



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE 20 AOUT 1955 - SKIKDA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE MECANIQUE



N. d'ordre: D012120015D

Série :.....

THESE
Pour l'Obtention du Diplôme de
DOCTORAT EN SCIENCES

Spécialité : **Electromécanique**

THEME

**Contribution à l'Etude et Commande
d'un Système Photovoltaïque**

Présenté par : **Dhaouadi GUIZA**

Soutenu le : 11/10/2020

Devant le jury:

Mr. Ammar MEDOUED	Prof	Université 20 Août 1955 Skikda	Président
Mr. Youcef SOUFI	Prof	Université Larbi Tébessi Tébessa	Rapporteur
Mr. Abderrezak METATLA	Prof	Université 20 Août 1955 Skikda	Co-Rapporteur
Mr. Tahar BAHY	Prof	Université Badji Mokhtar Annaba	Examineur
Mr. Ridha KELAIAIA	MCA	Université 20 Août 1955 Skikda	Examineur
Mr. Abdelaziz AOUCHE	MCA	Université Larbi Tébessi Tébessa	Examineur
Mr. Djamel OUNNAS	MCB	Université Larbi Tébessi Tébessa	Invité

Remerciements

Je tiens à remercier en premier lieu **Allah**, le tout puissant, pour la volonté et la patience qu'il m'a donné durant toutes ces longues années de labeur.

Je tiens à remercier vivement monsieur **Youcef SOUFI**, Professeur à l'université Larbi Tébessi de Tébessa, directeur de thèse, pour m'avoir proposé un sujet aussi intéressant, pour son encadrement, ses orientations judicieuses, pour tous ses encouragements, ses suggestions et critiques qui ont facilité énormément l'achèvement du présent travail.

Je remercie également monsieur **Abderrezak METATLA**, Professeur à l'université du 20 Août 1955 de Skikda, pour avoir accepté de codiriger mes travaux, pour sa disponibilité, son aide et pour m'avoir fait profiter de son expérience afin que ce travail se déroule dans de bonnes conditions.

Je tiens également à adresser ma sincère et profonde reconnaissance à Monsieur **Djamel OUNNAS**, Docteur à l'université Larbi Tébessi de Tébessa, pour sa fidélité et sa sincérité avec moi, pour son aide et pour m'avoir permis de profiter de son savoir et sa bonne maîtrise des domaines étudiés dans cette thèse.

Je remercie l'honorable Professeur **Ammar MEDOUD** pour l'honneur qu'il me fait de présider le jury de cette soutenance.

Mes remerciements vont également aux honorables membres du jury, le Prof. **Tahar BAHI**, le Dr. **Ridha KELAIAIA** et le Dr. **Abdelaziz AOUICHE**.

Je tiens aussi à remercier vivement Ami Ali BOURAS pour m'avoir aidé à réviser le présent travail.

Dédicace

À la mémoire de mon père KHALED.

À ma mère.

À ma femme.

*À mes enfants Bailassan, Nidhal,
Naoufel et Aweb.*

À mes frères et soeurs.

À tout ma famille et mes amis.

ملخص: في الوقت الراهن ، من الضروري الانخراط في استخدام موارد الطاقة المتجددة لتغطية الطلب المتزايد على الطاقة وتقليل الاعتماد على الوقود الأحفوري. تكتسب الطاقة الكهروضوئية مكانتها بشكل متزايد ضمن مصادر الطاقة البديلة. ومع ذلك ، فإن الأنظمة الكهروضوئية لها عيبان رئيسيان: حيث أنها تعتمد على الظروف المناخية إضافة إلى عدم خطية خصائصها وهذا يتطلب إضافة محول مستمر- مستمر بين النظام الكهروضوئي والحمل. تستخدم هذه المحولات من ناحية لتكييف جهد خرج النظام مع الجهد المطلوب حيث يتم وصف سلوكها الديناميكي بواسطة نموذج غير خطي والذي يفرض علينا استخدام تحكم قوي وسريع في الوضع العابر. في هذا السياق ، تم تطوير وحدة تحكم تعتمد على نماذج غامضة من نوع Takagi-Sugeno (T-S) للتحكم في محول خافض لإرغام النظام على إتباع جهد مرجعي. كما تستخدم هذه المحولات من ناحية ثانية في النظام الكهروضوئي لاستخراج أقصى قدر من الطاقة إلى الحمل باستخدام أمر نظام لتتبع نقطة الطاقة القصوى (MPPT). في هذا السياق تمت دراسة مختلف تقنيات MPPT. حيث عرضنا نتائج محاكاة تقنية الاضطراب والمراقبة التقليدية (P&O) و تقنية التوصيل التزايدية (INC) والتقنيات التي تعتمد على نماذج المنطق الضبابي بما فيها نوع Mamdani و نوع T-S. تم إجراء الاختبارات التجريبية في الوقت الحقيقي باستخدام لوحات الأردوينو (Arduino Uno، Mega 2560) وبيئة Matlab / Simulink للتحقق من نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها. أولاً ، يتم استخدام حزمة الإدخال / الإخراج (IO) للتحقق من أداء وحدة التحكم الغامضة T-S المقترحة. بعد ذلك ، يتم استخدام حزمة "Simulink for Arduino Hardware" لإنتاج وحدات تحكم MPPT منخفضة التكلفة وعالية الأداء بناءً على خوارزمية P&O أو خوارزمية INC كما تم عرض الكميات الكهربائية في الوقت الفعلي.

الكلمات المفتاحية: طاقة متجددة ، نظام كهروضوئي ، نموذج ضبابي نوع Takagi-Sugeno ، MPPT ، لوحة أردوينو ، بيئة Matlab / Simulink.

Résumé :

De nos jours, il est impératif de s'engager dans l'utilisation de ressources énergétiques renouvelables pour couvrir la demande croissante d'énergie et réduire la dépendance aux énergies fossiles. L'énergie photovoltaïque gagne de plus en plus sa place dans les sources alternatives d'énergie. Cependant, les systèmes photovoltaïques présentent deux inconvénients majeurs : l'influence des conditions climatiques sur la puissance produite et la non linéarité de leurs caractéristiques qui impose la nécessité de l'ajout d'un convertisseur DC-DC entre le système et la charge. Ce convertisseur est utilisé pour adapter la tension de sortie d'un système à la tension désirée. Le comportement dynamique du convertisseur est décrit par un modèle non linéaire. Donc il est nécessaire d'utiliser une commande robuste en régime transitoire. Dans ce cadre un contrôleur basé sur les modèles flous de type Takagi-Sugeno (T-S) est développé pour piloter un convertisseur buck à suivre la tension de référence. Ce convertisseur est également utilisé dans les systèmes photovoltaïques pour extraire le maximum de puissance à la charge à l'aide d'un algorithme de poursuite du point de puissance maximale (MPPT). Dans ce contexte une étude des différentes techniques MPPTs est abordée. Les résultats de simulations des techniques conventionnelles : perturbation et observation (P&O) et conductance incrémentale (INC) et des techniques basées sur les modèles flous de type Mamdani et de type T-S sont présentées.

Des tests expérimentaux en temps réel à l'aide des cartes Arduino (Uno, Mega 2560) et l'environnement Matlab/Simulink sont effectués pour la validation des résultats de simulations obtenues. Dans un premier temps, un package Input/Output (IO) est utilisé pour vérifier les performances du contrôleur flou T-S proposé. Par la suite, un package "Simulink for Arduino Hardware" est utilisé pour réaliser des MPPTs performants et de faible coût basés sur l'algorithme P&O ou INC ainsi que pour l'affichage des grandeurs électriques en temps réel.

Mots clés : énergie renouvelable, système photovoltaïque, modèles flous de type Takagi-Sugeno, MPPT, carte Arduino, environnement Matlab/Simulink.

Abstract :

Today, it is imperative to engage in the use of renewable energy resources to cover the growing demand for energy and reduce dependence on fossil fuels. Photovoltaic energy is increasingly gaining its place in alternative energy sources. However, photovoltaic systems have two major drawbacks : the influence climatic conditions on the power produced and the non-linearity of their characteristics which imposes the necessity of adding a DC-DC converter between the system and the load. This converter is used to adapt the output voltage of the system to the desired voltage. The dynamic feature of the converter is described by a non-linear model. So it is necessary to use a robust control in transient mode. In this context, a controller based on T-S (Takagi-Sugeno) fuzzy models is developed to control a buck converter to follow a reference voltage. This converter is also used in photovoltaic systems to extract the maximum power to the load by using a maximum power point tracking (MPPT) algorithm. In this context a study of the different MPPTs techniques is presented. The simulations results of conventional techniques : perturbation and observation (P&O) and Incremental Conductance (INC), and techniques based on fuzzy logic models Mamdani and T-S types are presented.

Experimental tests in real time using Arduino boards (Uno, Mega 2560) and the Matlab / Simulink environment are carried out to validate the results of simulations obtained. Firstly, an Input / Output (IO) package is used to verify the performance of the proposed T-S fuzzy controller. After that, a " Simulink package for Arduino Hardware" is used to achieve MPPTs with high-performance and low-cost based on the P&O or INC algorithm as well as for displaying electrical quantities in real time.

Key words : renewable energy, photovoltaic system, T-S fuzzy models, MPPT, Arduino board, environment Matlab/Simulink.

Liste des publications

- Revues internationales avec comité de lecture

- 1- **Guiza Dhaouadi**, Soufi Youcef , Ounnas Djamel and Metatla, Abdrezzak, "Design and Implementation of Takagi-Sugeno Fuzzy Tracking Control for a DC-DC Buck Converter", *Advances in electrical and electronic engineering*, Received: 06 October 2018 / Accepted: 21 April 2019, Published online 26 September 2019, [https://DOI:10.15598/aeer.v17i3.3126](https://doi.org/10.15598/aeer.v17i3.3126)

-Conférences internationales avec comité de lecture

- 1- **Guiza Dhaouadi**, Soufi Youcef, Ounnas Djamel and Chenikher Salah, "Implementation of Incremental Conductance Based MPPT Algorithm for Photovoltaic System", In 4th IEEE International Conference on Power Electronics and their Applications (ICPEA), 25-27 September 2019, Elazig, Turkey, pp:1-5, 2019
- 2- **Guiza Dhaouadi**, Ounnas. D, Soufi. Y, Bouden. A and Maamri. M, " Implementation of Modified Perturb and Observe Based MPPT Algorithm for Photovoltaic System", 1th IEEE International Conference on Sustainable Renewable Energy Systems and Applications (ICSRESA), December 04-05, 2019, Tebessa, Algeria (pp. 1-5), 2019.
- 3- **Guiza Dhaouadi**, Ounnas. D, Soufi. Y and Maamri. M, "Implementation of Perturb and Observe Based MPPT Algorithm for Photovoltaic System", In proceedings of the International Symposium on Technology and Sustainable Industry Development. ISTSID'2019, EL OUED, Algeria, 24–26 February 2019 .
- 4- **Guiza Dhaouadi**, Soufi. Y , Metatla, A and Ounnas. D . "Comparative study between the produced power models by the photovoltaic module ", In proceedings of the 3rd International Conference on Electromechanical Engineering ICEE'2018, November 21-22, 2018, Skikda
- 5- **Guiza Dhaouadi**, Soufi. Y, and Metatla, A. " Simulation of photovoltaic pumping system optimized", 5^{ème} Internationale Conférence of Energies Renouvelables CIER'2017, Sousse, Tunisia, 20–22 Decembre 2017, Proceedings of Engineering & Technology-PET. Vol. 27, pp.24-30.
- 6- Ounnas. D, **Guiza Dhaouadi**, Soufi. Y and Maamri. M. " Hardware Implementation of Digital PID Controller for DC-DC Boost Converter", In 4th IEEE International Conference on Power Electronics and their Applications (ICPEA), 25-27 September 2019, Elazig, Turkey, pp:1-5, 2019
- 7- Ounnas. D, **Guiza Dhaouadi**, Soufi. Y, Douadi. R and Bouden. A, "Design and Implementation of a Digital PID Controller for DC–DC Buck Converter". In 2019 1th International Conference on Sustainable Renewable Energy Systems and Applications (ICSRESA), December 04-05, 2019, Tebessa, Algeria. IEEE.
- 8- Bouden. A, Ounnas. D and **Guiza Dhaouadi**, " Efficiency improvement of a thermal photovoltaic hybrid system optimized by using an artificial neural network", In 2019 1th International Conference on Sustainable Renewable Energy Systems and Applications (ICSRESA), December 04-05, 2019, Tebessa, Algeria (pp. 1-5). IEEE.
- 9- Ounnas. D, **Guiza Dhaouadi**, Douadi. R, Soufi. Y and Maamri. M, "Simulation and Hardware Implementation of Fuzzy Logic Controller for DC–DC Boost Converter ". International Meeting on Advanced Technologies in Energy and Electrical Engineering 28-29 Nov. 2019
- 10- Soufi. Y, **Guiza Dhaouadi**, Ounnas. D and Maamri. M. " Power Optimization of Photovoltaic System Connected to the Grid Based on Fuzzy Logic Control ", In 2019 6th International Conference on Green Energy and Environmental Engineering (GEEE'), 27-29 Nov 2019, Tabarka, Tunisia.

- Conférences nationales avec comité de lecture

- 1- **Guiza Dhaouadi**, Soufi. Y , Metatla A and Ounnas. D, «Optimisation d'un Système de Pompage Photovoltaïque», Workshop sur les énergies renouvelables et leurs applications (WERA'18), 14 Mars 2018, Université de Bejaia.

Listes des Symboles et Abréviations

SYMBOLES

<i>Symbole</i>	Désignation	<i>Unité</i>
h	Constante de Planck.	$J.S^{-1}$
c	Vitesse de propagation.	$m.S^{-1}$
I_{pv}	Courant généré par la cellule et fourni à la charge.	A
I_{ph}	Courant généré par la lumière incidente.	A
I_D	Courant traversant la diode.	A
I_s	Courant de saturation.	A
VD	Tension aux bornes de la diode.	V
A	Facteur d'idéalité.	
k	Constante de Boltzman.	$J.K^{-1}$
T	Température.	$^{\circ}K$
Q	Charge de l'électron.	C
I_{cc}	Courant de court-circuit.	A
V_{co}	Tension de circuit ouvert.	V
P_{max}	Puissance maximale.	W
ff	Facteur de forme.	
η	Rendement.	$\%$
P_{inc}	Puissance incidente.	W
Ψ	Flux global.	$W.m^{-2}$
S	Surface du générateur.	m^2
I_{ccr}	Courant de court-circuit de la cellule sous conditions de référence.	A
V_{cor}	Tension de saturation de la cellule sous conditions de référence.	V
G	Irradiation solaire.	$W.m^2$
G_r	Irradiation solaire sous conditions de référence.	$W.m^2$
K_0	Coefficient de variation du courant en fonction de la température.	$mV/^{\circ}C$
Tr	Température de référence.	$^{\circ}K$ ou $^{\circ}C$
E_g	Energie du "band gap" du semiconducteur.	eV
N_s	Nombre des cellules en série.	
N_p	Nombre des cellules en parallèle.	
R_s	Résistance série.	Ω
R_{sh}	Résistance shunt.	Ω
R_M	Résistance interne du transistor <i>MOSFET</i> .	Ω
R_L	Résistance interne de l'inductance.	Ω
R_C	Résistance série équivalente du condensateur.	Ω
V_{PPM}	Tension du point de puissance maximale.	V
I_{PPM}	Courant du point de puissance maximale.	A
P_{PPM}	Puissance du point de puissance maximale.	W
V_{adc}	Tension analogique à la sortie du capteur.	V
$Sens$	Sensibilité.	$mV.A^{-1}$
V_{sd}	Tension de sortie du diviseur de tension.	V
V_m	Tension mesurée.	V
r	Valeur de la résistance qui assure 5V à la sortie du potentiomètre.	Ω
R	Valeur globale du potentiomètre.	Ω

Listes des Symboles et Abréviations

ABREVIATIONS

<i>SPV</i>	Systèmes Photovoltaïques
<i>AIE</i>	Agence Internationale de l'Energie
<i>MPPT</i>	Maximum Power Point Tracking.
<i>PPM</i>	Point de Puissance Maximale.
<i>PID</i>	Proportionnel Intégral Dérivé
<i>P&O</i>	Perturbation et Observation.
<i>HC</i>	Hill Climbing
<i>INC</i>	Incrémentation de la Conductance.
<i>PSO</i>	Optimisation par Essaims Particulaires
<i>GA</i>	Algorithmes Génétiques.
<i>FLC</i>	Algorithmes basé sur les modèles Flous de type Mamdani.
<i>T-S</i>	Takagi-Sugeno.
<i>VDVs</i>	Virtual Desired Variables.
<i>LMI</i>	Linear Matricial Inequality.
<i>Mtep</i>	Mégatonnes d'équivalent pétrole.
<i>AM</i>	Air Mass.
<i>CdTe</i>	Tellure de Cadmium.
<i>CIS</i>	Cuivre/Indium/Sélénium.
<i>GPV</i>	Générateur Photovoltaïque
<i>MOSFET</i>	Transistor à effet de champ d'oxyde de métal
V_{IN}	Tension d'entrée
V_o	Tension de sortie
d	Rapport cyclique.
V_{ref}	Tension de référence.
e	Erreur.
K_p	Gain proportionnel.
K_i	Terme intégral.
K_d	Terme dérivé.
<i>RNN</i>	Réseaux de neurones.
<i>MLI</i>	Modulation de largeur d'impulsions.
ΔG	Conductance incrémentale.
G	Conductance.
K_e, K_{de} et K_u	Gains d'échelle.
e et Δe	L'erreur et la variation de l'erreur.
<i>SIF</i>	Système d'inférence flou.
i_{Lop}	Courant d'inductance optimal.
V_{pvop}	Tension photovoltaïque optimale.
<i>LCD</i>	Liquid Crystal Display.
<i>IDE</i>	Integrated Development Environment

Table des matières

Introduction générale	1
1 Généralités sur les systèmes d'énergies renouvelables	5
1.1 Introduction	6
1.2 Demande mondiale énergétique	6
1.3 Production mondiale d'électricité	7
1.4 Tendances d'énergie dans le monde	8
1.5 Énergies renouvelables	9
1.5.1 Énergie biomasse	9
1.5.2 Énergie hydroélectrique	10
1.5.3 Énergie éolienne	11
1.5.4 Énergie solaire	11
1.6 Production d'électricité d'origine renouvelable dans le monde .	13
1.7 Production d'électricité d'origine renouvelable en Algérie . . .	13
1.8 Conversion photovoltaïque	15
1.8.1 Distribution spectrale	15
1.8.2 Différents types de rayonnements	16
1.8.3 Effet photovoltaïque	17
1.8.4 Technologies des cellules photovoltaïques	18
1.9 Constitution d'un système de conversion d'énergie photovoltaïque	21
1.9.1 Générateur photovoltaïque	21
1.9.2 Convertisseurs DC-DC	21
1.9.3 Onduleur DC-AC	22
1.9.4 Accumulateur d'énergie	22
1.10 Classification des systèmes de conversion d'énergie photovoltaïque	22
1.10.1 Systèmes photovoltaïques autonomes	22
1.10.2 Systèmes photovoltaïques hybrides	22
1.10.3 Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau	23
1.11 Conclusion	24
2 Modélisation d'un générateur photovoltaïque	25
2.1 Introduction	26
2.2 Structure physique et principe de fonctionnement d'une cellule PV	26
2.3 Générateur photovoltaïque	27
2.4 Modélisation du générateur photovoltaïque	28
2.4.1 Modèle idéal	28
2.4.2 Modèle à double diode	29
2.4.3 Modèle à simple diode	30

2.4.4	Paramètres d'une cellule photovoltaïque	31
2.4.5	Caractéristique du générateur PV	34
2.5	Validation du modèle	36
2.6	Paramètres d'influence sur les caractéristiques du générateur PV	37
2.6.1	Influence de l'éclairement	37
2.6.2	Influence de la température	38
2.6.3	Influence de la résistance série	38
2.6.4	Influence de la résistance shunt	39
2.6.5	Influence du facteur de qualité	39
2.7	Association des modules PV	40
2.7.1	Association en série	40
2.7.2	Association en parallèle	41
2.7.3	Association mixte (série/parallèle)	41
2.8	Conclusion	42
3	Modélisation et commande des convertisseurs DC-DC	43
3.1	Introduction	44
3.2	Modélisation des convertisseurs	44
3.2.1	Modélisation d'un convertisseur boost	45
3.2.2	Modélisation d'un convertisseur buck	49
3.3	Commande d'un convertisseur boost par un contrôleur PID	52
3.3.1	Conception du contrôleur PID	52
3.3.2	Résultats de simulation	53
3.4	Commande d'un convertisseur buck par un contrôleur PID	54
3.4.1	Conception du contrôleur PID	55
3.4.2	Résultats de simulation	55
3.5	Commande d'un convertisseur buck par un contrôleur flou T-S	56
3.5.1	Conception du contrôleur flou	57
3.5.2	Modèle d'état d'un convertisseur Buck	58
3.5.3	Modèle flou T-S du convertisseur buck	58
3.5.4	Synthèse du contrôleur flou T-S	59
3.5.5	Stabilité du modèle flou	60
3.5.6	Modèle de référence et contrôleur non-linéaire	61
3.5.7	Résultats simulation	62
3.6	Conclusion	65
4	Maximisation de puissance dans un système PV	66
4.1	Introduction	67
4.2	Principe de la recherche du point de puissance maximale	68
4.3	Classification des méthodes MPPTs	68
4.3.1	Méthodes indirectes	69
4.3.2	Méthodes directes	69

4.3.3	Méthodes MPPTs intelligentes	69
4.4	Principe des méthodes indirectes	70
4.4.1	Méthode basée sur la tension de circuit ouvert	70
4.4.2	Méthode du courant de court-circuit	71
4.4.3	Méthode de tension de référence externe (Cellule pilote)	71
4.5	Méthode Perturbation et Observation	72
4.5.1	Principe de la méthode	72
4.5.2	Résultats de Simulation	74
4.6	Méthode de la Conductance Incrémentale	76
4.6.1	Principe de la méthode	76
4.6.2	Résultats de Simulation	78
4.7	Méthode MPPT basée sur les modèles flous de type Mamdani	80
4.7.1	Fuzzification	81
4.7.2	Moteur d'inférence flou	81
4.7.3	Défuzzification	83
4.7.4	Résultats de Simulation	83
4.8	Méthode MPPT basée sur les modèles flous de type T-S . . .	85
4.8.1	Modèle d'état du système photovoltaïque	86
4.8.2	Modèle flou T-S du système photovoltaïque	87
4.8.3	Synthèse du contrôleur flou T-S	88
4.8.4	Contrôleur non-linéaire et modèle de référence optimale	89
4.8.5	Résultats de simulation	90
4.9	Étude comparative des performances obtenues	92
4.10	Conclusion	94
5	Vérification et validation expérimentale	95
5.1	Introduction	96
5.2	Partie hardware (matériel) du banc d'essai	96
5.2.1	Cartes de contrôle	96
5.2.2	Capteur de courant	97
5.2.3	Capteur de tension	98
5.2.4	Afficheur LCD	98
5.2.5	Oscilloscope USB pour PC	98
5.2.6	Alimentation stabilisée	98
5.2.7	Générateur photovoltaïque	99
5.3	Partie Software (logiciel)du banc d'essai	100
5.3.1	Logiciel de programmation IDE	100
5.3.2	Interfaçage Arduino-Matlab/Simulink	101
5.4	Validation expérimentale du contrôleur flou T-S pour la com- mande d'un convertisseur Buck	103
5.4.1	Prototype réalisé	103
5.4.2	Implémentation du contrôleur flou T-S	104

