diffus

Le rayonnement diffus est un type de rayonnement qui provient de partout dans la voûte céleste. Ce rayonnement est causé par l'absorption et la diffusion de l'énergie solaire par

l'atmosphère, ainsi que par sa réflexion par les nuages. En conséquence, il représente 20% de la quantité totale de lumière dans le ciel clair.

Lorsque le ciel est obscurci, toute l'énergie reçue au sol se reflète dans le ciel. [2]

❖ **Rayonnement réfléchi (L'albédo) :**

L'énergie solaire réfléchi par le sol ou des objets à sa surface est connue sous le nom de rayonnement solaire réfléchi. Ce rayonnement dépend de l'albédo du sol et peut être important lorsque le sol est très réfléchissant (eau, neige).

$$L' \text{ albédo } ALB = \frac{\text{énergier réfléchie}}{\text{énergie recue}} \tag{1.2}$$

Il ya quelques valeurs de L'albédo selon la surface du sol.

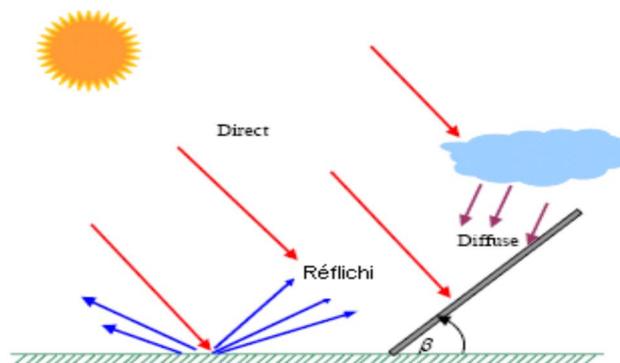
Tableau 1. 2: Quelques valeurs d'albédo. [5]

Surfaces du sol	Albédo
Surface d'eau	0.01 à 0.1
Forêt	0.05 à 0.2
Sol cultivé	0.07 à 0.14
Pierres et rochers	0.15 à 0.25
Champs et prairies	0.1 à 0.3
Sol nul	0.15 à 0.4
Neige ancienne	0.5 à 0.7
Neige fraîche	0.8 à 0.95

❖ **Rayonnement global**

- Surface horizontale

Tout rayonnement solaire qui atteint une surface horizontale sur le globe terrestre est appelé rayonnement solaire. En conséquence, il comprend à la fois les composants verticaux et diffus de l'énergie solaire directe. [5]



**Figure 1. 4:** Les trois composantes du rayonnement solaire global sur un plan incliné. [2]

- Une surface inclinée

Sur une surface inclinée, le rayonnement global est la somme du rayonnement direct, diffus et réfléchi.

## **1.9 Spectre solaire**

La lumière du soleil est composée d'une variété de différents types de rayonnement, chacun avec sa propre couleur et sa propre longueur d'onde. Le rayonnement électromagnétique est constitué de photons, ou grains de lumière.

La nature corpusculaire et ondulatoire de la lumière a été prouvée par Louis de Broglie en 1924 : la présence de corpuscules (photons) et la transmission d'ondes avec une fréquence de vibration et une longueur d'onde.

Le rayonnement émis par le soleil est le même que celui émis par une substance noire à 6000°C. Avec un spectre centré autour de  $\lambda = 0,48 \text{ m}$ , l'intensité du rayonnement au-dessus de l'atmosphère est de 1,35 kW/m<sup>2</sup>. En raison de l'absorption par l'ozone, l'eau et le dioxyde de carbone, la densité de puissance à la surface de la terre est juste 0.9.kW/m<sup>2</sup>.

Le spectre n'est plus non plus continu, mais a plutôt des bandes d'absorption. Pour calculer l'effet de l'atmosphère, nous utilisons la masse d'air, qui est définie comme  $AM = 1 / \cos \theta$ , où  $\theta$  indique l'angle formé par la direction du soleil avec la verticale. AM0 est un paramètre qui décrit les circonstances au-dessus de l'atmosphère. AM 1.5 est la quantité de lumière qui atteint le sol par temps clair (une surface d'un mètre carré à un angle de 48° par rapport à l'équateur).

De plus, les spectres AM1.5D et AM1.5G sont identifiés, qui correspondent respectivement aux flux directs et globaux (directs et diffus). Ces spectres sont représentés à la figure 1. 5. Il montre plusieurs semi-conducteurs utilisés dans les applications solaires, ainsi que leurs énergies d'écart, par exemple. [7].

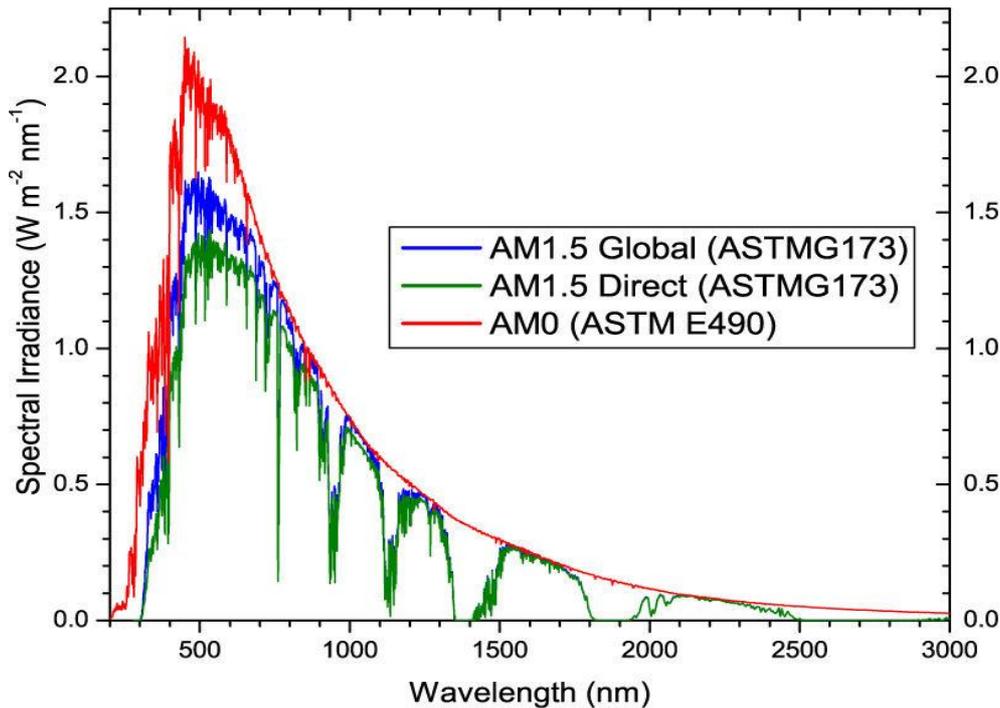


Figure 1. 5: Spectre solaire AM0, AM1.5G et AM1.5D [31]

## 1.10 Impact des facteurs météorologiques et de la localisation complexe sur le rayonnement solaire

Plusieurs variables affectent le rayonnement solaire en dehors de la Terre, notamment:

- Atténuation aérienne: La chute verticale de l'énergie solaire souffre de deux types de fragmentation et de dégradation par absorption. Lorsque le rayonnement interagit avec des particules d'air et d'eau, ainsi qu'avec des suspensions dans l'atmosphère, la diffusion se produit. L'absorption se produit dans la gamme ultraviolette à cause de l'ozone, et dans la région infrarouge à cause de l'eau et du dioxyde de carbone.
- L'inclinaison de l'axe de rotation de la Terre, qui a un impact significatif sur la distribution du rayonnement solaire à la surface de la planète.
- Plus le rayonnement est élevé, plus vous vous rapprochez de l'équateur.
- La distance entre la Terre et le Soleil est mesurée en kilomètres.

## 1.11 Production d'électricité à partir de sources d'énergie renouvelables en Algérie

L'Algérie est un pays dont l'économie dépend fortement des ressources énergétiques. Solar et Haya ont utilisé l'énergie renouvelable pour créer de l'énergie en

réponse à l'évolution de l'environnement économique mondial, en particulier parce qu'elle a fourni d'excellentes chances dans cette industrie.

Les ressources naturelles, en particulier l'énergie solaire et éolienne, ont un potentiel immense.

Un grand nombre de projets ont été présentés. L'installation d'une station hybride avec des capteurs de sable est peut-être la plus cruciale.

## **1.12 Les énergies renouvelables du monde**

Les énergies renouvelables, telles que celles générées par le soleil, le vent, la chaleur de la terre, les cascades, les marées ou la croissance des plantes, produisent très peu de déchets ou d'émissions polluantes. Il contribue à la réduction des émissions de gaz à effet de serre et au rejet de dioxyde de carbone dans l'environnement, ainsi qu'à la gestion rationnelle des ressources nationales et à la création d'emplois. Comparées aux « énergies d'inventaire » des réservoirs de combustibles fossiles rares tels que le pétrole, le charbon, le lignite et le gaz naturel, le solaire (photovoltaïque, solaire thermique), l'hydroélectricité, l'éolien, la biomasse et l'énergie géothermique sont des énergies de flux inépuisables. [8]

## **1.13 Énergie solaire photovoltaïque**

Contrairement à l'énergie solaire thermique, qui utilise le soleil pour générer de la chaleur, l'énergie solaire photovoltaïque fait tourner le soleil pour générer de la lumière.

La quantité d'énergie que les photons ont lorsqu'ils atteignent la surface de la Terre. Les photons du soleil transfèrent de l'énergie aux électrons dans les semi-conducteurs (qui sont des cellules photovoltaïques). Ce déplacement (effet photoélectrique) se produit sans l'utilisation de force mécanique, de bruit, de pollution ou de carburant.

En 1839, Bickerell, un physicien Français, a développé le phénomène photoélectrique. Le mot « Volotec » est dérivé des mots « image » (du grec « Fosse » signifiant « lumière ») et « volt » (du titre du physicien Alessandro Voltaki, qui a apporté des contributions significatives à la recherche électrique).[9].

### 1.13.1 La cellule photovoltaïque

Une cellule photovoltaïque est un dispositif qui convertit l'énergie solaire en énergie électrique [10], ou un composant électronique semi-conducteur qui permet la génération d'un courant électrique lorsque l'exposition au rayonnement solaire (photons) crée de l'électricité par l'effet photovoltaïque. [11].

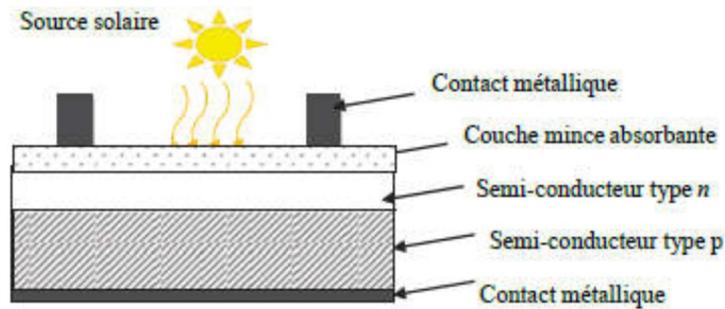


Figure 1. 6: Représentation de la structure d'une cellule photovoltaïque simple.[12]

L'écart d'énergie interdit est également connu sous le nom de différence d'énergie entre les bandes de valence et de conduction. Tous les électrons sont dans la bande de valence à 0 K. Un électron peut passer de la bande de valence à la bande de conduction, où il peut participer à la conduction d'un courant électrique, si nous fournissons une quantité d'énergie supérieure

à l'écart du matériau sous forme de lumière, de chaleur ou autre chose.

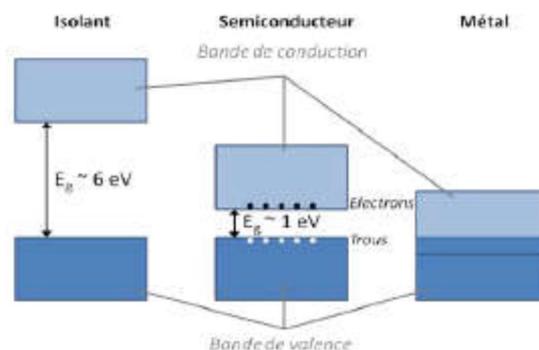


Figure 1. 7: : Schéma montrant la position des bandes de valence et de Conduction dans un isolant, un semi-conducteur et un métal [12].

La bande interdite d'un semi-conducteur (énergie d'écart) détermine par exemple comment une cellule solaire réagit à la lumière. Les valeurs de bande interdite de quelques semi-conducteurs sont indiquées dans le tableau ci-dessous. [12].

Tableau 1. 3: montre les valeurs de la bande interdite de quelques semi-conducteurs [12].

Matériel	Bande Interdite (ev) à 300 K
Si	1.12
Ge	0.66
GaAs	1.42
Inp	1.34

### 1.13.2 Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque [13]

Une cellule solaire est un composant semi-conducteur qui transforme la lumière en électricité. L'effet photoélectrique est défini comme l'émergence d'une différence de potentiel causée par la création de porteurs de charge au voisinage d'une jonction par excitation lumineuse.

La cellule solaire est une jonction p-n dont le fonctionnement est basé sur l'absorption du flux de lumière solaire. L'effet photovoltaïque, qui est utilisé dans les cellules solaires, permet à l'énergie lumineuse des rayons du soleil d'être directement transformée en électricité en produisant et en transportant des charges électriques positives et négatives dans un matériau semi-conducteur sous l'influence de la lumière [14]. Le concept de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque est le suivant :

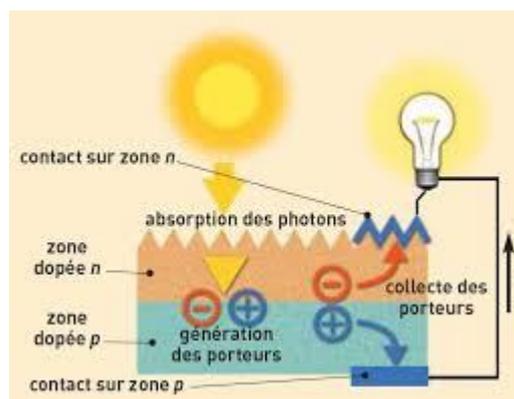


Figure 1. 8: : principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque [14]

1. Les photons frappent la surface du matériau photovoltaïque, qui est structuré en cellules ou en une fine couche, sous forme de « grains de lumière ».
2. Ils transfèrent leur énergie aux électrons de la matière, qui se déplacent ensuite dans une direction spécifique.

3. Le courant électrique continu résultant est recueilli par des fils métalliques très fins qui sont connectés les uns aux autres et envoyés à la cellule suivante. [14]

### **1.13.3 Différents types des cellules solaires :**

Les cellules sont divisées en trois catégories :

- Cellules monocristallines

La cellule monocristalline qui ressemble le plus au modèle théorique : cette cellule est composée de deux couches d'un seul cristal. [15]

Cependant, il y a certains inconvénients à ces cellules :

- Cellules solaires de première génération.
- Un excellent taux de rendement de 15% sur le terrain et jusqu'à 24% en laboratoire.
- Méthode de production laborieuse et compliquée, et donc très coûteuse.
- L'obtention d'un cristal pur nécessite une quantité importante d'énergie.

- Cellules poly-cristallines

Les cristaux sont utilisés pour fabriquer des cellules polycristallines. Ils peuvent également être obtenus en coupant des blocs de cristal, bien que ces blocs soient coulés et donc hétérogènes. [15]

- Les cellules polycristallines se distinguent par leurs coûts de fabrication inférieurs.
- Technique moins énergivore avec un rendement de 13% sur le terrain et jusqu'à 20% en laboratoire.

- Cellules amorphes

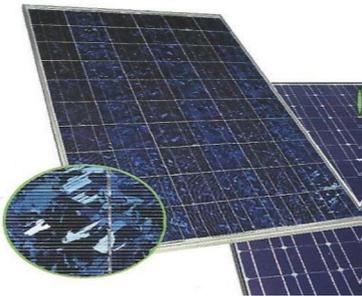
Le silicium amorphe a été découvert pour la première fois en 1976. Il possède un coefficient d'absorbance plus élevé que le silicium cristallin malgré sa structure atomique désordonnée et non cristallisée.

Cependant, il perd la mobilité de charge en échange d'une puissance d'absorption accrue.

Électrification (faible rendement de conversion) [15]

- Coût de fabrication beaucoup réduit.
- Ne donne que 6% par module en laboratoire et 14% sur le terrain.
- Er90

Tableau 1. 4: Comparaison des trois principales technologies de capteurs :[16]

Technologie	Monocristallin	Polychristallin	Amorphe
Cellule et module			
Caractéristiques	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Performances exceptionnelles: 14 à 20%.</li> <li>• Longévité: considérable (30 ans)</li> <li>• Coûts de fabrication: augmentation</li> <li>• La puissance varie de 100 à 150 Wp/m<sup>2</sup>.</li> <li>M<sup>2</sup>/kWc = 7 m<sup>2</sup>/kWc</li> <li>• Faible rendement dans des conditions de faible luminosité.</li> <li>Avec l'augmentation de la température, il y a une diminution du rendement.</li> <li>• Fabrication: créé à partir d'un bloc de silicium fondu qui s'est solidifié en un seul cristal.</li> <li>• La couleur est un bleu uniforme.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Performances exceptionnelles: 11 à 15 %.</li> <li>• une grande quantité de temps (30 ans)</li> <li>• Coût de production: moins cher que les panneaux monocristallins</li> <li>100 Wp/m<sup>2</sup> de puissance</li> <li>m<sup>2</sup>/kWc = 8 m<sup>2</sup>/kWc</li> <li>• Faible rendement dans des conditions de faible luminosité.</li> <li>• Perte de rendement à mesure que la température augmente.</li> <li>• Fabrication: fabriqué à partir de silicium de qualité électronique qui refroidit en de nombreux cristaux.</li> <li>• Ces cellules sont bleues, mais pas uniformes: on peut détecter des motifs créés par les différents cristaux.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Le rendement est faible, allant de 5% à 9%.</li> <li>• une longue période de temps (20 ans)</li> <li>• Comparés à d'autres technologies, les coûts de fabrication sont faibles.</li> <li>• 50 Wp/m<sup>2</sup> de puissance</li> <li>m<sup>2</sup>/kWc = 16 m<sup>2</sup>/kWc = 16 m<sup>2</sup>/kWc = 16</li> <li>• Fonctionnement correct malgré un manque d'éclairage.</li> <li>• Sensibilité à haute température; peut être utilisé dans des panneaux flexibles.</li> <li>La surface des panneaux est plus importante que celle du silicium pour les autres panneaux.</li> <li>• Faible performance en plein soleil.</li> <li>• Diminution des performances avec le temps.</li> <li>• Construction: une technique de vaporisation sous vide est utilisée pour appliquer des couches de silicium très mince sur du verre, du plastique souple ou du métal.</li> </ul>
Part de marché	43 %	47 %	10 %

## 1.14 Générateur photovoltaïque

### 1.14.1 Définition d'une cellule solaire

La cellule photovoltaïque, souvent connue sous le nom de cellule solaire, est le plus petit composant d'un système photovoltaïque. Il est composé de matériau semi-conducteur et transforme directement la lumière en énergie électrique. Les cellules photovoltaïques sont constituées des composants suivants : [17.]

Une fine couche semi-conductrice (matériau avec une bande interdite qui agit comme une barrière d'énergie que les électrons ne peuvent pas passer sans excitation externe et dont les caractéristiques électroniques peuvent être modifiées) comme le silicium, qui a une forte conductivité électrique.

Une grille conductrice en haut, connue sous le nom de cathode, et un métal conducteur en bas, connu sous le nom d'anode, permettent une pénétration maximale de la lumière du soleil.

Les derniers contiennent même une combinaison multicouche réfléchissante unique juste en dessous du semi-conducteur, permettant à la lumière de rebondir plus longtemps et améliorant les performances. [18]

### 1.14.2 Modélisation d'une cellule photovoltaïque

#### 1.14.2.1 Cellule photovoltaïque idéal

Une cellule photovoltaïque peut être simplement caractérisée comme une source de courant idéale qui génère un  $I_{ph}$  de courant proportionnel à la puissance lumineuse incidente, en parallèle avec un chiffre de diode (1,9) qui correspond à la région de transition p-n de la cellule PV. Suivre la loi du nœud [32] :

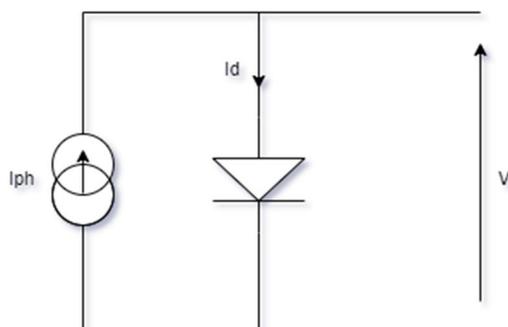


Figure 1. 9: Modèle de cellule photovoltaïque idéal [32].

$$I = I_{ph} - I_d$$

La tension à travers la résistance dans un générateur PV idéal est égale à la tension à travers la diode :

$$V = V_d$$

La diode étant un élément non linéaire, sa caractéristique I-V est donnée par la relation

$$I_d = I_0 \cdot \left( \exp\left(\frac{V_d}{V_t}\right) - 1 \right)$$

Avec :

$I_0$  : Le courant de saturation inverse de la diode.

$V_d$ : la tension à la borne de diode.

$V_t = KT/q$  potentielle thermique.

Donc la relation (2.18) sera :

$$I = I_{ph} - I_0 \left( \exp\left(\frac{V_d}{V_t}\right) - 1 \right)$$

#### 1.14.2.2 Modélisation d'un module photovoltaïque avec le modèle à une diode

La figure 1.10 illustre le circuit équivalent d'une cellule solaire. Une source de courant, une diode, une résistance série et une résistance shunt sont toutes incluses

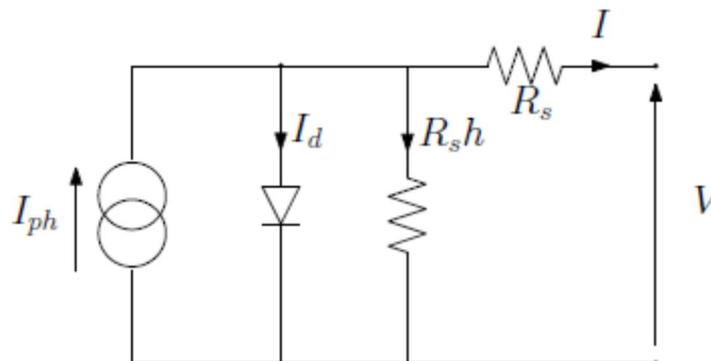


Figure 1. 10: Modèle électrique avec une diode d'une cellule PV

Le courant de sortie d'un module solaire avec des cellules  $N_s$  en série sera basé sur le circuit :

$$I = I_{ph} - I_0$$

### 1.15 REPRESENTATIONS ELECTRIQUES D'UNE CELLULE PV

De nombreux modèles mathématiques ont été créés pour représenter le comportement très non linéaire des jonctions semi-conductrices, qui servent de base à la fabrication de cellules

photovoltaïques. Dans la littérature, nous trouvons divers modèles de cellules photovoltaïques représentatifs qui diffèrent les uns des autres en termes de technique et de nombre de facteurs utilisés pour calculer la tension et le courant final du générateur solaire.

### 1.15.1 MODELE DE BASE

Lorsque la jonction PN est allumée, un courant 'I' traverse une charge  $R_{ch}$ , et une tension 'V' est observée au sommet de cette charge. [19]

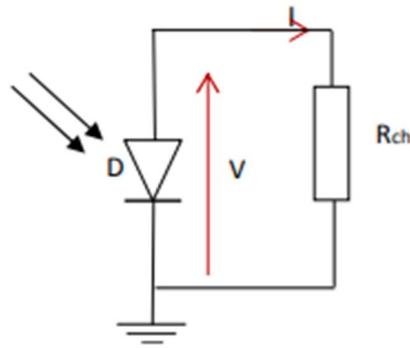


Figure 1. 11: : Schéma d'application de l'effet photovoltaïque

### 1.15.2 MODELE IDEAL

Les considérations ci-dessus nous permettent d'arriver au modèle idéal, qui est l'équivalent électrique de la cellule photovoltaïque représentée à la figure 1.12. C'est le modèle le plus simple pour représenter une cellule solaire car il ne considère que le phénomène de diffusion. L'équivalent simplifié d'une cellule solaire est constitué d'une diode et d'une source de courant montée en parallèle [20]. Le courant photonique  $I_{ph}$  est produit par la source de courant et est directement proportionnel à la clarté solaire  $G$ .

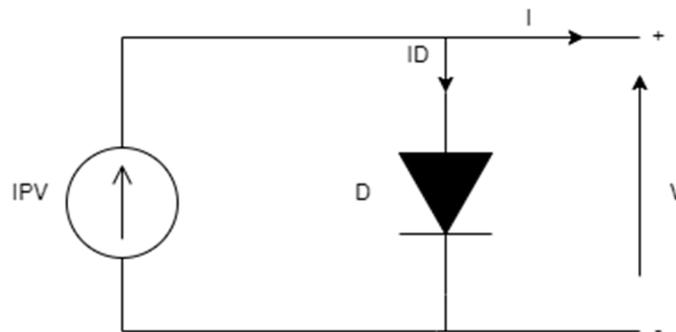


Figure 1. 12: Circuit équivalent d'une cellule PV –Model idéal

L'équation courant tension I-V du circuit équivalent est donné comme suit :

$$I = I_{PV} - I_D$$

Avec :

I : courant fourni par la cellule

$I_{PV}$  : photon-courant de la cellule proportionnelle à l'éclairement (G)

$$I_D = I_0 \left[ \exp\left(\frac{V}{aV_T}\right) - 1 \right] \text{ avec: } V_T = \frac{k.T}{q}$$

Donc l'équation du courant délivré par une cellule photovoltaïque est décrite comme suit :

$$\text{Avec: } I = I_{PV} - I_0 \left[ \exp\left(\frac{V}{aV_T}\right) - 1 \right]$$

$I_0$  : courant de saturation inverse de la diode.

$a$  :

$k$  : la constante de Boltzmann ( $1.38.10^{-23}$  Joules/Kelvin).

$T$  : la température de la cellule en Kelvin.

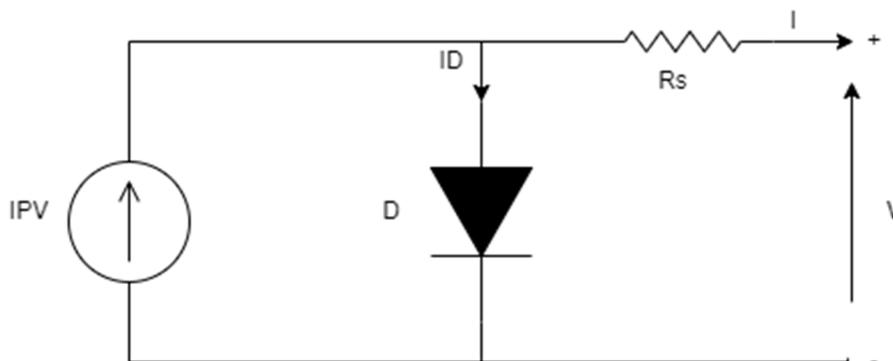
$q$  : la charge d'un électron  $= 1,6.10^{-19}C$ .

$a$  : le facteur d'idéalité de la jonction.

$V$  : la tension aux bornes de la cellule

### 1.15.3 MODELE AVEC PERTES OHMIQUES (Rs-MODEL)

Ce modèle prend en compte la résistance du matériau ainsi que les pertes ohmiques aux niveaux de contact, ce qui donne une représentation plus précise du comportement électrique de la cellule que le modèle idéal [19,20]. Dans l'équivalent de circuit illustré ci-dessous, ces parties sont représentées par une série de résistances  $R_s$ :



**Figure 1. 13 :** Circuit équivalent d'une cellule PV – $R_s$ -Model

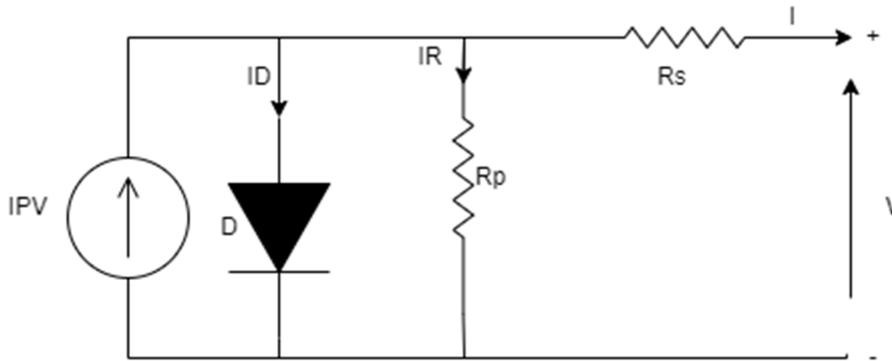
Après analyse du circuit, l'équation courant- tension est donnée comme suit :

Avec:  $I = I_{PV} - I_0 \left[ \exp \left( \frac{V + IR_s}{aVT} \right) - 1 \right]$

$R_s$ : La résistance série caractérisant les diverses résistances de contacts et de connexions. 1.13

**1.15.4 MODELE A UNE DIODE ” Modèle 1-D ”**

Rp-Model est un autre nom pour ce modèle. Ce modèle prend en compte non seulement les pertes de tension manifestées par la série de résistances  $R_s$ , mais aussi les pertes de courant manifestées par une résistance parallèle  $R_p$  [(19), (20), (21), (22)]. C’est le modèle sur lequel s’appuient les fabricants pour décrire les caractéristiques techniques de leurs cellules solaires (technique de la fiche). Il est également considéré comme une ressource pour les fabricants de modules solaires pour cataloguer leurs produits.