5.4.3	Résultats expérimentaux	105
5.5	Validations expérimentales des méthodes MPPTs conventionnelles	108
5.5.1	Système photovoltaïque réalisé	108
5.5.2	Implémentation de l'algorithme MPPT	110
5.5.3	Résultats expérimentaux de l'algorithme P&O	112
5.5.4	Résultats expérimentaux de l'algorithme INC	113
5.6	Conclusion	115
	Conclusion et Perspectives	116
	Annexe A : Les modèles flous T–S	118
	Annexe B : Stabilité au sens de Lyapunov	121
	Annexe C : Utilisation du formalisme LMIs	125
	Bibliographie	129

Table des figures

1.1	Production mondiale d'énergie	7
1.2	Production mondiale d'électricité	8
1.3	Prévisions des besoins en énergies renouvelables jusqu'à 2150	9
1.4	Cycle du bois énergie	10
1.5	Énergie hydroélectrique	10
1.6	Énergie éolienne	11
1.7	Énergie solaire thermique	12
1.8	Énergie solaire photovoltaïque	12
1.9	Production d'électricité d'origine renouvelable dans le monde	13
1.10	Programme des énergies renouvelables d'ici 2030	14
1.11	Normes de mesures du spectre d'énergie lumineuse émise par le soleil	15
1.12	Le spectre du rayonnement solaire	16
1.13	Différents rayonnements solaires	16
1.14	Cellules de la première génération	19
1.15	Cellule de la deuxième génération	19
1.16	Cellules de la troisième génération	20
1.17	Schéma synoptique du système de conversion d'énergie PV	21
1.18	Système PV autonome	23
1.19	Système photovoltaïque hybride	23
1.20	Système photovoltaïque connecté au réseau	23
2.1	Structure physique de la cellule photovoltaïque	27
2.2	Présentation d'une cellule, d'un panneau et d'un champ PV	28
2.3	Circuit équivalent d'une cellule PV (modèle idéal)	29
2.4	Circuit équivalent d'une cellule PV (modèle à double diodes)	30
2.5	Circuit équivalent d'une cellule PV (modèle à simple diode)	31
2.6	Caractéristiques $I-V$ et $P-V$ d'une cellule PV	35
2.7	Caractéristiques $I-V$ et $P-V$ du générateur PV	36
2.8	Différentes zones de la caractéristique $I-V$ du générateur PV	37
2.9	Influence de l'éclairement sur les caractéristiques PV	38
2.10	Influence de la température sur les caractéristiques PV	38
2.11	Influence de la résistance série sur les caractéristiques PV	39
2.12	Influence de la résistance parallèle sur les caractéristiques PV	40
2.13	Influence du facteur de qualité sur les caractéristiques PV	40
2.14	Association en série des modules PV	41
2.15	Association en parallèle des modules PV	41
2.16	Association mixte (série/parallèle) des modules PV	42

3.1	Schéma électrique d'un convertisseur boost	45
3.2	Circuits équivalents du convertisseur boost.	45
3.3	Formes d'ondes du convertisseur boost	46
3.4	Schéma électrique d'un convertisseur buck	49
3.5	Circuits équivalents du convertisseur buck	49
3.6	Formes d'ondes du convertisseur buck	50
3.7	Convertisseur boost commandé par un contrôleur PID	52
3.8	Schéma fonctionnel du contrôleur PID	53
3.9	Modèle simulink du convertisseur boost commandé par PID	54
3.10	Résultats de simulation du convertisseur boost commandé par un contrôleur PID	54
3.11	Convertisseur buck commandé par un contrôleur PID	55
3.12	Modèle simulink du convertisseur buck commandé par PID	56
3.13	Résultats de simulation d'un convertisseur buck commandé par PID	56
3.14	Schéma du contrôleur flou T-S proposé	57
3.15	Modèle simulink du convertisseur buck commandé par un contrôleur flou T-S	63
3.16	Résultats de simulation du convertisseur buck commandé par un contrôleur flou T-S	63
3.17	Comparaison entre les contrôleurs flou T-S et PID	64
4.1	Chaîne de conversion PV contrôlée par une commande MPPT	68
4.2	Principe de la méthode de tension de circuit ouvert	70
4.3	Principe de la méthode du courant de court-circuit	71
4.4	Principe de la méthode basée sur une cellule pilote	72
4.5	Principe de la méthode P&O	72
4.6	Organigramme de la méthode P&O	73
4.7	Modèle Simulink du système PV commandé par l'algorithme <i>P&O</i>	74
4.8	Résultats de simulation de l'algorithme <i>P&O</i>	75
4.9	Principe de la méthode INC	76
4.10	Organigramme de la méthode INC	77
4.11	Modèle Simulink du système PV commandé par l'algorithme <i>INC</i>	78
4.12	Résultats de simulation de l'algorithme INC	79
4.13	Principe du contrôleur flou.	80
4.14	Schéma synoptique d'un contrôleur flou	81
4.15	Fonctions d'appartenances de l'erreur et de la variation de l'erreur	82
4.16	Fonctions d'appartenances de la sortie	82
4.17	Modèle Simulink du système PV commandé par le contrôleur flou	83
4.18	Résultats de simulation de l'algorithme <i>FLC</i>	84

4.19	Schéma synoptique d'un contrôleur flou T-S	85
4.20	Circuit électrique d'un convertisseur boost	86
4.21	Boucle de régulation du système photovoltaïque	90
4.22	Modèle Simulink du système PV commandé par le contrôleur flou T-S	91
4.23	Résultats de simulation	92
4.24	Comparaison des algorithmes FLC et flou T-S	93
4.25	Comparaison entre P&O, INC et la méthode flou T-S	93
5.1	Cartes Arduino utilisées.	97
5.2	Capteur de courant et capteur de tension	98
5.3	Éléments d'affichage	99
5.4	Éléments d'alimentation	99
5.5	Interface du logiciel Arduino	100
5.6	Bibliothèque Arduino IO	101
5.7	Bibliothèque Arduino-Target	102
5.8	Bibliothèque "Simulink Support Package for Arduino Hard- ware".	102
5.9	Schéma synoptique pour la validation du contrôleur proposé .	103
5.10	Prototype réalisé	104
5.11	Communication entre la carte Arduino Uno et l'environnement Matlab/Simulink	104
5.12	Modèle Simulink utilisant le package Arduino IO	105
5.13	Résultat expérimental de la tension de sortie	106
5.14	Résultat de simulation de la tension de sortie	106
5.15	Modèle Simulink utilisant le package "Arduino Target"	107
5.16	Résultats expérimentaux pour la tension désirée $v_{od} = 5V$. . .	107
5.17	Schéma synoptique de validation des algorithmes MPPTs . . .	108
5.18	Convertisseur boost controlé par une carte Arduino Mega . . .	109
5.19	Composition du convertisseur boost	109
5.20	Modèle Simulink utilisant le package "Simulink for Arduino Hardware"	110
5.21	Code utilisé pour calculer les signaux acquis	112
5.22	Résultats expérimentaux de l'algorithme P&O	112
5.23	Résultats expérimentaux de l'algorithme INC	113
5.24	Valeurs numériques affichées sur écran LCD	114
5.25	Forme d'onde du rapport cyclique	114
A.1	Secteurs non linéaires	120

Introduction générale

Durant ces dernières années, le progrès technologique et le développement industriel ont conduit à l'augmentation considérable du taux d'émission des gaz à effet de serre qui a entraîné des changements climatiques catastrophiques et qui a conduit au développement des nouvelles sources d'énergies propres et renouvelables pour lutter contre ce problème [Twidell 2015], [Kaddour 2013].

Les ressources d'énergie renouvelables (solaire, éolienne, hydroélectrique, biomasse, géothermique, etc...) présentent des avantages majeurs par rapport aux ressources d'énergie fossile (charbon, pétrole et gaz naturel, etc...), car elles sont durables, disponibles partout sur le globe et plus respectueuses de l'environnement. Pour cela, les énergies renouvelables présentent une solution idéale et efficace pour combler le déficit énergétique et résoudre les problèmes environnementaux [Bouchakour 2018], [Boukli 2011], [Abouda 2015].

Aujourd'hui, l'énergie solaire occupe une place majeure parmi les ressources d'énergie renouvelables à cause de sa disponibilité quotidienne sur la plupart des régions du globe. L'exploitation rationnelle de cette énergie peut couvrir la demande mondiale en besoins énergétiques. Cette exploitation peut se faire de deux manières principales : le solaire photovoltaïque (PV) et le solaire thermique [Boukli 2011], [Benalouache 2017], [Khenfer 2018].

Le solaire PV transforme directement le rayonnement solaire en électricité à l'aide de systèmes photovoltaïques (PV). Ces systèmes présentent plusieurs avantages tels que la simplicité, la rapidité d'installation, la robustesse, la haute fiabilité, l'adaptabilité aux besoins de chaque projet et le faible coût de maintenance [Motahhir 2018], [Amy 2006], [Daoud 2013]. Malgré les avantages des systèmes PV, leurs panneaux présentent deux inconvénients majeurs. D'une part, la puissance produite dépend des conditions climatiques notamment la température et l'irradiation solaire, et d'autre part, ils présentent des caractéristiques (puissance-tension et courant-tension) non linéaires ce que impose l'ajout d'un étage d'adaptation entre les panneaux PV et la charge, connu sous l'appellation de "convertisseur *DC-DC*".

Les convertisseurs *DC-DC*, avec leurs différentes topologies (buck, boost et buck-boost), constituent une partie importante de la chaîne de conversion d'énergie. Ils sont utilisés largement dans les connexions à des batteries d'accumulateurs, les systèmes photovoltaïques et les systèmes hybrides [Reynaud 2011], [Phattanasak 2012]. Ces convertisseurs servent à adapter la tension de sortie d'un système par rapport à la tension désirée. Le comportement dynamique de ces convertisseurs est décrit par un modèle non linéaire [Pradeep 2016]. Il est nécessaire donc d'utiliser une commande robuste en régime

transitoire. Plusieurs recherches ont été développées pour la commande des convertisseurs *DC-DC* tels que la commande *PID* [Guo 2005], la commande à mode glissant [Alsmadi 2018], la commande adaptative [Nizami 2016], la commande basée sur le backstepping [Nizami 2017] et la commande basée sur la logique floue [Bendaoud 2017], [Babu 2019].

Dans un système photovoltaïque, on utilise les convertisseurs *DC-DC* pour transférer le maximum de puissance à la charge à l'aide d'un mécanisme de poursuite du point de puissance maximale ou en Anglais " Maximum Power Point Tracking" (MPPT). Dans la littérature, il existe plusieurs techniques MPPTs qui peuvent être classées en trois catégories à savoir : techniques directes, techniques indirectes et techniques intelligentes.

Les techniques directes les plus populaires sont Perturbation et Observation (P&O), [Elbaset 2016], [Mousa 2019], Hill Climbing (HC) [Bertin 2019] et Incrémentation de la Conductance (INC) [Guiza 2019], [Mirbagheri 2013]. Elles sont largement utilisées dans les systèmes PV commerciaux, en raison de leur faible coût, de leur simplicité et de leur implémentation facile. Toutefois, elles présentent deux inconvénients majeurs : problème d'oscillation autour du point de puissance maximale (PPM) et l'incapacité de suivi du PPM réel lors d'un changement rapide des conditions climatiques. Une étude comparative entre le P&O, l'INC et le HC faite par [Dezso 2013] a conclu que ces méthodes sont en fait équivalentes et offrent des performances similaires.

Pour remédier à ces inconvénients, de nombreuses techniques dites directes ont été proposées ces dernières années. Elles sont basées essentiellement sur la mesure d'une fraction de la tension du circuit ouvert (FOCV) ou sur la mesure d'une fraction de courant de court-circuit (FSCC). Ces techniques sont basées sur la proportionnalité du courant de court-circuit par rapport au courant maximal du point de puissance ou sur celle de la tension du circuit ouvert par rapport à la tension maximale du point de puissance. Cependant, ces techniques isolent le panneau PV pour mesurer le courant de court-circuit ou la tension du circuit ouvert. Par conséquent, les pertes d'énergie augmentent à cause de l'isolement périodique du panneau [Chalh 2018], [Bounechba 2016].

Afin de résoudre les inconvénients des techniques directes et indirectes 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 réseaux de neurones artificielles (ANN) [Bouselham 2017], [Chouay 2019], sur l'optimisation par essais particuliers (PSO) [Nashwa 2019], sur les algorithmes génétiques (GA) [Daraban 2014] et les algorithmes basés sur les modèles flous de type Mamdani (FLC) [Yilmaz 2018], [Youssef 2018] et de type Takagi-Sugeno (T-S) [Menad 2015], [Merwan 2017].

Les modèles flous T-S présentent l'avantage de la description d'un système non linéaire par un ensemble des sous systèmes linéaires interconnectés par

des fonctions non linéaires, ce qui permet d'appliquer la théorie de la commande des systèmes linéaires pour les systèmes non linéaires modélisés par des modèles flous T-S [Tanaka 2004]. En plus, la stabilité et les caractéristiques de performance du système représenté par un modèle T-S peuvent être analysées à l'aide de l'approche fonctionnelle de Lyapunov et peuvent transformer facilement les conditions de stabilité en inégalités matricielles linéaires "Linear Matricial Inequality" (LMI) qui sont résolues efficacement par des techniques de programmation convexes [Takagi 1985], [Zhao 1995].

Dans cette thèse deux contributions ont été développées :

La première contribution porte sur le développement d'un contrôleur flou T-S pour la commande de la tension de sortie d'un convertisseur buck. Le contrôleur proposé est basé sur un concept appelé variables virtuelles désirées ou en anglais "Virtual Desired Variables" (VDVs) qui a été introduit par [Lian 2006]. Dans ce cas, le contrôleur flou T-S proposé est utilisé pour piloter la tension de sortie d'un convertisseur buck afin de suivre la tension de référence. Dans un premier temps, la dynamique du convertisseur buck est représentée par un modèle flou T-S. Ensuite, un contrôleur flou est développé sur la base du concept VDVs pour simplifier la conception du modèle de référence et de la loi de commande. Enfin la stabilité du système flou T-S est analysée par la méthode Lyapunov qui peut être formulée en problèmes LMIs.

La deuxième contribution porte sur l'implémentation en temps réel à base des cartes Arduino (Uno, Méga 2560). La carte Arduino Uno est utilisée pour valider et vérifier les performances du contrôleur flou T-S développé afin de piloter la tension de sortie d'un convertisseur buck à suivre la tension de référence et la carte Arduino Méga 2560 est utilisée pour la validation expérimentale des deux techniques conventionnelles P&O et INC afin de maximiser la puissance du système PV. Dans ses implémentations on a utilisé l'interfaçage entre l'Arduino et l'environnement Matlab/Simulink qui se fait par trois techniques. La première technique consiste à utiliser les fonctions offertes par le langage Arduino qui permet d'envoyer et d'acquérir des données binaires via le port série (USB) et à développer, sous Simulink, un programme pour traiter ou visualiser ces données. La deuxième technique consiste à utiliser la carte Arduino comme une interface d'entrées/sorties à l'aide d'un package IO (Input/Output), ce qui permet de communiquer Matlab ou Simulink avec la carte Arduino via un câble USB. Cette solution nécessite le pré-chargement d'un programme dans la carte Arduino afin que celle-ci fonctionne comme serveur. La troisième technique consiste à utiliser un package appelé "Support Package for Arduino Hardware" qui permet de créer des applications Simulinks qui vont fonctionner de façon autonome sur la carte Arduino.

Cette thèse est structurée en cinq chapitres.

Le premier chapitre décrit d'une manière générale un bref bilan de la production et de la consommation d'énergie, le potentiel énergétique mondiale et

les divers besoins énergétiques liés aux enjeux et contextes énergétiques mondiaux, et en particulier l'Algérie, et aux différents types de technologies, structures et systèmes de conversion d'énergie photovoltaïque toute en introduisant les différentes ressources d'énergies renouvelables pouvant être exploiter.

Le deuxième chapitre est réservé à la présentation de la structure physique et le principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque et la présentation des différents modèles mathématiques toute en choisissant le modèle à simple diode en premier lieu et la simulation du modèle retenu pour montrer l'influence des différents paramètres sur les caractéristiques du générateur photovoltaïque envisagé.

Le troisième chapitre est consacré à la modélisation et à la commande des convertisseurs *DC-DC*. Dans ce chapitre, la première partie a été réservé la modélisation des convertisseurs *DC-DC* de type Boost et Buck et la deuxième partie à la simulation de la commande PID d'un convertisseur boost toute en présentant les résultats issues de la simulation. La dernière partie de ce chapitre est consacré à la commande et à la comparaison entre un contrôleur *PID* et un nouveau contrôleur développé en utilisant une nouvelle technique basée sur les modèles flous de type T-S afin de poursuivre une tension désirée pour la validation et l'amélioration des performances du système considéré.

Le quatrième chapitre est dédié à l'étude par simulation des différentes méthodes de MPPTs utilisées dans les systèmes photovoltaïques pour extraire la puissance maximale. On commence par la classification des méthodes MPPTs en trois groupes : indirectes, directes et intelligentes. Ensuite, les méthodes les plus utilisées P&O et INC et celles basées sur les modèles flous de type Mamdani et de type T-S sont présentées en détail. Enfin, pour démontrer les performances des algorithmes étudiés, une comparaison des résultats de simulation est effectuée et présentée.

Le dernier chapitre est consacré à l'analyse et l'étude par expérimentation et implémentations pratiques en temps réel des résultats de simulation obtenus dans les deux chapitres précédents à l'aide des cartes Arduino et l'environnement MATLAB/Simulink. En premier temps, la carte Arduino Uno et le package Input/Output ont été utilisés pour vérifier l'efficacité et les performances du contrôleur flou T-S développé pour piloter la tension de sortie d'un convertisseur buck à suivre la tension de référence désirée. En suite, des tests pratiques ont été effectués sur un système PV composé d'un générateur PV, d'un convertisseur boost et d'une charge résistive pour la validation des deux techniques de maximisation P&O et INC à l'aide d'une carte Arduino Méga 2560 et du package "Simulink for Arduino Hardware" pour acquérir et afficher les résultats des grandeurs électriques en temps réel.

Cette thèse se termine par une conclusion générale qui résume les différents résultats obtenus tout au long de ce travail et on donne les éventuelles perspectives envisagées.

Généralités sur les systèmes d'énergies renouvelables

Sommaire

1.1	Introduction	6
1.2	Demande mondiale énergétique	6
1.3	Production mondiale d'électricité	7
1.4	Tendance d'énergie dans le monde	8
1.5	Énergies renouvelables	9
1.5.1	Énergie biomasse	9
1.5.2	Énergie hydroélectrique	10
1.5.3	Énergie éolienne	11
1.5.4	Énergie solaire	11
1.6	Production d'électricité d'origine renouvelable dans le monde	13
1.7	Production d'électricité d'origine renouvelable en Algérie	13
1.8	Conversion photovoltaïque	15
1.8.1	Distribution spectrale	15
1.8.2	Différents types de rayonnements	16
1.8.3	Effet photovoltaïque	17
1.8.4	Technologies des cellules photovoltaïques	18
1.9	Constitution d'un système de conversion d'énergie photovoltaïque	21
1.9.1	Générateur photovoltaïque	21
1.9.2	Convertisseurs DC-DC	21
1.9.3	Onduleur DC-AC	22
1.9.4	Accumulateur d'énergie	22
1.10	Classification des systèmes de conversion d'énergie photovoltaïque	22
1.10.1	Systèmes photovoltaïques autonomes	22
1.10.2	Systèmes photovoltaïques hybrides	22
1.10.3	Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau	23
1.11	Conclusion	24

1.1 Introduction

Depuis des années, la production d'énergie électrique est faite principalement à partir de ressources fossiles et de combustible nucléaire. Mais, ces derniers deviennent de plus en plus complexes du point de vue économique et environnementale, et durant les dernières décennies, l'augmentation de la demande et la consommation excessive de ces dernières a conduit à une pollution aggravée de l'atmosphère. Donc, il s'avère nécessaire de trouver d'autres solutions pour prendre la relève [Bouزيد 2009], [Kaddour 2013].

La contrainte est donc d'une source d'énergie économique, durable et peu polluante, car la protection de l'environnement est devenue une nécessité. Plusieurs recherches ont été faites dans le domaine des énergies renouvelables, telle que l'énergie éolienne, hydro-éolienne, biomasse, géothermique, hydraulique ainsi que l'énergie solaire. Dans ce cadre plusieurs systèmes ont été proposés et réalisés afin de répondre aux exigences actuelles [Bouزيد 2009], [Bal 2019], [Cabal 2008].

Actuellement, la technologie PV connaît un essor important par rapport aux autres formes d'énergies car le soleil est disponible en abondance sur toute la surface terrestre. Malgré la diminution du rayonnement lors de la traversée de l'atmosphère, la quantité des rayons qui arrive au sol reste assez importante et peut atteindre les $1000W/m^2$ crête dans les zones tempérées. [Boukhers 2017].

Dans ce chapitre, on présente tout d'abord une vue générale sur les problématiques de la production électrique ainsi que sur celles de l'électricité d'origine renouvelable et la tendance de l'énergie dans le monde. Ensuite on présente un état de l'art sur l'effet photovoltaïque et les différentes technologies des cellules PV. Enfin, on aborde les différentes configurations des systèmes PV, ainsi que leurs structures et leurs utilisations.

1.2 Demande mondiale énergétique

La production énergétique mondiale (énergie primaire) s'élevait, selon l'Agence Internationale de l'Energie (AIE), à 14301 Mtep en 2018 en progression de 18,5% depuis 2008. Les énergies fossiles représentent 80,6 % de cette production (charbon : 26,4 %, pétrole : 31,4 %, gaz naturel : 22,8 %); le reste de la production d'énergie provient du nucléaire (5 %) et des énergies renouvelables (14,4 %), dont 9,9 % de la biomasse, 2,5 % de l'hydraulique et 2 % d'autres énergies renouvelables. Les autres énergies renouvelables comprennent l'énergie éolienne, l'énergie solaire, la géothermie, etc... [IEA 2018], [Boubault 2018], [Foi 2019], comme illustré sur la figure 1.1.

L'AIE impute principalement cette hausse de la demande énergétique à la croissance économique mondiale en 2018 (3,7% contre 3,5% par an en moyenne

depuis 2010) et, dans une moindre mesure, aux conditions météorologiques (besoins de chauffage et de refroidissement en hausse dans certaines régions du monde) [IEA 2018].

La consommation d'énergie dans les pays en voie de développement et les pays d'Asie du Sud-Est devrait poursuivre sa croissance relativement prononcée, alors qu'elle sera plus modeste et stable dans quelques pays développés. Cette consommation atteindra 60% de la production mondiale d'énergie d'ici à 2030 [Sharvini 2018], [Cassoret 2020].

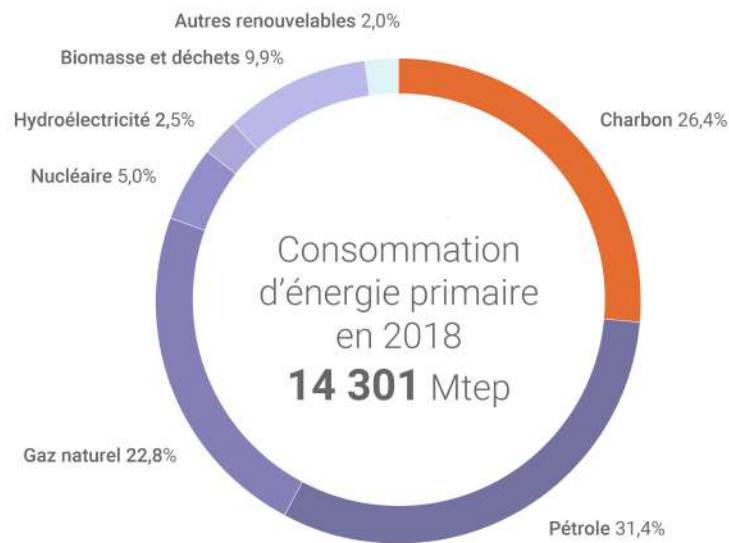


FIGURE 1.1: Production mondiale d'énergie [IEA 2018].

1.3 Production mondiale d'électricité

La production d'électricité est réalisée depuis la fin du 19^e siècle dans des centrales électriques. Les centrales transforment des énergies primaires, généralement grâce à des générateurs électriques entraînés soit par une machine thermique alimentée en combustible fossile (charbon, gaz naturel ou pétrole), en combustible organique (biomasse, déchets) ou en fission nucléaire, soit directement par l'énergie mécanique hydroélectrique ou éolienne. L'énergie solaire et la géothermie sont d'autres sources d'énergie électrique également exploitées.

La part de l'électricité dans la consommation finale d'énergie s'élevait à 18,9 % en 2018 au niveau mondial (équivalent à $26672TWh$). A partir de la figure 1.2 la production mondiale d'électricité en 2018 se répartit comme suit :

65.1 % combustibles fossiles, 10.2 % nucléaire et 25.7 % énergies renouvelables. Les deux principaux pays producteurs d'électricité totalisent 42,5 % de la production mondiale : Chine 25,8 % et États-Unis 16,7 % [Boubault 2018], [Foi 2019] [IEA 2018].

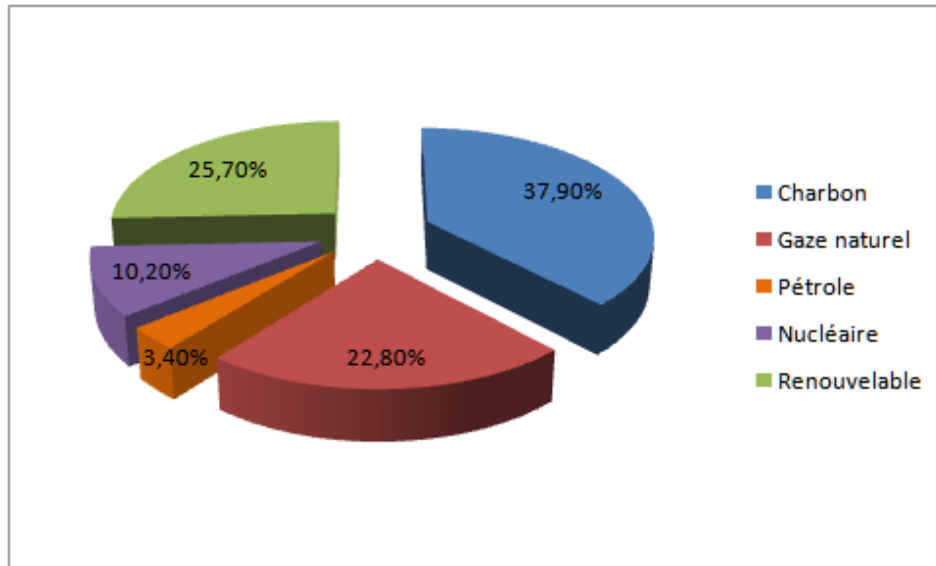


FIGURE 1.2: Production mondiale d'électricité [IEA 2018].

1.4 Tendances d'énergie dans le monde

Selon le rapport annuel 2018 de l'AIE, sur l'évolution prévisible de la production d'énergie, une croissance de plus de 25% de la demande totale d'énergie d'ici à 2040, (figure 1.3) sera due aux besoins des pays émergents. La demande mondiale d'électricité atteindra 60 % et représentera près d'un quart de la demande totale d'énergie contre 19% en 2017 [Vaillancourt 2017], [Kabir 2018].

La demande de charbon et de pétrole devrait reculer par contre la part des énergies renouvelables pourrait atteindre 40% en 2040 alors qu'elle était de 25 % en 2018. L'AIE imagine un autre scénario appelé "le futur est électrique", avec un développement beaucoup plus volontariste des usages de l'électricité pour la mobilité et le chauffage : la demande d'électricité augmenterait alors de 90% au lieu de 60% d'ici à 2040 [Foi 2019], [Jaglin 2019].

La figure 1.3 illustre les prévisions des besoins énergétiques jusqu'à 2150. On remarque que la courbe qui représente la production maximale des énergies fossiles présente un maximum vers ou avant l'année 2020, puis décroît car elle ne sera plus capable de satisfaire la demande. Alors que la zone verte représente l'écart entre la consommation totale d'énergie et la production

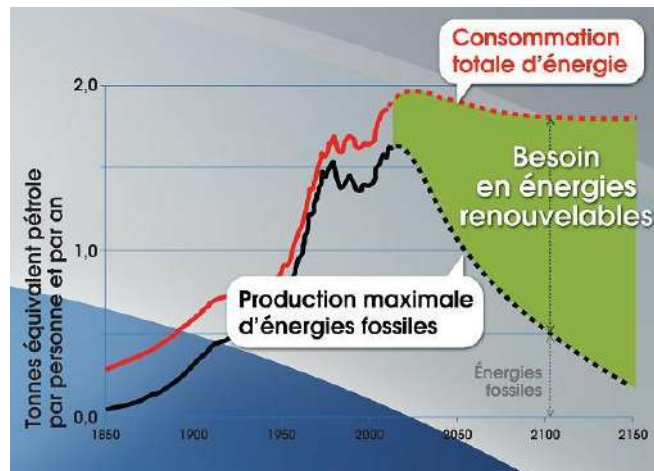


FIGURE 1.3: Prévisions des besoins en énergies renouvelables jusqu'à 2150 [Abouda 2015].

d'énergies fossiles et indique le besoin en énergies renouvelables.

Durant ces dernières années, On remarque que les besoins en énergie ont augmenté alors que les stocks d'énergies fossiles diminuent. Aussi, pour répondre aux besoins mondiaux en énergie, les recherches sur les énergies renouvelables se sont accentuées. Dans ce cadre on passe en revue les types des énergies renouvelables les plus importants dans la prochaine section.

1.5 Énergies renouvelables

De nos jours, le développement et l'exploitation des énergies renouvelables connaissent une forte croissance. Le besoin d'une nouvelle alternative pour la production de l'électricité est l'objet d'études et de discussions entre plusieurs secteurs au niveau d'un grand nombre de pays à travers le monde afin de réaliser un but majeur : assurer la satisfaction des besoins énergétiques pour un bon fonctionnement de l'économie mondiale et minimiser les effets négatifs de l'utilisation des ressources classiques pour la production de cette énergie sur l'environnement [Boyle 2004], [Chu 2018], [Fathabadi 2015]. On cite ci-dessous quelques unes des énergies renouvelables les plus utilisées :

1.5.1 Énergie biomasse

La biomasse est une source d'énergie perpétuelle et renouvelable générée par toute la matière vivante d'origine végétale ou animale de la surface terrestre. Généralement, les dérivés ou déchets sont également classés dans la biomasse. Différents types sont à considérer : le bois énergie et les biocarburants. Le bois énergie est une ressource très abondante, c'est la ressource la

plus utilisée au monde [Cheng 2017] [Dessard 2018]. La figure 1.4 représente le cycle du bois énergie de l'énergie biomasse



FIGURE 1.4: Cycle du bois énergie [Cheng 2017].

1.5.2 Énergie hydroélectrique

L'énergie hydraulique est une énergie renouvelable qui exploite les mouvements de l'eau résultant de l'action du soleil et de la gravité. Le cycle de l'eau (évaporation et précipitations), les marées et les courants marins régénèrent cette source. La force de l'eau est connue et exploitée depuis des millénaires à travers des barrages, des moulins à eau et des systèmes d'irrigation. Plusieurs technologies permettent l'exploitation de l'énergie produite par les chutes ou les mouvements de l'eau. Les roues à aubes la transforment directement en énergie mécanique, tandis que les turbines et les générateurs électriques la transforment en électricité [Bagher 2015] [Romerio 2008].



FIGURE 1.5: Énergie hydroélectrique [Bagher 2015].

1.5.3 Énergie éolienne

L'énergie éolienne est l'une des formes d'énergie renouvelable directement tirée du vent au moyen d'un dispositif aérogénérateur. Cette énergie fut d'abord exploitée à travers les moulins à vent et les voiles de navigation. Aujourd'hui, elle est exploitée à l'aide d'hélices spéciales, appelées éoliennes, muevent par le vent et de mécanismes qui la transforment en énergie électrique. Les éoliennes sont installées sur terre et en mer dans des endroits où le vent atteint une vitesse élevée et constante [Azzouz 2015], [Wagner 2018].



FIGURE 1.6: Site énergie éolienne [Wagner 2018].

1.5.4 Énergie solaire

L'énergie solaire est une source d'énergie qui dépend du soleil. Cette énergie permet de produire de la chaleur à partir des centrales solaires thermiques ou de l'électricité à partir de panneaux photovoltaïques [Myers 2016], [Stutz 2017]. Le soleil fournit une quantité d'énergie énorme environ $15 \cdot 10^{17} kWh/an$. Le besoin global de la terre (besoins électriques + énergie thermique + transport) est de $30 \cdot 10^{13} kWh/an$, le soleil fournit donc annuellement 5000 fois les besoins énergétiques globaux de la terre.

1.5.4.1 Solaire thermique

Le solaire thermique permet de produire de la chaleur à partir des rayons du soleil et à utiliser celle-ci directement pour les usages de l'habitat (eau chaude : sanitaire et chauffage) et pour les divers besoins de l'industrie. La conversion du rayonnement solaire en chaleur se fait grâce à des capteurs solaires thermiques qui absorbent la chaleur solaire et la restitue à un fluide caloporteur (eau, gaz) qui circule vers les lieux d'utilisation [Gatellier 2019], [Alva 2017].

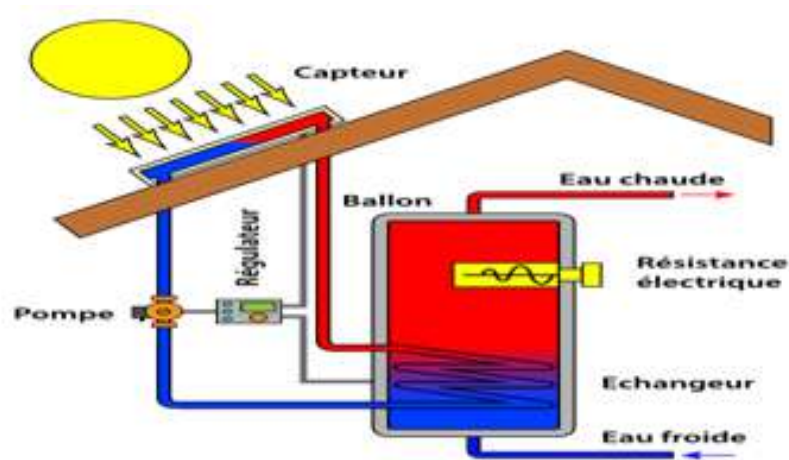


FIGURE 1.7: Énergie solaire thermique [Alva 2017].

1.5.4.2 Solaire photovoltaïque

Cette technologie convertit directement l'énergie solaire en électricité. Cette conversion se fait par l'intermédiaire d'un matériau semiconducteur (comme le silicium) et résulte de l'excitation des électrons par les photons qui leur transfèrent une partie de leur énergie et les rendent mobiles. Les électrons mis en mouvement vont ainsi produire un courant continu. L'élément de base de cette technologie est la cellule photovoltaïque [Sampaio 2017] [Boutillis 2018].



FIGURE 1.8: Énergie solaire photovoltaïque [Sampaio 2017].

1.6 Production d'électricité d'origine renouvelable dans le monde

Afin de réduire la dépendance du secteur de l'électricité aux combustibles fossiles, plusieurs politiques gouvernementales dans le monde, encourageant ou forçant l'adoption de sources de production à faible teneur en carbone, ont été mises en place au cours de la dernière décennie.

En 2018, l'électricité d'origine renouvelable a conforté sa place dans la structure mondiale de la production d'électricité avec $6839TWh$ ce qui représente plus de 26% de celle-ci. Plus des deux tiers de la capacité électrique mondiale nouvellement installée étaient renouvelables. Cette production se répartit comme suit : énergie éolienne (17,8%), hydroélectrique (61,98%), biomasse (9,78%), solaire (8,34%), et autres énergies renouvelables (2,1%) (figure 1.9) [Bunsen 2018], [Hafner 2019].

L'AIE anticipe que, d'ici 2025, la croissance annuelle moyenne de la production d'électricité de sources renouvelables sera quatre fois plus élevée dans la production mondiale de l'électricité [Berahab 2019], [Solorio 2017].

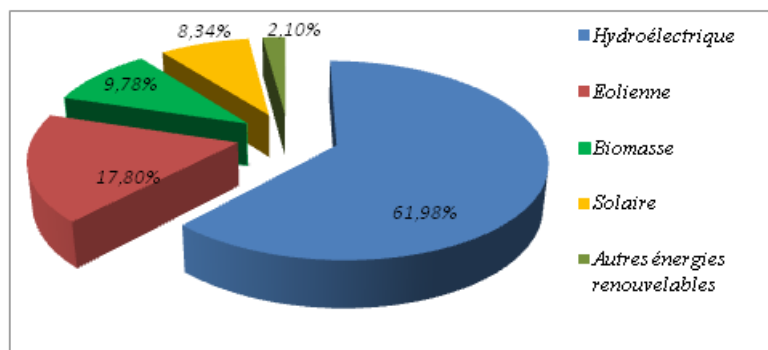


FIGURE 1.9: Production d'électricité d'origine renouvelable dans le monde [IEA 2018].

1.7 Production d'électricité d'origine renouvelable en Algérie

L'Algérie dispose d'un des gisements solaires les plus importants du monde. La durée d'ensoleillement sur la quasi-totalité du territoire national dépasse les 2000 heures annuellement et atteint les 3900 heures (hauts plateaux et Sahara). L'énergie reçue quotidiennement est de l'ordre de $5kWh/m^2$ sur la majeure partie du territoire national, soit près de $1700kWh/m^2/an$ au Nord et $2263kWh/m^2/an$ au Sud du pays. Le tableau 1.1, représente la répartition du potentiel solaire par régions climatiques au niveau du territoire algérien [Sahnoune 2017], [Lehr 2018].

TABLE 1.1: Tableau 1.1 : Répartition du potentiel solaire en Algérie [Lehr 2018].

Régions	Régions côtières	Hauts plateaux	Sahara
Superficie (%)	4	10	86
Durée moyenne d'ensoleillement (<i>h/an</i>)	2650	3000	3500
Irradiation moyenne reçue (<i>KWh/m²/an</i>)	1700	1900	2263

Malgré tout ce potentiel naturel, la production d'électricité d'origine renouvelable ne représente que 0.8% assurée par les énergies hydraulique, éolienne et photovoltaïque. Le reste, soit 99.2% provient des combustibles fossiles notamment le gaz naturel [Rahmouni 2017], [Sahnoune 2017], [Smai 2016].

L'Algérie s'engage dans une nouvelle ère énergétique durable en amorçant une dynamique d'énergie propre basée sur une stratégie de mise en valeur de ressources renouvelables et leur utilisation pour diversifier ses sources d'énergie. Le groupe Sonalgaz, dans son programme de développement des énergies nouvelles et renouvelables, prévoit la réalisation de 67 projets de production d'énergies renouvelables, soit 27 centrales photovoltaïques, 27 centrales hybrides, 6 centrales solaires thermiques et 7 centrales éoliennes [Aissaoui 2017], [Khraief 2018]. La figure 1.10 illustre le programme de développement des énergies renouvelables prévu d'ici 2030 en Algérie.

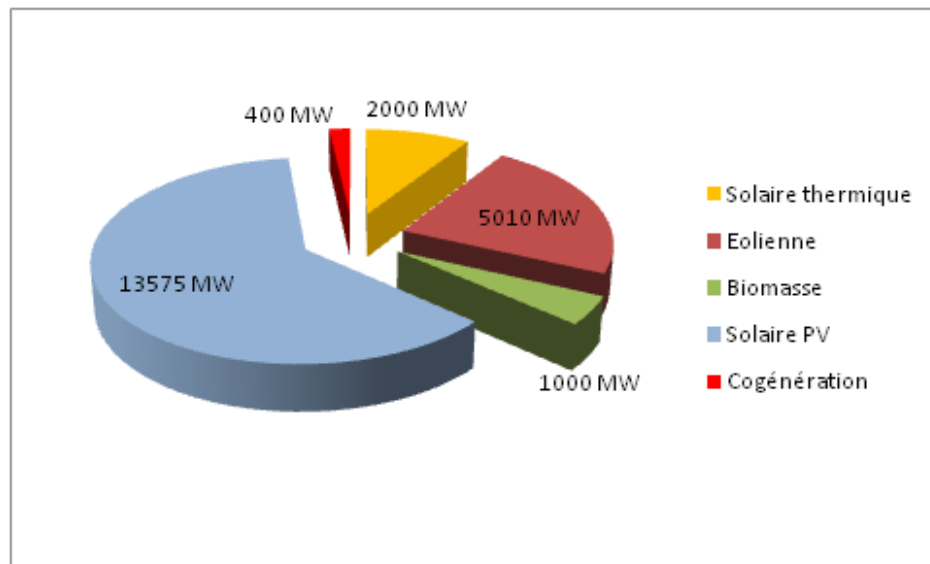


FIGURE 1.10: Programme des énergies renouvelables d'ici 2030 [Khraief 2018].

1.8 Conversion photovoltaïque

La conversion de l'énergie solaire est une opération qui consiste à transformer l'énergie des photons provenant du soleil sous forme d'ondes électromagnétiques en énergie électrique. Pour obtenir cette opération, il est nécessaire de mettre en œuvre des dispositifs optoélectroniques appropriés appelés " cellules photovoltaïques " ou " photopiles solaires ".

1.8.1 Distribution spectrale

Le rayonnement solaire est constitué de photons, dont la longueur d'onde s'étend de l'ultraviolet ($2,5\mu m$) à l'infrarouge lointain ($3\mu m$), et transportant chacun une énergie E , qui répond elle même à la relation suivante :

$$E = hv = \frac{hc}{\lambda} \quad (1.1)$$

où :

h est la constante de Planck, $h = 6,62.10^{-34} JS^{-1}$.

c est la vitesse de propagation, $c = 3108mS^{-1}$.

Pour caractériser le spectre solaire en termes d'énergie émise, on utilise la notion AM pour "Air Mass", dans l'espace hors atmosphère terrestre AM0. L'énergie transportée par le rayonnement solaire sur une distance soleil-terre est de l'ordre de $1350W/m^2$ (figure 1.11). En traversant l'atmosphère, le rayonnement solaire subit une diminution et une modification de son spectre due aux phénomènes d'absorption et de diffusion dans les gaz. Sa valeur est de l'ordre de $1000W/m^2$ au niveau du sol, à 90° d'inclinaison AM1.

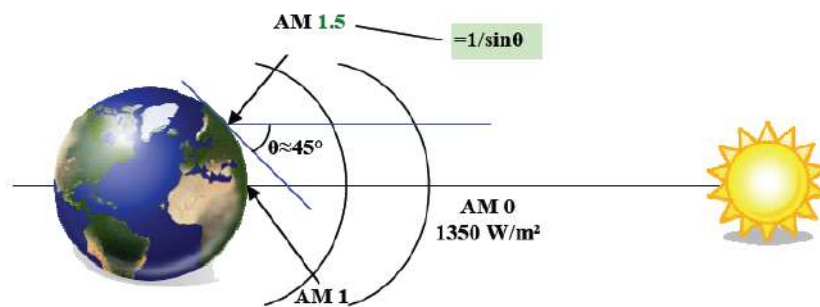


FIGURE 1.11: Normes de mesures du spectre d'énergie lumineuse émis par le soleil [Abouda 2015].

La valeur du rayonnement global reçu au sol est déterminée en lui ajoutant le rayonnement diffus dont la trajectoire entre le soleil et le point d'observation n'est pas géométriquement rectiligne et qui est dispersé ou réfléchi par l'atmosphère ou bien le sol. En considérant ceci, on obtient une référence du

spectre global notée $AM1.5$ avec une puissance de $1000W/m^2$. La figure 1.12 représente le spectre du rayonnement solaire de nos latitudes [Merahi 2018].

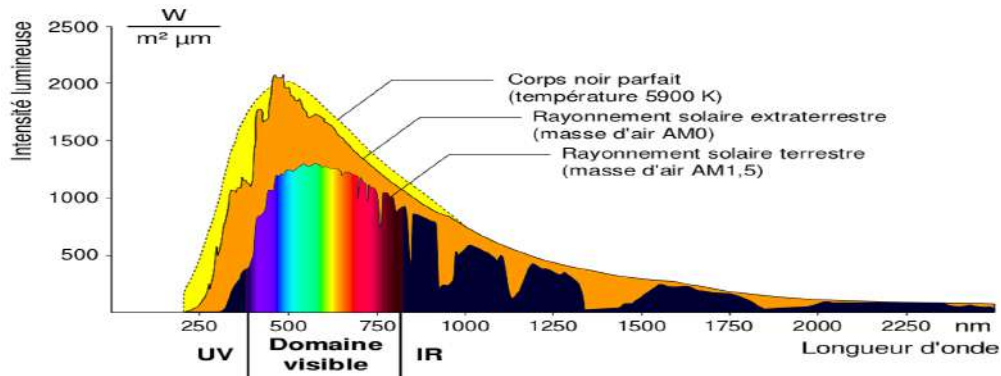


FIGURE 1.12: Le spectre du rayonnement solaire [Nyamsi 2014].

1.8.2 Différents types de rayonnements

La figure 1.13 représente les différents rayonnements qui sont le rayonnement direct, le rayonnement diffus, l'albédo et le rayonnement global.

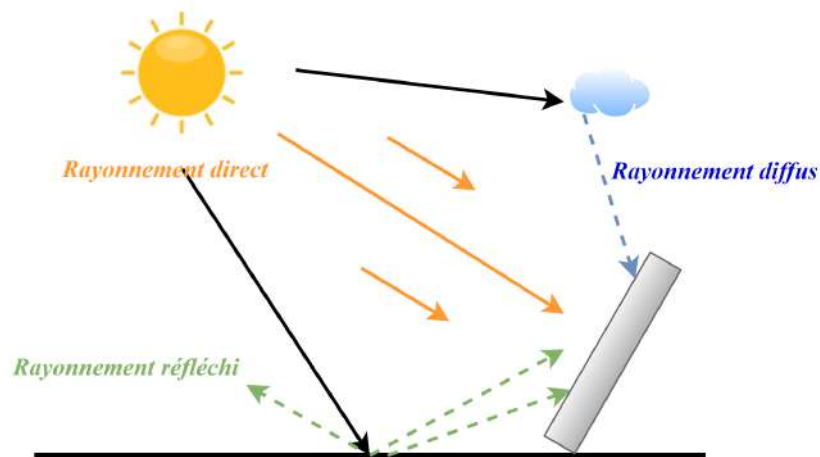


FIGURE 1.13: Différents rayonnements solaires.

1.8.2.1 Rayonnement direct

Le rayonnement direct est le rayonnement reçu directement du soleil. Il peut être mesuré par un pyréliomètre [Aissaoui 2017].

1.8.2.2 Rayonnement diffus

Le rayonnement diffus est le rayonnement émis par des obstacles (nuages, sol, bâtiments) et provient de toutes les directions. Il peut être mesuré par un pyranomètre avec écran masquant le soleil.

1.8.2.3 Albédo

L'albédo du sol est le rayonnement qui est réfléchi par le sol ou par des objets se trouvant à sa surface. Cet albédo peut être important lorsque le sol est particulièrement réfléchissant (eau, neige).

1.8.2.4 Rayonnement global

Le rayonnement global est le rayonnement émis par le soleil incident sur un plan donné et c'est la somme du rayonnement direct et diffus. Il est mesuré par un pyranomètre ou un solarimètre sans écran.

1.8.3 Effet photovoltaïque

Le mot "photovoltaïque" est la combinaison de deux mots : "photos", mot d'origine grecque qui signifie lumière, et "Volta", référence au nom du physicien italien Alessandro Volta, qui a inventé la première pile électrique en 1800 [Bendib 2018], [Tebboub 2015].