**Figure 1. 14:** : Circuit équivalent d'une cellule PV –Modèle 1-D –

L'équation du courant délivré par la cellule photovoltaïque est décrite comme suit :

$I = I_{PV} - I_0 \left[ \exp \left( \frac{V + IR_s}{aVT} \right) - 1 \right] - \left( \frac{V + IR_s}{R_p} \right)$

$R_p$  : La résistance modélisant les courants de fuites de la jonction

**1.15.5 MODELE A DEUX DIODES ” Modèle 2-D ”**

Rp-Model est un autre nom pour ce modèle. Ce modèle prend en compte non seulement les pertes de tension manifestées par la série de résistances  $R_s$ , mais aussi les pertes de courant manifestées par une résistance parallèle  $R_p$  [(19), (20), (21), (22)]. C’est le modèle sur lequel s’appuient les fabricants pour décrire les caractéristiques techniques de leurs cellules solaires (technique de la fiche). Il est également considéré comme une ressource pour les fabricants de modules solaires pour cataloguer leurs produits.

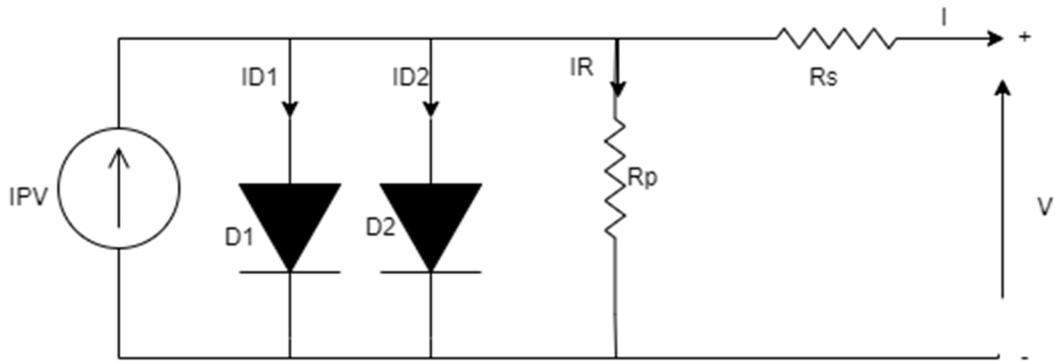


Figure 1. 15 : Schéma électrique équivalent d'une cellule en silicium cristallin-modèle 2-D

L'équation suivante décrit le courant de sortie de la cellule photovoltaïque pour le modèle à deux diodes :

$$I = IPV - I_{01} \left[ \exp \left( \frac{V + IR_s}{a_1 V_{T1}} \right) - 1 \right] - I_{02} \left[ \exp \left( \frac{V + IR_s}{a_2 V_{T2}} \right) - 1 \right] - \left( \frac{V + IR_s}{R_p} \right)$$

I01: courant de saturation inverse de la diode D1.

I02: courant de saturation inverse de la diode D2.

VT1: potentiel thermodynamique de la diode D1.

VT2 : potentiel thermodynamique de la diode D2. .

a1 : le facteur d'idéalité de la jonction de la diode D1.

a2: le facteur d'idéalité de la jonction de la diode D2.

### 1.15.6 AUTRES MODELES

De nombreux auteurs ont proposé des modèles plus sophistiqués qui représentent plus précisément le phénomène photovoltaïque. En conséquence, le modèle à trois diodes est examiné, avec la troisième diode incluse dans le schéma les effets non pris en compte dans les autres modèles (ex : courant de fuite liés aux diodes). L'inconvénient de cette représentation est qu'à mesure que le nombre de diodes dans le schéma électrique augmente, le nombre de paramètres inconnus augmente également. D'autre part, des modèles plus simples voient le jour : parce que la valeur de la résistance Rp est généralement élevée, elle est souvent supposée infinie et donc ignorée dans les modèles actuels [20,23]. De même, parce que la valeur de la résistance Rs est généralement faible, les auteurs de modèles d'équivalence imposent fréquemment Rs = 0 et ignorent donc Rs, ce qui entraîne une équivalence de circuit

au modèle idéal. Malheureusement, ce modèle manque de précision. 1.16 Influence des différents paramètres sur la caractéristique I (V)

### 1.16. Influence de la température

Parce que les cellules solaires sont exposées au rayonnement solaire, la température est un facteur crucial dans leur fonctionnement. Lorsque la température change, l'effet de la température sur les caractéristiques I (V) de la cellule solaire est illustré à la figure 1. 16. Notez qu'une augmentation de la température provoque une augmentation du courant dans le circuit fermé (Isc), ce qui a un effet négatif sur la tension du circuit ouvert. Lorsque la température augmente, la tension du vide diminue. En revanche, lorsque la température augmente, la puissance maximale du générateur diminue. [24]

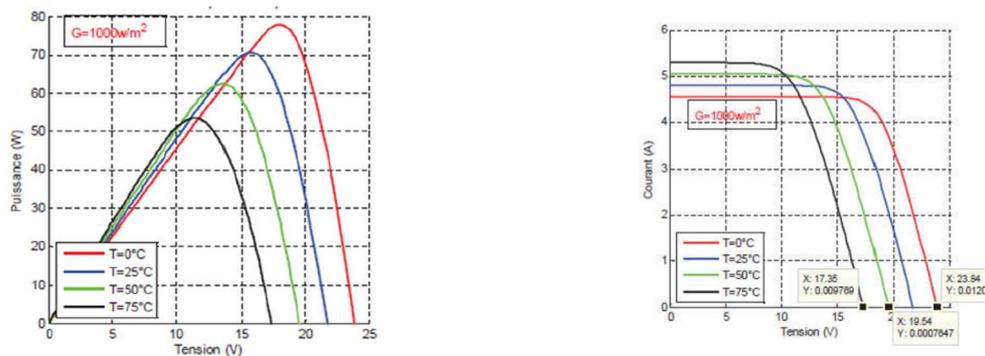


Figure 1. 16: Influence de la température sur la caractéristique I-V et P-V [25].

#### 1.16.1 L'effet de l'éclairage

La clarté d'un paramètre est essentielle car il a un impact direct sur l'efficacité électrique. Les caractéristiques de tension de courant d'une cellule solaire changent avec l'éclairage à une température spécifique, comme le montre la figure 1.17. Lorsque le niveau de lumière augmente, la courbe se déplace vers la droite. Le courant du circuit de cour Isc (ou Isc) évolue progressivement et clairement. Simultanément, la tension COV en circuit ouvert est couramment utilisée. [Photo Watt PW500 12V. [26], comme le montre la figure 1.17

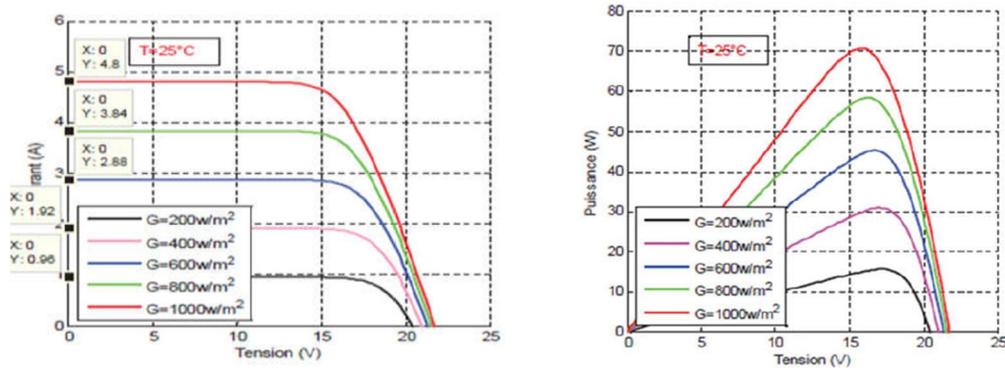


Figure 1. 17: : Influence de l'éclairement sur la caractéristique I-V et P-V d'une cellule solaire [25]

### 1.16.2 Facteurs limitant le rendement

Dans la conversion photovoltaïque de l'énergie solaire, l'efficacité est extrêmement essentielle. Depuis longtemps, les chercheurs espèrent trouver une méthode pour prédire les revenus futurs. L'efficacité d'une cellule solaire est principalement déterminée par les paires d'électrons-trou émises par la lumière et leur recombinaison avant d'être envoyées à un circuit externe. Plusieurs facteurs limitent l'efficacité des cellules solaires [27]. En réalité, la conversion de l'énergie lumineuse en énergie électrique n'est pas parfaite. L'efficacité de la cellule a été perdue de diverses façons. Ils sont dus à la nature des matériaux et des procédés utilisés dans la majorité des cas. Ces pertes sont détaillées ici. :

- **Les pertes énergétiques**

La première contrainte concerne les photons nécessaires à la conversion. Les photons avec une énergie inférieure à l'écart matériel ne peuvent pas former de paires électron/trou, ils ne sont donc pas absorbés par la cellule solaire. Dans le cas du silicium, tous les photons dont la longueur d'onde est supérieure à 1250 nm sont perdus. Cependant, un modèle plus détaillé du phénomène permet aux chercheurs d'étudier le mécanisme d'absorption assisté par phonon. Cela porte la limite d'énergie de l'écart de silicium de 1 124 eV à 1 052 eV pour l'absorption assistée par phonon. Les photons ayant une énergie supérieure à  $E_g$  sont alimentés par le matériau, mais l'excès d'énergie ( $h\nu - E_g$ ) est dissipé sous forme de chaleur par les phonons du réseau. La thermalisation est le terme pour ce phénomène. Cette perte devrait être de 33 ns pour le silicium sous éclairage AM 1.5.

Enfin, les photons les plus intenses sont absorbés à quelques micromètres sous la surface éclairée de la cellule. Les porteurs de charge photogénérés sont perdus par recombinaison avec le dopant dans la « zone morte » de l'émetteur. Compte tenu de ces pertes d'énergie, les cellules solaires en silicium ont une efficacité maximale d'environ 24%, en

supposant qu'aucune lumière n'est perdue et que chaque photon d'énergie plus grand que  $E_g$  forme une paire électron/trou... Pertes dans la communication optique

L'efficacité de la cellule est principalement déterminée par la quantité de photons qui la traversent. Le silicium est une substance semblable au métal avec une réflectivité élevée. Parce que le silicium a un indice de réfraction d'environ 3,5, l'interface air-silicium a un coefficient de réflexion d'environ 30%, ce qui explique la perte directe de photons due à la réflexion. D'autre part, certains photons traversent l'épaisseur de la cellule sans être absorbés, bien qu'ils aient l'énergie appropriée. Ce terme est significatif car les cellules sont extrêmement minces (moins de 100 nm), ce qui entraîne des pertes de transmission. L'utilisation d'un revêtement réfléchissant à l'arrière de la cellule peut aider à réduire cela.

**• Recombinaison de porteurs de charge photogénèses**

Il existe deux types de recombinaison, qui sont déterminés uniquement par la qualité du matériau.

\* Recombinaison à la surface.

\* Joindre le volume (Auger et Shockley-Read-Hall).

**• Perte associée aux cellules et aux processus de fabrication**

Parce que l'équation courant-tension est régulée par l'équation exponentielle de Boltzmann  $\exp(qV/kT)$ , même dans une cellule parfaite, le facteur de forme FF ne peut pas dépasser 0,89 [28]. En conséquence, une courbe rectangulaire courant/tension n'est pas possible. Ce paramètre est affecté par des facteurs tels que la conception des cellules, la jonction pn et la qualité du matériau, la résistivité du contact métallique, etc. À cette limitation initiale, vous pouvez également ajouter les effets de résistance en série et en parallèle. Parce qu'ils absorbent une partie du courant généré par la lumière, ils ont un impact sur le facteur de forme. La résistance en série est causée par la résistivité du matériau, la résistance de contact entre les contacts en silicium et en métal et la résistance de la ligne de connexion. Le courant de fuite dans la cellule, le courant de fuite au bord de la cellule solaire et le courant de fuite local à la jonction sont tous représentés par la résistance parallèle. [29].

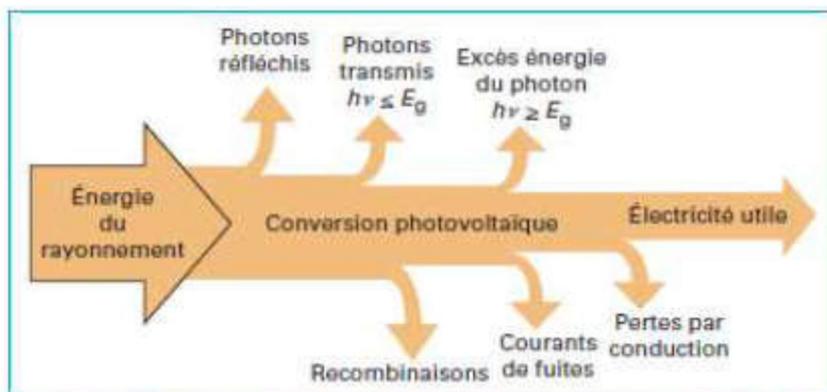


Figure 1. 18: Différents pertes lors de la conversion photovoltaïque du rayonnement solaire en énergie électrique [30].

### 1.17 Conclusion :

La première moitié de ce chapitre donne un aperçu de l'énergie solaire, de la production d'électricité conventionnelle et renouvelable et de la consommation mondiale. Les dernières technologies d'effets photovoltaïques, les technologies de cellules photovoltaïques et d'autres types de ces systèmes pour répondre à la demande d'énergie ont ensuite été présentés. La partie 2 se penche sur la modélisation des cellules solaires et des caractéristiques GPV photovoltaïques, ainsi que sur leurs performances et l'impact de divers paramètres sur les caractéristiques du générateur. Nous examinerons plusieurs commandes dans le prochain chapitre (MPPT).

# *Chapitre 2*

## **2.1 Introduction**

La synthèse du chapitre précédent des différents comportements d'un générateur photovoltaïque a révélé que les fluctuations atmosphériques du rayonnement solaire, de la température et de l'ombrage partiel influencent les non-linéarités des caractéristiques électriques d'un générateur photovoltaïque. Cela nécessite l'utilisation d'une étape d'adaptation (convertisseur DC-DC) pour convertir des grandeurs électriques continues en quantités adaptées à la charge. Afin de maximiser la puissance produite par le générateur, cette étape peut être régulée par un système de suivi connu dans la littérature sous le nom de Maximum Power Point Tracking ou Maximum Power Point Tracking (MPPT) [48].

Plusieurs méthodes ont été mises au point et publiées pour localiser le MPP. De nombreuses caractéristiques de ces approches diffèrent, notamment la complexité, les capteurs nécessaires, le coût, la vitesse, l'efficacité, la robustesse et la stabilité. [49].

Pour remplir l'objectif de l'algorithme, de nombreux moyens ont été proposés dans la littérature (MPPT). Les algorithmes indirects, qui sont basés sur la mesure d'une fraction de tension en circuit ouvert ou d'une fraction de courant de court-circuit et sont les plus couramment utilisés dans les systèmes photovoltaïques commerciaux, peuvent être divisés en trois types. Méthodes directes ou MPPT traditionnels, tels que perturbation et observation ( $P * O$ ), incrément de conductance (IC) et escalade (HC), ainsi que des algorithmes basés sur l'IA, tels que des algorithmes basés sur la logique floue. Chacun a sa propre stratégie pour réaliser le MPP. [50-52].

Dans ce chapitre, nous examinerons les méthodes MPPT les plus courantes dans la littérature. Nous commencerons par les méthodes indirectes, qui sont basées sur la tension d'un circuit ouvert ou le courant d'un court-circuit et nécessitent une compréhension préalable des caractéristiques du générateur PV. Les approches directes les plus souvent utilisées dans les systèmes photovoltaïques commerciaux, y compris les techniques de perturbation et d'observation ( $P * O$ ) et d'incrément de conductance (CI), sont ensuite discutées. Enfin, nous présentons le troisième type de méthodes intelligentes, dans lesquelles nous nous intéressons aux techniques basées sur des modèles Mamdani flous, des algorithmes génétiques (GA) et des techniques d'optimisation de l'essaim de particules (PSO).

## **2.2 Recherche de point de puissance maximum (MPPT)**

L'objectif fondamental de cette commande est d'ajuster le rapport cyclique du convertisseur DC-DC pour se conformer aux limites imposées par diverses modifications.

Pour trouver le PPM, l'algorithme MPPT peut être plus ou moins difficile. En général, cette méthode fonctionne en faisant varier le rapport cyclique en réponse à l'évolution des paramètres d'entrée du générateur photovoltaïque (courant, tension et puissance) jusqu'à ce que le PPM soit atteint. Dans la littérature, plusieurs méthodes MPPT ont été développées. [52].

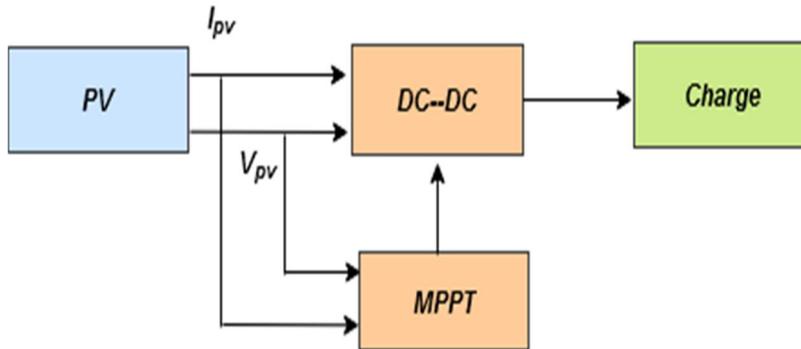


Figure 2. 1 : : Chaîne de conversion PV contrôlée par une commande MPPT

### 2.3 Critères d'évaluation d'une commande MPPT

Plusieurs facteurs influencent l'efficacité d'une commande MPPT, notamment la vitesse, la précision, le temps de réaction, la complexité, l'adaptabilité et le coût. L'efficacité de la méthode MPPT est déterminée par l'efficacité du point de fonctionnement spécifié, qui est défini comme le rapport entre les pertes de puissance d'un module PV et la fourniture de la puissance maximale qu'il peut fournir. [53].

$$\eta_{MPPT} = \frac{P_{in}}{P_{max}} \quad (2.1)$$

- Simplicité : La difficulté de mettre en œuvre un algorithme et le montant des pertes directement liées au temps de calcul requis sont proportionnellement influencés par son niveau de complexité.
- Temps de réponse : Si le temps de réponse d'un système est jugé acceptable, il est considéré comme rapide.
- Flexibilité: Un contrôle MPPT est flexible s'il peut suivre le MMP dans des circonstances atmosphériques changeantes, et il doit être conçu pour fonctionner avec tous les types de panneaux au même niveau de précision.
- Coût: Le coût est directement proportionnel à la complexité de l'algorithme final, au nombre de capteurs et aux méthodes de calcul nécessaires pour surmonter les problèmes de mise en œuvre.

## **2.4 Commandes MPPT basées sur des relations de proportionnalité.**

Les commandes du TPPM sont basées sur des connexions de proportionnalité.

Le concept principal derrière ces contrôles est basé sur des corrélations de proportionnalité entre les préparations optimales qui caractérisent le point de force maximale et les attributs distinctifs du GPV. Nous parlons de contrôler la régulation du courant ou de la tension, en fonction du paramètre contrôlé.

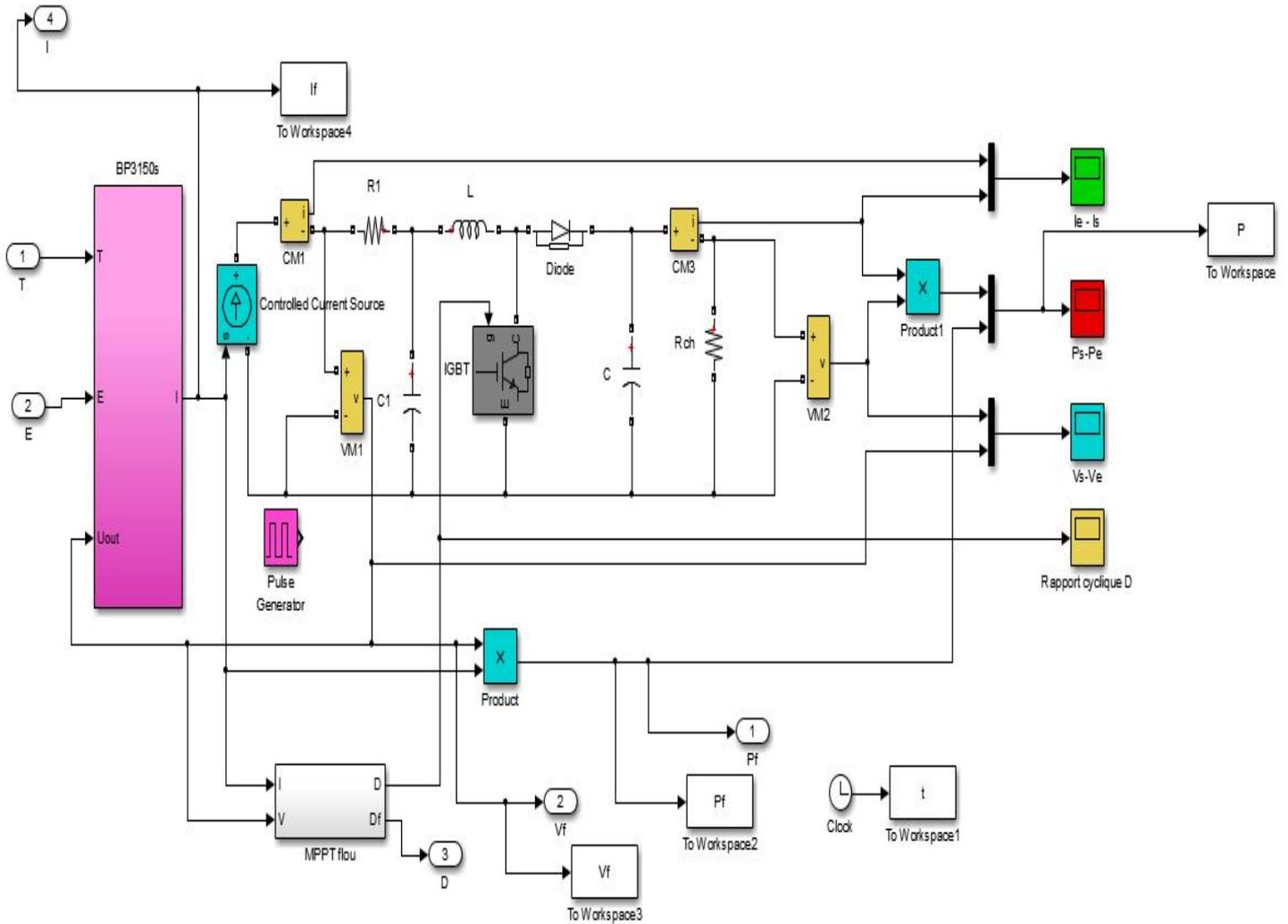
### **2.4.1 Algorithme à Base de la Mesure d'une Fraction de la Tension**

C'est un mode d'exécution simple et direct qui donne des résultats acceptables. Cette méthode est basée sur une relation linéaire entre la tension en circuit ouvert et l'effort optimal, comme le montre la formule ci-dessous.:

$$V_{MPP} = K_V \times V_{OC}$$

Où  $K_V$  est un facteur de tension dépendant des caractéristiques de la cellule PV et qui varie entre 0.73 et 0.8. Pour déduire la tension optimale (la tension à la puissance maximale), on doit mesurer la tension du circuit ouvert  $V_{OC}$  périodiquement en déconnectant le convertisseur DC-DC pour une fraction de seconde. Par conséquent, le point de fonctionnement du panneau est maintenu proche de point optimal en ajustant la tension de panneau à la tension optimale calculée. Le processus permet d'agir cycliquement sur le rapport cyclique pour atteindre la tension optimale [35,54].

Lors de la déconnection de la charge du générateur PV, cette technique présente un inconvénient qui est la perte de la puissance disponible. Aussi, la constante  $K_V$  n'est pas



toujours entre 73% et 80% de la tension  $V_{OC}$ . Pour remédier ce problème plusieurs travaux présentés utilisent des cellules pilotes pour obtenir la tension  $V_{OC}$ .

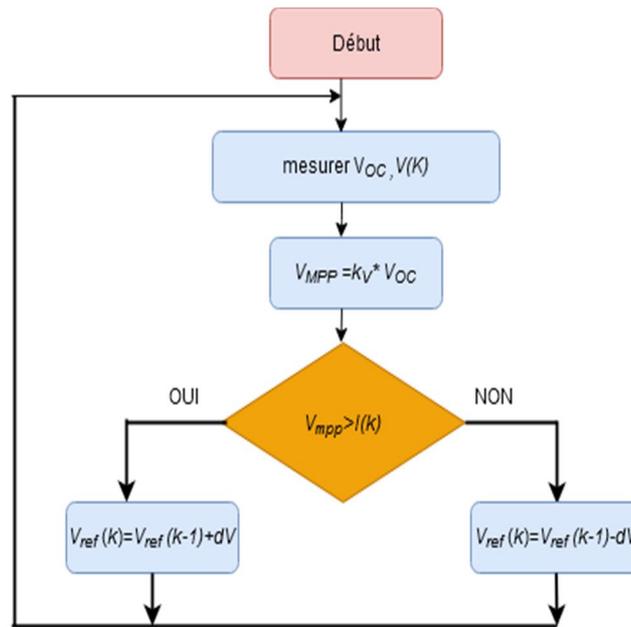


Figure 2. 2: Algorithme à base de la mesure d'une fraction de la tension [54]

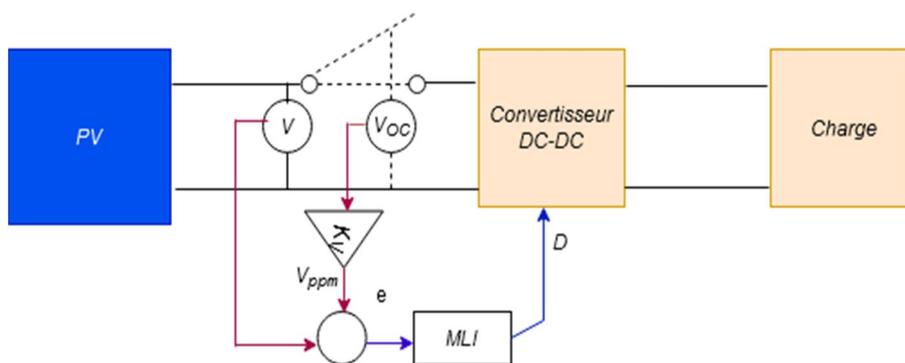


Figure 2. 3: Principe de la méthode de la tension de circuit ouvert [35]

### 2.4.2 Algorithme à Base de la Mesure d'une Fraction du Courant $I_{cc}$

Cette méthode permet de savoir la valeur du courant optimal dans lequel doit fonctionner le panneau PV (Figure 2.4). Dans ce cas, le courant du point de puissance maximale  $I_{PPM}$  est proportionnel au courant de court-circuit  $I_{CC}$  comme montré l'expression suivante :

$$I_{MPP} = K_C \times I_{CC} \quad (2.3)$$

Où

$K_C$  : Est une constante de courant. Elle est généralement comprise entre 0 :78 et 0 :92.

La mesure du courant  $I_{cc}$  durant le fonctionnement est problématique. Un commutateur est généralement ajouté dans la chaîne avant le convertisseur pour court-circuiter le générateur et mesurer le courant  $I_{cc}$ . Ceci augmente le nombre de composants et donc le coût. A noter que la puissance de sortie est réduite lors de la mesure du courant  $I_{cc}$ . De plus, le PPM n'est jamais atteinte [55].

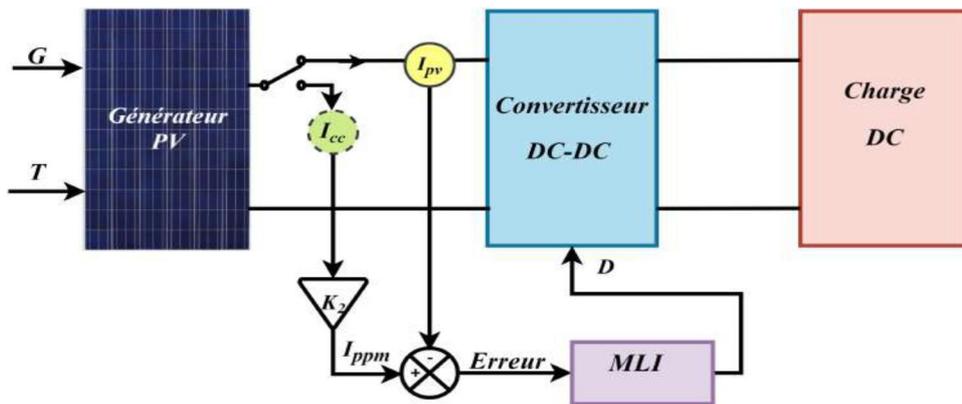


Figure 2. 4: Principe de la méthode d'une Fraction du Courant  $I_{cc}$ . [35].

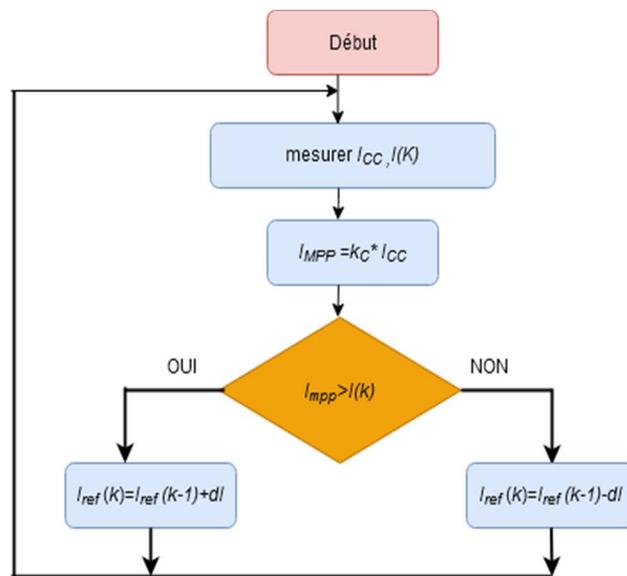


Figure 2. 5: : Algorithme à Base de la Mesure d'une Fraction du Courant  $I_{cc}$

## 2.5 Algorithme conventionnel

Ces sont des commandes connues sous le nom de MPPT directe qui incluent la méthode de Perturbation et Observation (*P&O*), Incrémentation de la Conductance (*IC*) et Hill Climbing (*HC*).

### 2.5.1 Algorithme perturbation et observation (*P&O*)

L'algorithme de perturbation et observation est largement utilisé dans la littérature et surtout dans la pratique en raison de sa facilité de mise en œuvre. Le principe de cette méthode consiste à perturber le système (en augmentant ou en diminuant la tension de fonctionnement ( $\Delta V$ ) et observant l'effet sur la puissance à la sortie  $\Delta P$ . La figure (2.6) illustre le fonctionnement de cet algorithme.

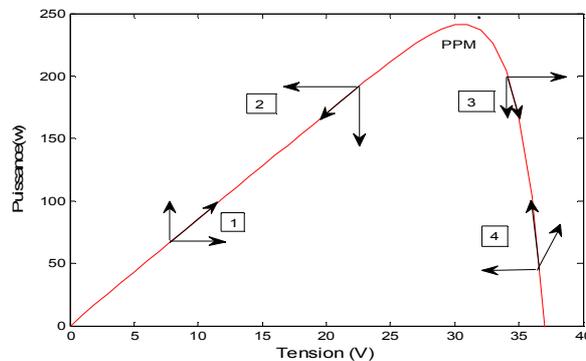


Figure 2. 6: Principe de la MPPT avec la méthode P&O [56]

Si la puissance augmente, alors la perturbation a déplacé le point de fonctionnement vers le MPP. L'algorithme *P&O* continuera à perturber la tension dans la même sens. Par contre si la puissance diminue  $\Delta P$  la perturbation à dépasser le point de fonctionnement du MPP. L'algorithme inversera la direction de la perturbation suivante.

L'inconvénient majeur de cette technique est la perte de puissance causée par des oscillations autour du point de puissance maximale (MPP) et son temps de réponse relativement faible sous un changement brusque du niveau de l'ensoleillement. Cette technique nécessite des capteurs de courant et de tension. La performance de l'algorithme peut être améliorée en modifiant le pas de rapport cyclique du convertisseur dans le but d'ajuster le suivi pour mieux atteindre le MPP [56].

La figure (2.7) et (2.8)représentes l'organigramme et le modèle Simulink du système PV commandé par l'algorithme *P&O*.

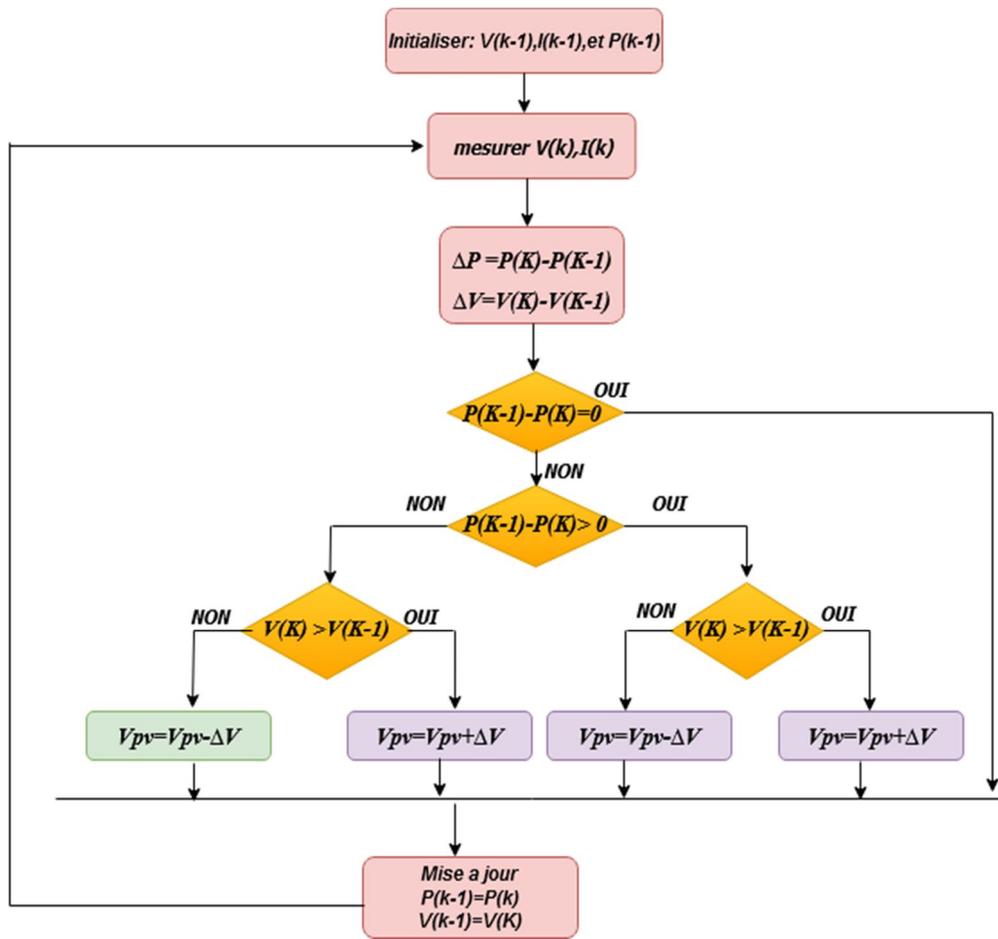


Figure 2. 7: Organigramme de la méthode P&O

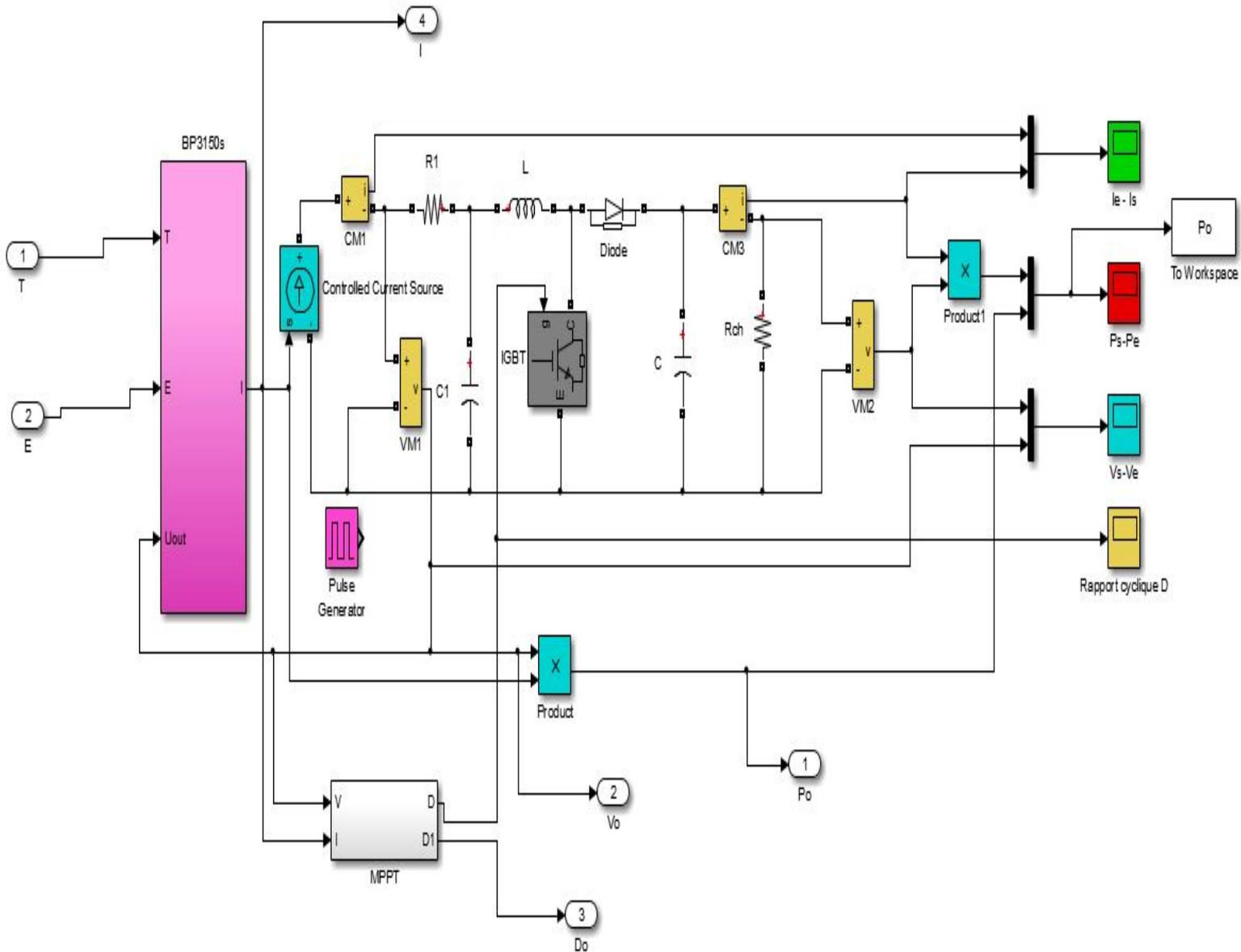


Figure 2. 8: Modèle Simulink du système PV commandé par l'algorithm P&O

Tableau 2. 1: résume le principe de fonctionnement de cette méthode

Cas n <sup>0</sup>	$\Delta V$	$\Delta P$	$\Delta V / \Delta P$	Sens de la poursuite	action de contrôle
1	Positive	Positive	Positive	Bon	Incrémenter
2	Négative	Négative	Positive	Mauvais	Incrémenter
3	Positive	Négative	Négative	Mauvais	Décrémenter
4	Négative	Positive	Négative	Bon	Décrémenter

### 2.5.2 Algorithme Hill Climbing

La méthode d'escalade est une technique permettant de déterminer un optimum local parmi un ensemble de configurations. Le concept fondamental est d'élever le point de fonctionnement le long de la caractéristique du générateur à son maximum. Il y a deux pistes envisageables pour cela. Lorsque le point de puissance maximale est atteint, la recherche devrait théoriquement prendre fin. Cette approche est basée sur la relation entre la puissance du panneau et la valeur du rapport cyclique appliquée au convertisseur.[57].

Mathématiquement, le PPM est atteint lorsque  $\frac{\partial P_{PV}}{\partial V_{PV}} = 0$

$$\frac{\partial P_{PV}}{\partial V_{PV}} < 0 \Rightarrow M = M - \Delta M \tag{2.4}$$

Dans le cas contraire, le module PV agit comme une source de tension, et le signal d'erreur (M) est calculé comme suit :

$$\frac{\partial P_{PV}}{\partial V_{PV}} > 0 \Rightarrow M = M + \Delta M \tag{2.5}$$

Au MPP, l'erreur sera de zéro et l'expression est écrite comme suit :

$$\frac{\partial P_{PV}}{\partial V_{PV}} = 0 \Rightarrow M = M \tag{2.6}$$

L'organigramme de l'algorithme Hill-Climbing est donné à la figure 2.10 [19].

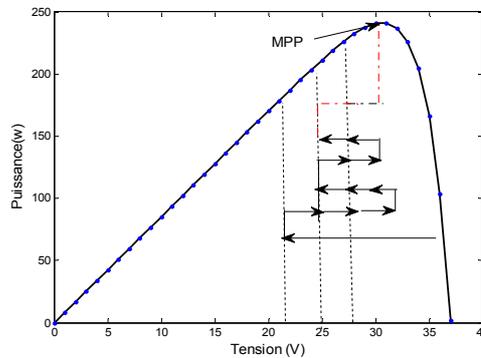


Figure 2. 9: Principe de la méthode Hill-Climbing[57]

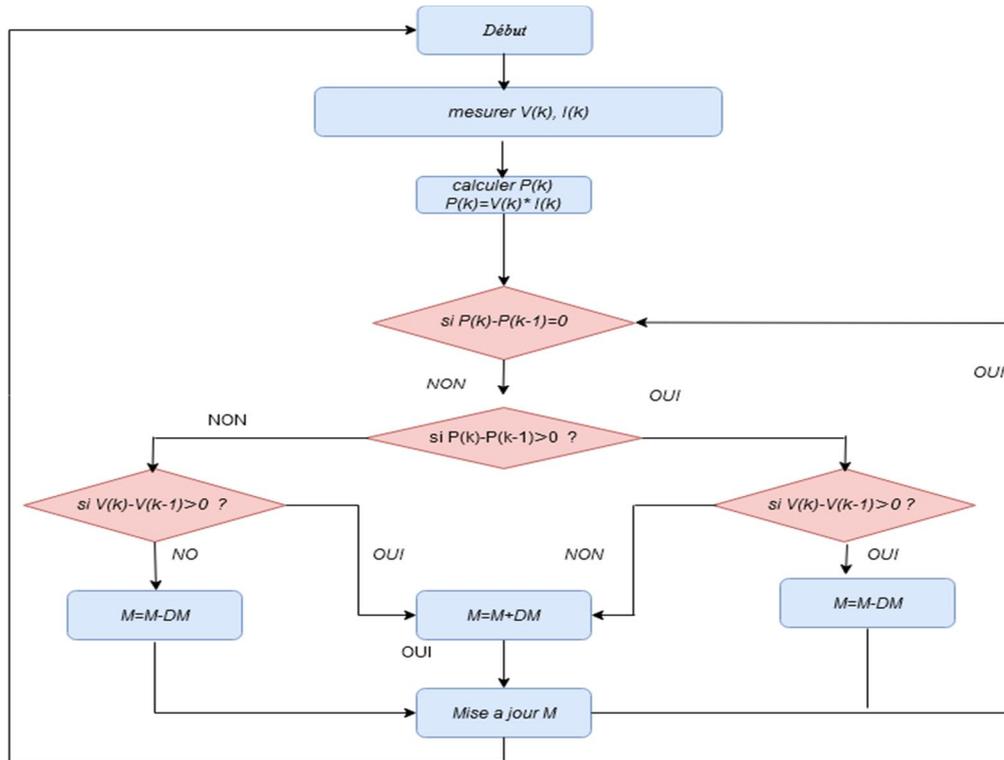


Figure 2. 10: organigramme de la méthode Hill-Climbing [57].

### 2.5.3 Algorithme d'incrémentation de conductance (IC)

La méthode de conductance incrémentale (IC) [58] est développée pour remédier le problème de la divergence de l'algorithme  $P&O$  dans le cas d'un changement rapide de l'ensoleillement. Cette méthode repose sur le fait que la dérivée de la puissance de sortie  $P$  par rapport à la tension du panneau  $V$  est égale à zéro au point de puissance maximale MPP. Les caractéristiques ( $P-V$ ) du panneau sur la figure (2.11) montrent en outre que la dérivée est supérieure à zéro à gauche du MPP et inférieure à zéro à droite du MPP. Cela conduit à l'ensemble d'équations suivant :

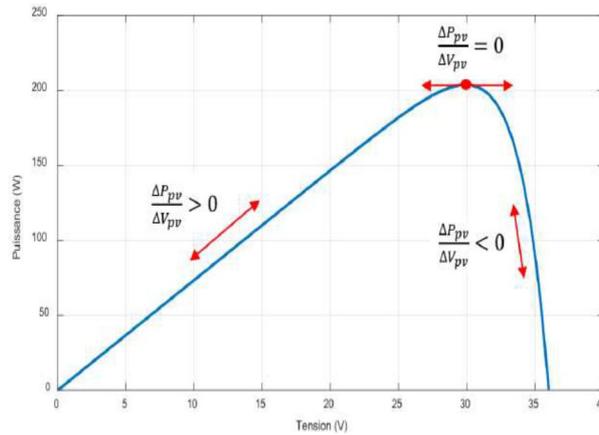


Figure 2. 11:Algorithme conductance incremental[58]

$$P = IV \quad (2.7)$$

$$dP/dV = d(IV)/dV \quad (2.8)$$

$$= I dV /dV + V dI / dV \quad (2.9)$$

$$= I + V dI / dV$$

$$(1/V) dP / dv = (I / V) + dI / dV \quad (2.10)$$

Cet algorithme utilise deux grandeurs, La tension et le courant de générateur pour calculer la conductance G et la conductance incrémentale ΔG, pour prendre sa décision (augmenter ou diminuer le rapport cyclique de sortie). [59]

On définit :

$$G = I_{pv} / V_{pv} \quad (2.11)$$

$$\Delta G = \Delta I_{pv} / \Delta V_{pv} \quad (2.12)$$

Si la conductance est plus grande que la conductance incrémentale, la tension de fonctionnement est inférieure à la tension au point MPP et inversement dans le cas contraire comme montré sur la figure (2.11).

Les étapes qui résument le principe de cet algorithme sont :

$$dP/dV = 0 \quad \text{si } G \text{ au PPM}$$

$$dP/dV > 0 \quad \text{si } \Delta G > G \text{ gauche du PPM}$$

$$dP/dV < 0 \quad \text{si } \Delta G < -G \text{ droite du PPM}$$

La figure 2.12 représente les étapes de l'organigramme de la méthode INC.

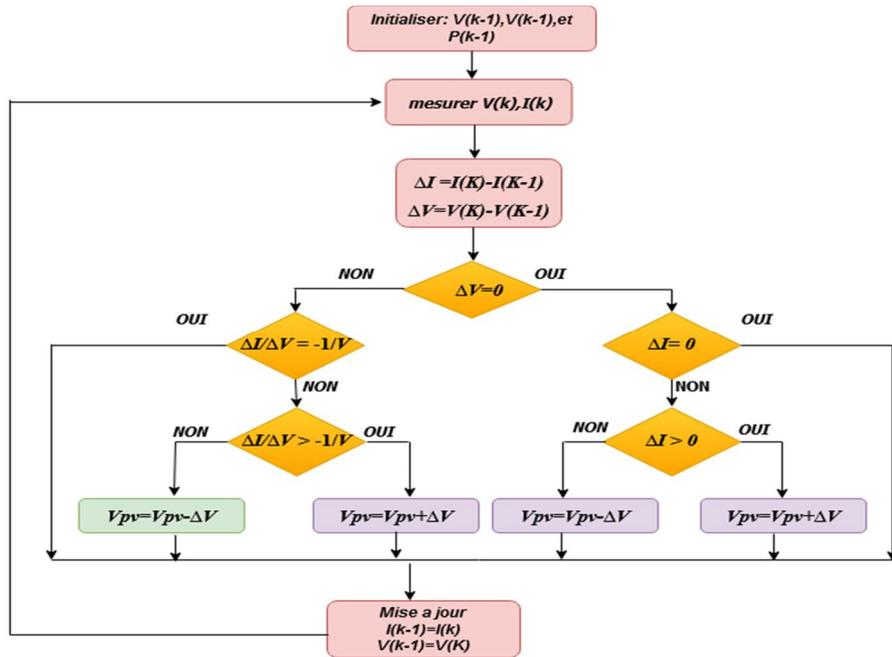


Figure 2. 12: Algorithme de la conductance incrémentale

### 2.6 Algorithme de la logique floue (FL)

La logique floue est une approche d’intelligence artificielle. Lotfi Zadeh l’a formalisé en 1965, et il est maintenant utilisé dans des domaines aussi divers que l’automatisation (freins ABS), la robotique (reconnaissance de forme), la gestion du trafic routier (feux rouges), le contrôle du trafic aérien, l’environnement (météorologie, climatologie, sismologie, analyse du cycle de vie), la médecine (assistance diagnostique), l’assurance (sélection et prévention des risques), et bien d’autres..

Il est basé sur la théorie des ensembles flous, qui est une branche des mathématiques. Zadeh a proposé cette théorie comme une extension de la théorie traditionnelle des ensembles pour rendre compte des ensembles définis de manière imprécise. C’est une théorie formelle et mathématique dans le sens où Zadeh a construit un modèle complet de propriétés et de définitions formelles basé sur le concept de fonction d’appartenance pour modéliser la définition d’un sous-ensemble d’un univers donné. Il a en outre démontré que, dans le cas où les fonctions d’appartenance étudiées acceptent des valeurs binaires, cette théorie des sous-ensembles flous peut être effectivement réduite à la théorie des sous-ensembles classiques, comme le montre la Fig. (2.13) [2].

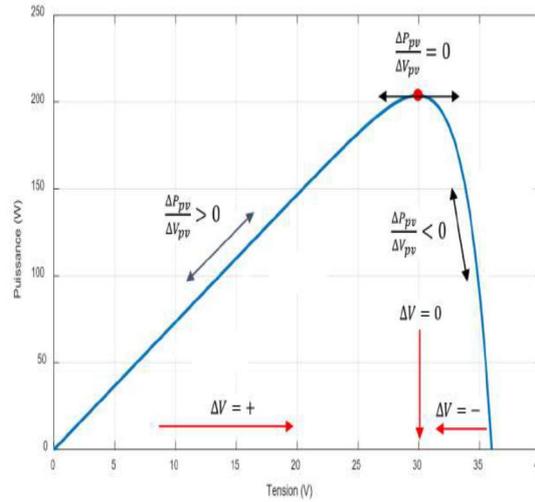


Figure 2. 13: Principe du contrôleur flou[58]

Les quatre éléments de base de contrôleur flou illustré sur la figure (2.14) sont: unité de fuzzification, règles de base, moteur d'inférence et défuzzification.

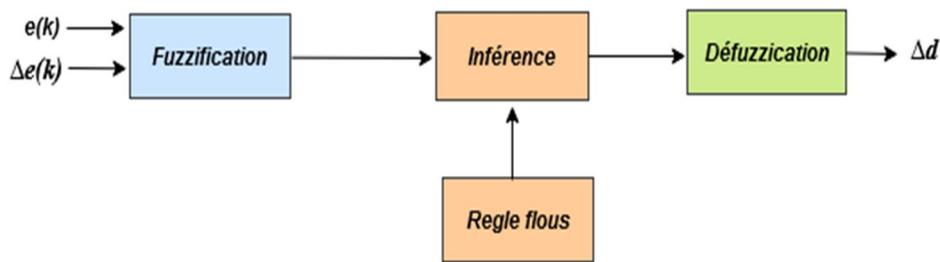


Figure 2. 14: Eléments de base de contrôleur flou

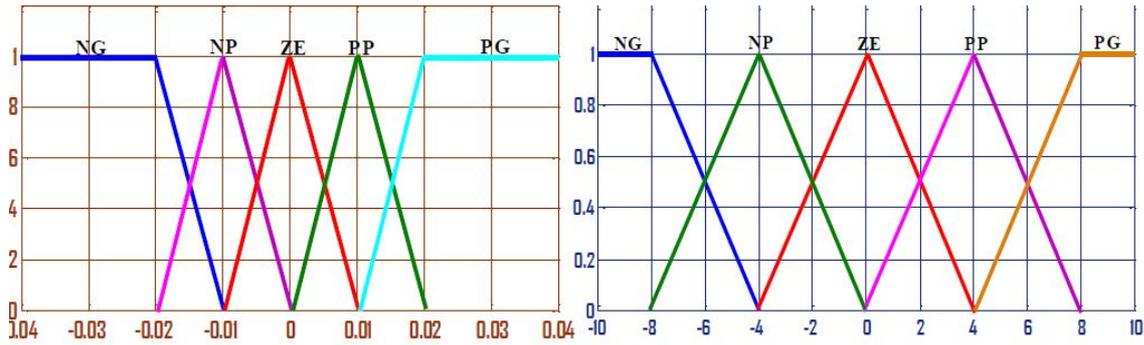
- **L'unité de fuzzification**

La fuzzification porte sur la conversion de variables réelles à des variables floues. La tension  $V_{pv}$  et le courant  $I_{pv}$  sont mesurés pour le calcul de la puissance  $P_{pv}$ . Dans notre cas, on a deux variables d'entrée qui sont : l'erreur  $e(k)$  et la variation de l'erreur  $\Delta e(k)$ . À un instant d'échantillonnage  $k$ ,  $e(k)$  et  $\Delta e(k)$  sont exprimées comme suit [63]

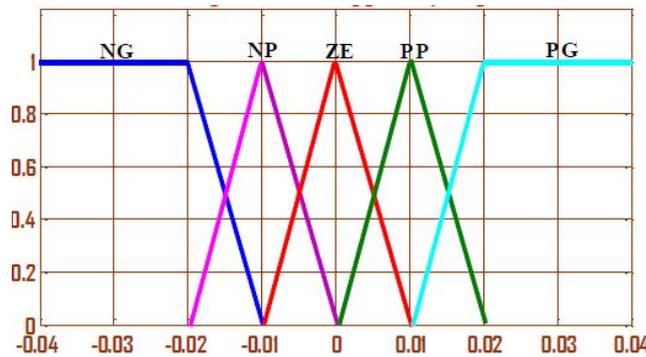
$$e(k) = \frac{P_{pv}(k) - P_{pv}(k-1)}{V_{pv}(k) - V_{pv}(k-1)} \tag{2.13}$$

$$\Delta e(k) = \Delta e(k) - e(k-1) \tag{2.14}$$

Lors de synthèse du contrôleur flou, les entrées sont cryptées par les fonctions d'appartenance selon la Figure (2.15).



Erreur  $e(k)$  changement de l'erreur  $\Delta e(k)$



Changement du rapport cyclique  $\Delta D$  [63]

Figure 2. 15: Fonctions d'appartenance de , et

On attribue à ces grandeurs des variables linguistiques : NG (Négative Grand), NP (Négative Petit), ZE (Zéro), PP (Positive Petit), et PG (Positive Grand). Cette opération doit être effectuée dans un domaine normalisé généralement par l'intervalle  $[-1, 1]$  afin de faciliter le calcul.

- **Inférence floue**

L'inférence de Mamdani est la méthode d'inférence la plus souvent utilisée. En utilisant des règles d'implication et d'inférence floues en logique floue, ce bloc d'inférence peut reproduire les décisions humaines et déduire des actions de contrôle floues. Les méthodes d'inférence suivantes sont couramment utilisées dans le contrôle flou : Max-Min, Max-Prod et Sum-Prod. L'approche d'inférence de Mamdani [64], qui est la combinaison floue Max-Min, est utilisée dans ce chapitre. L'algorithme des règles floues est composé de 25 règles de contrôle floues, qui sont répertoriées dans le tableau ci-dessous. (2.1).