L'effet photovoltaïque a été découvert par le physicien français Edmond Becquerel [Mishra 2012] en 1839. Il avait constaté que lorsque la lumière tombe sur deux électrodes métalliques immergées dans un électrolyte une différence de potentiel s'établit entre-elles [Loferski 1993].

En 1873, Smith a découvert la photo-conductivité du solide, le sélénium (Se). Environ quatre ans après, William Adams et Richard Day [Green 1990] étaient les premiers à observer l'effet PV à l'état solide. En 1883, Charles Fritts [Bendib 2018] a produit la première cellule solaire à grande surface en utilisant un film de Se [Abdelkader 2017].

Après la découverte de l'électron par Thomson en 1897, il a alors été démontré que les électrons ont été libérés par la lumière incidente sur la surface, ce qui explique pourquoi seuls les particules chargées négativement pourraient être déchargées par l'action de la lumière [Lelong 1997].

Le premier effet photovoltaïque avec une cellule au silicium a été observé en 1941 par Russel Ohl [Ohl 1946] des laboratoires Bell Téléphone aux États-Unis. L'effet photovoltaïque avec une cellule au germanium a été rapporté par Benzer [Benzer 1947] en 1946 et par Pantchechnikoff en 1952 [Pantchechnikoff 1952].

C'est en 1954 que la cellule solaire a reçu beaucoup d'intérêt, initié par les travaux de Daryl Chapin et al [Chapin 1954] des laboratoires Bell Téléphone

sur les cellules au silicium monocristallin, et Williams et al [Williams 1960] du laboratoire de "US Air Force Aerospace" sur les cellules au sulfure de cadmium.

Les premières applications de ces cellules solaires comme source d'énergie ont été faites sur des vaisseaux spatiaux et des satellites à partir de 1958. La crise énergétique des années 70 a stimulé les gouvernements et les industriels à investir dans la technologie photovoltaïque et ses applications terrestres [Navarro 2008]. Ainsi, cette époque a été une période d'innovation dans le développement des cellules à base de silicium, avec des améliorations remarquables des rendements de conversion d'énergie atteints. Parallèlement, il y avait un regain d'intérêt à l'égard de leur utilisation terrestre.

Au cours des années 80, la technologie photovoltaïque terrestre a progressé régulièrement par la mise en place de plusieurs centrales de quelques mégawatt. Elle est même devenue familière à des consommateurs à travers de nombreux produits de faible puissance y faisant appel : montres, calculatrices, balises radio et météorologiques, pompes et même réfrigérateurs solaires [Mekemeche 2017].

Aujourd'hui, malgré les impacts négatifs de la crise économique qui a commencé en 2008, le photovoltaïque est encore en croissance à un rythme extraordinaire. Les laboratoires de recherche et les industries travaillent en collaboration pour développer de nouveaux concepts ou de nouveaux procédés susceptibles d'améliorer le rendement et de réduire les coûts des cellules PV [Lévêque 2008].

1.8.4 Technologies des cellules photovoltaïques

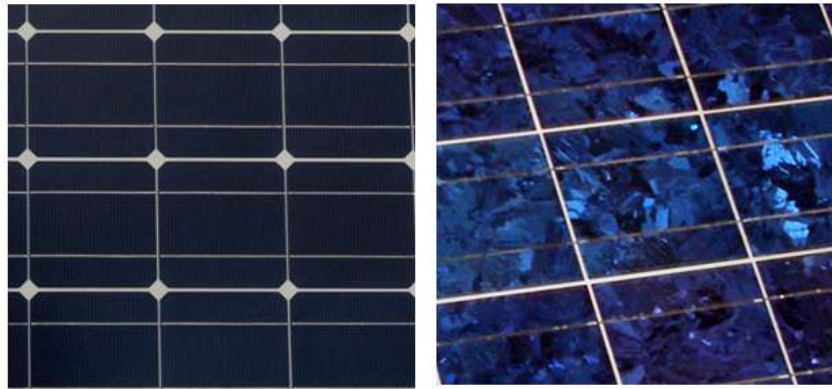
En réalité, il existe aujourd'hui trois types principaux de cellule solaire suivant leur mode de production :

1.8.4.1 Technologie de la première génération

la première technologie photovoltaïque recourt aux cellules de silicium monocristallin ou poly cristallin. Les cellules monocristallines sont des photopiles élaborées à partir de silicium cristallisé en un cristal unique de deux couches (figure 1.14(a)). Leur rendement est de 16 à 18%, mais leur fabrication est complexe et consommatrice d'énergie. Les cellules poly-cristallines sont fabriquées à partir d'un bloc de silicium cristallisé sous forme de cristaux multiples (figure 1.14(b)). Leur rendement moyen est de 13 à 15% et leur coût de production est un peu moins élevé que celui des cellules monocristallines [Bennoussa 2007], [Bouzaki 2017].

1.8.4.2 Technologie de la deuxième génération

La deuxième technologie fait appel aux cellules de silicium amorphe qui se composent de couches de silicium très minces appliquées sur un support en verre, en plastique souple ou en métal englobant plusieurs types à savoir les cellules au silicium amorphe (a-si), au tellurure de Cadmium (CdTe) et au cuivre/indium/sélénium (CIS) ou cuivre/indium/Gallium/sélénium (CIGS). Leur prix est plus faible que celui des cellules cristallines. A l'origine, leur rendement était faible entre 7 et 11% mais elles fonctionnent avec un éclairage faible, captent très bien le rayonnement diffus et sont donc moins sensibles aux variations du rayonnement direct [Conibeer 2006], [Rajbongshi 2019].



((a)) Cellules de silicium monocristallin ((b)) Cellules de silicium polycristallin

FIGURE 1.14: Cellules de la première génération.



FIGURE 1.15: Cellule de la deuxième génération.

1.8.4.3 Technologie de la troisième génération

La troisième technologie a pour objectif de développer des cellules à haute efficacité en utilisant la technologie de la deuxième génération avec de nouveaux matériaux non toxiques et très abondants constituées de molécules or-

ganiques caractérisées par leurs flexibilité et légèreté. Les principaux avantages de ces cellules sont :

- réduction de coût par watt de pointe.
- possibilité de production à grande échelle ;
- robustesse mécanique.
- rendement élevé à haute température

Il existe trois types de cellules dans cette catégorie :

a) Cellules multicouches : ce sont des cellules constituées de plusieurs couches minces basées sur un semi-conducteur formé entre une anode photosensibilisée et un électrolyte. Elles sont constituées de cinq couches différentes qui permettent un balayage plus large du spectre solaire. Le rendement de ces cellules est très élevé, il dépasse parfois les 40%. Ces cellules ont été développées pour les applications spatiales (satellites et exploration) [Bendena 2019], [Libert 2018].

b) Cellules à concentration : la production de l'énergie photovoltaïques par concentration nécessite l'utilisation d'un système de miroirs paraboliques ou de lentilles optiques qui concentrent la lumière sur de petites cellules photovoltaïques à haute performance. Pour un bon fonctionnement, on utilise un mécanisme pivotant pour suivre le mouvement du soleil durant toute la journée. Le rendement obtenu par cette technologie est important : supérieur à 50% [Payet 2019], [Ortegon 2019].

c) Cellules organiques : les cellules photovoltaïques organiques sont des cellules dont au moins la couche active est constituée de molécules organiques. Celles-ci sont plus fines, flexibles, moins chères à produire et résistantes par rapport aux autres types de cellules utilisées, mais leur rendement est inférieur à 8% [Wang 2016], [Navarro 2008].

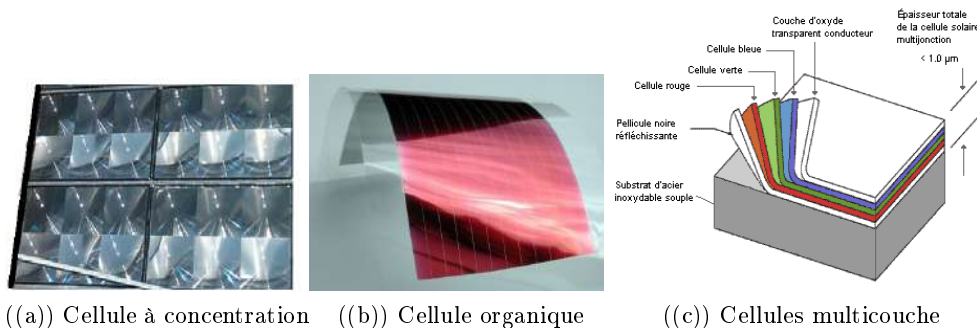


FIGURE 1.16: Cellules de la troisième génération.

1.9 Constitution d'un système de conversion d'énergie photovoltaïque

Un système photovoltaïque comporte un ensemble d'organes distincts ou de sous-systèmes en relation entre-eux. L'élément de base est le sous-système de captation ainsi que l'ensemble de conditionnement de l'énergie électrique produite aux spécifications des récepteurs. Cet ensemble regroupe tous les équipements entre le système de captation de l'énergie solaire (champ PV) et les récepteurs.

La figure 1.17 représente le schéma synoptique des éléments du système le plus général, mais dans la pratique les systèmes utilisent des éléments appropriés aux types de charges et aux conditions locales.

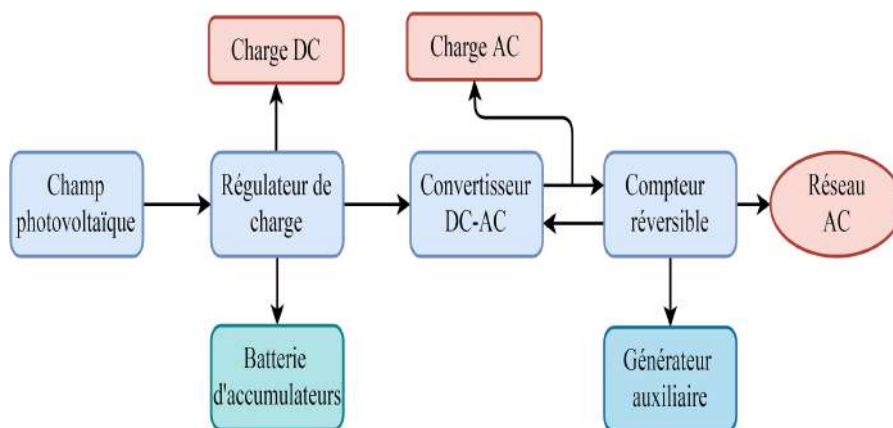


FIGURE 1.17: Schéma synoptique du système de conversion d'énergie PV.

Un système de conversion d'énergie photovoltaïque est généralement constitué de trois ou quatre éléments principaux : le générateur photovoltaïque (GPV), le convertisseur (DC-DC), l'onduleur (DC-AC) et l'accumulateur d'énergie.

1.9.1 Générateur photovoltaïque

Le générateur PV est un capteur photovoltaïque qui fonctionne comme un générateur de courant continu en présence du rayonnement solaire. Il est constitué d'un ensemble de cellules photovoltaïques reliées entre elles, il sert de module de base pour les installations photovoltaïques, notamment les centrales solaires photovoltaïques.

1.9.2 Convertisseurs DC-DC

Généralement le convertisseur DC-DC est utilisé pour réguler la tension de sortie, mais son rôle, dans le cadre de la chaîne PV, est de faire l'adapt-

tation entre le générateur PV et la charge pour un transfert de puissance maximale. Ceci se fait en maintenant le point de fonctionnement sur ou assez proche du point de puissance maximale pour n'importe quelles conditions de fonctionnement (rayonnement, température, caractéristique de charge, etc.).

1.9.3 Onduleur DC-AC

Un onduleur est un dispositif d'électronique de puissance permettant de générer des tensions et des courants alternatifs à partir d'une source d'énergie électrique à tension continue. Il assure la fonction inverse d'un redresseur. Dans une installation photovoltaïque autonome, un onduleur réseau a pour principe de transformer une tension continue en une tension alternative, mais dans ce cas avec une fréquence équivalentes à celle du réseau [Belhadj 2019].

1.9.4 Accumulateur d'énergie

Pour stocker l'énergie produite par les panneaux PV, en vue d'une utilisation ultérieure, il existe plusieurs types d'accumulateurs de stockage (batterie), mais la technologie la plus utilisée est celle de la batterie au plomb acide à cause de son faible coût et de sa disponibilité [Viallet 2018].

1.10 Classification des systèmes de conversion d'énergie photovoltaïque

Les systèmes de conversion d'énergie PV sont classés en trois types : autonomes, hybrides et raccordés au réseau. Le type à choisir dépendra des besoins énergétiques et du site.

1.10.1 Systèmes photovoltaïques autonomes

Les systèmes autonomes sont des systèmes qui ne dépendent d'aucune autre source d'énergie et dont le rôle est d'alimenter un ou plusieurs consommateurs (habitations, éclairage public, pompage PV...) dans les sites isolés. Dans la plus part des cas, les systèmes autonomes nécessitent des accumulateurs pour stocker l'énergie afin d'assurer l'alimentation malgré l'intermittence de la production. [Menad 2015].

1.10.2 Systèmes photovoltaïques hybrides

Les systèmes hybrides sont généralement des systèmes PV couplés à une autre source d'énergie (éolienne ou groupe électrogène par exemple) dotés d'accumulateurs de stockage d'énergie, leur rôle est de palier aux insuffisances

1.10. Classification des systèmes de conversion d'énergie photovoltaïque

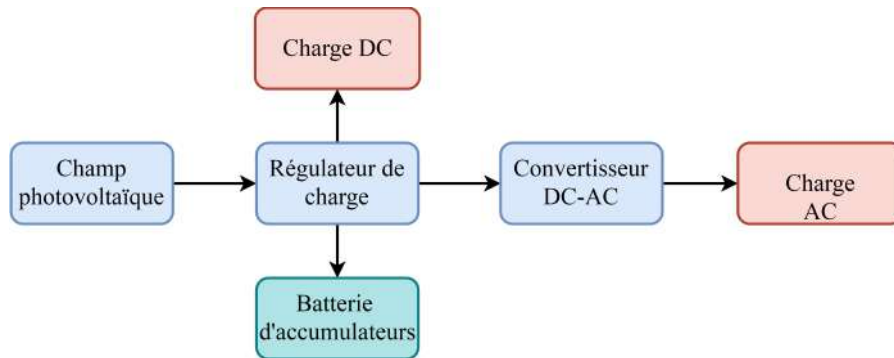


FIGURE 1.18: Système PV autonome.

éventuelles de la production photovoltaïque lorsque la demande d'énergie est élevée [Geffroy 2018].

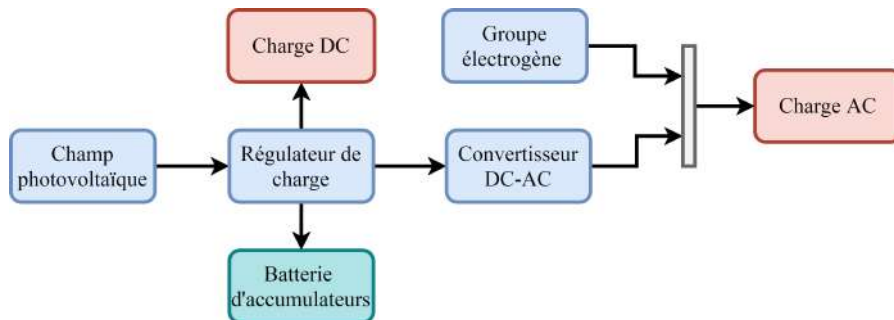


FIGURE 1.19: Système photovoltaïque hybride.

1.10.3 Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau

Les systèmes photovoltaïques connectés au réseau ont pour rôle principal de contribuer à la production d'électricité d'origine renouvelable sur un réseau. Ce sont des systèmes couplés directement au réseau électrique à l'aide d'un onduleur. Ces types de systèmes offrent beaucoup de facilités pour le producteur et le consommateur, car ils assurent l'équilibre entre la production et la consommation d'électricité. Et en cas de coupure réseau, l'onduleur bascule sur la source auxiliaire tout en assurant la protection de découplage qui supprime les risques d'électrocution d'éventuels intervenants [Zaghba 2017].

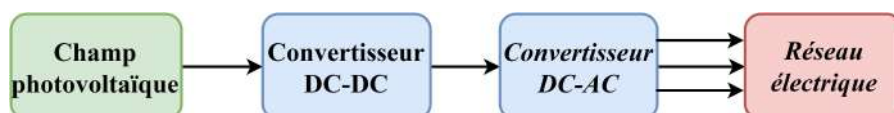


FIGURE 1.20: Système photovoltaïque connecté au réseau.

1.11 Conclusion

Dans ce chapitre, on a donné un aperçu sur la production et la consommation mondiale d'énergie électrique conventionnelle et renouvelable. Puis, on a présenté la tendance énergétique des ressources fossiles et renouvelables dans le monde et en Algérie. Ensuite, un état de l'art sur l'effet photovoltaïque a été présenté et les différentes technologies des cellules PV, telles que : les cellules à base de silicium (cristallin et amorphe), les cellules en couches minces et autres technologies (cellules multicouches, à concentration, organiques, etc.), ont été expliquées. Enfin, les éléments constitutifs des systèmes PV ont été présentés. Par la suite, nous avons classifié les différents types de ces systèmes selon les besoins énergétiques et les sites concernés.

Modélisation d'un générateur photovoltaïque

Sommaire

2.1	Introduction	26
2.2	Structure physique et principe de fonctionnement d'une cellule PV	26
2.3	Générateur photovoltaïque	27
2.4	Modélisation du générateur photovoltaïque	28
2.4.1	Modèle idéal	28
2.4.2	Modèle à double diode	29
2.4.3	Modèle à simple diode	30
2.4.4	Paramètres d'une cellule photovoltaïque	31
2.4.5	Caractéristique du générateur PV	34
2.5	Validation du modèle	36
2.6	Paramètres d'influence sur les caractéristiques du générateur PV	37
2.6.1	Influence de l'éclairement	37
2.6.2	Influence de la température	38
2.6.3	Influence de la résistance série	38
2.6.4	Influence de la résistance shunt	39
2.6.5	Influence du facteur de qualité	39
2.7	Association des modules PV	40
2.7.1	Association en série	40
2.7.2	Association en parallèle	41
2.7.3	Association mixte (série/parallèle)	41
2.8	Conclusion	42

2.1 Introduction

La modélisation est une étape très importante dans l'étude d'un système PV. Elle représente le fonctionnement du système réel représenté par des équations mathématiques et qui précède toutes les phases de dimensionnement, d'optimisation et de simulation.

Pour étudier les mécanismes physiques à l'intérieur de la cellule PV et les différents paramètres qui affectent ses caractéristiques, plusieurs méthodes ont été développées pour la modélisation de la cellule PV, non seulement pour l'augmentation de son rendement, mais aussi pour simuler son comportement et optimiser ses différentes caractéristiques.

Dans la littérature, on trouve plusieurs modèles mathématiques identifiant ou représentant la cellule PV : modèle idéal, modèle à simple diode [Vergara 2016] et modèle à double diodes [Manuel 2018] dont les paramètres varient de quatre à sept. Ces paramètres ne sont pas généralement des quantités mesurables ou des valeurs données par le fabricant. En conséquence, ils doivent être déterminés à partir des systèmes d'équations ($I - V$) à divers points de fonctionnement donnés par le constructeur ou tirés des essais expérimentaux.

Dans ce chapitre on présente la structure physique d'une cellule PV et son principe de fonctionnement. Ensuite, on étudie la modélisation du générateur PV pour déterminer les caractéristiques $I(V)$ et $P(V)$ ainsi que les influences des différents paramètres climatiques et autres sur ces dernières. Enfin, on présente l'association des générateurs PV (en série, en parallèle et en mixte).

2.2 Structure physique et principe de fonctionnement d'une cellule PV

La cellule PV, appelée aussi photopile, est fabriquée à l'aide de matériaux semiconducteurs. On peut la définir comme une diode plate sensible à la lumière. La cellule PV permet la conversion directe de l'énergie lumineuse en énergie électrique. Elle se compose de deux couches N et P qui sont dopées différemment. La couche "N" présente un excès d'électrons périphériques et la couche "P" présente un déficit de ces derniers [Salmi 2014].

Lorsque les photons sont absorbés par le semi-conducteur, ils peuvent arracher des électrons aux atomes de silicium présents dans les couches "N" et "P". Ceci crée alors une différence de potentiel entre les deux couches. Cette différence est mesurable entre les connexions des bornes, positive et négative, de la cellule. A travers une charge, plus le nombre de photons absorbés est important plus le nombre d'électrons libérés, c'est-à-dire le courant généré, est important [Baouali 2018], [Said 2017].

La figure 2.1 représente la structure physique de la cellule photovoltaïque.

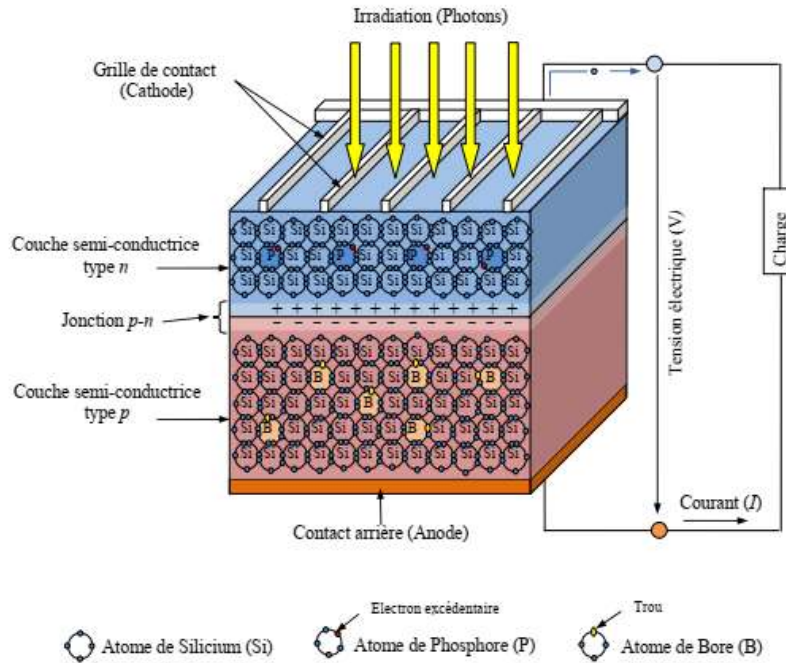


FIGURE 2.1: Structure physique de la cellule photovoltaïque [Bendib 2018].

2.3 Générateur photovoltaïque

Le générateur photovoltaïque (GPV) est l'assemblage des cellules PV , des connexions, des pièces de protection et des supports etc... Ainsi, n'importe quel dispositif PV (cellules solaires, modules, panneaux,..) peut être désigné par le terme " générateur PV ". Pratiquement, la cellule solaire PV ne produit qu'une très faible puissance électrique, typiquement de 1 à 3 W avec une tension de 0.5 à 1.5 V selon les technologies utilisées [Haraoubia 2019].

Pour obtenir une puissance plus élevée, généralement, on assemble les cellules PV en série encapsulées sous verre pour former un module. Les modules sont connectés en série et/ou en parallèle pour former un panneau. Plusieurs panneaux regroupés sur un même site forment un champ PV (Figure 2.2).