**Tableau 2. 2:** règles

E/DE	NG	NP	ZE	PP	PG	
NG	ZE	ZE	PG	PG	PG	
NP	ZE	ZE	PP	PP	PP	flous
ZE	PP	ZE	ZE	ZE	NP	
PP	NP	NP	NP	ZE	ZE	
PG	NG	NG	NG	ZE	ZE	

- **Défuzzification :**

C'est l'opération inverse de la fuzzification qui permet de passer du domaine réel au domaine flou. Elle consiste à déterminer le degré d'appartenance d'une variable d'entrée pour une fonction d'appartenance donnée. Les méthodes les plus utilisées pour la défuzzification sont : la moyenne des maxima (MOM), la méthode du critère maximal (MCM) et la méthode de centre de gravité (MCG) [65-66-67]. Dans ce travail, la défuzzification est effectuée par l'utilisation de cette dernière pour déterminer la sortie du contrôleur flou ( $\Delta D$ ), qui peut être exprimée comme suit :

$$\Delta D(k) = \frac{\sum_{j=1}^n \mu(\Delta D_j(k)) \cdot \Delta D_j(k)}{\sum_{j=1}^n \mu(\Delta D_j(k))} \tag{2.15}$$

Avec  $\mu_{D_j}(k)$  est le degré d'activation.

**Figure 2. 16:** Modèle Simulink du système PV commandé par l'algorithme FL

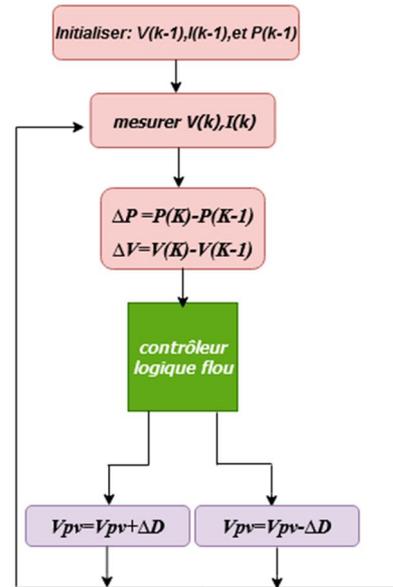


Figure 2. 17: Organigramme de la méthode floue

## 2.7 Résultats de simulation

L'inférence de Mamdani est la méthode d'inférence la plus souvent utilisée. En utilisant des règles d'implication et d'inférence floues en logique floue, ce bloc d'inférence peut reproduire les décisions humaines et déduire des actions de contrôle floues. Les méthodes d'inférence suivantes sont couramment utilisées dans le contrôle flou : Max-Min, Max-Prod et Sum-Prod. L'approche d'inférence de Mamdani [64], qui est la combinaison floue Max-Min, est utilisée dans ce chapitre. L'algorithme des règles floues est composé de 25 règles de contrôle floues, qui sont répertoriées dans le tableau ci-dessous. 2.18(a) et 2.18(b).

L'algorithme IC a de mauvais paramètres statistiques et son comportement dynamique est caractérisé par la formation de nombreuses ondulations, ce qui a un impact négatif sur le fonctionnement du système PHOTOVOLTAÏQUE, selon les résultats de la simulation. La logique floue a le temps de réponse le plus rapide et suit la variation de lumière de manière appropriée. Cette approche fonctionne, en effet, au point optimal sans oscillations. De plus, il est marqué par un bon comportement dans un état temporaire. La mise en œuvre de cette forme d'algorithme, en revanche, est plus difficile que celle des autres algorithmes classiques. De plus, la table d'inférence a un impact significatif sur l'efficacité de l'algorithme..

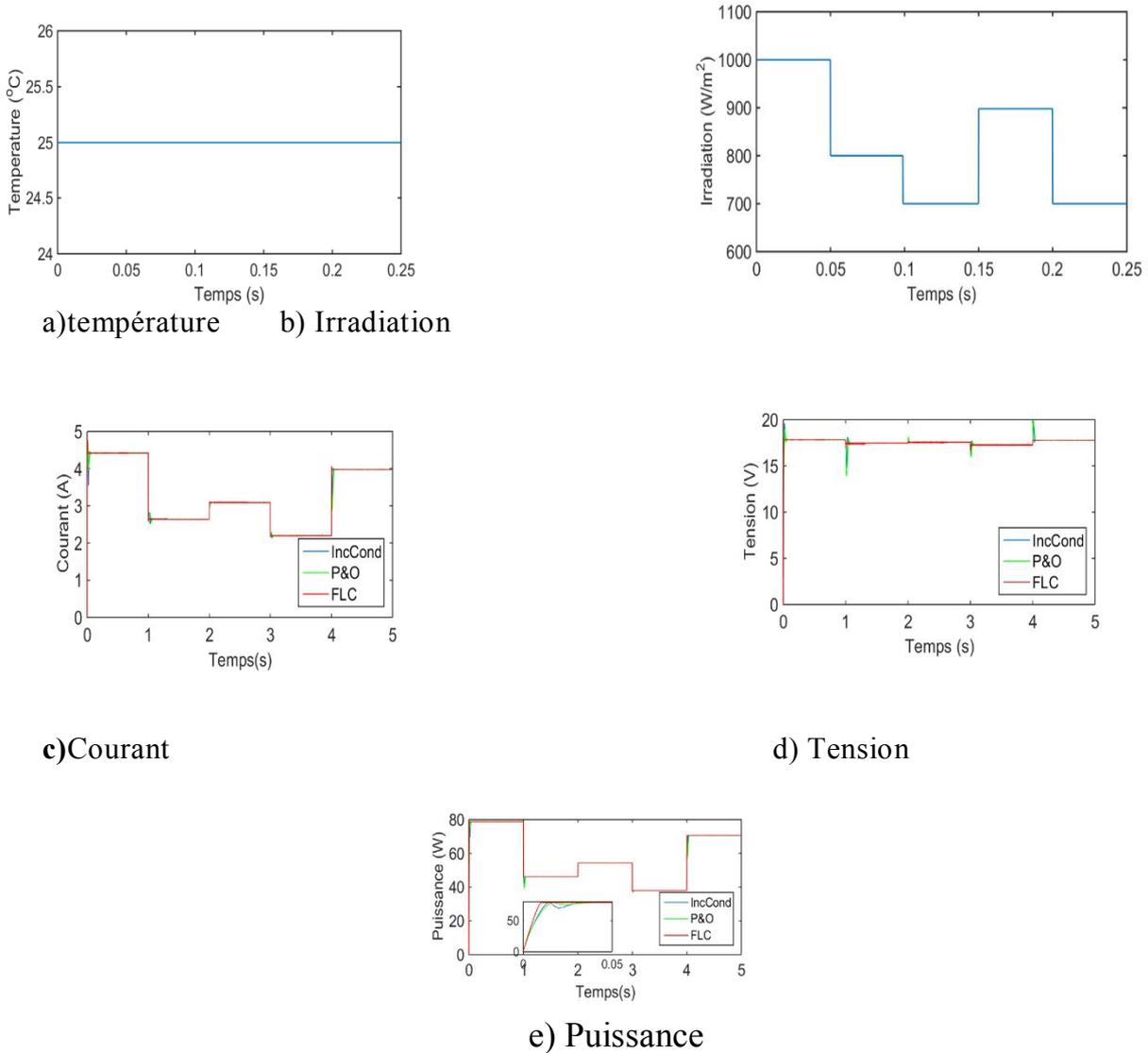


Figure 2. 18: Résultats de comparaison entre les différentes technique MPPT

## 2.8 Algorithme génétique

Les algorithmes génétiques sont des méthodes d'optimisation globale qui peuvent être utilisées pour résoudre des problèmes dans les systèmes linéaires et non linéaires. Contrairement aux méthodes de recherche locale, qui influencent une solution unique à chaque étape du processus de recherche, les approches évolutives manipulent un groupe de solutions admissibles.

Lorsqu'il n'y a pas de moyen exact (ou que la solution est inconnue) de résoudre un problème d'optimisation dans un délai raisonnable, leur but est d'obtenir une solution d'approximation. La réponse est approchée par des « sauts » séquentiels, semblables à une approche de séparation et d'évaluation, sauf que les formules sont recherchées au lieu de valeurs.

Au début, l'algorithme crée une population initiale de  $\mu$  solutions potentielles aléatoires. (Individus). Puis, à chaque itération, l'opération de reproduction crée aléatoirement une population temporaire avec  $\lambda$  individus. Les individus de cette population sont modifiés par les opérateurs croisement et mutation (assurant l'exploitation et l'exploration de l'espace des solutions). Ensuite, les  $\mu$  meilleurs

Individus (au sens de la fonction objectif) sont passés à l'itération suivante. Chaque solution potentielle du problème est présentée comme un chromosome

$C_j = [C_j^1, \dots, C_j^D]$ ,  $C^d \in [\underline{C}^d, \overline{C}^d]$ ,  $d = 1, \dots, D$ ,  $j = 1, \dots, |P|$  où  $|P| = \mu$  dans le cas de la population parentale *Pop* et  $|P| = \lambda$  pour la population temporaire *Temp*.

Les opérateurs de crossover et de mutation définis par les équations suivantes :

$$C_{j1} = \begin{cases} C_{j1}^k & \text{if } k \in \{k_1, \dots, k_{nc}\} \\ C_{j2}^k & \end{cases}$$

$$C_{j2} = \begin{cases} C_{j2}^k & \text{if } k \in \{k_1, \dots, k_{nc}\} \\ C_{j1}^k & \end{cases}$$

(2.16)

$$C_j = \begin{cases} \phi \cdot (\overline{C}^k - \underline{C}^k) + \underline{C}^k & \text{if } k \in \{k_1, \dots, k_{nm}\} \\ C_j^k & \end{cases} \quad (2.17)$$

Où :

$j_1, j_2, j$  sont choisis aléatoirement dans l'ensemble  $\{1, \dots, \lambda\}$ ,  $k = 1, \dots, D$  points indique l'indice du gène dans le chromosome,  $\{k_1, \dots, k_n\}$ , est un ensemble aléatoire d'index de gènes distincts qui seront échangés entre les parents par croisement ou modifiés par mutation,  $n \in \{nc, nm\}$ ,  $nc, nm$  sont les nombres aléatoires des gènes qui seront échangés ou modifiés respectivement et  $\phi$  est un nombre aléatoire issu de la distribution uniforme  $U(0,1)$ .

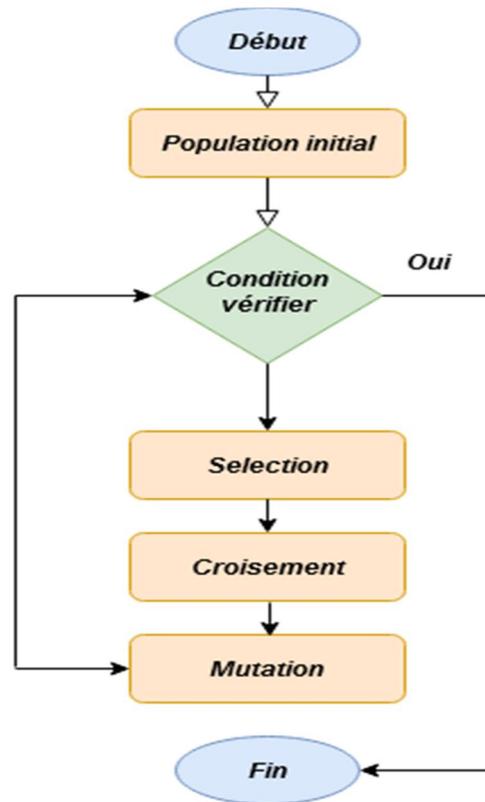


Figure 2. 19: Organigramme simple d'un algorithme génétique[58]

## 2.9MPPT basée sur réseauxneurone

Les réseaux de neurones artificiels, ou ANN, sont une méthode d'approximation de systèmes complexes qui est particulièrement bénéfique lorsque ces systèmes sont difficiles à représenter à l'aide de méthodes statistiques traditionnelles [68]. Il existe trois niveaux dans un réseau neuronal : les couches d'entrée, les couches cachées et les couches de sortie. La tension à travers le hachoir, l'intensité du rayonnement solaire et d'autres mesures requises par l'algorithme MPPT sont des exemples d'entrées réseau. Le signal de sortie est utilisé pour faire fonctionner le convertisseur et contrôler le rapport cyclique..

Un neurone formel est un élément de traitement avec  $x_n$  entrées  $n \in (i = 1, 2, 3, \dots)$ , et une seule sortie comme illustrés sur la figure (2.20). Son principe de base consiste à affecté à sa sortie  $y_i$  le résultat d'une fonction d'activation  $f$  comme suit :

$$y_i = f(a_i) = f\left(\left[\sum_{j=1}^n w_{ij} * x_j\right]\right) + b_i \quad (2.18)$$

Où

- $a_i$  : L'état d'activation du neurone ;
- $f$  : Fonction d'activation du neurone ;
- $b_i$  : Le biais qui représentant le seuil interne du neurone ;
- $w_{ij}$  : Poids reliant les entrées aux neurones ;
- $i, j$  : Nœuds des poids  $w_{ij}$  ;

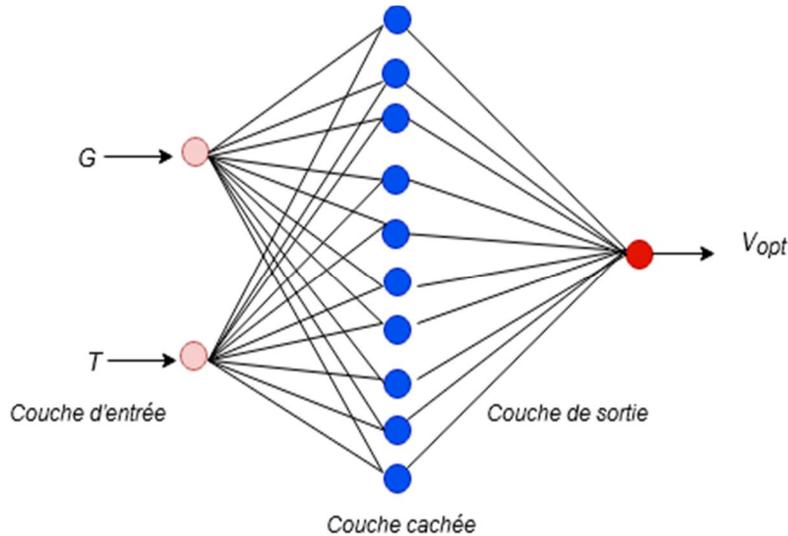


Figure 2. 20: Contrôleur MPPT à base de réseau de neurone.

### 2.10 Optimisation d'essaim de particules (PSO)

L'optimisation des essaims de particules (*OEP*) ou Particle Swarm Optimisation (*PSO*), est un algorithme d'optimisation stochastique basé sur la population motivée par le comportement collectif intelligent de certains animaux tels que les nuées d'oiseaux ou des bancs de poissons. Depuis sa présentation en 1995 par Russel Eberhart et James Kennedy, elle a connu une multitude d'améliorations [69-70]. Le *PSO* sélectionne des solutions aléatoires de l'essaim (particule) ou (swarm) dans l'espace de recherche. Le déplacement d'une particule est influencé par l'expérience personnelle ( $P_{best}$ ), L'expérience globale ( $G_{best}$ ) et le mouvement actuel des particules pour décider de leurs prochaines positions dans l'espace de recherche. Les expériences sont accélérées par deux facteurs  $C_1$  et  $C_2$  deux nombres générés entre  $[0, 1]$  alors que le mouvement actuel est multiplié par un facteur d'inertie  $w$  variant entre  $[w_{min} ; w_{max}]$ . Dans un espace de recherche de taille  $N$  et de dimension  $D$ , chaque particule  $i \in (i=1,2,3,\dots,N)$  de l'essaim est modélisée par un vecteur de position  $X_i = [X_{i,1}, X_{i,2}, X_{i,3}, \dots, X_{i,D}]$  et une vitesse de

déplacement  $V_i = [V_{i,1}, V_{i,2}, V_{i,3}, \dots, V_{i,D}]$ . Le mouvement de particule  $i$  illustré sur la figure (2.21) entre deux itérations  $t, t+1$  est donnée par les deux équations suivantes [71] :

$$v_{ij}(t+1) = w v_{ij}(t) + r_1 c_1 (P_{Best}(t) - x_{ij}(t)) + r_2 c_2 (G_{Best}(t) - x_{ij}(t)) \quad (2.19)$$

$x_{ij}(t+1) = x_{ij}(t) + v_{ij}(t+1)$  (2.20)  $v_{ij}(t+1), v_{ij}(t)$  : vitesses de la particule aux itérations  $t$  et  $t+1$  ;

$x_{ij}(t), x_{ij}(t+1)$  : positions de la particule aux itérations  $t$  et  $t+1$  ;

$P_{Best}(t)$  : meilleure ancienne position de la particule  $i$  ;

$G_{Best}(t)$  : meilleure position du voisinage de la particule  $i$  à l'itération  $t$  ;

$C_1, C_2$  représentent des coefficients de confiance. Ce sont des valeurs aléatoires entre  $[0,1]$  ;

$W$  : Facteur d'inertie ;

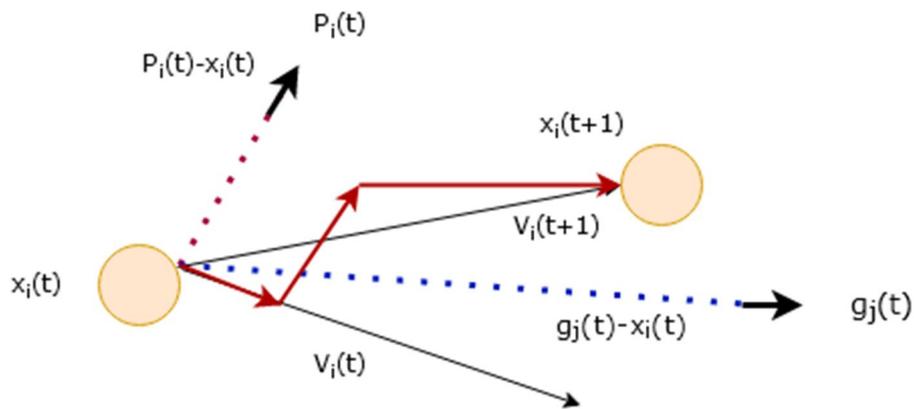


Figure 2. 21: Stratégie de mouvement d'une particule.

A chaque itération de l'algorithme, chaque particule est déplacée suivant les équations (2.17) et (2.18). Une fois le déplacement des particules effectué, les nouvelles positions sont évaluées par une fonction dite fitness  $f$ . Cette fonction est à caractère maximal (plus grande pour une position meilleure). Donc une comparaison de la fonction fitness de chaque position de la particule à l'instant  $t$  est faite, avec la fonction fitness de sa meilleure position (locale) pour déterminer  $P_{ij}(t)$ , et avec les fonctions fitness de la meilleure position de toutes les particules (globale) pour déterminer  $g_j(t)$ .

$$\text{Si } f(X_i(t+1)) > f(P_{Best}(t)) \Rightarrow P_{Best} = X_i(t+1) \quad (2.21)$$

$$\text{Si } f(X_i(t+1)) > f(G_{Best}(t)) \Rightarrow G_{Best} = X_i(t+1) \quad (2.22)$$

Cette procédure est résumée par l'algorithme suivant :

**Initialiser** aléatoirement les positions et les vitesses de chaque particule ;  
 Pour chaque particule     $P_{Best} = X_i$  ;  
**Tant que** le critère d'arrêt n'est pas vérifié **faire**  
**Pour**  $i = 1$  à  $N$  **faire**  
**Déplacer** la particule suivant l'équation (2.17)et (2.18) ;  
**Évaluer** les positions de chaque particule ;  
**Si**  $f(X_i(t+1)) > f(P_{Best}(t))$  alors  
      $P_{Best} = X_i(t+1)$  ;  
**Si**  $f(X_i(t+1)) > f(G_{Best}(t))$  alors  
      $G_{Best} = X_i(t+1)$  ;  
**Fin Pour**  
**Fin Tant que**  
**Fin**  
 Afficher la meilleure solution  $f(G_{Best})$

## 2.11 Application de l'algorithme PSO pour la recherche du MPPT

Une interface à travers un convertisseur DC-DC (transformateur DC) entre la source et la charge avec une action de contrôle (MPPT)est nécessaire pour assurera chaque instant le transfert de la puissance maximale. Le point de fonctionnement sera perturbé tout le temps sous l'influence de l'action de recherche MPPT et les conditions météorologiques.

Dans la recherche du point de puissance maximale on peut prendre le rapport cyclique  $D$  à la place de la position de la particule  $x$  , la variation du rapport cyclique  $\Delta D$  comme étant la vitesse du déplacement  $v$  , et la fonction fitness étant la puissance correspondante à chaque rapport cyclique, donc les équations (2.21) et (2.22) deviennent :

$$\Delta D_{ij}(t+1) = w \Delta D_{ij}(t) + r_1 c_1 (D_{Best,i}(t) - D_{ij}(t)) + r_2 c_2 (D_{Best,g}(t) - D_{ij}(t)) \quad (2.23)$$

$$D_{ij}(t+1) = D_{ij}(t) + \Delta D_{ij}(t+1) \quad (2.22)$$

Avec,

$D_{ij}(t+1)$  : Le rapport cyclique de la particule  $i$  à l'instant  $t+1$  ;

$D_{ij}(t)$  : Le rapport cyclique de la particule  $i$  à l'instant  $(t)$  ;

$\Delta D_{ij}(t+1)$  : La variation du rapport cyclique de la particule  $i$  à l'instant  $t$  et  $t+1$  ;

$\Delta D_{ij}(t)$  : La variation du rapport cyclique de la particule  $i$  à l'instant  $t$  ;

$D_{Best,i}(t)$  : Le meilleur rapport cyclique de la particule  $i$  ;

$D_{Best,g}(t)$  : Le meilleur rapport cyclique global ;

L'organigramme de la Figure (2.22) donne les étapes de la poursuite du MPP avec PSO.

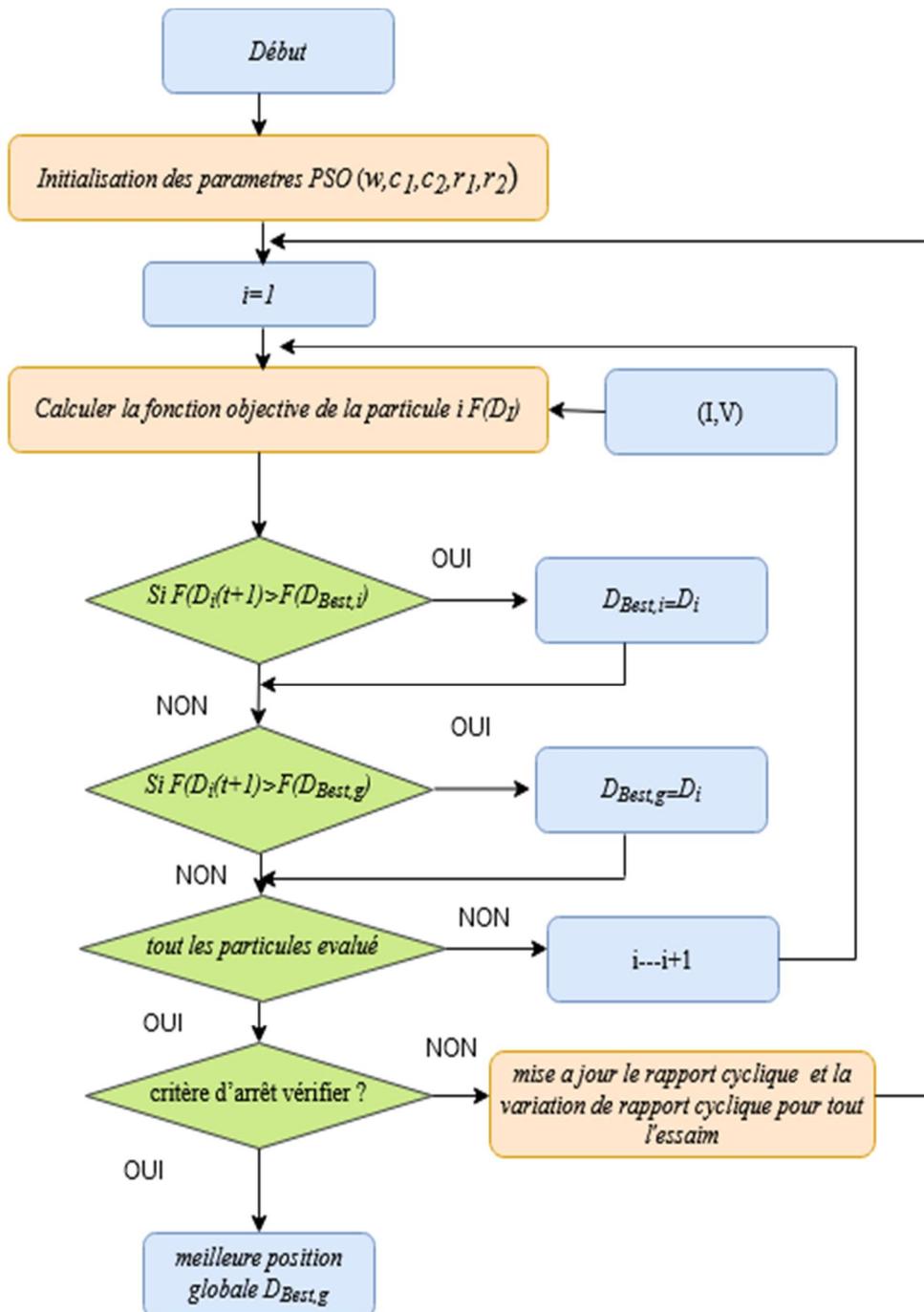


Figure 2. 22: Organigramme de la méthode PSO pour MPPT[58]

Pour atteindre le MPP, beaucoup de travaux sont consacrés pour l'étude comparative de la méthode PSO avec les méthodes précédentes (IC, FL). Selon [58], une simulation est effectuée pour évaluer les comportements dynamiques en termes de stabilité, rapidité et l'efficacité.

## **2.12 Conclusion**

L'adoption d'une approche de suivi de point de puissance maximale (MPPT) est nécessaire pour augmenter l'efficacité du panneau photovoltaïque. Dans ce chapitre, nous avons couvert certaines des méthodes les plus largement utilisées pour le suivi de la puissance maximale, y compris les approches basées sur la mesure de la tension et du courant, la perturbation et l'observation, l'escalade, l'inductance incrémentielle, la logique floue et l'algorithme PSO (optimisation du réchauffement des particules). Le système photovoltaïque a été contrôlé à l'aide de cette approche (contrôle MPPT). Les résultats de simulation obtenus dans diverses conditions climatiques montrent que les algorithmes FL et PSO sont capables de suivre les variations d'irradiance et de température afin d'atteindre le MPP. Des ondulations indésirables apparaissent dans la réaction dynamique du circuit intégré, ce qui constitue un inconvénient dangereux pour le système photovoltaïque. La puissance photovoltaïque collectée à l'aide de PSO est nettement supérieure à celle obtenue avec les approches FL et IC. Le chapitre suivant passera en revue la commande MPPT, qui est basée sur le modèle flou de type Takagi-Sugeno (T-S) et à de meilleures performances que les autres.

# *Chapitre 3*

### **3.1 Introduction**

Dans ce chapitre certains travaux sur la modélisation, la stabilité, et la stabilisation des modèles flous de type Takagi Sugeno (T-S) est présentées afin de corriger les inconvénients des techniques précédente (chapitre 2). Plusieurs méthodes dites intelligentes ont été proposées. Elles sont basées sur l'exploitation de l'intelligence artificielle pour développer de nouveaux algorithmes MPPTs. Parmi elles, on peut citer les MPPTs basés sur les modèles flous type Takagi sugeno [70], [71], [72]. L'avantage majeure de flous est leur comportement qui n'oblige pas un modèle mathématique. Ils deviennent un attrait utile, quand un système n'a pas un modèle mathématique précis et pour les systèmes ont un modèle non linéaire complexe. La principale contribution de la théorie de la commande floue est sa capacité à gérer de nombreux problèmes pratiques qui ne peuvent être adéquatement traitées par des méthodes de contrôle classiques. La structure d'un modèle flou est décrite par un ensemble de règles où chacune est constituée par une prémisse et une conclusion. Deux grandes classes de modèles flous sont répertoriées selon la nature des conclusions de leurs règles : Les modèles flous de Madaniqui utilisent une conclusion symbolique et les modèles flous de Takagi-Sugeno où les conclusions sont numériques [73].

### **3.2. Définition des modèles flous Takagi Sugeno (T-S)**

Les relations locales d'entrées/sorties linéaires en différents points de fonctionnement d'un système représenté par TOMOHIRO TAKAGI et MICHIO SUGENO en 1985 est décrit par un ensemble de règles floues SI-ALORS [70]. L'approche T-S permet de représenter le comportement d'un système sous forme de plusieurs modèles linéaires. Ces représentations locales, appelées "sous-modèles », permettent d'exprimer la dynamique d'un système autour de points de fonctionnement particuliers de l'espace d'état. La particularité d'un modèle flou de T-S est que la logique floue est seulement utilisée dans la partie prémisse des règles. La partie conclusion utilise des variables numériques plutôt que des variables linguistiques et s'exprime sous la forme d'une constante ou de manière générale d'une fonction ou d'une équation différentielle dépendant des variables d'entrées. Les modèles flous de T-S sont représentés dans l'espace d'état sous la forme continue (MFC) et discret (MFD) [74] Où chacune est constituée par une prémisse et une conclusion.

### 3.2 .1. Modèle flou continu (MFC)

La  $i^{\text{ème}}$  règle floue d'un modèle T-S continu (en temps continu) (MFC) s'écrit alors sous la forme :

Règle  $i$ ) : SI  $z_1(t)$  est  $M_{1i}$  et  $z_2(t)$  est  $M_{2i}$  et ...  $z_{ni}(t)$  est  $M_{ni}$

$$\text{Alors } \begin{cases} \dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i u(t) \\ y(t) = C_i(t) \end{cases} \quad i = 1, 2, 3, \dots, r \quad (3.1)$$

où  $R_i$  représente la  $i^{\text{ème}}$  règle floue,  $i = 1, 2, 3, \dots, r$ ,  $M_{ij}$  pour  $j = 1, 2, 3, \dots, r$  sont les sous-ensembles flous,  $r$  le nombre de règles floues,  $z_j(t)$  sont les variables de prémisses,  $x(t)$ ,  $y(t)$ ,  $u(t)$  représentent respectivement le vecteur d'état, le vecteur de sortie et le vecteur de commande.  $A_i \in R^{n \times n}$ ,  $B_i \in R^{n \times m}$ , et  $C_i \in R^{q \times n}$  sont des matrices d'état, matrice d'entrée, et la matrice sortie respectivement. Chaque conséquence de la règle est représentée par des relations dans l'espace d'état  $\dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i u(t)$  est appelée un *sous-modèle*. A chaque règle  $R^i$  est attribué un poids  $w_i z(t)$  qui dépend du degré d'appartenance des  $z_j(t)$  aux sous-ensembles flous  $M_{ij}$ , notée  $M_{ij}(Z_j(t))$  et du choix de la modélisation du connecteur (opérateur) "et" reliant les prémisses choisies telles que.

$$w_i z(t) = \prod_{i=1}^R M_{ij} z(t) \quad (3.2)$$

$M_{ij}(Z_j(t))$  Représente la valeur de la fonction d'appartenance  $Z_j(t)$  dans l'ensemble flou  $M_{ij}$  et  $\forall t \geq 0$  on a

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^R w_i z(t) > 0 \\ w_i z(t) > 0 \end{cases} \quad i=1, 2, \dots, r \quad (3.3)$$

Dans la modélisation Takagi-Sugeno, l'obtention de la sortie du modèle est réalisée à partir d'une combinaison des opérations d'inférence et de défuzzification [75]. La sortie finale se calcule comme la moyenne des sorties correspondants aux règles  $i \in R$ , pondérées par le degré d'accomplissement normalisé, selon l'expression [76] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \frac{\sum_{i=1}^r W_i(Z(t))\{A_i x(t) + B_i u(t)\}}{\sum_{i=1}^r W_i(Z(t))} \\ y(t) = \frac{\sum_{i=1}^r W_i(Z(t))C_i x(t)}{\sum_{i=1}^r W_i(Z(t))} \end{cases} \quad (3.4)$$

On pose

$$h_i(Z(t)) = \frac{W_i(Z(t))}{\sum_{i=1}^r W_i(Z(t))} \quad (3.5)$$

Donc l'équation (3.5) peut être réécrite comme suite :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(Z(t))\{A_i x(t) + B_i u(t)\} \\ y(t) = \sum_{i=1}^r h_i(Z(t))C_i x(t) \end{cases} \quad (3.6)$$

### 3.2.2 Modèles flous discrets(MFD)

La  $i$ ème règle floue d'un modèle T-S discret (en temps discret) (MFD) s'écrit alors sous la forme

Si  $z_1(t)$  est  $M_1^i$  et  $z_2(t)$  est  $M_2^i$  ... et  $z_n(t)$  est  $M_n^i$

Règle  $i$ ) : SI  $z_1(t)$  est  $M_{1i}$  et  $z_2(t)$  est  $M_{2i}$  et ...  $z_{ni}(t)$  est  $M_{ni}$

$$\text{ALORS } \begin{cases} x(t+1) = A_i x(t) + B_i u(t) \\ y(t) = C_i x(t) \end{cases} \quad (3.7)$$

Et les sorties finales du modèles flous sont définies par :  $x(t+1) =$

$$\frac{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t))\{A_i x(t) + B_i u(t)\}}{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t))}, y(t) = \frac{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t))C_i x(t)}{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t))} \quad (3.8)$$

En posant :

$$h_i(z(t)) = \frac{\omega_i(z(t))}{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t))} \quad \text{Avec } \forall t, \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) = 1, \quad (3.9)$$

Elles peuvent être réécrites [118]

$$x(t+1) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t))\{A_i x(t) + B_i u(t)\},$$

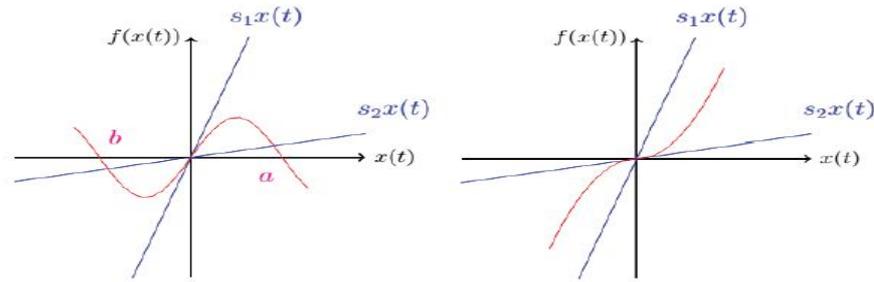
$$y(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t))C_i x(t) \quad (3.10)$$

### **3.3 Construction des modèles flous de type Takagi-Sugeno (T-S)**

Le passage d'un modèle non linéaire affine en la commande à un modèle T-S nécessite trois approches qui sont :

- Par identification : cette méthode repose sur l'identification des paramètres de chaque modèle local correspond aux différents points de fonctionnement à partir des données sur les entrées et les sorties [77].
- La seconde méthode consiste à linéariser le système non linéaire autour d'un ensemble de points de fonctionnement. Le modèle est alors obtenu par l'interpolation des modèles locaux affines avec des fonctions d'appartenance choisies judicieusement (gaussiennes, triangulaires, trapézoïdales, ...etc.). Les nombres de ces modèles locaux dépendent de la précision de modélisation souhaitée, du choix de la structure de fonction d'appartenance, et de la complexité du système non linéaire
- approche par secteur non linéaire. La troisième méthode consiste à partir d'un modèle non linéaire à obtenir un modèle TS qui représente exactement le comportement du modèle non linéaire dans un compact de l'espace d'état. Cette méthode a été initiée par [78] et étendue par [79]

Dans ce chapitre on utilise la troisième méthode. En effet, l'approche par secteur non linéaire par rapport à l'approche par linéarisation permet, d'une part, de minimiser l'erreur lors du passage du modèle analytique non linéaire au modèle T-S, d'autre part d'optimiser le nombre de modèles locaux. Il convient de souligner qu'il peut s'avérer difficile de trouver un secteur global pour un système non linéaire quelconque. Dans ce cas, il est nécessaire de considérer un secteur non linéaire local. Les figures 3.1 (a) et 3.2 (b) représentent respectivement les secteurs non linéaires global et local.



a) Secteur locale

b) Secteur globale

Figure 3. 1: secteur non linéaire

Pour obtenir les modèles T-S à partir d'une décomposition en secteurs non linéaires on utilise le lemme suivant [80] :

Si  $x \in [-b \ a]$  borné,  $a, b \in \mathbb{R}^+$ ,  $f(x) : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$  borné sur  $[-b \ a]$

Alors il existe deux fonctions  $w_1(x)$  et  $w_2(x)$  ainsi que deux réels  $\alpha$  et  $\beta$  tels que

$$\begin{cases} f(x) = \alpha w_1(x) + \beta w_2(x) \\ w_1(x) + w_2(x) = 1, w_1(x) \geq 0, w_2(x) \geq 0 \end{cases} \quad (3.11)$$

**Démonstration.** Considérons la fonction  $f(x)$  bornée tel que  $f_{MIN} \leq f(x) \leq f_{MAX}$ , on peut alors toujours écrire :

$$f(x) = \alpha w_1(x) + \beta w_2(x) \quad \text{avec } \alpha = f_{MIN}, \beta = f_{MAX}, w_1 = \frac{f(x) - f_{MIN}}{f_{MAX} - f_{MIN}} \quad (3.12) \text{ Ce type}$$

de présentation permet de traiter les problèmes multi-variables et d'aborder l'étude de la stabilité grâce à la méthode de Lyapunov.

### 3.4 Stabilité des modèles takagi-sugeno (t-s)

L'étude de la stabilité et la synthèse des systèmes dynamiques repose généralement sur la méthode directe de Lyapunov candidate [80]. Celle-ci est inspirée d'une réalité physique. En effet, si l'énergie d'un système est continûment dissipée, au final le système va atteindre un point d'équilibre. Dans la suite, sans perte de généralité, on suppose que le point d'équilibre soit l'origine. la difficulté de cette méthode repose sur la détermination de ces fonctions. Cependant il existe deux familles des fonctions de

Lyapunov (les fonctions quadratique et non quadratique). Les résultats de nombreux travaux sur la stabilité des modèles de takagi sugeno standard sont donnés sous forme d'Inégalités Matricielles Linéaires (LMI)[79],[81]. Notons que quelques rappels sur la stabilité de Lyapunov et LMI sont présentés en annexe. Le résultat suivant traite de la stabilité des MTSS décrits en temps continu :

**Théorème 1[80]:**Le modèle TS standard continu autonome (3.6)(respectivement (3.10) dans le cas discret) est asymptotiquement stable s'il existe une matrice  $P=P^T$ , telles que les LMI suivantes sont vérifiées pour  $i = 1, \dots, r$  :

$$\begin{aligned} A_i^T P + P A_i < 0 & \quad (\text{cas continu}) \\ A_i^T P A_i - P < 0 & \quad (\text{cas discret}) \end{aligned} \quad (3.13)$$

**Preuve :** (cas continu) En considérant la fonction candidate quadratique de Lyapunov

$$V(x(t)) = x^T(t) P x(t) \quad (3.14)$$

Le modèle TS standard MTSS autonome (3.6) ( $u(t) = 0$ ) est stable si:

$$\dot{V}(x(t)) = \dot{x}^T(t) P x(t) + x^T(t) P \dot{x}(t) < 0 \quad (3.15)$$

C'est-à-dire si :

$$\dot{V}(x(t)) = \dot{x}^T(t) \left( \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) (A_i^T P + P A_i) \right) x(t) < 0 \quad (3.16)$$

### 3.4.1 Stabilisation par retour d'état des modèles T-S standards

Dans la littérature Plusieurs lois de commande ont été proposées pour stabiliser le modele floue T-S. Les plus répandues se basent sur le concept PDC (commande de type compensation parallèle distribuée) (Parallel Distributed Compensation) [82]. L'intérêt majeur de ce type de contrôleurs est de partager les mêmes prémisses que les règles floues contenues dans le modèle T-S à stabiliser. la partie conclusion de chaque régulateur local utilise un gain de commande par retour d'état. la figure montre le principe de régulateur PDC.

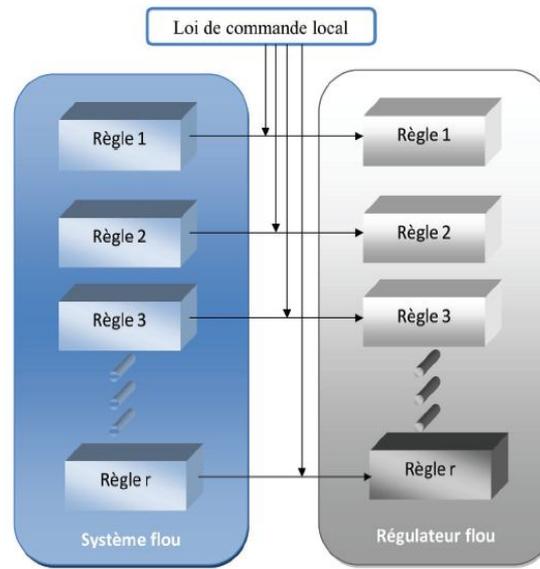


Figure 3. 2: Principe de régulateur PDC

La forme de la commande PDC est comme suit :

$$\tau(t) = - \sum_{i=1}^r h_i(t) K_i x(t) \quad (3.17)$$

Avec  $K_i \in \mathbb{R}^{M \times N}$  représentent les matrices des gains de retour d'état.

Dans le cas continu La synthèse d'un correcteur PDC consiste alors à déterminer le gain de retour d'état  $K_i$  En substituant la loi PDC (3.17) dans (3.16), on obtient

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t)) h_j(z(t)) (A_i - B_i K_j) x(t) + \eta(t) \quad (3.18)$$

En mettant  $G_{ij} = (A_i - B_i K_j)$ , l'équation (3.18) devient :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t)) h_j(z(t)) G_{ij}(t) x(t) + \eta(t) \quad (3.19)$$

Des conditions suffisantes de stabilisation sont présentées dans le théorème suivant.

**Théorème [83]** : Le modèle T-S (3.19) est globalement asymptotiquement stable via la loi de commande (3.17) s'il existe une matrice définie positive  $P > 0$ , une matrice diagonale  $D$  et matrices  $Q_{ij}$  avec.

$$Q_{ii} = Q_{ii}^T \text{ et } Q_{ji} = Q_{ij}^T \text{ pour } i \neq j \quad (3.20)$$

Tel que :

$$G_{ii}^T P + P G_{ii} + Q_{ii} + D P D < 0, \quad i = 1, \dots, r \quad (3.21)$$

$$\left( \frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right)^T P + P \left( \frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right) + Q_{ij} \leq 0, \quad i < j \leq r \quad (3.22)$$

$$\begin{pmatrix} Q_{11} & \cdots & Q_{1r} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{r1} & \cdots & Q_{rr} \end{pmatrix} \equiv \tilde{Q} > 0 \quad (3.23)$$

Pour  $i, j = 1, \dots, r$ . Les paires  $(i, j)$  telles que  $h_i(t) h_j(t) = 0$ .

Les conditions du théorème 1 peuvent être transformées en LMIs. Cette transformation correspond à des changements objectifs simples des variables  $X = P^{-1}K_i X^{-1}$  et l'utilisation d'une congruence dans les inégalités (3.21), (3.22), (3.23). Alors, les LMIs suivantes dans les variables  $X$  et  $M_i$  sont obtenus :

$$\begin{aligned} \exists X = X^T > 0, \exists Y_{ii} = Y_{ii}, \exists Y_{ij} = Y_{ji}, \exists M_i \\ \begin{bmatrix} XA_i^T + A_iX - B_iM_i - M_i^T B_i^T + Y_{ii}XD^T \\ DX & -X \end{bmatrix} < 0 \end{aligned} \quad (3.24)$$

$$\begin{aligned} XA_i^T + A_iX + XA_j^T + A_jX - B_iM_j \\ -M_i^T B_i^T - B_jM_j - M_i^T B_j^T + 2Y_{ij} \leq 0 \quad i < j \leq r \end{aligned} \quad (3.25)$$

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \cdots & Y_{1r} \\ Y_{21} & Y_{23} & \cdots & Y_{2r} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{r1} & Y_{r2} & \cdots & Y_{rr} \end{bmatrix} \equiv \tilde{Y} > 0 \quad (3.26)$$

### 3.4.2 Stabilisation par retour de sortie

Dans cette section, nous expliciterons quelques travaux traitant la commande par retour de sortie. Dans ce cadre, plusieurs approches sont possibles :

- Retour de sortie à base d'observateur: un observateur permettant l'estimation du vecteur d'état sur la base des mesures des signaux d'entrée et de sortie, une loi de commande statique par retour d'état estimé permet alors la stabilisation d'un système dynamique [84]. Notons que ce type de commande par retour de sortie pose certains problèmes tels que la mise sous forme LMI du problème de synthèse de l'observateur et des gains de commande [85].
- Retour de sortie dynamique: ce type de contrôleurs permet d'améliorer les performances en boucle fermée d'un système dynamique [86],[87]. L'écriture de la boucle fermée pour le retour de sortie dynamique est généralement basée sur l'utilisation du produit de Redheffer [88]. Notons que celui-ci entraîne l'apparition

de nombreux termes croisées (couplage entrées-sorties) et conduit donc à des conditions de stabilisation LMI assez conservatives.

- Retour de sortie statique: ce type de lois de commande par retour de sortie s'avère particulièrement intéressant dans le **cadre** d'applications nécessitant un faible coût de calcul [89],[90]

### **3.5 Construction du modèle flou pour système photovoltaïque**

Un modèle flou de type Takagi-Sugeno (T\_S) qui porte le nom des personnes qui l'ont proposé (Tomohiro Takagi et Michio Sugeno), est un modèle approprié pour l'approximation d'une classe générale de systèmes non linéaires [70].

Ce type de modèles est comme celui de Mamdani, construit à partir d'une base de règles 'Si-Alors' dans laquelle la prémisse est exprimée linguistiquement, mais la conséquence utilise des variables numériques plutôt que des variables linguistiques [74].

Dans la littérature plusieurs régulateurs MPPT basés sur un système d'inférence adaptative neuro- flou (ANFIS) ont été proposés pour estimer le PPM. Ces régulateurs utilisent la température et l'irradiation comme d'entrées [71].

Dans cette partie un nouveau contrôleur MPPT basés sur le modèle flou T-S est développé pour réduire l'oscillation dans les différents états du système photovoltaïque. La stratégie de contrôle floue proposée est illustrée à la figure (3.3) qui représente les différents blocs

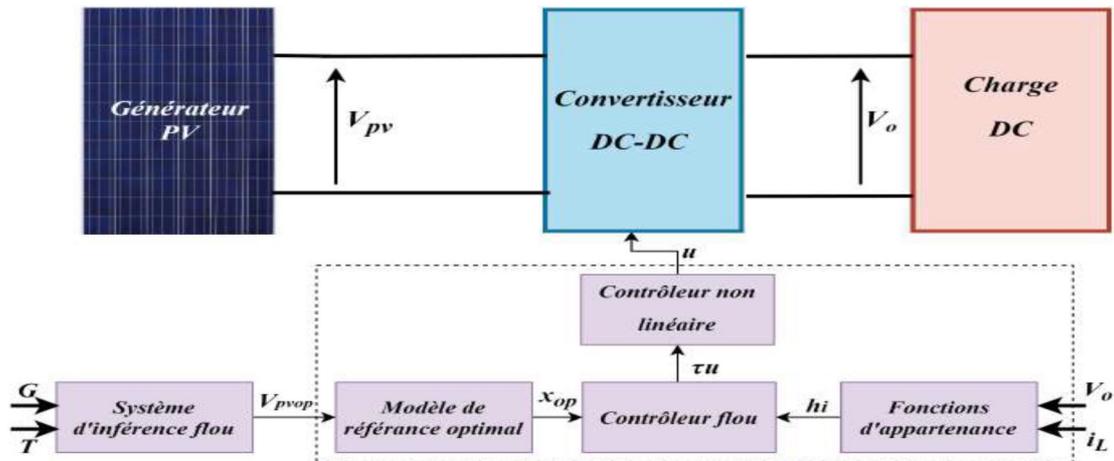


Figure 3. 3: Schéma synoptique d'un contrôleur flou T-S

### 3.5.1 Modèle d'état du convertisseur boost

Le modèle d'état non linéaire du convertisseur boost (figure 3.4) est décrit par les équations suivantes

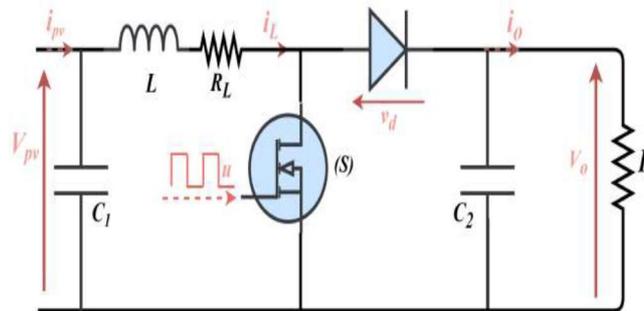


Figure 3. 4: Schéma électrique d'un convertisseur boost

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_{pv} - R_L i_L) - \frac{1-u}{L}(V_c + V_d - R_m i_L) \\ \frac{dv_{pv}}{dt} = \frac{1}{C_1}(i_{pv} - i_L) \\ \frac{du}{dt} = u_{pv} \end{cases} \quad (3.27)$$

$R_L$  : Résistance interne de l'inductance.

$R_m$  : Résistance interne du transistor MOSFET.

$V_d$  : Tension de la diode.

Le modèle non linéaire du système PV peut être réécrit par l'équation suivant :

$$x(t) = f(x(t)) + Bu(t) + w(t) \quad (3.28)$$

Avec

$$x = [i_L ; V_{pv} ; u_{pv}]^T, f = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} & \frac{\beta}{L} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, u(t) = \begin{bmatrix} -\frac{\lambda}{L} \\ \frac{1}{C_1} i_{pv} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\beta = V_0 + V_d - R_m i_L, \quad \lambda = V_0 + V_d \quad (3.29)$$

### 3.5.2 Modèle flou Takagi – Sugeno du système photovoltaïque

Le modèle de Takagi – Sugeno est considéré comme une représentation exacte du système complexe décrivant son comportement dynamique global au moyen d'une interpolation de sous-modèles locaux. Pour transformer le modèle non linéaire du système PV (3.28) en modèle flou T\_S, on choisit deux variables de prémisse  $i_L$  et  $V_c$  comme suit : "

$$Z_1(i_L) = i_L, Z_2(V_c) = V_c, Z_k(t) \in [Z_{k,\min} \quad Z_{k,\max}]$$

$$\text{Avec} \quad \underline{V}_c \leq V_c \leq \overline{V}_c \quad \text{et} \quad \underline{i}_L \leq i_L(t) \leq \overline{i}_L \quad (3.30)$$

Donc on obtient la forme suivante :

$$\square \quad \dot{x}(t) = A(i_L, V_c)x(t) + Bu(t) + w(t) \quad (3.31)$$

Puis en utilisant le principe de la transformation du secteur non-linéarité [91], le système non-linéaire (3.31) peut être décrit par un modèle flou T\_S en utilisant les règles Si-Alors suivantes :

$$\text{Règlé 1 : Si } Z_1(t) \text{ est } M_{11} \text{ et } Z_2(t) \text{ est } M_{22} \text{ Alors } \dot{x}(t) = A_1x(t) + B_1u(t) + w(t)$$

$$\text{Règlé 2 : Si } Z_1(t) \text{ est } M_{11} \text{ et } Z_2(t) \text{ est } M_{21} \text{ Alors } \dot{x}(t) = A_2x(t) + B_2u(t) + w(t)$$

$$\text{Règlé 3 : Si } Z_1(t) \text{ est } M_{12} \text{ et } Z_2(t) \text{ est } M_{22} \text{ Alors } \dot{x}(t) = A_3x(t) + B_3u(t) + w(t)$$

$$\text{Règlé 4 : Si } Z_1(t) \text{ est } M_{12} \text{ et } Z_2(t) \text{ est } M_{21} \text{ Alors } \dot{x}(t) = A_4x(t) + B_4u(t) + w(t)$$

Ou  $M_{11}, M_{12}, M_{21}, M_{22}$  sont des fonctions d'appartenance données par

$$\begin{aligned} M_{11}(V_c) &= \frac{V_c(t) - \underline{V}_c}{\overline{V}_c - \underline{V}_c}, & M_{12}(V_c) &= 1 - M_{11}(V_c) \\ M_{21}(i_L) &= \frac{i_L(t) - \underline{i}_L}{\overline{i}_L - \underline{i}_L}, & M_{22}(i_L) &= 1 - M_{21}(i_L) \end{aligned} \quad (3.32)$$

Les matrices de modèles locaux sont données par :

$$A_i = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} & \frac{\beta_i}{L} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_i = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Avec les matrices d'état et de commande pour  $i = 1 \dots 4$

$$\begin{cases} \beta_1 = \underline{V}_c + V_d - R_m \frac{i_L}{i_L} \\ \beta_2 = \underline{V}_c + V_d - R_m \frac{i_L}{i_L} \\ \beta_3 = \overline{V}_c + V_d - R_m \frac{i_L}{i_L} \\ \beta_4 = \overline{V}_c + V_d - R_m \frac{i_L}{i_L} \end{cases} \quad (3.33)$$

La sortie globale du système est donnée par l'équation suivante :

$$x(t) = \sum_{i=1}^R h_i z(t) (A_i x(t) + B_i u(t) + w(t)) \quad (3.34)$$

Ou

$$w_i z(t) = \prod_{i=1}^R M_{ij} z(t) \quad (3.36)$$

$$\begin{cases} h_1 z(t) = M_{1,\min} z(t) M_{2,\min} z(t) \\ h_2 z(t) = M_{1,\min} z(t) M_{2,\max} z(t) \\ h_3 z(t) = M_{1,\max} z(t) M_{2,\min} z(t) \\ h_4 z(t) = M_{1,\max} z(t) M_{2,\max} z(t) \end{cases} \quad (3.35)$$

### 3.5.3 Modèle de référence contrôleur flou T- S et analyse de stabilité

L'objectif recherché est de faire correspondre l'état de système PV  $x(t)$  avec celui de modèle de référence optimal  $x_{ref}(t)$ .

On définit  $\tilde{x}(t) = x(t) - x_{ref}$  comme l'erreur de poursuite. Le dérivé de  $\tilde{x}(t)$  est donnée par :

$$\tilde{x}(t) = x(t) - x_{ref} \quad (3.37)$$

Dans l'équation (3.37) remplaçant  $x(t)$  par l'équation 10 et en ajoutant le terme

$$\sum_{i=1}^R h_i z(t) A_i (x_d(t) - x_d(t))$$

On obtient :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^R h_i z(t) (A_i \tilde{x}(t) + B_i u(t) + A_i x_{ref}) - \dot{x}_{ref}(t) \quad (3.38)$$

En introduisant une nouvelle variable de contrôle  $\tau(t)$  qui satisfait la relation suivante :

$$\sum_{i=1}^R h_i z(t) B_i \tau(t) = \sum_{i=1}^R h_i z(t) B_i u(t) + \sum_{i=1}^R h_i z(t) A_i x_{ref} - \dot{x}_{ref}(t) \quad (3.39)$$

Donc l'erreur de poursuite réécrite comme suit :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^{R=4} h_i z(t) (A_i \tilde{x}(t) + B_i \tau(t)) \quad (3.40)$$

Les contrôleurs (C) sont développés pour traiter le problème de stabilisation floue comme suit:

C 1 : Si  $V_o$  est  $M_{11}$  et  $i_L$  est  $M_{21}$  Alors  $\tau(t) = -K_1 \tilde{x}(t)$

C 2 : Si  $V_o$  est  $M_{11}$  et  $i_L$  est  $M_{22}$  Alors  $\tau(t) = -K_2 \tilde{x}(t)$

C 3 : Si  $V_o$  est  $M_{12}$  et  $i_L$  est  $M_{21}$  Alors  $\tau(t) = -K_3 \tilde{x}(t)$

C 4 : Si  $V_o$  est  $M_{12}$  et  $i_L$  est  $M_{22}$  Alors  $\tau(t) = -K_4 \tilde{x}(t)$

La sortie finale du contrôleur flou est donnée par la sommation suivante :

$$\tau(t) = - \sum_{i=1}^r h_i(t) K_i \tilde{x}(t) \quad (3.41)$$

En utilisant l'équation (3.40) et (3.41), le système en boucle fermée peut être réécrit comme suit:

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(t)h_j(t)(A_i - B_i K_j)\tilde{x}(t) \quad (3.42)$$

En pose  $G_{ij} = (A_i - B_i K_j)$ , le système en boucle fermée (3.42) peut être décrit sous la forme suivante :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(t)h_j(t)G_{ij}\tilde{x}(t) \quad (3.43)$$

### 3.5.4 CONTROLEUR non linéaire et modèle de référence optimale

Les variables désirées  $X_{ref}$  sont nécessaires pour satisfaire (3.40), qui est écrit ci-dessous

$$\sum_{i=1}^R h_i z(t) B_i \tau(t) = \sum_{i=1}^R h_i z(t) B_i u(t) + \sum_{i=1}^R h_i z(t) A_i x_{ref} - \eta(t) + \dot{x}_{ref}(t) \quad (3.44)$$

Ou

$$A(i_L, V_c) = \sum_{i=1}^R h_i z(t) A_i, B = \sum_{i=1}^R h_i z(t) B_i \quad (3.45)$$

Alors l'équation (3.45) peut être réécrite comme suit :

$$B(u(t) - \tau(t)) = -A(i_L, V_0)x_{ref} - \eta(t) + \dot{x}_{ref}(t) \quad (3.46)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} (u - \tau(t)) = - \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} & \frac{\beta}{L} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lref} \\ v_{pvref} \\ u_{pvref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{\lambda}{L} \\ \frac{1}{C_1} i_{pv} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lref} \\ v_{pvref} \\ u_{pvref} \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

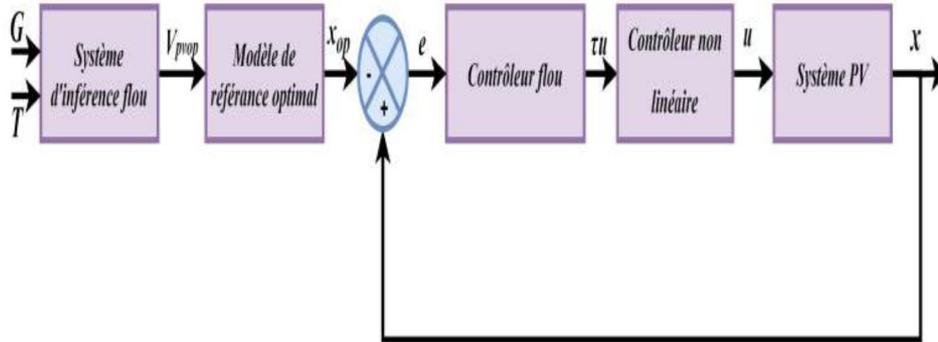
A partir de l'équation (3.47), on peut écrire :

$$i_{Lref} (V_{pvref}) = i_{pv} - C_1 \dot{V}_{pvref} \quad (3.48)$$

$$U_{pvref} (V_{pvref}) = \frac{1}{\beta} \left( \frac{R_L}{L} i_{Lref} - \frac{1}{L} V_{pvref} + \alpha + \dot{i}_{Lref} \right) \quad (3.49)$$

$$U (V_{pvref}) = \dot{U}_{pvref} (V_{pvref}) + \tau(t) \quad (3.50)$$

Finalement, les principaux composants de la boucle de régulation du système photovoltaïque illustré à la figure (3.5).