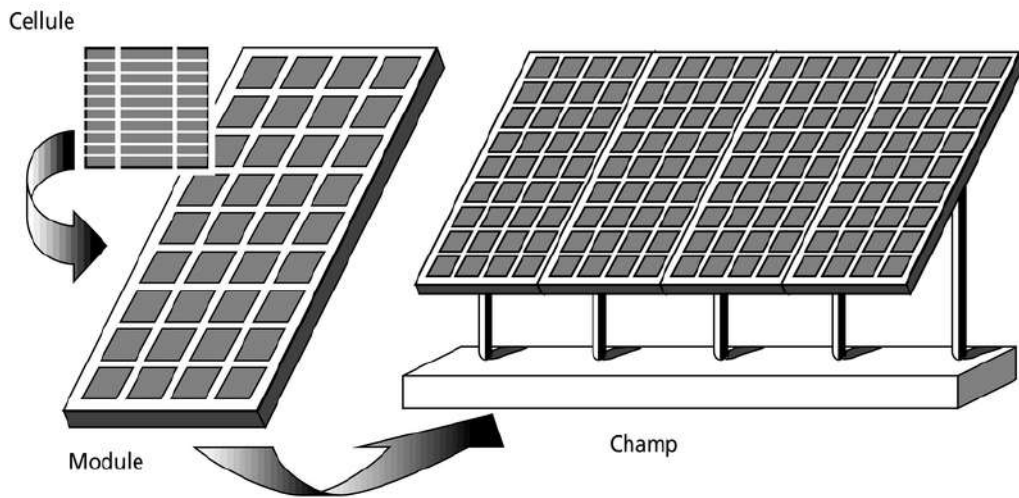


FIGURE 2.2: Présentation d'une cellule, d'un panneau et d'un champ PV.

2.4 Modélisation du générateur photovoltaïque

La modélisation du générateur PV passe nécessairement par un choix judicieux de circuit électrique équivalent de la cellule PV et afin de développer un circuit équivalent d'une cellule PV, il est nécessaire de comprendre la configuration physique des éléments de la cellule aussi bien que les caractéristiques électriques de chaque élément. Selon ce point de vue, plusieurs modèles mathématiques sont développés pour représenter le comportement non linéaire de la cellule. Ces modèles se différencient entre-eux par les procédures mathématiques et le nombre de paramètres intervenant dans le calcul de la tension et du courant de la cellule PV. On présente trois modèles de cellule à savoir :

2.4.1 Modèle idéal

C'est le modèle le plus simple pour représenter la cellule PV, car il ne tient compte que du phénomène de diffusion. La cellule PV peut être étudiée à partir du circuit équivalent, donné par la figure 2.3, qui est composé d'un générateur de courant et d'une diode en parallèle [Krouer 2015].

L'expression du courant aux bornes de la cellule peut être donnée par l'équation suivante :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_D \quad (2.1)$$

où

I_{pv} : courant généré par la cellule et fourni à la charge.

I_{ph} : courant généré par la lumière incidente.

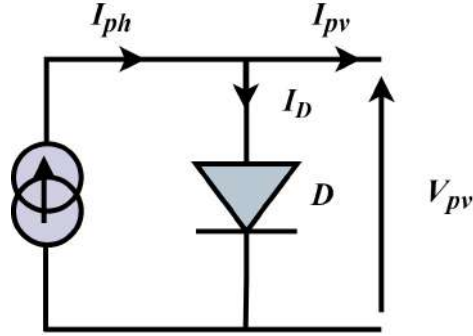


FIGURE 2.3: Circuit équivalent d'une cellule PV (modèle idéal).

I_D : courant traversant la diode.

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

$$I_D = I_s \left[\exp\left(\frac{V_D}{AU_T}\right) - 1 \right] \quad (2.2)$$

U_T est le potentiel thermodynamique représenté par :

$$U_T = \frac{KT}{Q} \quad (2.3)$$

où

I_s : courant de saturation.

V_D : tension aux bornes de la diode.

A : facteur d'idéalité.

k : constante de boltzman ($K = 1.38.10^{-23} J.K^{-1}$).

T : température.

Q : charge de l'électron ($Q = 1.9 * 10^{-19} C$).

L'équation 2.1 devient :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_s \left[\exp\left(\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{AU_T}\right) - 1 \right] \quad (2.4)$$

2.4.2 Modèle à double diode

La figure 2.4 représente le circuit électrique équivalent d'un modèle basé sur une double diode. Il se compose d'une source de courant modélisant le flux lumineux, de deux diodes pour la polarisation de la cellule, d'une résistance shunt et d'une résistance série [Metatla 2013], [Belhaouas 2013].

Selon la loi de Kirchhoff on peut écrire :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_{D1} - I_{D2} - I_{sh} \quad (2.5)$$

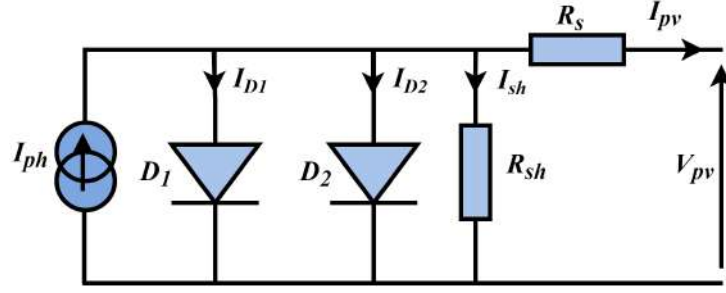


FIGURE 2.4: Circuit équivalent d'une cellule PV (modèle à double diodes).

où I_{D1} et I_{D2} sont respectivement, les courants traversant les diodes $D1$ et $D2$.

I_{sh} est le courant dérivé par la résistance shunt.

Les courants I_{D1} et I_{D2} sont donnés par les expressions suivantes :

$$I_{D1} = I_{s1} \left[\exp\left(\frac{V_{D1}}{A_1 U_T}\right) - 1 \right] \quad (2.6)$$

$$I_{D2} = I_{s2} \left[\exp\left(\frac{V_{D2}}{A_2 U_T}\right) - 1 \right] \quad (2.7)$$

Le courant électrique produit par la cellule est alors donné par l'expression suivante :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_{s1} \left[\exp\left(\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{A_1 U_T}\right) - 1 \right] - I_{s2} \left[\exp\left(\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{A_2 U_T}\right) - 1 \right] - \left(\frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{R_{sh}} \right) \quad (2.8)$$

2.4.3 Modèle à simple diode

Dans ce travail, on s'intéresse à un modèle à simple diode avec cinq paramètres L5P (Lumped model with 5 Parameters) à cause de sa simplicité et de sa précision.

la figure 2.5 représente le schéma équivalent de ce modèle qui est composé d'un générateur de courant, dont la valeur du courant est proportionnelle à l'éclairement reçu à la surface de la cellule PV, d'une diode, d'une résistance parallèle (shunt) et d'une résistance série [Aydin 2019], [Yildiran2016 2016].

A partir du circuit équivalent de ce modèle, on peut écrire :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_D - I_{sh} \quad (2.9)$$

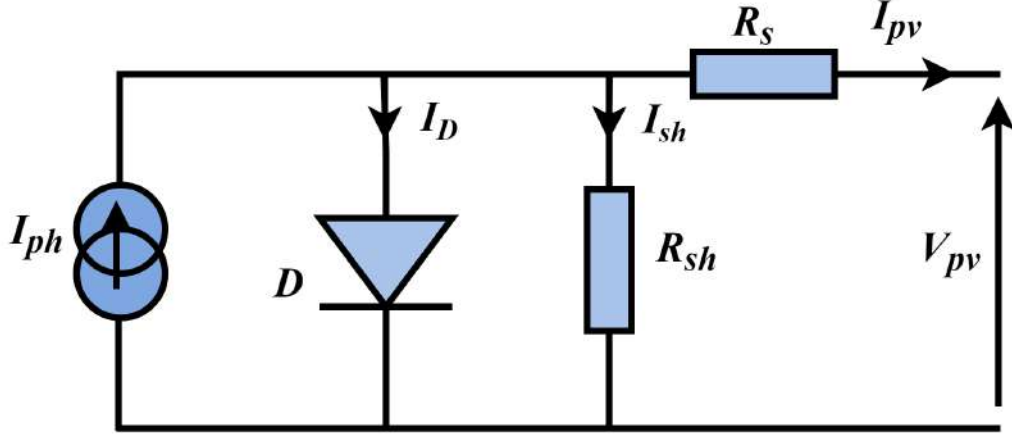


FIGURE 2.5: Circuit équivalent d'une cellule PV (modèle à simple diode).

$$I_{pv} = I_{ph} - I_D - \left(\frac{V_{pv} + I_{pv}R_s}{R_{sh}} \right) \quad (2.10)$$

Dans ce cas, le courant électrique produit par la cellule devient comme suit :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_s \left[\exp \left(\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{AU_T} \right) - 1 \right] - \left(\frac{V_{pv} + I_{pv}R_s}{R_{sh}} \right) \quad (2.11)$$

2.4.4 Paramètres d'une cellule photovoltaïque

Les paramètres de la cellule photovoltaïque extraits des caractéristiques courant-tension, permettent de comparer différentes cellules éclairées dans des conditions identiques.

2.4.4.1 Courant de court-circuit

Le courant de court-circuit (I_{cc}) est le courant obtenu en court-circuitant les bornes de la cellule (en prenant $V_{pv} = 0$ dans le schéma équivalent). Il croît linéairement avec l'intensité d'illumination de la cellule et dépend de la surface éclairée, de la longueur d'onde du rayonnement, de la mobilité des porteurs et de la température [Sadok 2011]. On peut écrire :

$$I_{cc} = I_{ph} - I_s \left[\exp \left(\frac{R_s I_{cc}}{AU_T} \right) - 1 \right] - \left(\frac{I_{cc}R_s}{R_{sh}} \right) \quad (2.12)$$

Pour la plupart des photopiles (dont la résistance série est faible), on peut négliger le terme $I_s \left[\exp \left(\frac{R_s I_{cc}}{AU_T} \right) - 1 \right]$ devant I_{ph} .

L'expression rapprochée du courant de court-circuit est alors :

$$I_{cc} \simeq \frac{I_{ph}}{\left(1 + \frac{R_s}{R_{sh}}\right)} \quad (2.13)$$

$$I_{cc}(V_{PV} = 0) \simeq I_{ph} \quad (2.14)$$

2.4.4.2 Tension de circuit ouvert

La tension de circuit ouvert (V_{co}) est obtenue quand le courant qui traverse la cellule est nul. Elle dépend de la barrière d'énergie et de la résistance shunt. Elle décroît avec la température et varie peu avec l'intensité lumineuse [Zegaoui 2011]. On peut écrire :

$$V_{co}(I_{pv} = 0) = AU_T \cdot \ln \left(\frac{I_{ph}}{I_s} + 1 \right) \quad (2.15)$$

2.4.4.3 Puissance maximale

La puissance fournie au circuit extérieur par une cellule PV sous éclairage dépend de la résistance de charge. Cette puissance est maximale pour un point de fonctionnement P_{pvmax} (I_{pvmax} , V_{pvmax}) de la courbe courant-tension (le courant compris entre 0 et I_{cc} et la tension comprise entre 0 et V_{co}) [Bouden 2018]. Donc, la puissance fournie par la cellule est donnée par le produit ($V_{pv} \cdot I_{pv}$) c.à.d :

$$P_{pv} = V_{pv} \left[I_{ph} - I_s \left(\exp \left(\frac{V_{pv}}{AU_T} \right) - 1 \right) \right] \quad (2.16)$$

Cette puissance fournie est maximale au point défini par :

$$\frac{\partial P_{pv}}{\partial V_{pv}} = \frac{\partial I_{pv}}{\partial V_{pv}} + I_{pv} = 0 \quad (2.17)$$

$$I_{ph} - I_s \left(\exp \left(\frac{V_{pv}}{AU_T} \right) - 1 \right) - V_{pv} I_s \left(\frac{1}{AU_T} \right) \exp \left(\frac{V_{pv}}{AU_T} \right) = 0 \quad (2.18)$$

La tension V_{pvmax} et le courant I_{pvmax} correspondant au maximum de puissance, sont alors donnés par :

$$\left(1 + \frac{V_{pvmax}}{AU_T} \right) \exp \left(\frac{V_{pvmax}}{AU_T} \right) = 1 + \frac{I_{ph}}{I_s} \quad (2.19)$$

Donc :

$$I_{pvmax} = I_s \frac{V_{pvmax}}{AU_T} \exp \left(\frac{V_{pvmax}}{AU_T} \right) \quad (2.20)$$

Le produit ($V_{pvmax} \cdot I_{pvmax}$) donne la puissance maximale qui représente 80% environ du produit ($V_{co} \cdot I_{cc}$).

2.4.4.4 Facteur de qualité

Ce paramètre est appelé aussi paramètre d'ajustement. De nombreux auteurs discutent des méthodes d'estimation de la valeur correcte de cette constante [Carrero 2007] [Walker 2001].

Habituellement, ce paramètre varie entre $1 \leq A \leq 2$, mais le choix dépend d'autres paramètres du modèle PV. Certaines valeurs de A se trouvent dans [De 2006] basées sur des analyses empiriques. Comme donné dans [Villalva 2009], il existe différentes opinions sur la meilleure méthode qui permet de déterminer la valeur de A qui exprime le degré d'idéalité de la jonction $P-N$. Une valeur initiale de A peut être choisie pour ajuster le modèle PV. Cette valeur de A peut être modifiée par la suite afin d'améliorer le modèle, si nécessaire. Cette constante affecte la courbure de la caractéristique $I(V)$ et peut ramener une légère amélioration de la précision du modèle.

2.4.4.5 Facteur de forme

Le facteur de forme (ff) est le facteur de remplissage (fill factor). Ce paramètre important est souvent utilisé à partir de la caractéristique $I(V)$ pour qualifier la qualité d'une cellule ou d'un générateur PV. Il représente le rapport entre la puissance maximale délivrée par la cellule notée P_{pvmax} et la puissance formée par le rectangle $I_{cc} \cdot V_{co}$. Plus la valeur de ce facteur sera grande, plus la puissance exploitable le sera également [Riabi 2012]. Le facteur de forme est défini par la relation suivante :

$$ff = \frac{P_{pvmax}}{V_{co} \cdot I_{cc}} \quad (2.21)$$

2.4.4.6 Rendement d'une cellule PV

Le rendement d'une cellule PV est donné par le rapport de la puissance électrique maximale générée et la puissance du rayonnement solaire incident

$$\eta = \frac{P_{pvmax}}{P_{inc}} \quad (2.22)$$

P_{inc} est la puissance incidente. Elle est égale au produit de l'irradiation et de la surface totale du générateur PV.

$$P_{inc} = \Psi \cdot S \quad (2.23)$$

où

Ψ : flux global [W/m^2].

S : surface du générateur [m^2].

2.4.5 Caractéristique du générateur PV

La forme mathématique de la caractéristique courant-tension d'une cellule PV est représentée par l'équation 2.11.

Le photo courant I_{ph} est directement proportionnel à l'éclairement selon la formule suivante :

$$I_{phr} = \frac{G}{G_r} I_{ccr} \quad (2.24)$$

Le photo courant dépend aussi de la température, son expression est donnée par :

$$I_{ph} = \frac{G}{G_r} I_{ccr} [1 + K_0 (T - T_r)] \quad (2.25)$$

avec :

- I_{ccr} : courant de court-circuit de la cellule sous conditions de référence.
- G : irradiation en (W/m^2).
- G_r : irradiation de référence ($G_r = 1KW/m^2$).
- K_0 : coefficient de variation du courant en fonction de la température.
- T_r : température de référence, $298^{\circ}K$ ($25^{\circ}C$).
- T : température de la cellule.

D'autre part, le courant de saturation de la cellule varie avec la température, il est décrit comme suit :

$$I_s = I_{rs} \left(\frac{T}{T_r} \right)^{\frac{3}{A}} \exp \left(\frac{Q \cdot E_g}{KA} \right) \cdot \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right) \quad (2.26)$$

Où

- I_{rs} : courant de saturation inverse de la cellule sous conditions de référence.
- E_g : l'énergie du "band gap" du semiconducteur en électron volt (eV)

$$I_{sr} = \frac{I_{ccr}}{\left(\exp \frac{QV_{cor}}{AKT_r} - 1 \right)} \quad (2.27)$$

V_{cor} : tension de saturation de la cellule sous conditions de référence.

La résistance série R_s a un impact sur la pente de la courbe caractéristique près de la tension de circuit ouvert V_{co} . La valeur de R_s est alors donnée en évaluant la pente $\frac{dV_{pv}}{dI_{pv}}$. On peut calculer la résistance série dans le point V_{co} comme suit :

$$R_s = -\frac{1}{\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}}} = -\frac{dV_{pv}}{dI_{pv}} - \frac{1}{\frac{I_s Q}{AKT_r} \exp \left(\frac{QV_{cor}}{AKT_r} \right)} \quad (2.28)$$

L'équation de la caractéristique $I = f(V)$ (équation 2.4) non linéaire est résolue par des méthodes d'itération simple. Généralement la méthode de

Newton-Raphson est choisie pour la convergence rapide de la réponse. Elle est décrite comme suit :

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \quad (2.29)$$

Où

$f'(x_n)$ est la dérivée de la fonction $f(x_n)$.

x_n est la présente itération.

x_{n+1} est l'itération suivante.

La réécriture de l'équation 2.4 donne la fonction suivante :

$$f(I_{pv}) = I_{ph} - I_{pv} - I_s \left[\exp\left(\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{AU_T}\right) - 1 \right] = 0 \quad (2.30)$$

On utilise la méthode de Newton-Raphson pour résoudre l'équation 2.30, on aura :

$$I_{n+1} = I_n - \frac{I_{ph} - I_n - I_s \left[\exp\left(\frac{V_{pv} + R_s I_n}{AU_T}\right) - 1 \right]}{-1 - I_s \left(\frac{R_s}{AU_T}\right) \exp\left(\frac{V_{pv} + R_s I_n}{AU_T}\right)} \quad (2.31)$$

La figure 2.6 représente les caractéristiques courant-tension et puissance-tension d'une cellule PV à une température ($T = 25^\circ C$) et une irradiation solaire ($G = 1KW/m^2$).

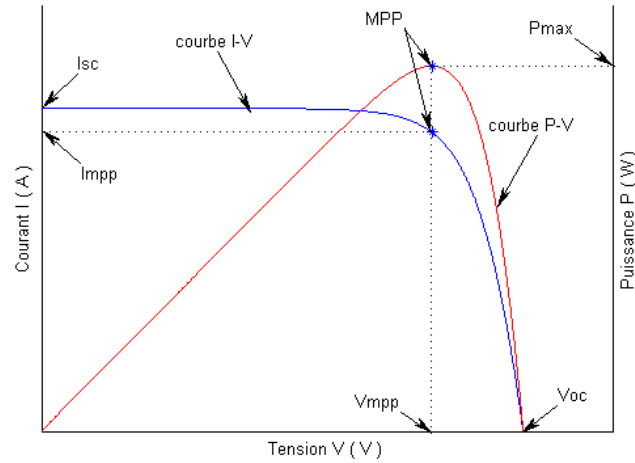


FIGURE 2.6: Caractéristiques $I-V$ et $P-V$ d'une cellule PV.

2.5 Validation du modèle

L'équation de la caractéristique $I(V)$ d'un générateur PV, composé de N_P cellules en parallèle et N_S cellules en série, peut être décrite comme suit :

$$I_{pv} = N_P \cdot I_{ph} - N_P \cdot I_s \left[\exp \left(\frac{V_{pv} + \left(\frac{N_S}{N_P} \right) R_s I_{pv}}{N_S A U_T} \right) - 1 \right] - \left(\frac{V_{pv} + \left(\frac{N_S}{N_P} \right) R_s I_{pv}}{\left(\frac{N_S}{N_P} \right) R_{sh}} \right) \quad (2.32)$$

Le module *BPSOLARMSX60* a été choisi pour la validation du modèle mathématique. Il contient 36 cellules en silicium poly-cristallin et fournit une puissance maximale de 60W.

Les caractéristiques électriques de ce module PV sont données par le tableau 2.1 :

TABLE 2.1: Tableau 2.1 : Caractéristiques électriques typiques du module *BPSOLARMSX60*.

Caractéristiques	Valeurs
Puissance maximale P_{max}	60W
Tension au point maximal V_m	17.1V
Courant au point maximal I_m	3.5A
Tension de circuit ouvert V_{co}	22.1V
Courant de court circuit I_{cc}	3.8A
Coefficient de température de V_{co}	$-(80 \pm 10)mV/^\circ C$
Coefficient de température d' I_{cc}	$(0,065 \pm 0.015\%)/^\circ C$

Les figures 2.7(a) et 2.7(b) montrent les caractéristiques $I - V$ et $P - V$ du générateur considéré dans les conditions standards de température et d'ensoleillement ($T = 25^\circ C$ et $G = 1KW/m^2$).

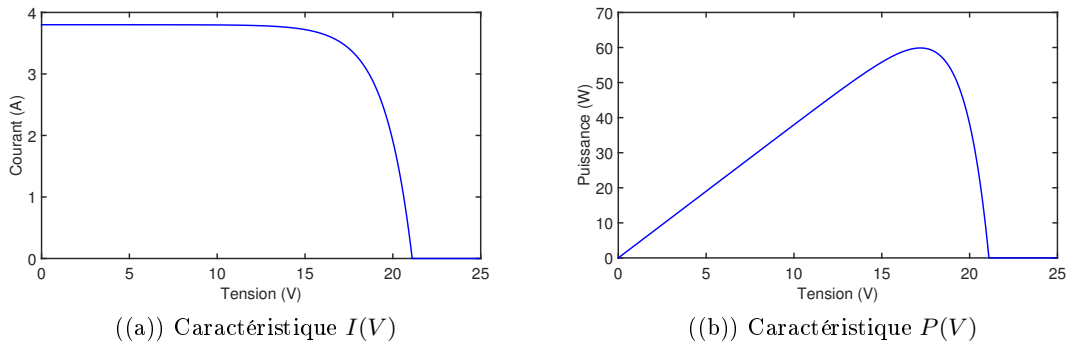


FIGURE 2.7: Caractéristiques $I-V$ et $P-V$ du générateur PV.

2.6. Paramètres d'influence sur les caractéristiques du générateur PV37

La figure 2.8 représente les trois zones essentielles de la caractéristique courant-tension du générateur PV :

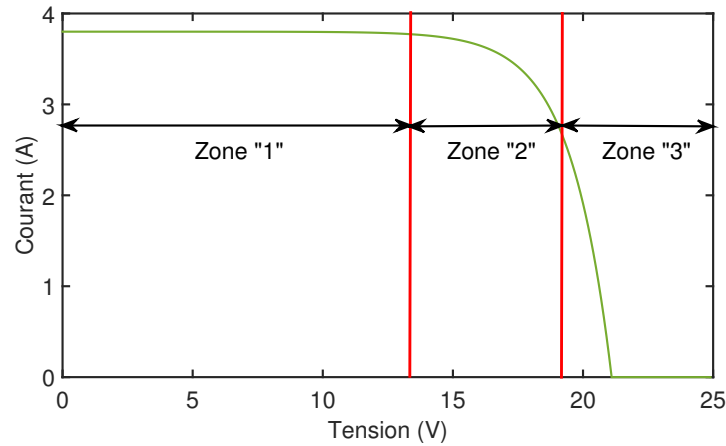


FIGURE 2.8: Différentes zones de la caractéristique $I-V$ du générateur PV.

a) Zone 1 : pour cette zone, le générateur PV fonctionne comme un générateur du courant, car le courant reste constant quelle que soit la tension.

b) Zone 2 : correspond au coude de la caractéristique dans la zone intermédiaire entre les deux autres. Elle représente la zone préférée pour le fonctionnement du générateur, où le point optimal (caractérisé par une puissance maximale) peut être déterminé.

c) Zone 3 : dans cette zone, le générateur est assimilable à un générateur de tension car la variation du courant correspond à une tension presque constante.

2.6 Paramètres d'influence sur les caractéristiques du générateur PV

Plusieurs paramètres peuvent influencer sur les caractéristiques $I(V)$ et $P(V)$ du générateur PV considéré comme nous allons le voir ci-dessous :

2.6.1 Influence de l'éclairement

Les figures. 2.9(a) et 2.9(b) représentent les caractéristiques $I(V)$ et $P(V)$ du générateur PV en fonction de l'irradiation avec une température constante $T = 25^{\circ}C$.

On remarque que la tension V_{max} correspondant à la puissance maximale ne varie que très peu en fonction de l'éclairement, par contre le courant I_{max} augmente fortement avec cette dernière.