**Figure 3. 5:** Boucle de régulation du système photovoltaïque

Le premier bloc est réservé pour calculer la tension de référence optimale  $V_{PV\ op}$  en utilisant un système d'inférence flou qui introduit la mesure de l'irradiation  $G$  et la température  $T$ , en tant qu'entrées. Ensuite,  $V_{PV\ op}$  est utilisé par le bloc de référence optimal pour générer  $x_{op}$  en utilisant les équations (3.48) et (3.49). Puis, en fonction de l'erreur  $e(t)$  entre les états réel et optimal, le bloc de contrôleur flou fournit le signal de stabilisation en utilisant l'équation (3.41). Ce signal est exploité par le bloc du contrôleur non-linéaire (équation (3.50) pour générer le rapport cyclique approprié au convertisseur.

### 3.6 Résultats de simulation

Afin de vérifier l'efficacité et la validité du contrôleur flou  $T\_S$ , des tests de simulation sur le système PV considéré sont effectués avec les paramètres donnés dans le tableau 3.1. Le modèle Simulink du système PV commandé par le contrôleur flou  $T\_S$  est montré sur la figure (3.6). Les gains de la commande floue sont calculés en résolvant les LMIs 3.24, 3.25 et 3.26, comme suit :

$$K_1 = [155.0075 \quad -0.6106 \quad 633.6307],$$

$$K_2 = [92.6114 \quad -0.11940 \quad 570.2396],$$

$$K_3 = [282.7187 \quad -0.4403 \quad 616.0382],$$

$$K_4 = [103.4164 \quad 0.3952 \quad 577.9426]$$

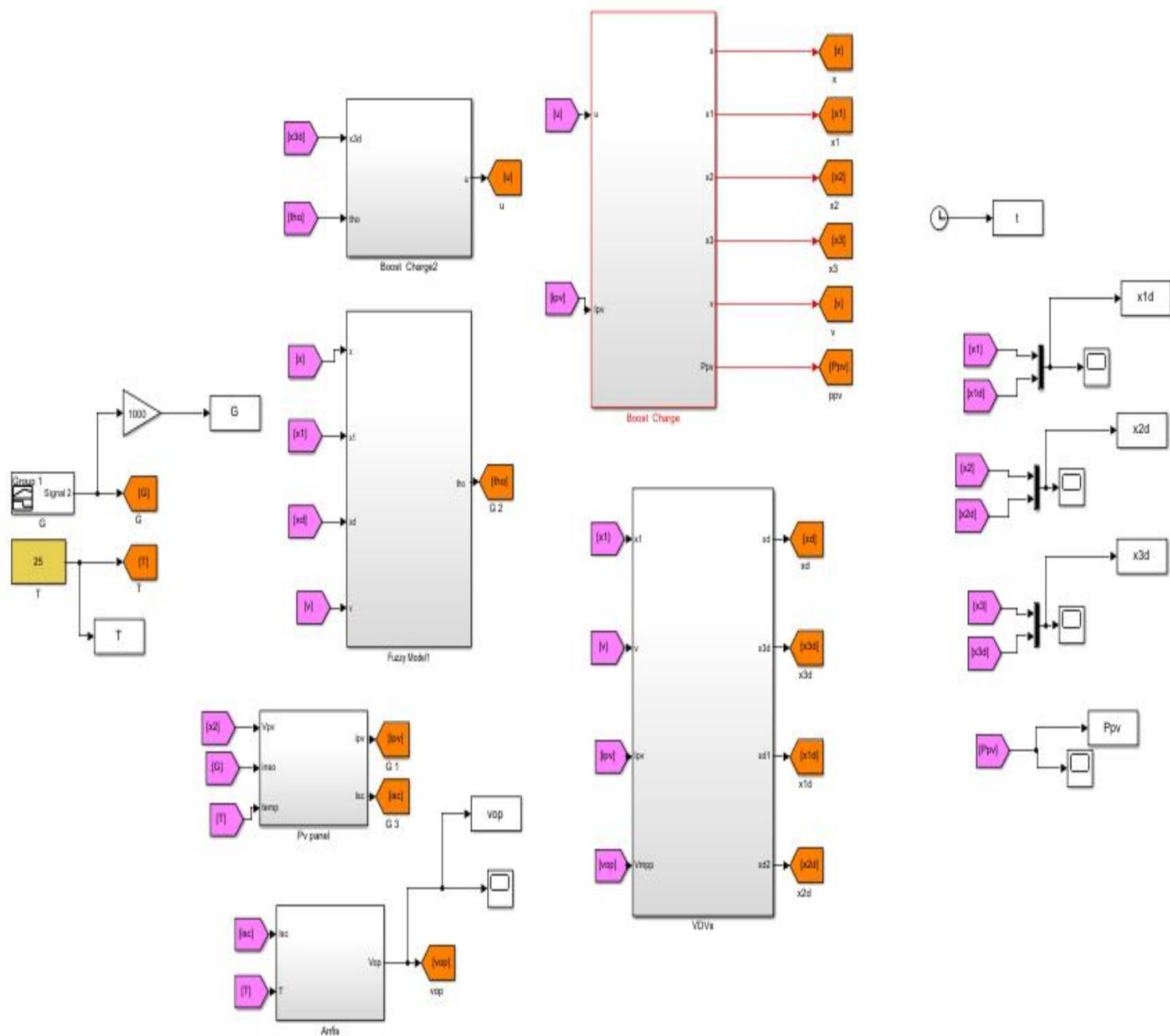


Figure 3. 6: modèle Simulink du système PV commandé par le contrôleur flou T\_S

Tableau 3. 1: Paramètres du système de conversion photovoltaïque

Symb	Composant	valeur
<i>o</i>		
<b>K</b>	Boltzmann's constant	$1.38 \cdot 10^{-23} \text{J/k}$
<b>A</b>	Ideal factor	1.1
<b>R<sub>sh</sub></b>	resistance Shunt	360.002 $\Omega$
<b>R<sub>s</sub></b>	resistance Series	0.18 $\Omega$
<b>T</b>	Temperature de reference	298.15 K
<b>G</b>	Irradiation reference	1000W/m <sup>2</sup>

$V_{oc}$	Open circuit voltage	21.6 V
$I_{sc}$	Short circuit current	3.8 A
$C_1$	Input capacitor	1 mF
$C_2$	Output capacitor	4 $\mu$ F
$L$	Inductor	40mH
$V_0$	Battery voltage	35 $\Omega$
$R_L$	Resistance of self-inductance	0.5 $\Omega$
$R_m$	Resistance of IGBT	0.05 $\Omega$

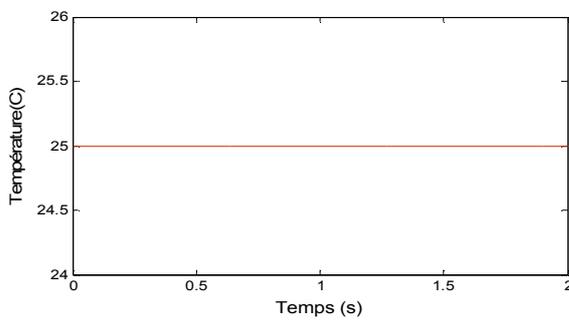
La tension optimale correspondant à la puissance maximale est calculée à l'aide d'un algorithme basé sur un système d'inférence floue (FIS). La base de données de cette algorithme construite a partir de caractéristiques (V,P).La température et le courant de court-circuit sont modélisées par des fonctions d'appartenance floues pour obtenir une relation floue entre ces paramètres et la tension optimale, .une partie de cette base de données est montrée dans le tableau (3.2).

**Tableau 3. 2:** données utilisées par l'algorithme ANFIS

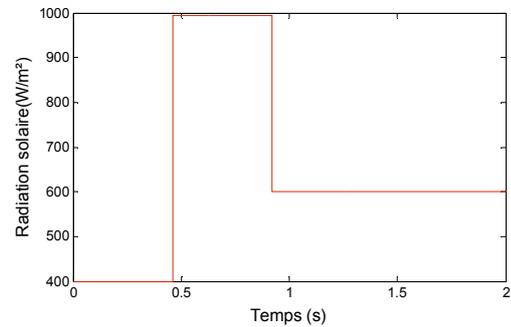
$T(C^\circ)$	$I_{sc}(A)$	$V_{réf}(v)$	$P_{max}(w)$
25	0,4498	14,8175	5,6463
25	0,8996	15,5933	12,5061
25	1,3493	16,1053	19,6189
25	1,7991	16,4791	26,8604
25	2,2489	16,27	34,0379
25	2,6987	17,0422	41,4949
25	3,1484	17,4011	48,6691
25	3,5982	17,4719	56,0752
25	4,048	17,2445	63,7294
25	4,4978	16,5635	70,5541
26	0,45	14,8069	5,6383
26	0,9	15,5839	12,4911
26	1,35	16,096	19,5965
26	1,8	16,4699	26,8303
26	2,25	16,2636	34,0111
26	2,7	17,0326	41,4484
26	3,15	17,3908	48,6111
26	3,6	17,462	56,0115
26	4,05	17,2363	63,6686
26	4,4999	16,5592	70,5178
27	0,4502	14,7963	5,6302

27	0,9004	15,5744	12,4759
27	1,3506	16,0867	19,5738
27	1,8009	16,4606	26,7999
27	2,2511	16,2571	33,9839
27	2,7013	17,023	41,4016
27	3,1515	17,3803	48,5528
27	3,6017	17,452	55,9474
27	4,0519	17,228	63,6074

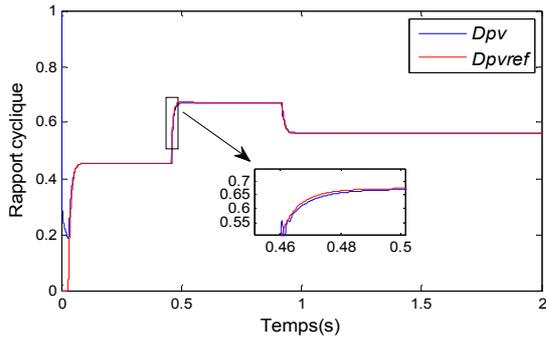
On prend les mêmes profils d'irradiation et de température comme illustré, respectivement, sur les figures 3.8 (a) et 3.8 (b). Les réponses du rapport cyclique, la puissance, le courant, et la tension, sont illustrées respectivement sur les figures 3.8(c), 3.8(d), 3.8(e) et 3.8(f). On constate que tous les états du système photovoltaïque suivent parfaitement les trajectoires optimales et qu'ils ne sont pas affectés par les variations de l'irradiation solaire et de la température. Cela conduit à une importante extraction de la puissance disponible délivré par le générateur photovoltaïque.



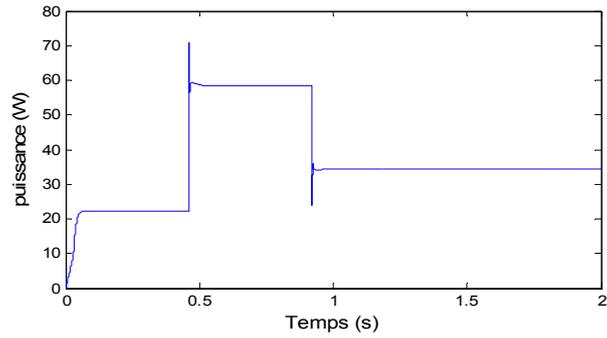
a) Température



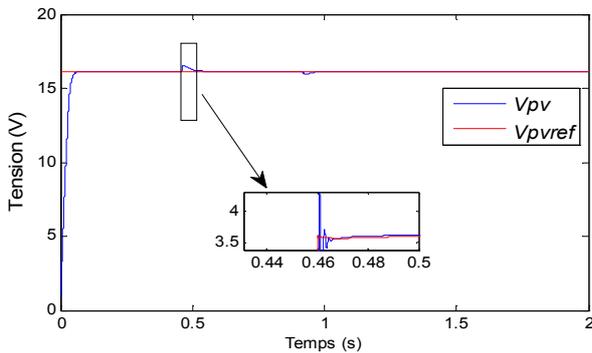
b) Irradiation



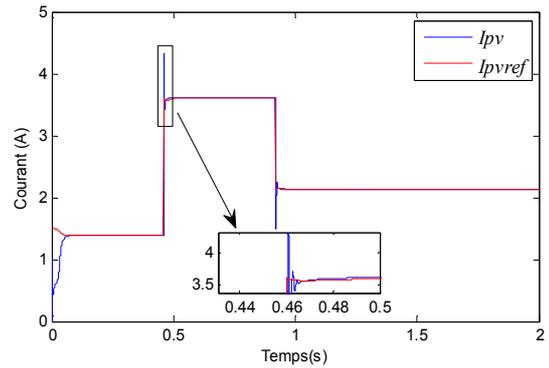
c) Rapport cyclique



d) puissance



e) Tension



f) Courant

Figure 3. 7: Résultats de simulation

### 3.7 Conclusion

L'augmentation du rendement des systèmes PV, nécessite la poursuite du point de puissance maximale pour extraire le maximum de puissance du générateur PV. Les algorithmes conventionnels ne peuvent pas garantir la convergence vers les PPMs lorsque l'irradiation augmente. Dans ce chapitre une nouvelle commande floue de type T-S a été développée pour suivre les états du système PV. Les résultats de simulation montrent que le système PV peut être contrôlé efficacement dans des différentes régions par un contrôleur flou T-S et peut surmonter les limites des méthodes classiques.

# *Chapitre 4*

## 4.1. Introduction

Les convertisseurs DC-DC constituent une partie assez importante de la chaîne de conversion photovoltaïque, grâce à sa simplicité et son faible coût. Ces convertisseurs permettent à adapter la tension d'entrée d'un système par rapport à la tension de sortie désirée.

Les composants électroniques des convertisseurs de base sont le commutateur et les éléments de stockage d'énergie (inductance, capacité) qui, dans le cas idéal, ne consomment aucune énergie. C'est pour cette raison qu'ils sont caractérisés par un grand rendement. L'utilisation des commutateurs dépendent du niveau de puissance transférée. Les MOSFET (transistors à effet de champ d'oxyde de métal) sont habituellement utilisés à la puissance relativement basse (quelques kW) et les IGBT (transistors bipolaires à gâchette isolée) à des puissances plus élevées. Les thyristors ont été généralement utilisés et acceptés dans les plus hauts niveaux de puissance [87].

L'interrupteur du convertisseur est attaqué par un signal MLI (Modulation de largeur d'impulsion), avec une fréquence  $f$  fixe et un rapport cyclique  $\alpha$  variable.

Il existe différents types de convertisseurs DC-DC, parmi ces convertisseurs

- Convertisseur Buck.
- Convertisseur Boost
- Convertisseur Buck Boost

Dans ce chapitre, nous allons entamer la partie la plus importante et la plus délicate de cette étude, qui est la modélisation et la commande des convertisseurs boost.

Ce chapitre, est organisé en trois parties. Dans la première, la modélisation des convertisseurs boost DC-DC est présentée. La commande par un contrôleur PID (proportionnel intégral dérivé) des convertisseurs boost est présentée dans la deuxième partie. La dernière partie est réservé au développement d'une nouvelle technique basée principalement sur les modèles flous  $T-S$  et l'algorithme  $PSO$  (Particule swarms optimisation) pour contrôler la tension de sortie du convertisseur boost.

## 4.2 Modélisation des convertisseurs DC-DC

Objectif de la modélisation des convertisseurs DC-DC est d'analyser leurs comportements dynamiques afin de synthétiser les lois de commande nécessaires qui permettent d'atteindre les performances désirées. La difficulté majeure vient de la non-linéarité de ces convertisseurs. Cette modélisation permet de caractériser le fonctionnement des convertisseurs DC-DC dans les deux modes de conduction (continue et discontinue)

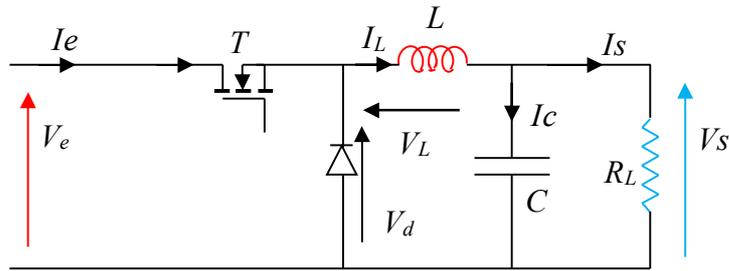
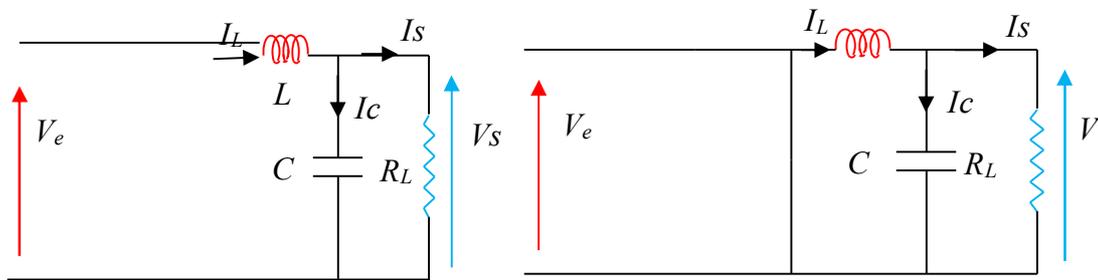


Figure 4. 1: Convertisseur (Buck)

Pour obtenir les équations différentielles décrivant la puissance convertisseur abaisseur, on analyse le fonctionnement du circuit équivalent pour  $T$  ouvert et fermé



a)  $T$  fermé,

b)  $T$  : ouvert

Figure 4. 2: Circuits équivalents du convertisseur buck

En mode de fonctionnement continu, les deux systèmes d'équations différentielles (4.1) et (4.2) régissent le fonctionnement de l'hacheur Buck.

Pour la première phase  $\alpha T_s$  :  $T$  fermé,  $D$  ouvert

$$\begin{cases} \frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_e - V_s) \\ \frac{dV_e}{dt} = \frac{1}{C}(I_L) - \frac{V_s}{RC} \end{cases} \quad (4.1)$$

Pour la deuxième phase  $\alpha T_s$  :  $k$  ouvert,  $D$  fermé

$$\begin{cases} \frac{dI_L}{dt} = -\frac{1}{L}(V_s) \\ \frac{dV_e}{dt} = \frac{1}{C}(I_L) - \frac{V_s}{RC} \end{cases} \quad (\alpha T_s < t < T_s) \quad (4.2)$$

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

$$V_e - V_s = L \cdot \frac{dI_L}{dt} = L \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad (4.3)$$

La variation d'IL pour K fermée est donnée par l'équation suivante

$$\Delta I_L = \int_0^{\alpha T} I_L dt = \frac{1}{L} \int_0^{\alpha T} (Ve - Vs) dt \quad (4.4)$$

$$\Delta I_L = \frac{Ve - Vs}{L} dt \quad (4.5)$$

Par conséquent, la variation d'IL pour K ouvert est donnée par la formule suivante

$$\Delta I_L = \int_{\alpha T}^T I_L dt = \frac{1}{L} \int_{\alpha T}^T (-Vs) dt \quad (4.6)$$

$$\Delta I_L = -\frac{Vs}{L} (1 - \alpha) dt \quad (4.7)$$

À partir de cette équation on obtient :

$$\frac{(Ve - Vs)}{L} dt - \frac{Vs}{L} (1 - \alpha) dt = 0 \quad (4.8)$$

Donc la tension de sortie Vs vaut :

$$Vs = \alpha Ve \quad (4.9)$$

### 4.2.2 Convertisseur boost

Le convertisseur boost permettant de convertir une tension continue constante en une autre tension continue réglable de valeur plus grande. Il est constitué d'un interrupteur en parallèle avec le générateur, d'une diode, d'une inductance pour le lissage du courant et d'un condensateur pour le filtrage de la tension [90].

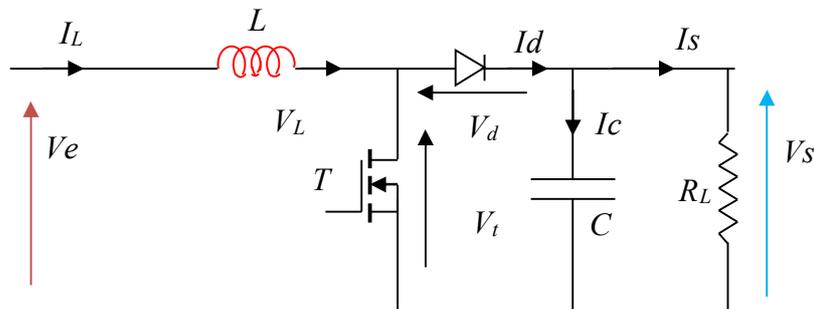


Figure 4. 3: Convertisseur (boost).



Donc l'évolution du courant traversant l'inductance est donnée par la formule suivant :

$$I_L(t) = -\frac{V_e}{L}t + I_{LMIN} \quad (4.13)$$

Avec  $I_{LMIN}$  est la valeur minimale du courant dans l'inductance

Pendant  $(1-\alpha)T_s$  :

$$V_L = V_e - V_s = L \frac{dI_L}{dt} \quad (4.14)$$

$$I_L(t) = -\frac{V_e - V_s}{L}(1-\alpha T_s) + I_{LMAX} \quad (4.15)$$

On peut ainsi calculer l'expression  $\langle V_L \rangle$  de la valeur moyenne de  $V_L$  :

$$\langle V_L \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T V_L(t) dt \quad (4.16)$$

$$\langle V_L \rangle = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} V_e dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T (V_e - V_s) dt \quad (4.17)$$

$$\langle V_L \rangle = \alpha V_e + (V_e - V_s)(1-\alpha) \quad (4.18)$$

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

$$\langle V_L \rangle = 0 ; V_s = V_e \cdot \frac{1}{1-\alpha} \quad (4.19)$$

Donc le gain en tension est donné par l'équation suivante :

$$G_s = V_e \cdot \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1-\alpha} \quad (4.20)$$

### b) Ondulation du courant

L'évolution du courant dans l'inductance est donnée à l'instant  $\alpha T$  par :

$$\Delta I_L = I_{LMAX} - I_{LMIN} = \frac{\alpha V_e}{L f} = \frac{\alpha V_s (1-\alpha)}{L} T \quad (4.21)$$

$$\text{Avec } f = \frac{1}{T_s} \quad (4.22)$$

### c) Ondulation de la tension $V_s$

Les variations de la tension de sortie  $V_s$  durant la première phase ( $0 < t < \alpha T_s$ ) sont données par la relation :

$$I_C = C \cdot \frac{dV_S}{dt} = -I_S \quad (4.23)$$

La solution de l'équation (4.23) donne :

$$V_S(t) = -\frac{I_S}{C}t + V_{SMAX} \quad (4.24)$$

A l'instant ( $t = \alpha T_s$ )

$$V_S(\alpha T_s) = V_{SMIN} = -\frac{I_S}{C} \cdot \alpha T_s + V_{SMAX} \quad (4.25)$$

En considérant la relation  $I_S = (1-\alpha)I_e$

$$\text{Soit} \quad \Delta V_S = V_{SMAX} - V_{SMIN} = -\frac{1}{R_L \cdot C s \cdot f} \cdot \alpha V_S \quad (4.26)$$

$$\Delta V_S = \frac{V_e}{R_L \cdot C s \cdot f} \cdot \frac{\alpha}{(1-\alpha)} \quad (4.27)$$

$\Delta V_S$  Représente l'amplitude des ondulations en sortie du convertisseur.

Les formes d'ondes en mode de conduction continu sont représentées sur la figure (3.7).

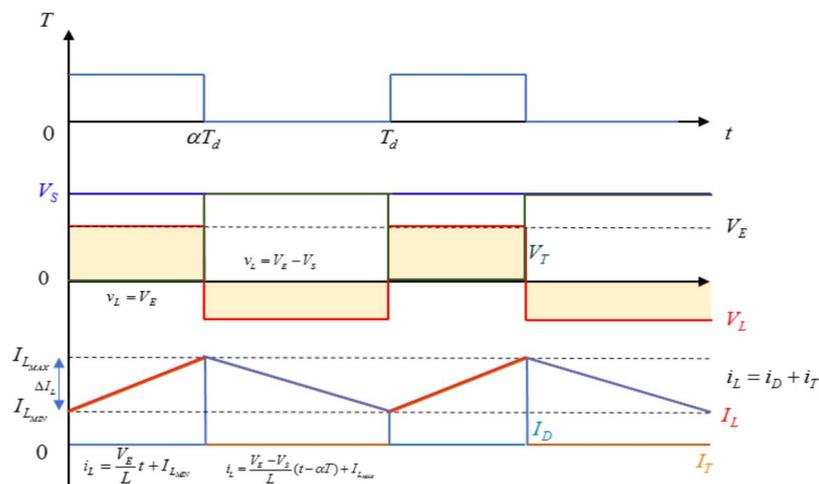


Figure 4. 5: formes d'ondes

#### 4.2.2.1 Représentation d'état

La représentation du système différentiel de convertisseur boost en espace d'état est la suivante :

$$\dot{x}(t) = A(x)x + B(x)u + w(t) \quad (4.28)$$

Les grandeurs d'état sont le courant dans l'inductance  $I_L$  et la tension aux bornes du condensateur  $V_s$ .

On pose  $x = [i_L \quad v_s]^T$

Alors les équations d'état deviennent :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \frac{V_e}{L} - \frac{X_2(1-u)}{L} \\ \dot{x}_2 &= \frac{X_1(1-u)}{C} - \frac{X_e}{RC} \end{aligned} \quad (4.29)$$

La représentation classique en espace d'état se transforme en :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-u}{L} \\ \frac{1-u}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (4.30)$$

#### 4.2.2.2 Fonction de transfert

Selon les équations (4.10) et (4.11) on obtient le modèle moyen du convertisseur Boost à la conduction continue comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_e) + \frac{1}{L}(1-d)V_s \\ \frac{dV_s}{dt} = \frac{1}{C}(1-d)I_L - \frac{V_s}{RC} \end{cases} \quad (4.31)$$

pour toutes les variables, on pose  $X = x + \hat{X}$  ou  $x$  correspond à la valeur en régime établie et  $\hat{X}$  une variation supposée petite de  $X$  autour de  $x$ . Ce qui donne les expressions suivantes :

$$V_e = v_e + \hat{V}_e(t), \quad V_s = v_s + \hat{V}_s(t), \quad I_L = i_L + \hat{I}_L(t), \quad V_c = v_c + \hat{V}_c(t) \quad \alpha = \alpha + \hat{\alpha}(t)$$

Après développement au premier ordre puis transformée de Laplace on obtient les équations (4.32) et (4.33)

$$\begin{cases} \frac{d\hat{I}_L}{dt} = \frac{1}{L}(\hat{V}_e(t)) + \frac{1}{L}(1-d)\hat{V}_s(t) + v_0 \\ \frac{d\hat{V}_e(t)}{dt} = \frac{1}{C}(1-d)I_L - \frac{\hat{V}_e}{RC} - \frac{I_L d}{C} \end{cases} \quad (4.32)$$

$$I_L(p) = \frac{1}{1-D} (pC + \frac{1}{R}) \hat{V}_s(p) + I_L d(p) \quad (4.33)$$

$$\left[ \frac{pL}{1-D} \left( pC + \frac{1}{R} \right) + (1-D) \right] \hat{V}_s(p) = \left[ V_s(p) - \left( \frac{pL}{1-D} \right) I_L \right] d(p) \quad (4.34)$$

$$I_L = \frac{I_s}{1-D} = \frac{V_s}{R(1-D)} = \frac{V_e}{R(1-D)^2} \quad (4.35)$$

Donc la fonction de transfert du convertisseur boost est donnée par l'équation suivant

$$\frac{\hat{V}_s(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_e}{RC(1-D)^2} \cdot \frac{\frac{(1-D)^2}{L} - p}{p^2 + \frac{p}{RC} + \frac{(1-D)^2}{LC}} \quad (4.36)$$

### 4.3 Convertisseur (Buck-boost)

Le convertisseur *Buck-Boost* illustrée a la figure (4.8) est un inverseur de tension à stockage inductif, la tension en sortie  $V_s$  est toujours de signe contraire à la tension en entrée [91]

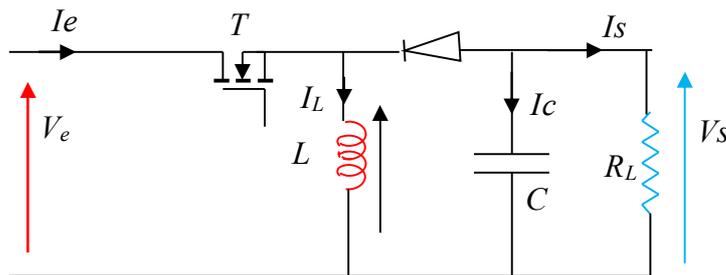


Figure 4. 6: Convertisseur (Buck-boost)

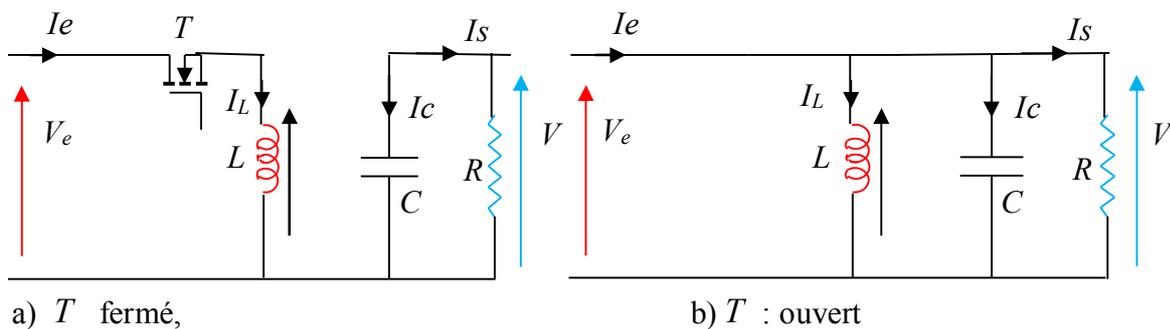


Figure 4. 7: Circuits équivalents du convertisseur (Buck-boost)

En mode de fonctionnement continu, les deux systèmes d'équations différentielles (4.37) et (4.38) régissent le fonctionnement de l'hacheur Buck-boost

Pour la première phase  $\alpha T_s$  :  $k$  fermé,  $D$  ouvert

$$\begin{cases} \frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_e) \\ \frac{dV_s}{dt} = \frac{1}{C}\left(\frac{V_s}{R}\right) \end{cases} (0 < t < \alpha T_s) \quad (4.37)$$

Pour la deuxième phase  $\alpha T_s$  :  $T$  ouvert,  $D$  fermé

$$\begin{cases} \frac{dI_L}{dt} = -\frac{1}{L}(V_e - V_s) \\ \frac{dV_s}{dt} = \frac{1}{C}\left(I_L - \frac{V_s}{R}\right) \end{cases} (\alpha T_s < t < T_s) \quad (4.38)$$

Durant l'état passant, l'interrupteur  $k$  est fermé, l'augmentation du courant est donnée par la relation suivant :

$$V_e = L \cdot \frac{dI_L}{dt} \quad (4.39)$$

À la fin de l'état passant, le courant  $I_L$  a augmenté de :

$$\Delta I_{Lon} = \int_0^{\alpha T} I_L dt = \frac{1}{L} \int_0^{\alpha T} (V_e) dt = \frac{\alpha T V_e}{L} \quad (4.40)$$

Pendant l'état bloqué, l'interrupteur  $k$  est ouvert l'évolution de  $I_L$  est :

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_e}{L} \quad (4.41)$$

Par conséquent, la variation de  $I_L$  durant l'état bloqué est :

$$\Delta I_{Loff} = \int_0^{(1-\alpha)T} I_L dt = \frac{1}{L} \int_0^{(1-\alpha)T} (V_s) dt = \frac{(1-\alpha)TV_s}{L} \quad (4.42)$$

En remplaçant  $\Delta I_{Lon}$  et  $\Delta I_{Loff}$  par leur expression, on obtient :

$$\frac{\alpha T V_e}{L} + \frac{(1-\alpha)TV_s}{L} = 0 \quad (4.43)$$

Ce qui peut se réécrire de la façon suivante :

$$V_s = \frac{\alpha}{1-\alpha} V_e \quad (4.44)$$

## 4.4 Commande d'un convertisseur boost par un contrôleur PID

### 4.4.1 Structure du contrôleur PID

Un régulateur PID est un système d'auto régulation (boucle fermée), qui cherche à réduire l'erreur entre la consigne et la mesure ( $V_r - V_s = e(t)$ ).

Le correcteur PID agit de trois manières :

- Action proportionnelle : l'erreur est multipliée par un gain  $K_P$  ; (Plus  $K_P$  est grand, plus la réponse est rapide)
- Action intégrale : l'erreur est intégrée et divisée par un gain  $K_I$  ; Plus  $K_I$  est élevé, plus l'erreur statique est corrigée ; Réduit le dépassement et le temps de stabilisation
- Action dérivée : l'erreur est dérivée et multipliée par un gain  $K_d$  . Réduit le dépassement et le temps de stabilisation.

L'équation dynamique du régulateur PID est de la forme suivante :

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4.45)$$

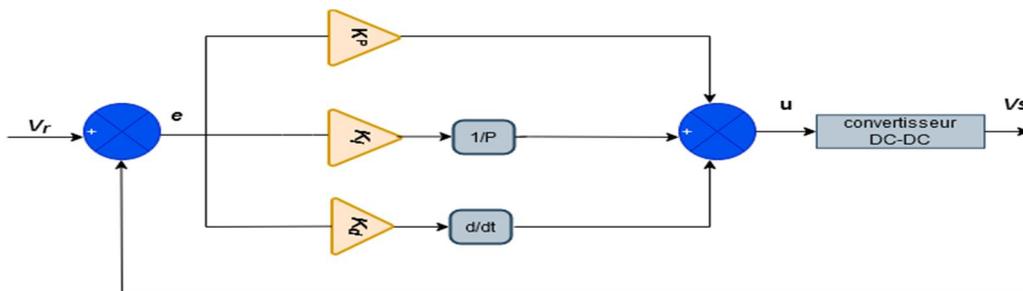


Figure 4. 8: Structure du régulateur PID

Le schéma bloc de la structure de commande par régulateur PID d'un convertisseur statique (boost) est illustré sur la figure (4.10). Pour que la tension de sortie reste à une valeur stable, il est nécessaire de comparer sa valeur à une valeur de référence  $V_r$ , puis

de prendre les mesures correctives appropriées pour garantir que  $V_s = V_r$ . Habituellement, ceci est réalisé en générant un signal d'erreur ( $V_s - V_r = e$ ) que le contrôleur manipule ensuite de manière à ajuster  $V_s$  pour assurer qu'il soit toujours égal à  $V_r$  [92].

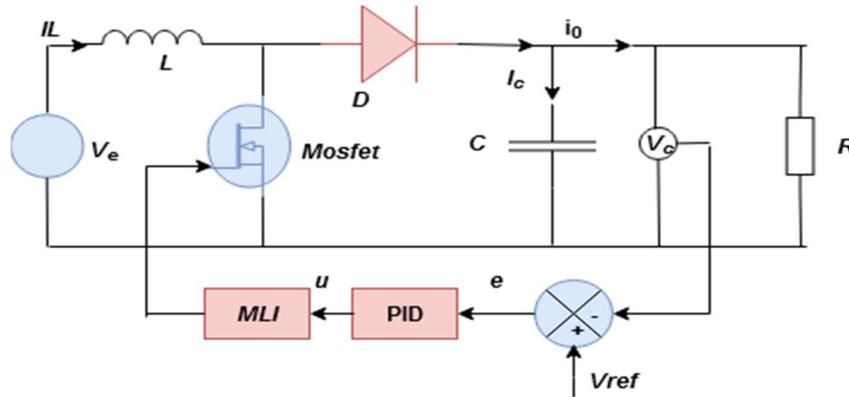


Figure 4. 9: Convertisseur boost commandé par contrôleur PID

#### 4.4.2 Résultats de simulation

Afin de vérifier l'efficacité du contrôleur PID, des tests de simulation ont été effectués en utilisant le modèle Simulink illustré dans la figure 3.9 avec une tension de référence variable. Les paramètres ( $K_p$  et  $K_i$ ) sont obtenus par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles.  $K_p = 0,195$   $K_i = 9,88$ . Les réponses de la tension de sortie, l'erreur, le rapport cyclique et sont représentés respectivement sur les figures 4.12(a), 4.12(b), et 4.12(c). Les résultats de simulation montrent que les états du convertisseur boost suivent parfaitement la trajectoire souhaitée. Ils confirment aussi que le temps de réponse pour suivre la référence est très court (0,025s). On peut dire que le contrôleur PID a de bonnes performances en termes de rapidité et de poursuite.

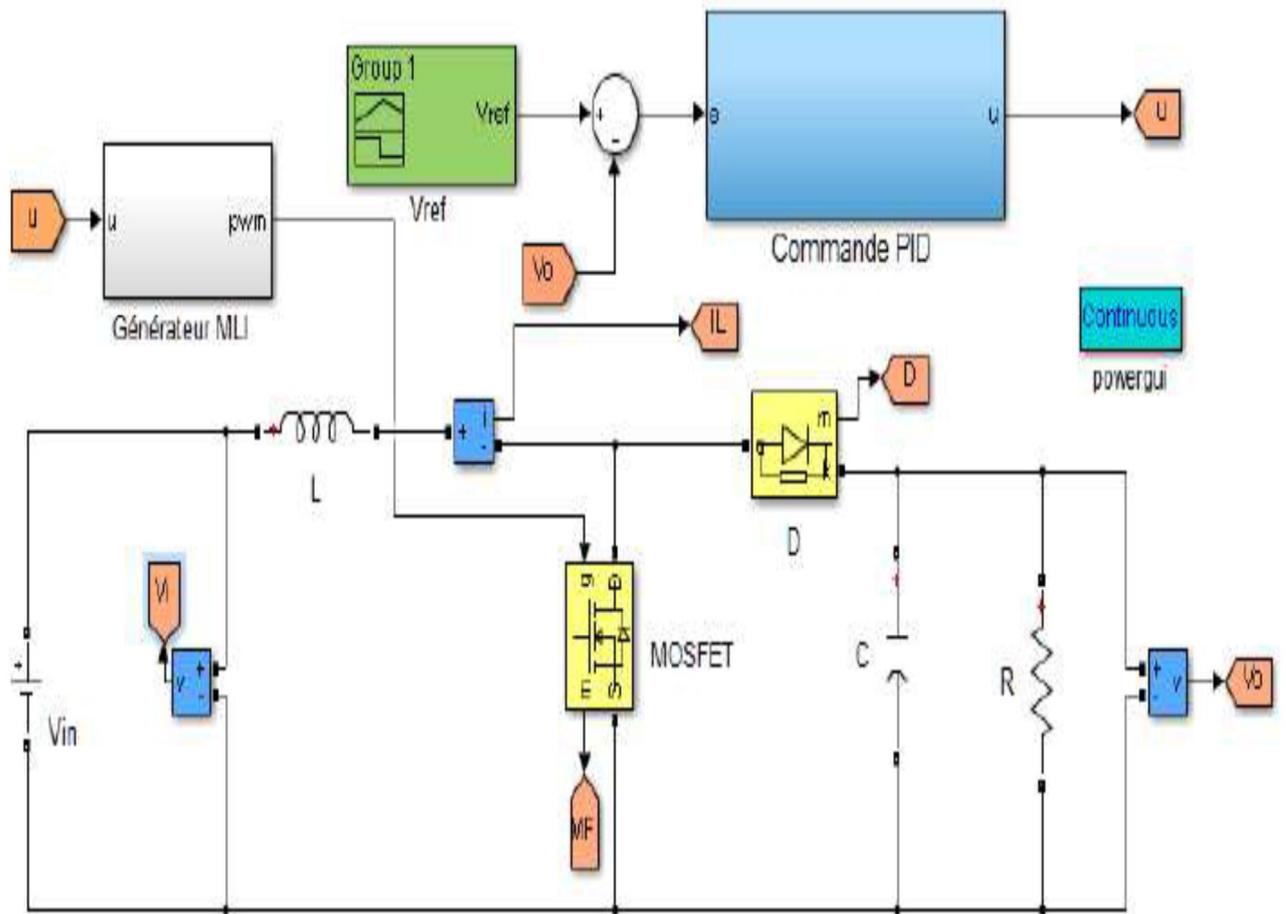
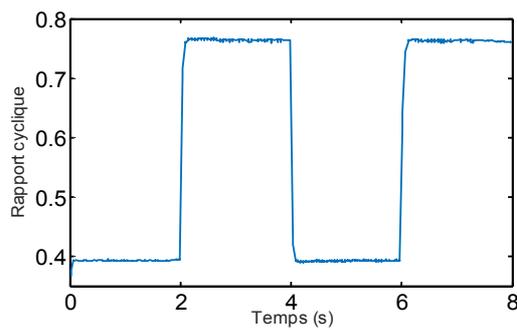
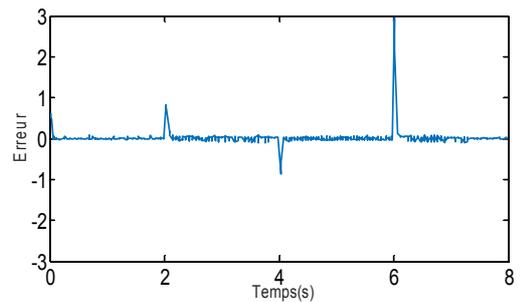


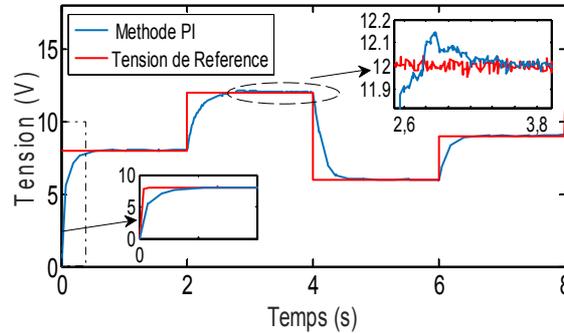
Figure 4. 10: Modèle Simulink du convertisseur boost commandé par PID



a) Rapport cyclique



b) Erreur



c) Tension de sortie

**Figure 4. 11:** Résultats de simulation du convertisseur boost commandé par un contrôleur PID.

## 4.5 Commande d'un convertisseur boost par un contrôleur T.S via(PSO)

### 4.5.1 Modèle mathématique du convertisseur boost

Le modèle mathématique d'un convertisseur boost DC-DC peut être donné sous forme d'espace d'états non linéaire suivante :

$$\dot{x}(t) = A(x,t)x(t) + Bu(t) + w(t) \quad (4.46)$$

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ V_s(t) \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, B(x(t)) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L}V_s(t) \\ -\frac{1}{C}i_L(t) \end{bmatrix}, W(t) = \begin{bmatrix} -\frac{V_e}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

où  $L$  est l'inductance du circuit d'entrée,  $C$  est le condensateur du filtre de sortie,  $R$  est la résistance de charge de sortie  $V_s, V_e, I_L$  et  $u$  représentent respectivement la tension de sortie, la tension de source externe, le courant de l'inductance et le rapport cyclique, comme l'illustré la figure (4.13). Notez que  $w(t)$  sera considéré comme une perturbation.

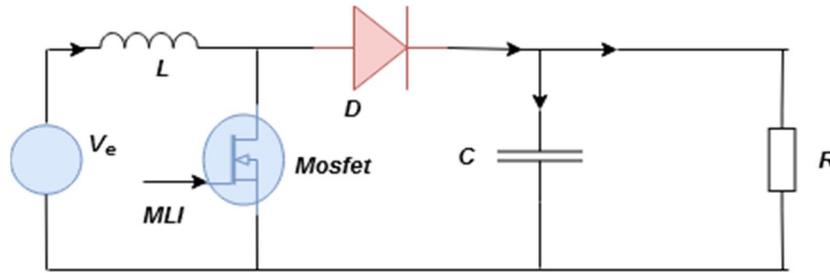


Figure 4. 12: Circuit électrique d'un convertisseur boost.

### 4.5.2 Méthodologie de contrôle proposée

Le but de ce travail est de développer un nouveau contrôleur qui permet de piloter la tension de sortie d'un convertisseur élévateur  $V_s$  pour suivre un signal de référence souhaité  $V_r$ , comme le montre la figure (4.14). La méthode proposée est inspirée du contrôle par des systèmes linéaires. Cette méthode consiste, dans un premier temps, à calculer les gains de stabilisation par la technique connue de placement des pôles [93]. Deuxièmement, un facteur d'échelle de référence est calculé en fonction de la fonction de transfert du système commandé. Dans ce contexte, la méthode proposée contient trois termes de contrôle :

- 1-Un contrôleur flou (avec des gains  $K_i$ ) est développé sur la base des modèles flous T-S qui est conçu pour garantir la stabilisation du système, en d'autres termes, faire converger les états du système vers zéro à partir d'une condition initiale non nulle ;
- 2-un contrôleur intégrateur (avec des gains  $K_I$ ) est également intégré dans le schéma de contrôle pour assurer le rejet des perturbations ;
- 3-un facteur de référence d'échelle (avec des gains  $K_r$ ) est attribué au signal de référence pour assurer un bon suivi de trajectoire

Par conséquent, la nouvelle loi de contrôle proposée a la forme suivante :

$$u(t) = \sum_{i=1}^r K_I x(t) + \int K_I (K_r V_r - V_s) dt \quad (4.48)$$

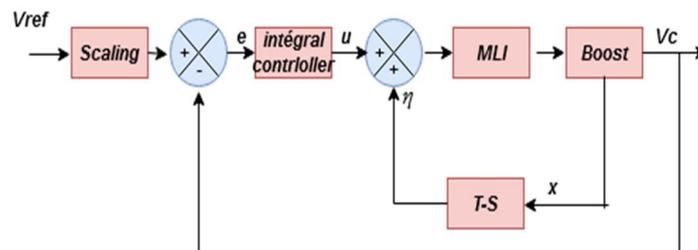


Figure 4. 13: Schéma de contrôleur flou proposé

### 4.5.3 Modèle flou T-S du convertisseur boost

La conception du contrôleur de stabilisation floue T-S nécessite la transformation du

modèle non linéaire du convertisseur boost sans terme de perturbation dans un modèle flou en utilisant les variables de la tension de sortie  $V_s$  et du courant d'inductance comme variables de décision  $i_L$ . En supposant que ces variables sont bornées comme :

$$\underline{V}_s \leq V_s(t) \leq \bar{V}_s \quad \text{et} \quad \underline{I}_L(t) \leq I_L(t) \leq \bar{I}_L(t) \quad (4.49)$$

Et en utilisant l'approche par secteur non-linéarité, le système non linéaire peut être décrit par les quatre règles floues Si-Alors suivantes :

R 1: Si  $V_s$  est  $F_{11}$  et  $I_L$  est  $F_{21}$  Alors  $\dot{x}(t) = A_1x(t) + B_1\tau(t)$

R 2: Si  $V_s$  est  $F_{11}$  et  $I_L$  est  $F_{22}$  Alors  $\dot{x}(t) = A_2x(t) + B_2\tau(t)$

R 3: Si  $V_s$  est  $F_{12}$  et  $I_L$  est  $F_{21}$  Alors  $\dot{x}(t) = A_3x(t) + B_3\tau(t)$

R 4: Si  $V_s$  est  $F_{22}$  et  $I_L$  est  $F_{22}$  Alors  $\dot{x}(t) = A_4x(t) + B_4\tau(t)$

Où  $F_{11}, F_{12}, F_{21}$  et  $F_{22}$  sont des fonctions d'appartenances

$$\begin{cases} F_{11}(V_s) = \frac{V_s(t) - \underline{V}_s}{\bar{V}_s - \underline{V}_s}, & F_{12}(V_s) = 1 - F_{11}(V_s) \\ F_{21}(I_L) = \frac{I_L(t) - \underline{I}_L(t)}{\bar{I}_L(t) - \underline{I}_L(t)}, & F_{22}(I_L) = 1 - F_{21}(I_L) \end{cases} \quad (4.50)$$

$$A_1 = A_2 = A_3 = A_4 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{RC} \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \bar{V}_s \\ -\frac{1}{C} \bar{I}_L \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \bar{V}_s \\ -\frac{1}{C} \bar{I}_L \end{bmatrix}, B_3 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \underline{V}_s \\ -\frac{1}{C} \underline{I}_L \end{bmatrix}, B_4 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \underline{V}_s \\ -\frac{1}{C} \underline{I}_L \end{bmatrix}.$$

La sortie globale du système est donnée par :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^{r=4} h_i(t) (A_i x(t) + B_i \tau(t)) \quad (4.51)$$

$$\text{Où } h_i(t) = \omega_i(t) / \sum_{i=1}^r \omega_i(t), \quad \omega_i(t) = \prod_{j=1}^n F_{ij} \text{ for all } t > 0, h_i(t) \geq 0 \text{ and } \sum_{i=1}^r h_i(t) = 1$$

Les contrôleurs (C) sont développés pour traiter le problème de stabilisation flou comme suit :

C 1: Si  $V_s$  est  $F_{11}$  et  $I_L$  est  $F_{21}$  Alors  $\tau(t) = -K_1 \tilde{x}(t)$

C 2: Si  $V_s$  est  $F_{11}$  et  $I_L$  est  $F_{22}$  Alors  $\tau(t) = -K_2 \tilde{x}(t)$

C 3: Si  $V_s$  est  $F_{12}$  et  $I_L$  est  $F_{21}$  Alors  $\tau(t) = -K_3 \tilde{x}(t)$

C 4: Si  $V_s$  est  $F_{12}$  et  $I_L$  est  $F_{22}$  Alors  $\tau(t) = -K_4 \tilde{x}(t)$

La sortie finale du régulateur flou est donnée par :

$$\tau(t) = - \sum_{i=1}^r h_i(t) K_i \tilde{x}(t) \quad (4.52)$$

En utilisant l'équation (3.51) et (3.52), le système en boucle fermée peut être réécrit comme suit :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(t) h_j(t) (A_i - B_i K_j) \tilde{x}(t) \quad (4.53)$$

En laissant  $G_{ij} = (A_i - B_i K_j)$ , le système en boucle fermée (3.53) peut être décrit sous la forme suivante :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(t) h_j(t) G_{ij} x(t) \quad (4.54)$$

#### 4.5.3.1 Conditions de stabilités

Le développement du contrôleur de stabilisation floue consiste à obtenir les gains satisfaisant aux conditions du théorème suivantes [77, 82] :

**Théorème :** Le modèle flou continu (4.54) est globalement asymptotiquement stable via la loi de commande PDC, s'il existe une matrice commune définie positive

$$\begin{bmatrix} XA_i^T + A_i X - B_i M_i - M_i^T B_i^T + Y_{ii} & XD^T \\ DX & -X \end{bmatrix} < 0, \quad i = 1, \dots, r \quad (4.55)$$

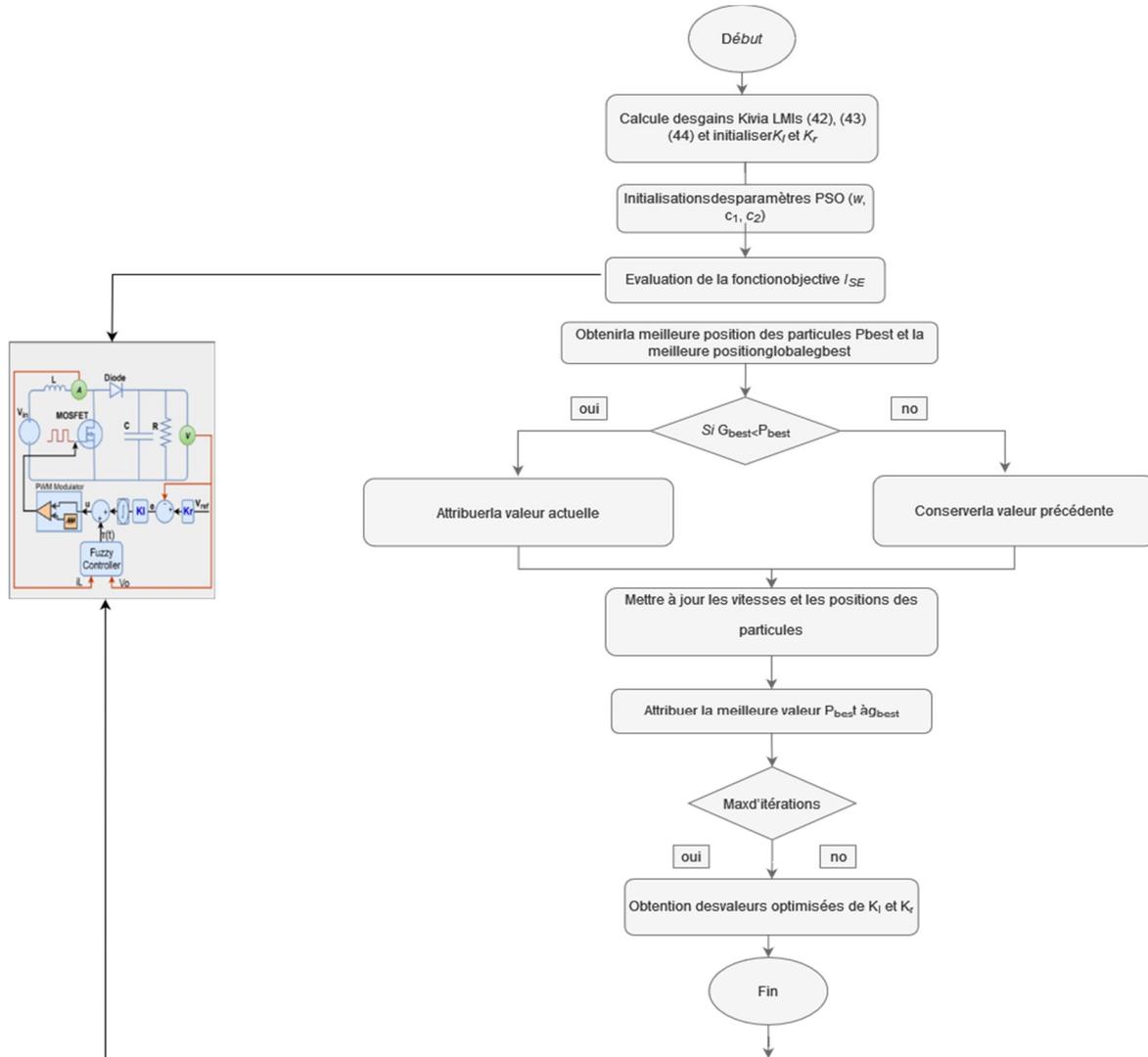
$$XA_i^T + A_i X + XA_j^T + A_j X - B_i M_j - M_j^T B_i^T - B_j M_i - M_i^T B_j^T + 2Y_{ij} \leq 0, \quad i < j \leq r \quad (4.56)$$

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1r} \\ Y_{12} & Y_{22} & \dots & Y_{2r} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \cdot \\ Y_{1r} & Y_{2r} & \dots & Y_{rr} \end{bmatrix} \equiv Y^{\sim} > 0 \quad (4.57)$$

#### 4.5.4 Adaptations des paramètres PID par l'algorithme PSO

Ce travail utilise la technique PSO pour trouver la meilleure valeur du gain intégrateur  $k_i$  et du facteur d'échelle de référence  $K_r$ , chaque particule de l'espace de recherche introduit une solution probable pour  $K_i, K_r$ , qui sont un problème

bidimensionnel. La performance du point de solution probable est déterminée en utilisant l'erreur de signal intégrale (ISE) suivante comme fonction objectif :



$$ISE = \int (e(t))^2 dt \quad (4.58)$$

Figure 4. 14: Organigramme PSO

### 4.6 Résultats de simulation

Les performances du contrôleur proposé sont d'abord vérifiées par des tests de simulation à l'aide du modèle Simulink développé illustré à la figure (4.16) dont les paramètres de convertisseur boost et les paramètres de l'algorithme PSO sont donnés par le tableau (4.1) et (4.2).