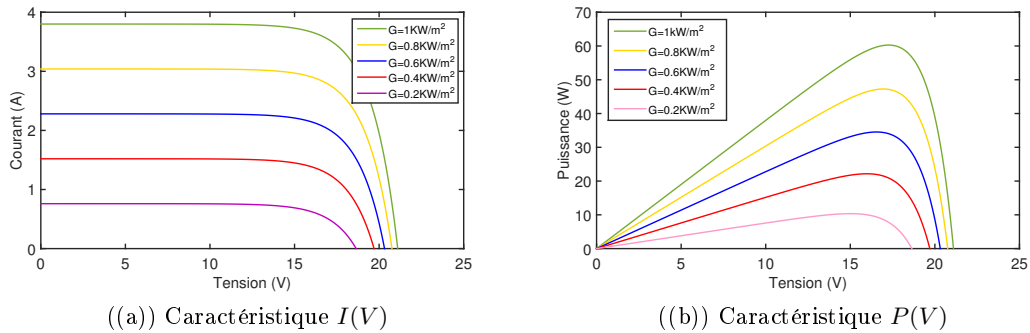


FIGURE 2.9: Influence de l'éclairement sur les caractéristiques PV.

2.6.2 Influence de la température

La température est un paramètre très important dans le fonctionnement des cellules photovoltaïques parce que les propriétés électriques d'un semi-conducteur sont très sensibles à la température.

Les figures. 2.10(a) et 2.10(b) représentent les caractéristiques $I(V)$ et $P(V)$ d'un générateur PV en fonction de la température et à une irradiation solaire constante.

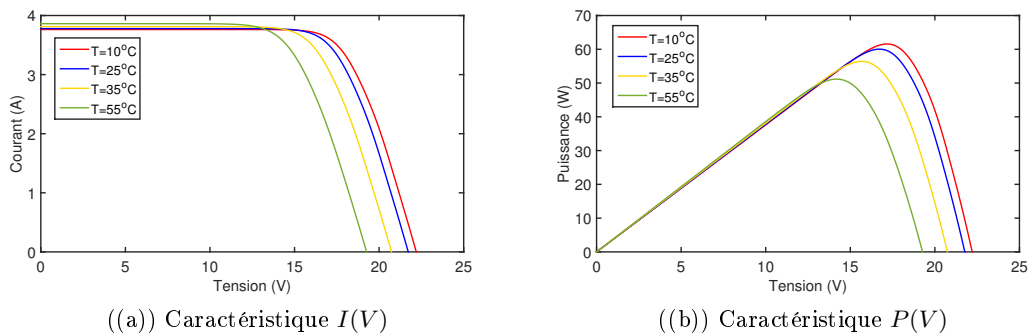


FIGURE 2.10: Influence de la température sur les caractéristiques PV.

On remarque que l'augmentation de la température entraîne une diminution de la tension de circuit ouvert, ainsi que celle de la puissance maximale alors que le courant reste presque inchangé.

2.6.3 Influence de la résistance série

La résistance série (R_s) caractérise les pertes à travers les grilles de collecte et les mauvais contacts ohmiques des cellules.

Les figures 2.11(a) et 2.11(b) montrent l'influence de la résistance série sur

2.6. Paramètres d'influence sur les caractéristiques du générateur PV39

les caractéristiques $I(V)$ et $P(V)$ dans les conditions standards $T = 25^\circ C$ et $G = 1KW/m^2$.

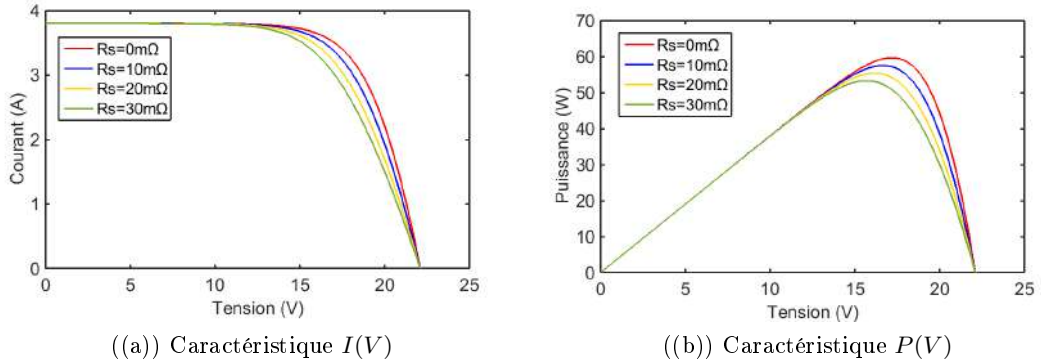


FIGURE 2.11: Influence de la la résistance série sur les caractéristiques PV.

Dans la zone où le générateur PV se comporte comme un générateur de tension, la résistance série agit sur la pente de la caractéristique $I(V)$. Elle ne modifie pas la tension de circuit ouvert, et lorsqu'elle est élevée, la valeur du courant de court circuit diminue. On remarque que lorsque R_s augmente, la valeur de la tension optimale (V_{PPM}) diminue, mais le courant optimal (I_{PPM}) reste presque constant. Par conséquent, la puissance maximale (P_{PPM}) augmente avec la diminution de la résistance série.

2.6.4 Influence de la résistance shunt

La résistance shunt est une résistance parallèle qui représente la résistance de fuite provenant de courants parasites entre le dessus et le dessous de la cellule, par le bord en particulier, et à l'intérieur du matériau par des irrégularités ou impuretés.

Les figures 2.12(a) et 2.12(b) illustrent l'influence de la résistance parallèle sur les caractéristiques $I(V)$ et $P(V)$ dans les conditions standards.

Les performances du module PV sont d'autant plus dégradées que la résistance parallèle est petite. Cette influence se traduit par une diminution de la pente de la courbe $I = f(V)$ dans la zone où le module fonctionne comme une source de tension, c'est-à-dire à droite du point de puissance maximale. La chute de tension est liée au courant généré par le module.

2.6.5 Influence du facteur de qualité

L'élévation du facteur de qualité (facteur d'idéalité) influe inversement sur le point de puissance maximale et cela se traduit par une baisse de puissance au niveau de la zone de fonctionnement.

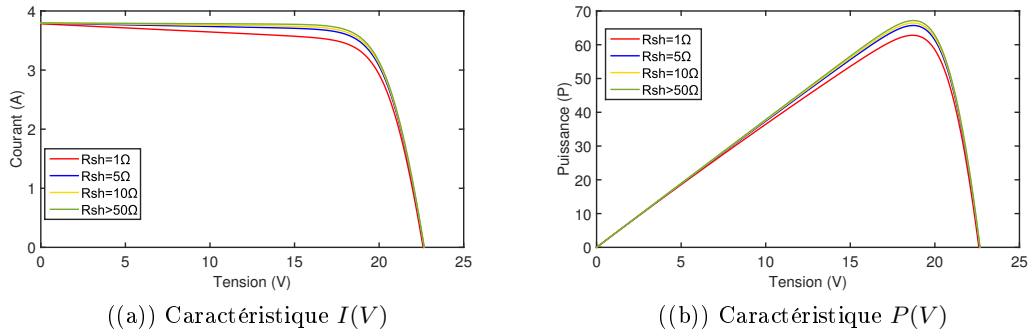


FIGURE 2.12: Influence de la résistance parallèle sur les caractéristiques PV.

Une valeur de 1,3 est suggérée comme valeur typique en fonctionnement normal et peut être utilisée au départ, jusqu'à l'obtention d'une valeur plus précise, et estimée plus tard par ajustement de la courbe [El 2015].

Les figures 2.13(a) et 2.13(b) représentent l'influence du facteur de qualité sur les caractéristiques $I(V)$ et $P(V)$ du générateur PV.

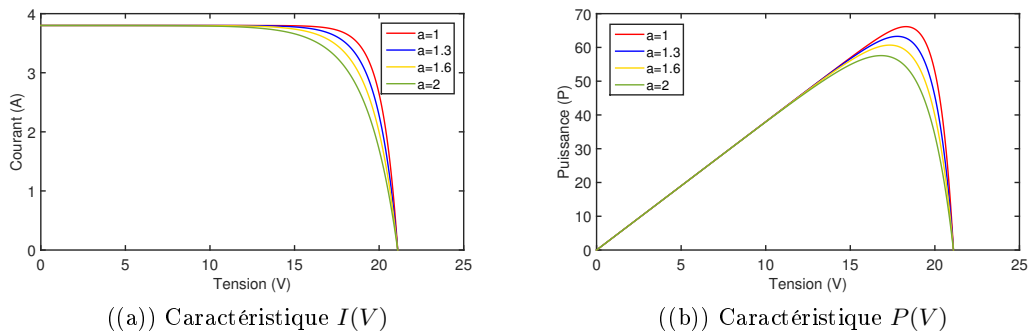


FIGURE 2.13: Influence du facteur de qualité sur les caractéristiques PV.

2.7 Association des modules PV

Pour pouvoir augmenter la tension, le courant et la puissance d'un générateur PV, on peut associer plusieurs modules PV en série ou en parallèle ou encore en mixte (série/parallèle).

2.7.1 Association en série

L'association de N_s (nombre en série) des modules permet d'augmenter la tension du générateur PV. Cette association délivre une tension égale à la

somme des tensions individuelles des modules et un courant égal à celui d'un seul module.

Les caractéristiques d'un groupement de N_s modules PV en série sont représentées par les figures suivantes :

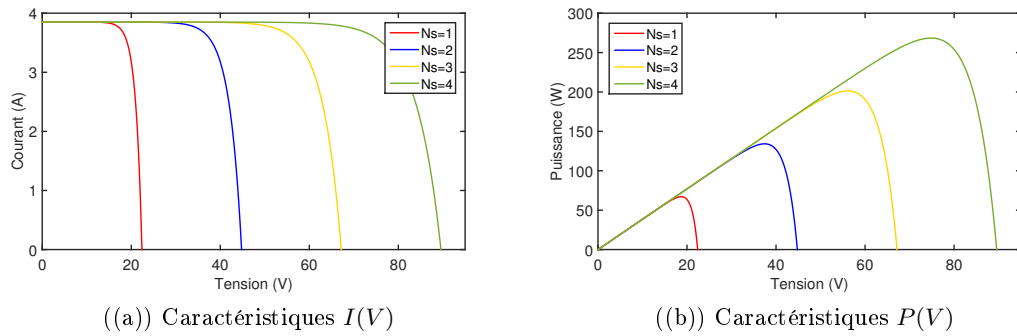


FIGURE 2.14: Association en série des modules PV.

2.7.2 Association en parallèle

Pour augmenter le courant d'un générateur PV, on associe N_p (nombre en parallèle) des modules PV identiques. Dans ce groupement, le courant est égale à la somme des courants individuels des modules et la tension reste égale à celle d'un seul module.

Les caractéristiques d'un groupement de N_p modules PV en parallèle sont représentées par les figures suivantes :

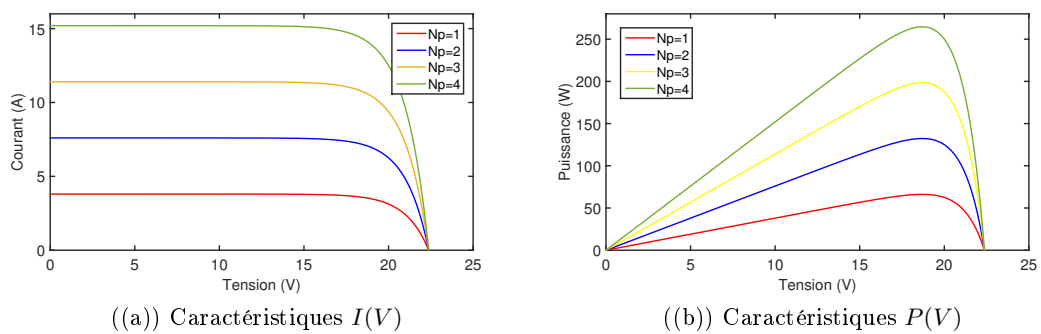


FIGURE 2.15: Association en parallèle des modules PV .

2.7.3 Association mixte (série/parallèle)

Dans certains cas, la satisfaction des besoins en courant et en tension importants nécessite le recours à l'utilisation d'un groupement mixte (sé-

rie/parallèle) de modules PV.

Les caractéristiques d'un groupement mixte des modules PV sont illustrées par les figures suivantes :

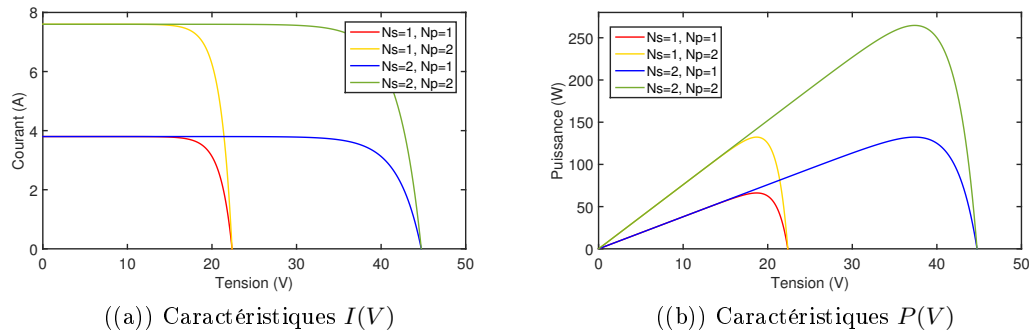


FIGURE 2.16: Association mixte (série/parallèle) des modules PV.

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, on a décrit et présenté la structure physique et le principe de fonctionnement d'une cellule PV. Ensuite on a présenté les différents modèles mathématiques d'une cellule PV et retenu le modèle à simple diode avec cinq paramètres pour la modélisation du générateur PV considéré. Puis, ce dernier a été simulé pour déterminer les caractéristiques $I(V)$ et $P(V)$ ce qui nous a permis de présenter les influences des différents paramètres sur ces caractéristiques.

Le groupement série, parallèle ou mixte des modules PV pour l'augmentation de la tension et/ou le courant du module considéré a été abordé à la fin de ce chapitre.

Le module PV *BPSOLARMSX60* choisi pour la validation dans ce chapitre sera utilisé dans l'implémentation pratique dans le dernier chapitre.

Modélisation et commande des convertisseurs DC-DC

Sommaire

3.1	Introduction	44
3.2	Modélisation des convertisseurs	44
3.2.1	Modélisation d'un convertisseur boost	45
3.2.2	Modélisation d'un convertisseur buck	49
3.3	Commande d'un convertisseur boost par un contrôleur PID	52
3.3.1	Conception du contrôleur PID	52
3.3.2	Résultats de simulation	53
3.4	Commande d'un convertisseur buck par un contrôleur PID	54
3.4.1	Conception du contrôleur PID	55
3.4.2	Résultats de simulation	55
3.5	Commande d'un convertisseur buck par un contrôleur flou T-S	56
3.5.1	Conception du contrôleur flou	57
3.5.2	Modèle d'état d'un convertisseur Buck	58
3.5.3	Modèle flou T-S du convertisseur buck	58
3.5.4	Synthèse du contrôleur flou T-S	59
3.5.5	Stabilité du modèle flou	60
3.5.6	Modèle de référence et contrôleur non-linéaire	61
3.5.7	Résultats simulation	62
3.6	Conclusion	65

3.1 Introduction

L'utilisation des convertisseurs de puissance pour différentes applications devient de plus en plus importante en raison de leurs petites tailles et leur efficacité. Ils sont utilisés dans différentes applications : domestiques (téléphone mobile, ordinateur, électroménager,...), industrie automobile (avec l'apparition de véhicules hybrides et électriques), aéronautique (l'avion électrique) et surtout dans le domaine des énergies renouvelables (panneaux solaires photovoltaïques, éoliennes...) [Sivakumar 2016], [Movahed 2016].

Les convertisseurs DC-DC (hacheurs) se composent de condensateurs, d'inductance et de commutateurs. Dans le cas idéal, ces éléments ne consomment aucune puissance, ce qui implique un bon rendement. Le commutateur est un élément semi-conducteur qui fonctionne en mode de commutation (bloqué/saturé). Habituellement, le transistor MOSFET (transistor à effet de champ d'oxyde de métal) est utilisé à des puissances relativement basses et le transistor IGBT (transistor bipolaire à gâchette isolée) à des puissances plus élevées [Bonvin 2015]. Le commutateur du convertisseur est commandé par un signal MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion), avec une fréquence de commutation f_s fixe et un rapport cyclique variable [Liu 2019], [Guiza 2019].

Ce chapitre, est structuré en trois parties. Dans la première, la modélisation de deux types de convertisseurs *DC-DC* est présentée. La commande par un contrôleur *PID* (proportionnel intégral dérivé) des convertisseur boost et buck a été présentée respectivement dans la deuxième partie. La dernière partie est réservé au développement d'une nouvelle technique basée principalement sur les modèles flous T-S pour contrôler la tension de sortie du convertisseur buck qui a été comparer avec celle utilisant le contrôleur *PID* cité précédemment.

3.2 Modélisation des convertisseurs

L'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 ainsi que de la pluralité de leurs configurations électriques distinctes lors d'une période de commutation. Cette modélisation permet de caractériser le fonctionnement des convertisseurs DC-DC dans les deux modes de conduction (continue et discontinue) [Khelili 2018], [Chincholkar 2017]. Il existe plusieurs types de convertisseurs DC-DC dont les plus connus sont :

- Convertisseur survolteur (boost).
- Convertisseur dévolteur (buck).
- Convertisseur dévolteur- survolteur (buck-boost).

Dans ce travail, nous nous intéressons uniquement à l'étude et à la modé-

lisation des convertisseurs boost et buck.

3.2.1 Modélisation d'un 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 [Berroubi 2016], [Slama 2018].

3.2.1.1 Principe de fonctionnement

La figure 3.1 illustre le circuit électrique d'un convertisseur boost.

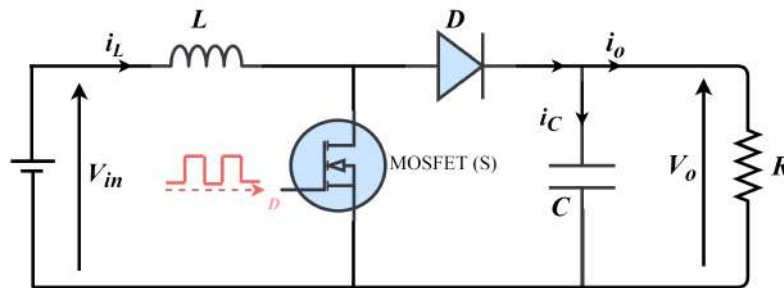


FIGURE 3.1: Schéma électrique d'un convertisseur boost.

Première période ("S" fermé) : le schéma équivalent du convertisseur boost pendant la période dT est présenté sur la figure 3.2(a). Durant cette période l'inductance stocke l'énergie.

Pour cette période d'exploitation, le courant d'inductance i_L et la tension de sortie V_o sont donnés par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} V_{in} \\ \frac{dV_o}{dt} = -\frac{V_o}{RC} \end{cases} \quad (3.1)$$

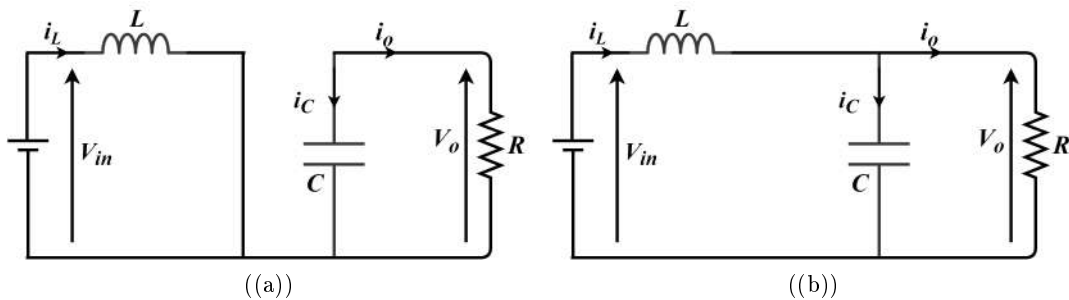


FIGURE 3.2: Circuits équivalents du convertisseur boost.

Deuxième période ("S" ouvert) : la figure 3.2(b) représente le schéma équivalent du convertisseur boost pendant $(1-d)T$ où la diode assure la continuité du courant dans l'inductance. L'énergie emmagasinée est alors déchargée dans le condensateur et la résistance de charge.

Dans ce cas, le courant i_L et la tension V_o sont donnés par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_{in} - V_o) \\ \frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C}(i_L - \frac{V_o}{R}) \end{cases} \quad (3.2)$$

Les formes d'ondes en mode de conduction continu (MCC) sont représentées sur la figure 3.3.

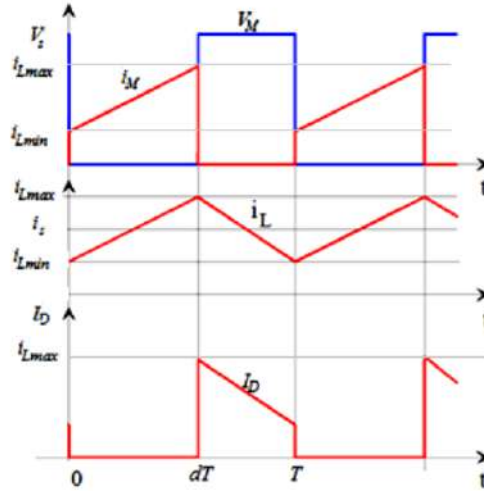


FIGURE 3.3: Formes d'ondes du convertisseur boost.

A la fin de la première période le courant i_L a augmenté de :

$$\Delta i_{Lon} = \int_0^{dT} i_L dt = \int_0^{dT} \frac{V_i}{L} dt \quad (3.3)$$

Δi_{Lon} est l'ondulation du courant dans l'inductance pour "S" fermé.

$$\Delta i_{Lon} = \frac{V_{in} dT}{L} \quad (3.4)$$

Par conséquent, la variation de i_L durant la deuxième période est :

$$\Delta i_{Loff} = \int_{dT}^T i_L dt = \int_{dT}^T \frac{V_{in} - V_o}{L} dt \quad (3.5)$$

Δi_{Loff} est l'ondulation du courant dans l'inductance pour "S" ouvert.

$$\Delta i_{Loff} = \frac{(V_{in} - V_o)(1-d)T}{L} \quad (3.6)$$

Si on considère que le convertisseur est en régime permanent, l'énergie stockée dans chaque composant est la même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. Par conséquent, le courant i_L traversant l'inductance sera le même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. Ce qui peut s'écrire de la façon suivante :

$$\Delta i_{Lon} + \Delta i_{Loff} = 0 \quad (3.7)$$

Donc

$$\frac{(V_{in})dT}{L} + \left[\frac{(V_{in} - V_o)(1-d)T}{L} \right] = 0 \quad (3.8)$$

Il résulte que :

$$V_o = \frac{V_{in}}{1-d} \quad (3.9)$$

Où

d : le rapport cyclique.

3.2.1.2 Fonction de transfert

Le convertisseur DC-DC est un système de nature non linéaire. Afin de pouvoir appliquer les méthodes d'analyse spécifiques aux systèmes linéaires, il est nécessaire de trouver sa fonction de transfert en utilisant la méthode de petits signaux (small signal method) [Yao 2018], [Li 2017]. Cette fonction de transfert, est exprimée par :

$$G(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \quad (3.10)$$

où l'*accent circonflexe* représente une petite variation de la grandeur considérée autour du point de fonctionnement.

À partir des équations 3.1 et 3.2 on obtient le modèle moyen du convertisseur boost au mode de la conduction continue, comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(v_{in} + (1-d)v_o) \\ \frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C}((1-d)i_L - \frac{v_o}{R}) \end{cases} \quad (3.11)$$

Pour l'analyse des petits signaux, chaque grandeur dépendant du temps est notée par $x(t) = X + \hat{x}(t)$ où X est la valeur du régime continu et $\hat{x}(t)$ est une petite variation autour du point de fonctionnement. Ce qui donne les expressions suivantes :

$$\begin{cases} v_{in} = V_i + \hat{v}_{in} \\ v_c = V_c + \hat{v}_c \\ v_o = V_o + \hat{v}_o \\ i_L = I_L + \hat{i}_L \\ d = D + \hat{d} \end{cases} \quad (3.12)$$

D'après l'équation 3.12, on a :

$$\begin{cases} L \frac{d(I_L + \hat{i}_L)}{dt} = (V_{in} + \hat{v}_{in}) - (1 - D - \hat{d})(V_o + \hat{v}_o) \\ C \frac{d(V_o + \hat{v}_o)}{dt} = (1 - D - \hat{d})(I_L - \hat{i}_L) - \frac{V_o + \hat{v}_o}{R} \end{cases} \quad (3.13)$$

Puisqu'on a supposé que la petite variation $\hat{x}(t)$ est beaucoup plus petite en amplitude que la valeur continu X , il est clair que les termes $\hat{x}(t)$ de second ordre sont négligeables. La dérivée des termes X est nulle. Ce qui laisse uniquement les termes $\hat{x}(t)$ de premier ordre, les équations différentielles en petits signaux sont données ci-dessous :

$$\begin{cases} L \frac{d\hat{i}_L}{dt} = \hat{v}_{in} - (1 - D)\hat{v}_o + V_o \hat{d} \\ C \frac{d\hat{v}_o}{dt} = (1 - D)\hat{i}_L - I_L \hat{d} - \frac{\hat{v}_o}{R} \end{cases} \quad (3.14)$$

En appliquant la transformée de Laplace sur l'équation 3.14 on obtient :

$$\begin{cases} sL\hat{i}_L(s) = \hat{v}_{in}(s) - (1 - D)\hat{v}_o(s) + V_o \hat{d}(s) \\ (sC + \frac{1}{R})\hat{v}_o(s) = (1 - D)\hat{i}_L(s) - I_L \hat{d}(s) \end{cases} \quad (3.15)$$

D'après l'équation 3.15 on trouve :

$$\hat{i}_L(s) = \frac{1}{1 - D} \left[(sC + \frac{1}{R})\hat{v}_o(s) + I_L \hat{d}(s) \right] \quad (3.16)$$

$$sL \left\{ \frac{1}{1 - D} \left[(sC + \frac{1}{R})\hat{v}_o(s) + I_L \hat{d}(s) \right] \right\} = \hat{v}_{in}(s) - (1 - D)\hat{v}_o(s) + V_o \hat{d}(s) \quad (3.17)$$

En supposant que les changements de la tension d'entrée sont très petits, on peut obtenir l'expression suivante :

$$\hat{v}_o(s) \left\{ \frac{sL}{1 - D} (sC + \frac{1}{R}) + (1 - D) \right\} = \left\{ V_o - \frac{sL}{1 - D} I_L \right\} \hat{d}(s) \quad (3.18)$$

Avec :

$$I_L = \frac{I_o}{1 - D} = \frac{V_o}{R(1 - D)} = \frac{V_{in}}{R(1 - D)^2} \quad (3.19)$$

$$\hat{v}_o(s) \left[\frac{LC}{1 - D} (s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{(1 - D)^2}{LC}) \right] = \left[V_{in} \left(\frac{1}{1 - D} - \frac{sL}{R(1 - D)^3} \right) \right] \hat{d}(s) \quad (3.20)$$

D'où la fonction de transfert pour le convertisseur boost est donnée par la formule suivante :

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{in}}{RC(1-D)^2} \cdot \frac{\left(\frac{R(1-D)^2}{L} - s\right)}{\left(s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{(1-D)^2}{LC}\right)} \quad (3.21)$$

3.2.2 Modélisation d'un convertisseur buck

Le convertisseur buck est une alimentation à découpage permettant de convertir une tension continue constante en une tension continue réglable de valeur moyenne plus faible. Il est constitué d'un interrupteur en série avec le générateur, d'une diode, d'une inductance et d'un condensateur [Shaik 2017], [Ankit 2019].

3.2.2.1 Principe de fonctionnement

La figure 3.4 représente le schéma électrique d'un convertisseur buck.

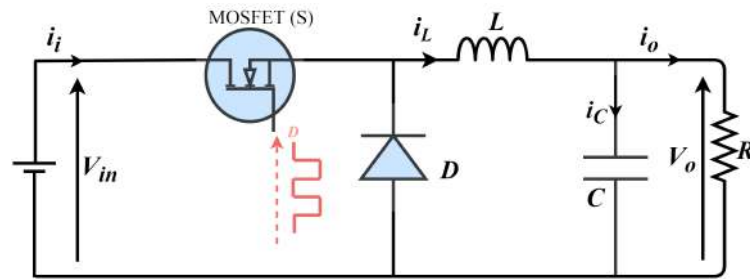


FIGURE 3.4: Schéma électrique d'un convertisseur buck.

Première période ("S" fermé) : le circuit équivalent du convertisseur buck lors de la période dT est présenté dans la figure 3.5(a).

Durant cette période la source d'entrée fournit l'énergie à la résistance de charge à travers l'inductance.

Le courant i_L et la tension V_o sont donnés par les expressions suivantes :

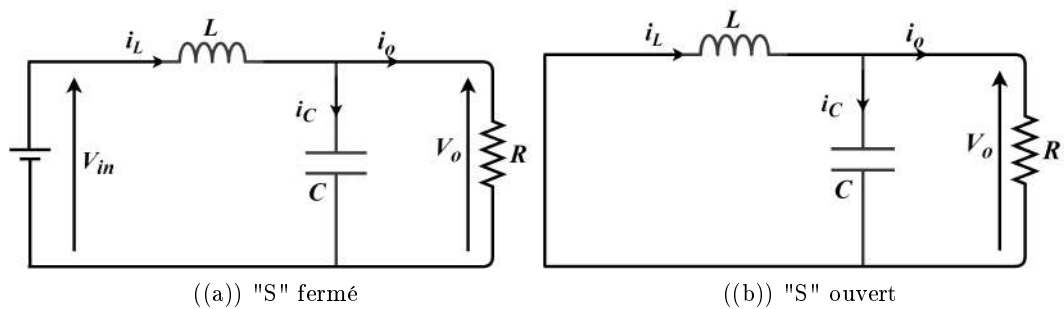


FIGURE 3.5: Circuits équivalents du convertisseur buck.

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_{in} - V_o) \\ \frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C}(i_L - \frac{V_o}{R}) \end{cases} \quad (3.22)$$

Deuxième période ("S" ouvert) : le schéma équivalent du convertisseur buck pendant la période $(1-d)T$ est illustré dans la figure 3.5(b). Durant cette période, l'énergie stockée dans l'inductance est déchargée dans le condensateur et la résistance de charge à travers la diode [Sahraoui 2017].

Dans cette période de fonctionnement, la tension V_o et le courant i_L satisfont les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L}(V_o) \\ \frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C}(i_L - \frac{V_o}{R}) \end{cases} \quad (3.23)$$

Les formes d'ondes en mode de conduction continu sont représentées sur la figure 3.6.

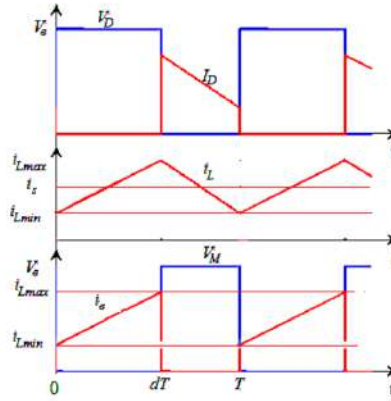


FIGURE 3.6: Formes d'ondes du convertisseur buck.

La variation de i_L pour "S" fermé est donnée par l'équation suivante :

$$\Delta i_{Lon} = \int_0^{dT} i_L dt = \int_0^{dT} \frac{V_{in} - V_o}{L} dt \quad (3.24)$$

$$\Delta i_{Lon} = \frac{(V_{in} - V_o)dT}{L} \quad (3.25)$$

Par conséquent, la variation de i_L pour "S" ouvert est donnée par la formule suivante :

$$\Delta i_{Loft} = \int_{dT}^T i_L dt = - \int_{dT}^T \frac{V_o}{L} dt \quad (3.26)$$

$$\Delta i_{Loft} = -\frac{V_o}{L}(1-d)T \quad (3.27)$$

Pour déterminer la tension de sortie V_o on utilise l'expression 3.7.

$$\frac{(V_{in} - V_o)dT}{L} - \frac{V_o}{L}(1 - d)T = 0 \quad (3.28)$$

Il résulte que :

$$V_o = dV_{in} \quad (3.29)$$

3.2.2.2 Fonction de transfert

À partir des équation 3.22 et 3.23 on obtient le modèle moyen du convertisseur buck à la conduction continue comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(-v_o + dv_{in}) \\ \frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C}(i_L - \frac{v_o}{R}) \end{cases} \quad (3.30)$$

En suivant les mêmes étapes pour le convertisseur boost mentionnées précédemment, on peut réécrire l'équation 3.30 comme suit :

$$\begin{cases} L \frac{d(I_L + \hat{i}_L)}{dt} = (D + \hat{d})(V_{in} + \hat{v}_{in}) - (V_o + \hat{v}_o) \\ C \frac{d(V_o + \hat{v}_o)}{dt} = (I_L + \hat{i}_L) - \frac{V_o + \hat{v}_o}{R} \end{cases} \quad (3.31)$$

Puisqu'il a été supposé que la composante $\hat{x}(t)$ est négligeable et que la dérivée des termes X , est nulle, l'équation 3.31 devient :

$$\begin{cases} L \frac{d\hat{i}_L}{dt} = D\hat{v}_{in} + \hat{d}V_{in} - \hat{v}_o \\ C \frac{d\hat{v}_o}{dt} = \hat{i}_L - \frac{\hat{v}_o}{R} \end{cases} \quad (3.32)$$

En appliquant la transformé de Laplace sur l'équation précédente, on obtient :

$$\begin{cases} sL\hat{i}_L(s) = D\hat{v}_{in}(s)\hat{d}(s)V_i - \hat{v}_o(s) \\ (sC + \frac{1}{R})\hat{v}_o(s) = \hat{i}_L(s) \end{cases} \quad (3.33)$$

On considère que les changements de la tension d'entrée sont très petits, on peut réécrire l'équation 3.33 comme suit :

$$\begin{cases} sL\hat{i}_L(s) = \hat{d}(s)V_{in} - \hat{v}_o(s) \\ (sC + \frac{1}{R})\hat{v}_o(s) = \hat{i}_L(s) \end{cases} \quad (3.34)$$

$$\hat{v}_o(s) \left[sL(sC + \frac{1}{R}) + 1 \right] = \hat{d}(s)V_{in} \quad (3.35)$$

Finalement, on peut écrire la fonction de transfert du convertisseur buck comme suit :

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = \frac{V_{in}}{LC} \cdot \frac{1}{(s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC})} \quad (3.36)$$

3.3 Commande d'un convertisseur boost par un contrôleur PID

Le schéma fonctionnel d'un convertisseur boost commandé par un contrôleur PID est donné par la figure 3.7.

Pour que la tension de sortie reste à une valeur stable, il est nécessaire de comparer sa valeur à une valeur de référence V_{ref} , puis de prendre les mesures correctives appropriées pour garantir que $V_o = V_{ref}$. Habituellement, ceci est réalisé en générant un signal d'erreur ($e = V_{ref} - V_o$) que le contrôleur manipule ensuite de manière à ajuster V_o pour assurer qu'il soit toujours égal à V_{ref} [Ounnas 2019], [Siddhartha 2018]. Le convertisseur boost est représenté par la fonction de transfert (3.21).

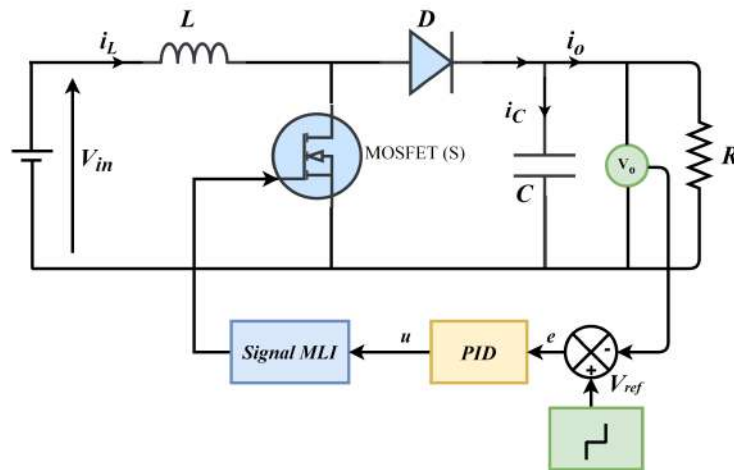


FIGURE 3.7: Convertisseur boost commandé par un contrôleur PID.

3.3.1 Conception du contrôleur PID

Un régulateur PID est un organe de contrôle permettant d'effectuer une régulation en boucle fermée d'une grandeur physique d'un système industriel. C'est le régulateur le plus utilisé dans l'industrie. Dans ce cas, le régulateur PID remplit essentiellement trois fonctions :

- Il fournit un signal de commande $u(t)$ en tenant compte de l'évolution du signal de sortie V_o par rapport à la consigne V_{ref} .
- Il élimine l'erreur statique grâce au terme intégrateur.
- Il anticipe les variations de la sortie grâce au terme dérivatif.

Il existe plusieurs architectures possibles (série, parallèle ou mixte), Dans ce cas, on utilise la structure la plus classique PID parallèle présentée dans la figure 3.8.

Le régulateur PID relie directement le signal de commande $u(t)$ au signal d'erreur $e(t)$. Sa description temporelle est la suivante :

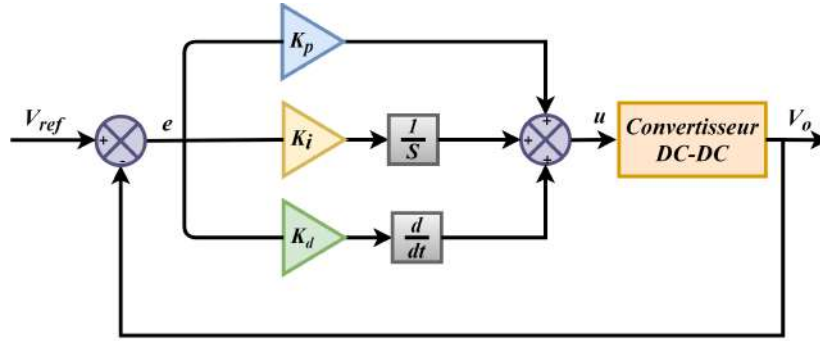


FIGURE 3.8: Schéma fonctionnel du contrôleur PID.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.37)$$

où $u(t)$ est la sortie du contrôleur.

La forme du contrôleur PID en temps discret peut être donnée par :

$$u_k = K_p e_k + K_i \sum_{n=1}^k e_n + K_d (e_k - e_{k-1}) \quad (3.38)$$

L'implémentation du contrôleur PID en temps discret est donnée par l'expression suivante :

$$u_k = u_{k-1} + K_p (e_k - e_{k-1}) + K_i e_k + K_d (e_k - 2e_{k-1} + e_{k-2}) \quad (3.39)$$

3.3.2 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 [Abbas 2016].

$$K_p = 0.195 \quad K_i = 9.88$$

Les réponses de la tension de sortie, l'erreur, le rapport cyclique et le signal MLI sont représentés respectivement sur les figures 3.10(a), 3.10(b), 3.10(c) et 3.10(d).

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 terme de rapidité et de suivi.

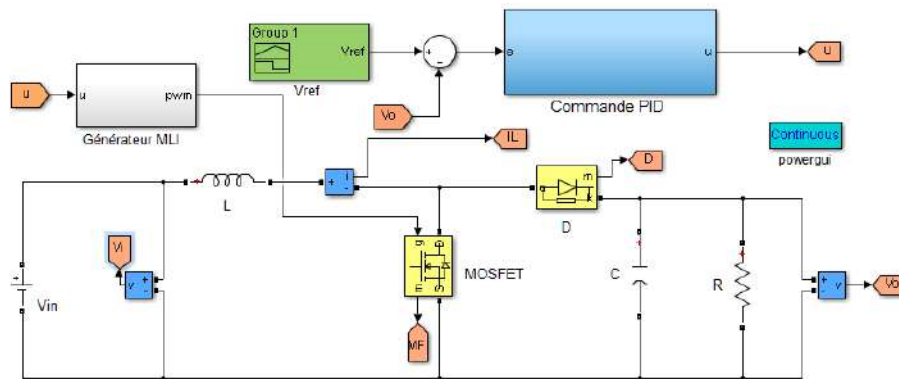


FIGURE 3.9: Modèle simulink du convertisseur boost commandé par PID.

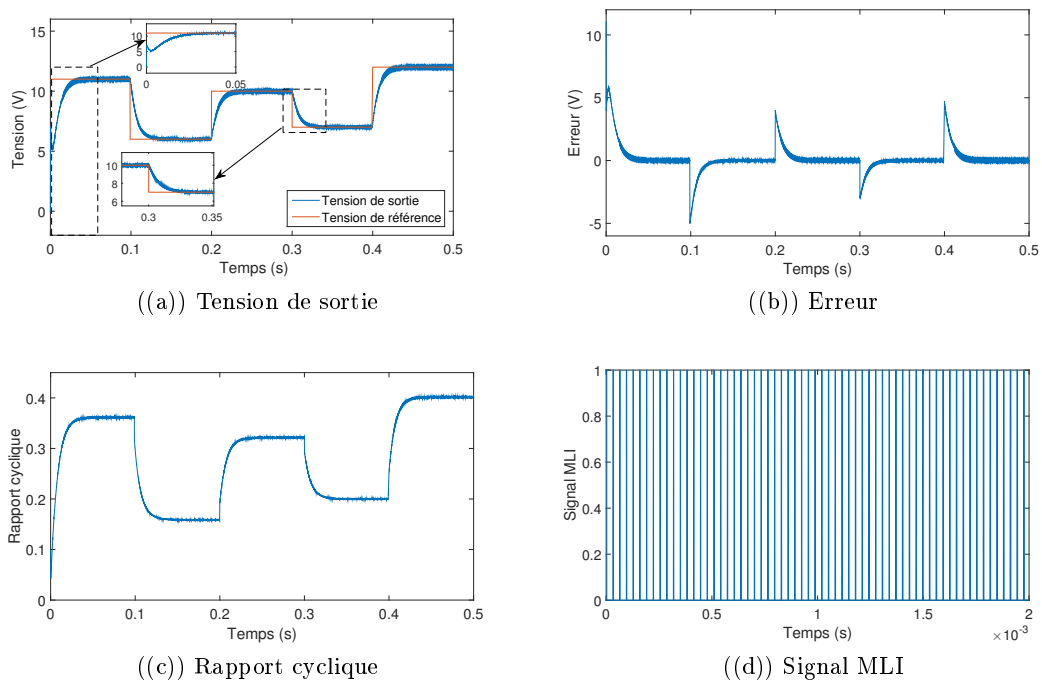


FIGURE 3.10: Résultats de simulation du convertisseur boost commandé par un contrôleur PID.

3.4 Commande d'un convertisseur buck par un contrôleur PID

La figure 3.11 illustre le schéma global d'un convertisseur buck commandé par un contrôleur PID. Le convertisseur buck est représenté par la fonction de transfert (3.36).

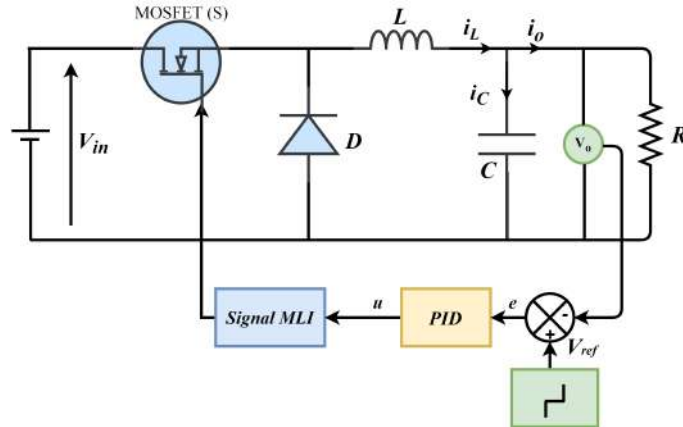


FIGURE 3.11: Convertisseur boost commandé par un contrôleur PID.

3.4.1 Conception du contrôleur PID

La tension de sortie est comparée avec la tension de référence pour donner un signal d'erreur qui va être utilisé pour former la commande vers le convertisseur buck. Le gain proportionnel K_p permet de modifier immédiatement l'erreur à la sortie du compensateur. Ce gain doit être soigneusement choisi car les grandes valeurs ont tendance à induire des instabilités dans la réponse du système. Le terme intégral K_i est utilisé pour réduire l'erreur en régime permanent au détriment de la réduction de la réponse dynamique. Enfin, le terme dérivé K_d est utilisé pour améliorer la réponse dynamique [Djamel 2019], [Rahmawati 2018]. La forme du contrôleur PID en temps discret est donnée par l'expression suivante :

$$u_k = u_{k-1} + K_p(e_k - e_{k-1}) + K_i e_k + K_d(e_k - 2e_{k-1} + e_{k-2}) \quad (3.40)$$

3.4.2 Résultats de simulation

Afin de vérifier l'efficacité du contrôleur PID, des tests de simulation ont été effectués en utilisant le modèle Simulink représenté sur la figure 3.12. La méthode de compensation des pôles a été utilisée pour déterminer les paramètres K_p et K_i comme suit [Chen 2016] :

$$K_p = 0.195 \quad K_i = 9.88$$

Les figures 3.13(a), 3.10(b), 3.10(c) et 3.10(d) représentent respectivement les réponses de la tension de sortie, l'erreur, le rapport cyclique et le signal MLI.

À partir de ces résultats, on peut dire que l'utilisation du contrôleur classique PID donne de bonnes performances mais, on remarque que les réponses

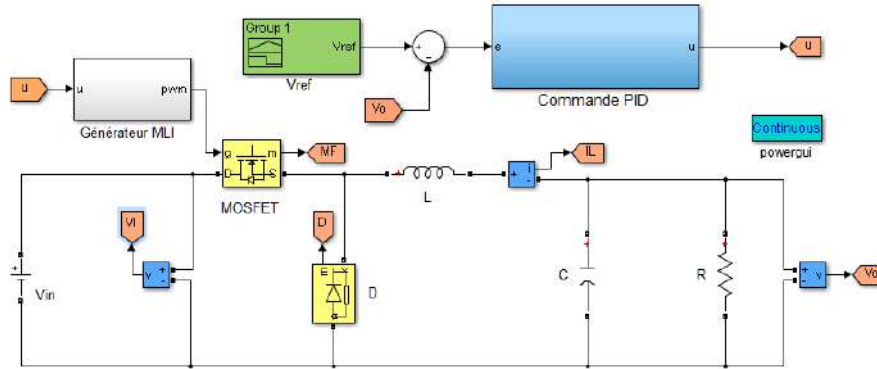


FIGURE 3.12: Modèle simulink du convertisseur buck commandé par PID.