Tableau 4. 1: valeurs des Composants du convertisseur boost.

Paramètres	Valeurs
Transistor MOSFET	IRFZ44N
Tension de seuil de la diode	31DF4
Condensateur	470uF
Resistance de charge	56 Ω
Fréquence de commutation	31,4KHz

Tableau 4. 2: valeurs des paramètres du PSO

Paramètres	Valeurs
$w$	0.90
$c_1$	0.12
$c_2$	1.20
Nombre des particules	50
Nombres d'itérations	160

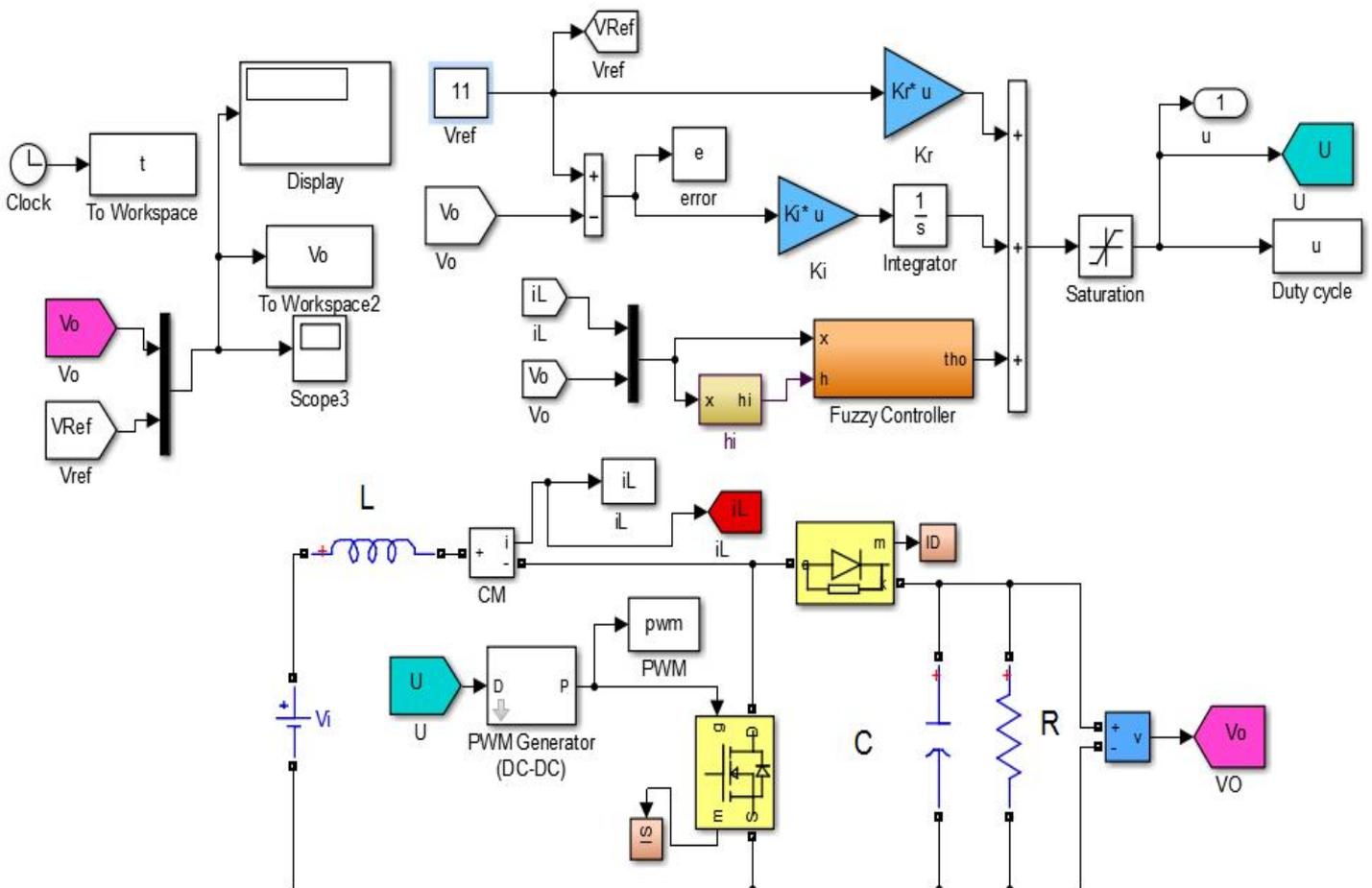


Figure 4. 15: Modèle de Simulink du convertisseur boost commandé par un contrôleur flou T-S.

Les gains de stabilisation floue sont obtenus en résolvant les LMI (4.55), (4.56) et (4.57) comme suit :

$$K_1 = [ 5.0973 \quad -0.2202 ], K_2 = [ 3.4329 \quad -0.0359 ] K_3 = [ 5.0973 \quad -0.2202 ], K_4 = [ 3.4329 \quad -0.0359 ].$$

Et le gain intégrateur et facteur de référence l'échelle sont obtenus en utilisant la technique PSO avec les paramètres donnés dans le tableau 1, comme suit :

$$K_I = 40.5235, \quad K_r = 0.5075$$

Le premier test de simulation est effectué avec une tension de référence souhaité  $V_r = 11V$  et la tension d'entrée  $V_e = 5V$ . Les réponses de la tension de sortie, du courant d'inductance, du signal d'erreur et rapport cyclique sont représentées sur la figure 4.17(a), la figure 4.17 (b), la figure 4.17 (c) et la figure 4.17 (d), respectivement. A partir ces résultats, il est clair que la tension de sortie suit rapidement son signal de référence sans dépassement.

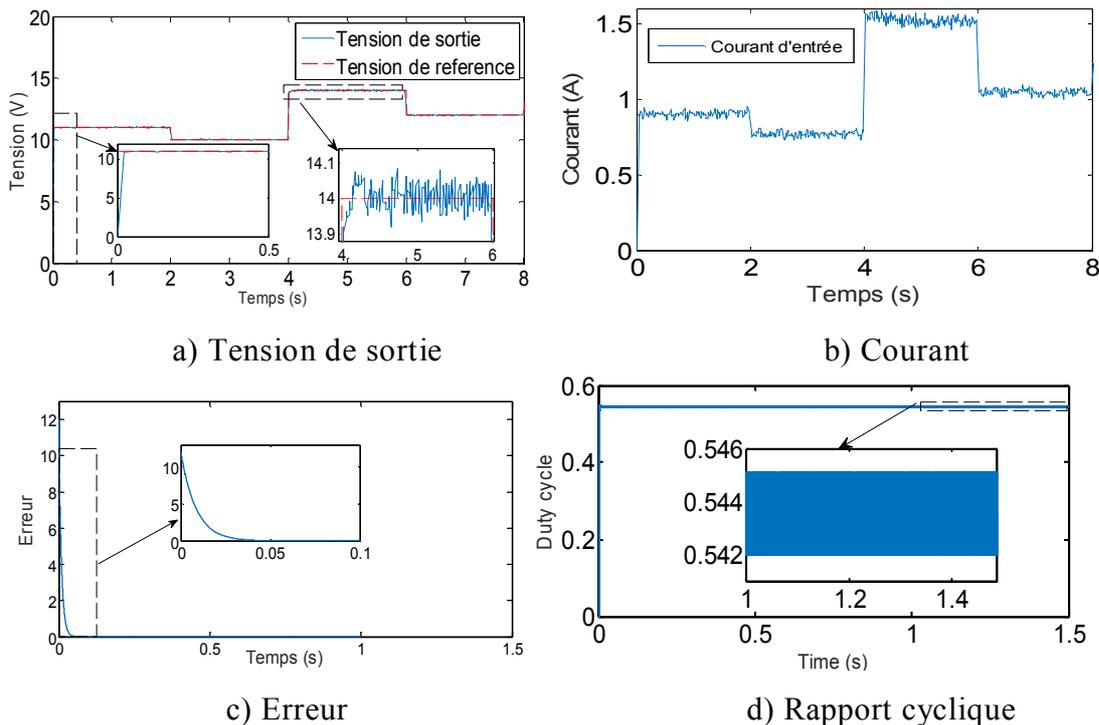


Figure 4. 16: Résultats de simulation pour  $\beta = 11$

La deuxième simulation est effectuée pour tester les performances du contrôleur proposé contre les changements brusques de tension d'entrée et de charge. La tension d'entrée est supposée changer de  $5V$  à  $7V$  à l'instant  $t = 0,5s$ , tandis que la charge résistive est supposée changer de  $50 \Omega$  à  $100 \Omega$  au temps  $t = 1s$ . Les réponses de la tension de sortie et du courant d'inductance (courant d'entrée) sont représentées sur la

figure 4.18 (a) et la figure 4.18 (b), respectivement. Il ressort clairement de ces résultats que, quelle que soit la variation soudaine de la tension d'entrée et de la charge, la tension de sortie suivra rapidement son signal de référence.

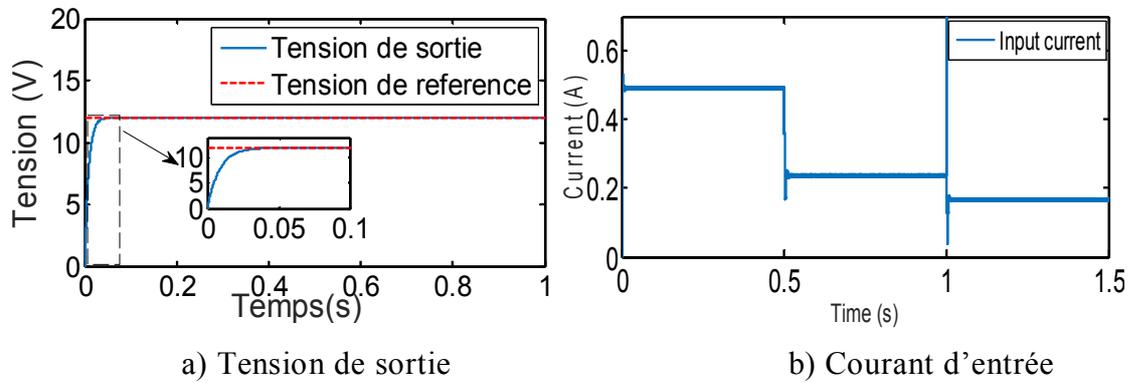


Figure 4. 17: Résultats de simulation pour  $\gamma = 11$

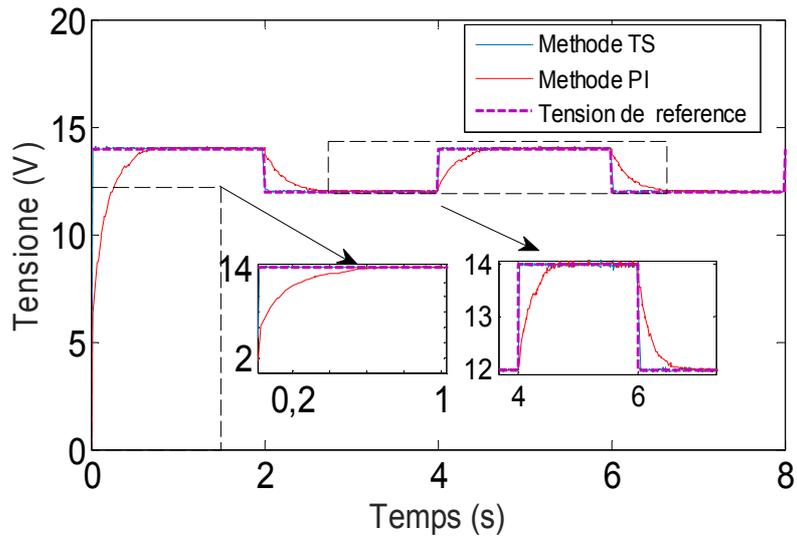


Figure 4. 18: Comparaison entre le contrôleur flou T-S et PID

Tableau 4. 3: Comparaison des performances entre les contrôleurs PI et T- S

Méthode	Contrôleur T-S	Contrôleur PI
Temps de réponse (s)	0.0203	0.3051
Temps de stabilisation (s)	0.0249	0.5476
Dépassement (%)	0.0249	0.4404

## 4.8 Conclusion

Dans ce chapitre, un nouveau contrôleur proposé en utilisant des modèles flous T-S pour piloter la tension de sortie afin de suivre parfaitement les signaux de tension de référence. La loi de commande proposée a deux termes : le premier est un contrôleur de stabilisation floue où leurs gains sont calculés sur la base de conditions suffisantes données sous forme de LMI et résolues à l'aide d'outils d'optimisation. Le deuxième terme est un contrôleur intégral avec un facteur de référence d'échelle où leurs paramètres sont calculés à l'aide de la technique d'optimisation de l'essaim de particules (PSO). La comparaison des performances des contrôleurs proposés et PI montre que celui proposé offre de meilleures performances en termes de limitation de dépassement, de vitesse de suivi, de temps de réponse et de précision. Le contrôleur proposé est implémenté avec succès à l'aide d'un microcontrôleur ATmega2560 et d'un environnement Matlab/Simulink.

# *Conclusion générale*

## Conclusion générale

Les enjeux majeurs des chercheurs et des industriels dans le domaine photovoltaïque sont d'augmenter le rendement et de diminuer les coûts des systèmes photovoltaïques afin de les rendre les plus compétitifs possible. Cependant, ces systèmes présentent des caractéristiques fortement non linéaires et leur production d'énergie dépend des conditions climatiques qui sont hautement aléatoires. Tout cela rend la conception d'un système photovoltaïque optimisé difficile. Le développement de techniques performantes devient indispensable pour palier à ce problème. Dans cette thèse, nous nous sommes intéressés à développer une nouvelle technique MPPT basé sur la combinaison des modèles flous type T-S et l'algorithme d'optimisation par essaim des particules (particul swarm optimisation PSO) pour contrôler la tension de sortie d'un convertisseur boost. Les techniques précédentes souffrent surtout de l'oscillation de la puissance autour du PPM même avec une irradiation stable, ceci est dû à la recherche par variation du rapport cyclique ce qui conduit à la perturbation de la puissance du générateur photovoltaïque.

Les résultats de simulation et expérimentaux ont montré que:

- ✓ Le contrôleur flou T-S proposé est capable de piloter un convertisseur boost à suivre une tension désirée avec de meilleures performances en termes de rapidité et de poursuite.
- ✓ Le contrôleur flou T-S est capable d'extraire le maximum de puissance délivrée par un générateur PV avec une vitesse de poursuite élevée. Il est également plus efficace que les algorithmes conventionnels P&O et INC mais il est difficile à implémenter car il nécessite des capteurs supplémentaires par rapport aux algorithmes conventionnels.

D'après notre modeste expérience, nous pensons qu'il est possible d'améliorer les résultats obtenus en utilisant des modèles d'ordre plus général. Ce qui nous amène, évidemment, à énoncer les futures perspectives suivantes :

Premièrement, nous comptons se plonger dans le domaine de la commande des systèmes photovoltaïque en utilisant des modèles flous de Takagi-Sugeno incertains. Ensuite, on souhaite appliquée de cette méthode pour la recherche globale du PPM dans le cas de l'ombrage partiel

# *Bibliographique*

## **bibliographiques**

- [1] Ajaamoum, M., Kourchi, M., Bouachrine, B., Ihlal, A., Bouhouch, L. (2015). Comparaison du contrôleur flou Takagi-Sugeno et de la commande " P & O " pour l'extraction de la puissance maximale d'un système photovoltaïque [Comparison of Takagi-Sugeno fuzzy controller and the command " P & O " for extracting the maximum power from a photovoltaic system]. *International Journal of Innovation and Applied Studies*, 10(1), 192.
- [2] Allouche, B. (2016). Modélisation et commande des robots: nouvelles approches basées sur les modèles Takagi-Sugeno (Doctoral dissertation, Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambresis).
- [3] Allouche, M., Dahech, K., Chaabane, M., Mehdi, D. (2018). Fuzzy observer-based control for maximum power-point tracking of a photovoltaic system. *International Journal of Systems Science*, 49(5), 1061-1073.
- [4] Alouache naima , Etude de l'effet des divers paramètres sur le rendement photovoltaïque d'une cellule solaire à base du mono-silicium, UNIVERSITE DE BOUIRA, 2018
- [5] Ammar, M. Y. (2007). Mise en œuvre de réseaux de neurones pour la modélisation de cinétiques réactionnelles en vue de la transposition batch/continu (Doctoral dissertation).
- [6] Ankaiah, B., Nageswararao, J. (2013). Enhancement of solar photovoltaic cell by using short-circuit current MPPT method. *International Journal of Engineering Science Invention*, 2(2), 45-50.
- [7] Azizi, A. (2019). Modélisation et optimisation d'un système de production d'énergie photovoltaïque avec un système de stockage hybride (Doctoral dissertation, Université de Annaba-Badji Mokhtar). Office.
- [8] Barbeche, I. (2015). Commande Flous pour une Classe de Modèle Non-linéaire Chaotique sous Forme Takagi-Sugeno: Mise sous Forme LMI (Doctoral dissertation, Université Setif).
- [9] Barreau, M. (2019). Stabilité et stabilisation de systèmes linéaires à l'aide d'inégalités matricielles linéaires. *Quadrature*, (113).
- [10] Bechouat, M. (2017). Commandes non linéaires des systèmes photovoltaïques (Doctoral dissertation, Université de Guelma).
- [11] Belghith, O. B., Sbita, L., Bettaher, F. (2016). MPPT design using PSO technique for photovoltaic system control comparing to fuzzy logic and P&O controllers. *Energy and Power Engineering*, 8(11), 349-366.
- [12] Belkaid, A. (2018). conception et implémentation d'une commande MPPT de haute performance pour une chaine de conversion photovoltaïque autonome (Doctoral dissertation), Université ferhat Abbas-Setif 1.
- [13] Bendib, B. (2018). Une nouvelle approche de modélisation et de commande des systèmes photovoltaïques autonomes (Doctoral dissertation, Université de Setif).
- [14] Benzaouia, A., Hajjaji, A. E., Tadeo, F. (2011). Stabilization of switching Takagi–Sugeno systems by switched Lyapunov function. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 25(12), 1039-1049.
- [15] Bouchakour, A. (2018). Modélisation et Simulation d'un Système de Pompage Photovoltaïque (Doctoral dissertation) Université Djilali Liabes-Sidi-Bel-Abbes.

- [16] Bouchakour, S. (2015). Contribution à l'étude et commande d'un couplage des systèmes hybrides (réseau et photovoltaïque) pour la production d'énergie électrique (Doctoral dissertation, De Sidi-Bel-Abbes).
- [17] Bououden, S., Chadli, M., Zelinka, I. (2014). LMI approach of constrained fuzzy model predictive control of DC-DC boost converter. In *Nostradamus 2014: prediction, modeling and analysis of complex systems* (pp. 205-217). Springer, Cham.
- [18] Boyd, S., El Ghaoui, L., Feron, E., Balakrishnan, V. (1994). *Linear matrix inequalities in system and control theory*. Society for industrial and applied mathematics.
- [19] Cabal, C. (2008). Optimisation énergétique de l'étage d'adaptation électronique dédié à la conversion photovoltaïque (Doctoral dissertation, Université Paul Sabatier-Toulouse III).
- [20] Chadli M., BORNE, P. (2014). Multi modèles: analyse et synthèse-Commande et observation des modèles Takagi-Sugeno.
- [21] Chadli, M., Maquin, D., Ragot, J. (2002, December). Nonquadratic stability analysis of Takagi-Sugeno models. In *Proceedings of the 41st IEEE Conference on Decision and Control, 2002*. (Vol. 2, pp. 2143-2148). IEEE.
- [22] Chao, K. H., Chang, L. Y., Liu, H. C. (2013). Maximum power point tracking method based on modified particle swarm optimization for photovoltaic systems. *International Journal of Photoenergy*.
- [23] Cherifi, A. (2017). Contribution à la commande des modèles Takagi-Sugeno: approche non-quadratique et synthèse D-stable (Doctoral dissertation, Reims), 2011.
- [24] Cho, H., Yoo, S. J., Kwak, S. (2015). State observer based sensor less control using Lyapunov's method for boost converters. *IET Power Electronics*, 8(1), 11-19.
- [25] Ding, B., Huang, B. (2008). Reformulation of LMI-based stabilisation conditions for non-linear systems in Takagi-Sugeno's form. *International Journal of Systems Science*, 39(5), 487-496.
- [26] El-Khozondar, H. J., El-Khozondar, R. J., Matter, K. (2015). Parameters influence on MPP value of the photo voltaic cell. *Energy Procedia*, 74, 1142-1149.
- [27] *Énergie Nouvelles, Renouvelables et Maitrise de l'Énergie*", Disponible à : <http://www.energy.gov.dz> Consulté le 11 Décembre 2021.
- [28] Fouad, K. (2017). Systèmes des énergies renouvelables et leurs intégrations dans les réseaux électriques Année Universitaire: 2016-2017 Membres de Jury Grade Qualité Domiciliation BOUZEBODJA Hamid Professeur Président USTO-MB ALLALI Ahmed Professeur Encadreur USTO-MB DEN (Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf des Sciences et de la Technologie d'Oran).
- [29] Gasso, K. (2000). Identification des systèmes dynamiques non-linéaires: approche multi-modèle (Doctoral dissertation, Vandoeuvre-les-Nancy, INPL).
- [30] Geffroy, C. (2018). Systèmes hybrides pour cellules solaires à pérovskite stables à haut rendement (Doctoral dissertation, Bordeaux).
- [31] Guellal, A., A., MOKHTARI, A., KHERCHI, M. (2016). La Commande MPPT Basée sur les Algorithmes Intelligents Destinée aux Applications Photovoltaïques: Etude comparative et implémentation sur FPGA. Le 4ème Séminaire International sur les Energies Nouvelles et renouvelable, Unité de Recherche Appliquée en Energies Renouvelables, Ghardaïa-Algeria, 24-25.

- [32] Guiza, D., Soufi, Y., Ounnas, D., Metatla, A. (2019). Design and Implementation of Takagi-Sugeno Fuzzy Tracking Control for a DC-DC Buck Converter. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 17(3), 234-243.
- [33] Hadji, S. (2018). Optimisation de la conversion énergétique pour les systèmes à énergie Photovoltaïque (Doctoral dissertation), Université Setif.
- [34] hadji, S., Gaubert, J. P., Krim, F. (2013, October). Maximum Power Point Tracking (MPPT) for Photovoltaic systems using open circuit voltage and short circuit current. In 3rd international conference on systems and control (pp. 87-92). IEEE.
- [35] Ibrahim, E. (2013). Commande intelligente tolérante aux fautes des systèmes multi-sources d'énergie (Doctoral dissertation, Lille 1). Lille 1.
- [36] Ishaque, K., Salam, Z. (2013). A review of maximum power point tracking techniques of PV system for uniform insolation and partial shading condition. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 19, 475-488.
- [37] Isidori, A. (2013). The zero dynamics of a nonlinear system: From the origin to the latest progresses of a long successful story. *European Journal of Control*, 19(5), 369-378.
- [38] Jabri, D. (2011). Contribution à la synthèse de lois de commande pour les systèmes de type Takagi-Sugeno et/ou hybrides interconnectés (Doctoral dissertation, Reims).
- [39] Jiang, Y., Qahouq, J. A. A., Hassan, A., Abdelkarem, E., Orabi, M. (2012, February). Load current based analog MPPT controller for PV solar systems. In 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) (pp. 911-914). IEEE.
- [40] Kau, S. W., Lee, H. J., Yang, C. M., Lee, C. H., Hong, L., Fang, C. H. (2007). Robust  $H_{\infty}$  fuzzy static output feedback control of TS fuzzy systems with parametric uncertainties. *Fuzzy sets and systems*, 158(2), 135-146.
- [41] Khabou, H. (2020). Control of Hybrid Electric Energy Production of a system (Doctoral dissertation, ENIS-SFAX).
- [42] Khenfer, R. (2018). Détection et isolation de défauts combinant des méthodes à base de données appliquées aux systèmes électro-énergétiques (Doctoral dissertation). Université de Setif.
- [43] Kihal, A. (2019). Approche avancée pour l'optimisation d'une installation photovoltaïque interconnectée au réseau (Doctoral dissertation, Université Setif).
- [44] Kim, K. K. (2009). Robust control for systems with sector-bounded, slope-restricted, and odd monotonic nonlinearities using linear matrix inequalities (Doctoral dissertation, University of Illinois at Urbana-Champaign).
- [45] Koad, R. B., Zobaa, A. F., & El-Shahat, A. (2016). A novel MPPT algorithm based on particle swarm optimization for photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 8(2), 468-476.
- [46] KROUR, S. (2015). Optimisation des paramètres d'une cellule photovoltaïque par les algorithmes génétiques (Doctoral dissertation), Université de Setif.
- [47] Lehr, U., Banning, M. (2018). Développement économique local grâce à des projets axés sur les énergies renouvelables en Algérie (No. 2018/06). GWS Research Report.
- [48] Louazene, M. L. (2015). Contribution à l'optimisation des systèmes photovoltaïques utilisés pour l'irrigation dans les zones sahariennes—Application zone de Ouargla (Doctoral dissertation, Université de Batna 2)

- [49] Miyatake, M., Veerachary, M., Toriumi, F., Fujii, N., Ko, H. (2011). Maximum power point tracking of multiple photovoltaic arrays: A PSO approach. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 47(1), 367-380.
- [50] Nedjma, A. (2020). Conception d'une commande MPPT optimale à base d'intelligence artificielle d'un système photovoltaïque (Doctoral dissertation, Thèse de doctorat, Université Bourgogne Franche-Comte, France]. 28).
- [51] Noguchi, T., Togashi, S., Nakamoto, R. (2002). Short-current pulse-based maximum-power-point tracking method for multiple photovoltaic-and-converter module system. *IEEE Transactions on Industrial electronics*, 49(1), 217-223.
- [52] Noman, A. M., Addoweesh, K. E., Mashaly, H. M. (2013). DSPACE real-time implementation of MPPT-based FLC method. *International Journal of Photo energy*.
- [53] Onat, N. (2010). Recent developments in maximum power point tracking technologies for photovoltaic systems. *International Journal of Photoenergy*.
- [54] Ortegon, J. A. A., Souza, R. R., Silva, J. B. C., Cardoso, E. M. (2019). Analytical, experimental, and numerical analysis of a microchannel cooling system for high-concentration photovoltaic cells. *Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering*, 41(6), 1-11.
- [55] Ounnas, D. (2018). Contribution au diagnostique et à la commande passive tolérante aux défauts des systèmes non linéaires (Doctoral dissertation, Université de Setif).
- [56] Ounnas, D., Dhaouadi, G., Youcef, S., Mahmoud, M. (2019, September). Hardware Implementation of Digital PID Controller for DC-DC Boost Converter. In 2019 4th International Conference on Power Electronics and their Applications (ICPEA) (pp. 1-4). IEEE.
- [57] Poulain, G. (2012). Procédés laser pour la réalisation de cellules photovoltaïques en silicium à haut rendement (Doctoral dissertation, INSA de Lyon).
- [58] Sahraoui, H. (2017). Modélisation et commande des convertisseurs DC-DC utilisés dans les systèmes photovoltaïques (théorie et expérimentation) (Doctoral dissertation, Université de Batna 2).
- [59] Soufi, Y., Bechouat, M., Kahla, S., Bouallegue, K. (2014, October). Maximum power point tracking using fuzzy logic control for photovoltaic system. In 2014 International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA) (pp. 902-906). IEEE.
- [60] Subudhi, B., Pradhan, R. (2012). A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems. *IEEE transactions on Sustainable Energy*, 4(1), 89-98.
- [61] Tanaka, K., Wang, H. O. (2001). Fuzzy control systems design and analysis. John Wiley Sons Ltd.
- [62] TOUAL, (2019). Contribution à la Commande et la Gestion des Sources Hybrides d'Energie Electrique (Doctoral dissertation, Université de Batna 2).
- [63] Wang, H. O., Tanaka, K., Griffin, M. F. (1996). An approach to fuzzy control of nonlinear systems: Stability and design issues. *IEEE transactions on fuzzy systems*, 4(1), 14-23 2008.
- [64] Yilmaz, U., Kircay, A., Borekci, S. (2018). PV system fuzzy logic MPPT method and PI control as a charge controller. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 81, 994-1001.

- [65] Zerar, M., Guelton, K., Manamanni, N. (2008). Linear fractional transformation based H-infinity output stabilization for Takagi-Sugeno fuzzy models. *Mediterranean Journal of Measurement and Control*, 4(3), 111-121.