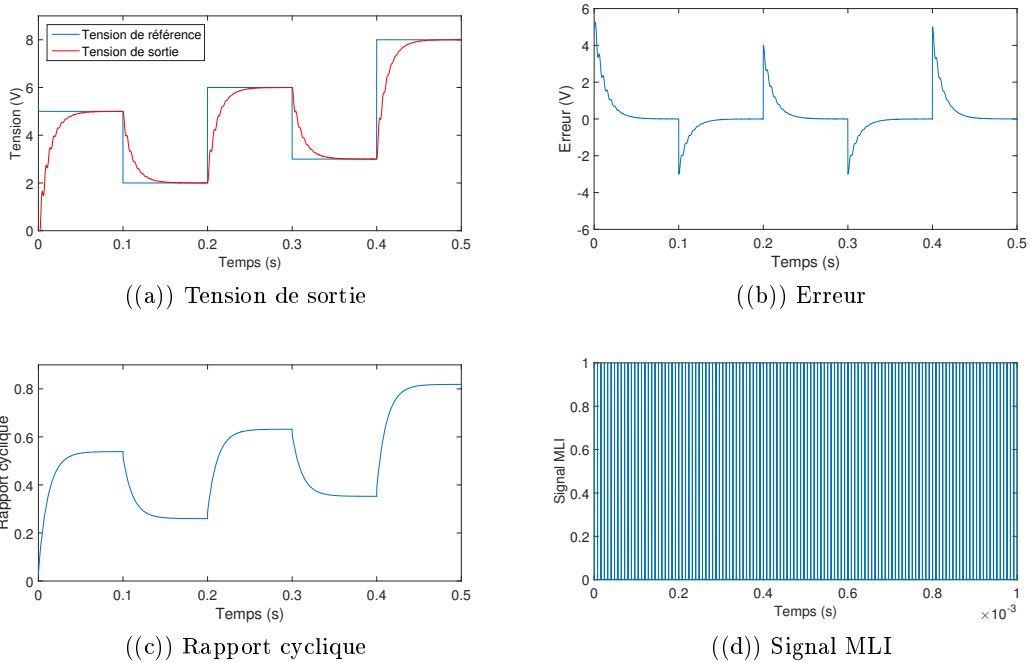


FIGURE 3.13: Résultats de simulation d'un convertisseur buck commandé par PID.

de la tension et du courant présentent des oscillations considérables. Pour remédier à ces inconvénients on propose, dans la section suivante, un nouveau contrôleur basé sur les modèles flous T-S.

3.5 Commande d'un convertisseur buck par un contrôleur flou T-S

Dans cette partie, un nouveau contrôleur basé sur les modèles flous T-S est développé pour commander la tension de sortie d'un convertisseur buck

basée sur un concept connu par VDV (virtual desired variables). Dans ce cas, le contrôleur proposé peut être utilisé pour piloter le système afin de suivre une référence souhaitée. Premièrement, le système de convertisseur buck non-linéaire est représenté par un modèle flou T-S. Ensuite, un contrôleur flou est développé sur la base du concept VDV pour simplifier la conception du modèle de référence et la loi de commande. Enfin, la stabilité du système flou T-S est analysée par la méthode de Lyapunov qui peut être formulée en problèmes LMIs.

3.5.1 Conception du contrôleur flou

La figure 3.14 montre le schéma global du contrôleur flou T-S proposé. L'objectif est de concevoir un contrôleur flou qui permet d'assurer que les états d'un convertisseur buck $x = [i_L \ v_o]^T$ suivent une trajectoire désiré $x_d = [i_{Ld} \ v_{od}]^T$. Premièrement, un contrôleur flou basé sur le modèle flou T-S est développé. Deuxièmement, un modèle de référence virtuel et un contrôleur non-linéaire en fonction de la tension de sortie désirée sont aussi développés .

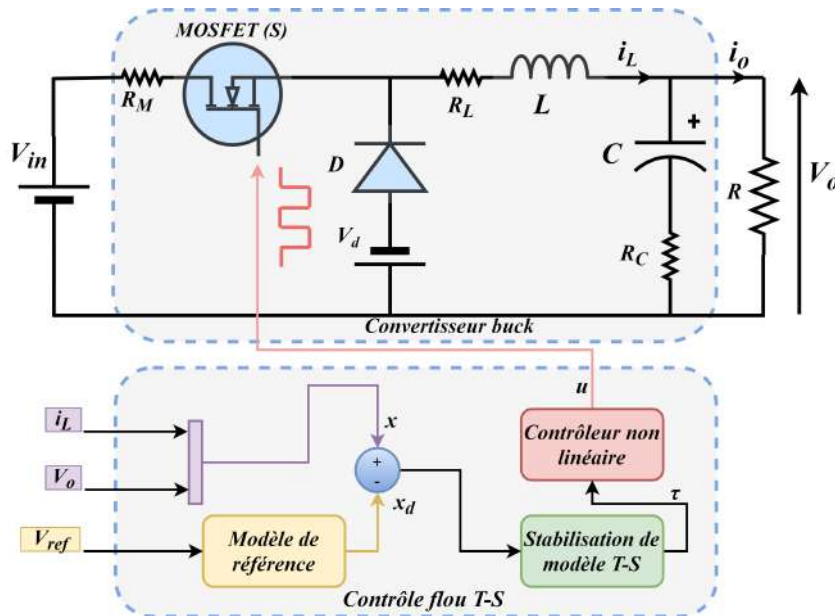


FIGURE 3.14: Schéma du contrôleur flou T-S proposé.

3.5.2 Modèle d'état d'un convertisseur Buck

Le convertisseur buck peut être représenté dans l'espace d'état par la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t)) + g(x(t))u(t) + \eta \\ y(t) = \varphi(x(t)) \end{cases} \quad (3.41)$$

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix}, \eta = \begin{bmatrix} -\frac{V_D}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$f(x(t)) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(R_L + \frac{RR_C}{R+R_c} \right) i_L(t) - \frac{R}{L(R+R_C)} v_o(t) \\ \left(\frac{R}{C(R+R_C)} \right) i_L(t) - \left(\frac{1}{C(R+R_C)} \right) v_o(t) \end{bmatrix}$$

$$g(x(t)) = \begin{bmatrix} \left(\frac{1}{L} V_{in} + v_d - R_M i_L(t) \right) u(t) \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\varphi(x(t)) = \left(\frac{RR_C}{R+R_c} \right) i_L(t) + \left(\frac{R}{R+R_c} \right) v_o(t)$$

où R_M est la résistance du transistor *MOSFET*, R_L est la résistance interne de l'inductance, v_d est la tension de seuil de la diode, R_C est la résistance série équivalente du condensateur et V_{in} est la tension d'entrée. i_L , v_o et u représentent respectivement le courant d'inductance, la tension de sortie et le rapport cyclique (voir figure 3.14).

Dans ce travail, les éléments internes des composants, qui peuvent perturber la commande du convertisseur buck, sont pris en compte.

3.5.3 Modèle flou T-S du convertisseur buck

Pour transformer le modèle non-linéaire du convertisseur buck (équation 3.41) en modèle flou T-S, on choisit le courant d'inductance i_L comme variable de prémisses. Cela conduit à la forme non-linéaire suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B(i_L)u(t) + E \\ y(t) = v_o = Cx(t) \end{cases} \quad (3.42)$$

où :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(R_L + \frac{RR_C}{R+R_c} \right) & -\frac{R}{L(R+R_C)} \\ \frac{R}{C(R+R_C)} & -\frac{1}{C(R+R_C)} \end{bmatrix},$$

$$B(i_L) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} (V_{in} + v_d - R_M i_L(t)) \\ 0 \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} -\frac{v_d}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} \frac{RR_C}{R+R_c} & \frac{R}{R+R_C} \end{bmatrix}$$

On suppose que la variable de prémisses $z(t) = i_L(t)$ est bornée comme suit : $\underline{i}_L \leq i_L(t) \leq \bar{i}_L$ et on utilise la transformation du secteur non-linéarité [Ohtake 2003], le système non-linéaire (3.42) peut être décrit par un modèle flou T - S à deux règles Si-Alors :

Règle 1 : Si i_L est F_{11} Alors $\dot{x}(t) = A_1x(t) + B_1u(t) + E_1$

Règle 2 : Si i_L est F_{12} Alors $\dot{x}(t) = A_2x(t) + B_2u(t) + E_2$

où F_{11} et F_{12} sont les fonctions d'appartenance qui sont données par :

$$F_{11}(i_L) = \frac{i_L(t) - \underline{i}_L}{\bar{i}_L - \underline{i}_L}, \quad F_{12}(i_L) = 1 - F_{11}(i_L) \quad (3.43)$$

Les matrices de modèles locaux sont définies comme suit :

$$A_1 = A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(R_L + \frac{RR_C}{R+R_c} \right) & -\frac{R}{L(R+R_C)} \\ \frac{R}{C(R+R_C)} & -\frac{1}{C(R+R_C)} \end{bmatrix},$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} (V_{in} + v_d - R_M \bar{i}_L) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} (V_{in} + v_d - R_M \underline{i}_L) \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$E_1 = E_2 = \begin{bmatrix} -\frac{v_d}{L} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

La sortie globale du modèle flou est donnée par :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) (A_i x(t) + B_i u(t) + E) \quad (3.44)$$

où $h_i(z) = \omega_i(z) / \sum_{i=1}^r \omega_i(z)$, $\omega_i(z) = \prod_{j=1}^n F_{ij}(z_j)$ pour tout $t > 0$, $h_i(z) \geq 0$ et $\sum_{i=1}^r h_i(z) = 1$.

3.5.4 Synthèse du contrôleur flou T-S

L'objectif est de développer un contrôleur flou T-S capable de piloter l'état du système $x(t)$ pour suivre un modèle de référence désiré $x_{op}(t)$. Donc la commande doit satisfaire :

$$x(t) - x_d(t) \rightarrow 0 \quad \text{telle que} \quad t \rightarrow \infty \quad (3.45)$$

où $x_d(t)$ représente la variable de la trajectoire désirée. On définit l'erreur de suivi de la trajectoire comme suit : $\tilde{x}(t) = x(t) - x_d(t)$. Sa dérivée temporelle peut être donnée par :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \dot{x}(t) - \dot{x}_d(t) \quad (3.46)$$

on remplace l'équation (3.44) dans (3.46) et on ajoute le terme $\sum_{i=1}^r h_i(z) A_i (x_d(t) - x_d(t))$, l'équation (3.46) devient :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z) (A_i \tilde{x} + B_i u + A_i x_d(t) + E_i) - \dot{x}_d \quad (3.47)$$

Dans l'équation (3.47), on introduit une nouvelle variable de contrôle $\tau(t)$ qui satisfait la condition suivante :

$$\sum_{i=1}^r h_i B_i \tau = \sum_{i=1}^r h_i(z) (A_i x_d + B_i u + E) - \dot{x}_d \quad (3.48)$$

En utilisant l'équation 3.48, la dérivée de l'erreur de poursuite 3.47 peut être réécrite comme suit :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(i_L(t))(A_i \tilde{x}(t) + B_i \tau(t)) \quad (3.49)$$

Les nouveaux contrôleurs sont développés pour traiter le problème de suivi de trajectoire comme suit :

Règle du contrôleur 1 : Si $i_L(t)$ est F_{11} Alors $\tau(t) = -K_1 \tilde{x}(t)$

Règle du contrôleur 2 : Si $i_L(t)$ est F_{12} Alors $\tau(t) = -K_2 \tilde{x}(t)$

La sortie finale du contrôleur flou est donnée comme suit :

$$\tau(t) = - \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) K_i \tilde{x}(t) \quad (3.50)$$

on remplace l'équation 3.50 dans 3.49 et le système final en boucle fermée prend la forme suivante :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t)) h_j(z(t)) (A_i - B_i K_j) \tilde{x}(t) \quad (3.51)$$

D'autre part, on a $G_{ij} = (A_i - B_i K_j)$ et l'équation (3.51) peut être réécrite comme suit :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t)) h_j(z(t)) G_{ij} \tilde{x}(t) \quad (3.52)$$

3.5.5 Stabilité du modèle flou

Afin de déterminer les gains K_i du contrôleur flou T-S, il est nécessaire de satisfaire les conditions du théorème suivant [Ounnas 2017], [Lian 2007] :

Théorème 1 *Le modèle continu (3.52) est asymptotiquement stable via le contrôleur flou (3.50), s'il existe une matrice diagonale D , des matrices Q_{ij} avec : $Q_{ii} = Q_{ii}^T$ et $Q_{ji} = Q_{ij}^T$ pour $i \neq j$, et une matrice commune positive définie $P > 0$ tel que :*

$$G_{ii}^T P + P G_{ii} + Q_{ii} + D P D < 0, i = 1, \dots, r \quad (3.53)$$

$$\left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right)^T P + P \left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right) + Q_{ij} \leq 0, i < j \leq r \quad (3.54)$$

$$\begin{bmatrix} Q_{11} & Q_{12} & \cdots & Q_{1r} \\ Q_{12} & Q_{22} & \cdots & Q_{2r} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ Q_{1r} & Q_{2r} & \cdots & Q_{rr} \end{bmatrix} \equiv \tilde{Q} > 0 \quad (3.55)$$

Pour $i, j = 1, \dots, r$, la paire (i, j) tel que : $h_i(z)h_j(z) = 0, \forall t$.

Les gains de contrôle nécessitent la transformation des conditions du théorème précédent en un problème d'inégalités matricielles linéaires (LMIs). Cette transformation correspond à de simples changements bijectifs de variables $X = P^{-1}$, $K_i = M_i X^{-1}$ et à l'utilisation d'une congruence à (3.53), (3.54) et (3.55). Ensuite, les LMIs suivantes peuvent être obtenues. $\exists X = X^T > 0$, $\exists Y_{ii} = Y_{ii}^T$, $\exists Y_{ij} = Y_{ji}^T$, $\exists M_i$:

$$\begin{bmatrix} XA_i^T + A_iX - B_iM_i - M_i^T B_i^T + Y_{ii} & XD^T \\ DX & -X \end{bmatrix} < 0, \quad (3.56)$$

$$\begin{aligned} XA_i^T + A_iX + XA_j^T + A_jX - B_iM_j - M_j^T B_i^T \\ - B_jM_i - M_i^T B_j^T + 2Y_{ij} \leq 0, i < j \leq r \end{aligned} \quad (3.57)$$

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \cdots & Y_{1r} \\ Y_{12} & Y_{22} & \cdots & Y_{2r} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ Y_{1r} & Y_{2r} & \cdots & Y_{rr} \end{bmatrix} \equiv \tilde{Y} > 0 \quad (3.58)$$

3.5.6 Modèle de référence et contrôleur non-linéaire

Afin de déterminer le modèle de référence souhaité x_d et le contrôleur non-linéaire $u(t)$, on peut utiliser l'équation 3.48 qui peut être réécrite comme suit :

$$\sum_{i=1}^r h_i B_i (u - \tau) = - \sum_{i=1}^r h_i A_i x_d - \sum_{i=1}^r h_i E + \dot{x}_d \quad (3.59)$$

En notant que :

$$A = \sum_{i=1}^r h_i A_i, \quad B = \sum_{i=1}^r h_i B_i, \quad E = \sum_{i=1}^r h_i E_i \quad (3.60)$$

Alors, l'équation 3.59 devient :

$$B(u(t) - \tau(t)) = -Ax_d(t) - E + \dot{x}_d(t) \quad (3.61)$$

L'équation 3.61 peut être écrite comme suit :

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} \frac{1}{L}[V_{in} + v_d + R_M \dot{i}_L(t)] \\ 0 \end{bmatrix} (u(t) - \tau(t)) = \\ & - \begin{bmatrix} \frac{1}{L}[R_L + \frac{RR_C}{R+R_C}] & -\frac{R}{L(R+R_C)} \\ \frac{R}{C(R+R_C)} & -\frac{1}{C(R+R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ v_{cd} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{v_d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{i}_{Ld} \\ \dot{v}_{cd} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.62)$$

Il convient de mentionner que la loi de commande non-linéaire et le modèle de référence désirée seront calculés en fonction de la tension de sortie désirée. A partir de la seconde équation de (3.62), on obtient :

$$-\frac{R}{C(R+R_C)}x_{1d} + \frac{1}{C(R+R_C)}x_{2d} = 0 \Rightarrow x_{1d} = \frac{x_{2d}}{R} \quad (3.63)$$

A partir de la première équation de (3.62), on peut dériver la loi de commande non-linéaire $u(t)$, comme suit :

$$u(t) = \frac{(\frac{R_L}{R} + \frac{R_C}{R+R_C} + \frac{R}{R+R_C})x_{2d} + v_d}{V_{in} + v_d + R_M \dot{i}_L(t)} + \tau(t) \quad (3.64)$$

3.5.7 Résultats simulation

Afin de vérifier les performances du contrôleur flou T-S proposé, on effectue des tests de simulation sur un convertisseur buck, dont les paramètres sont donnés par le tableau 3.1.

TABLE 3.1: Tableau 3.1 : Paramètres du convertisseur buck.

Composant	Valeur
Résistance interne du MOSFET	0.1Ω
Tension de seuil de la diode	0.8V
Condensateur de sortie C	270μF
Résistance série équivalente du condensateur R_C	0.18Ω
Inductance L	600μF
Résistance interne de l'inductance R_L	0.1Ω
Tension d'entrée V_{in}	10V
Résistance de charge R	56Ω

La figure 3.15 représente le modèle simulink du contrôleur développé pour contrôler la tension de sortie du convertisseur buck.

Les gains du contrôleur sont obtenus par la résolution des LMIs 3.53, 3.54 et 3.55, comme suit :

$$K_1 = [0.4829 \quad 0.1582], K_2 = [0.4537 \quad 0.1345]$$

Dans le premier test de simulation, on prend une tension de référence variable. Les figures 3.16(a), 3.16(b), 3.16(c) et 3.16(d) représentent, respectivement, les réponses de la tension de sortie, l'erreur, le Rapport cyclique et le signal MLI.

3.5. Commande d'un convertisseur buck par un contrôleur flou T-S 63

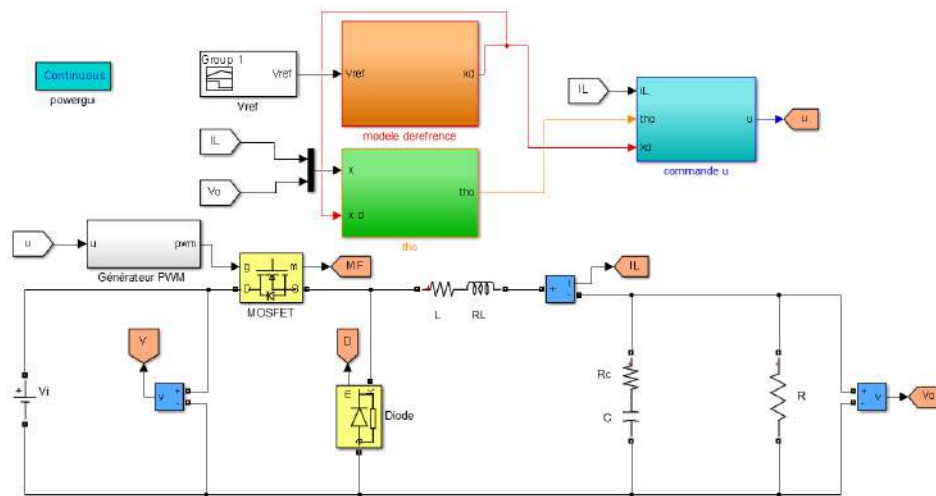


FIGURE 3.15: Modèle simulink du convertisseur buck commandé par un contrôleur flou T-S.

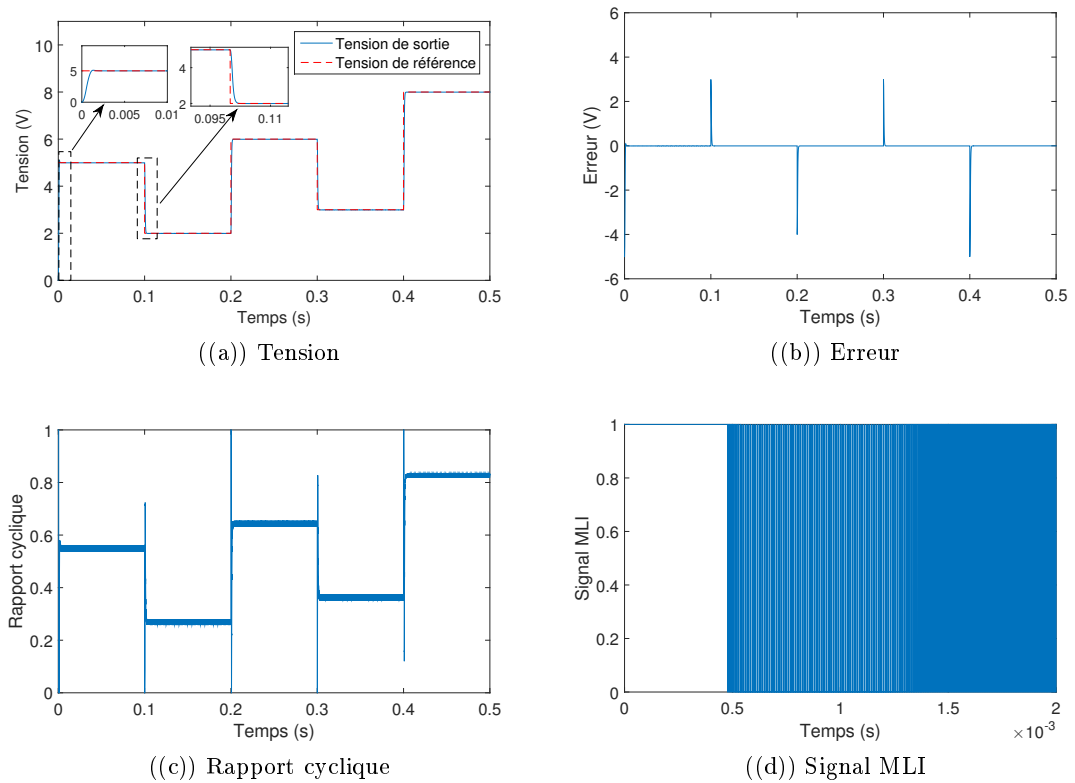


FIGURE 3.16: Résultats de simulation du convertisseur buck commandé par un contrôleur flou T-S.

Les résultats de simulation confirment bien l'efficacité du contrôleur flou T-S proposé et montrent que la réponse de la tension de sortie est parfaitement superposée sur celle de la tension de référence. Ils montrent également que le temps de réponse pour suivre la référence est très court ($0,001s$) avec un dépassement nul. On peut dire que le contrôleur flou T-S proposé possède de bonnes performances en termes de rapidité et de poursuite.

Dans le deuxième test, les résultats de simulation obtenus par le contrôleur flou T-S, sont comparés avec ceux obtenus par le contrôleur PID.

La figure 3.17 montre, la réponse de la tension de sortie pour les deux contrôleurs avec une tension de référence variable.

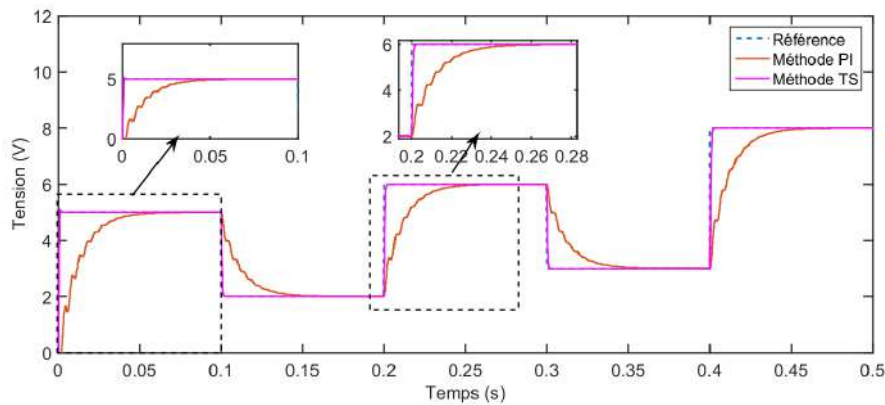


FIGURE 3.17: Comparaison entre les contrôleurs flou T-S et PID .

Les résultats de comparaison sont illustrés par le tableau 3.2 selon les critères suivants : temps de montée (rapidité), temps de stabilisation (précision et stabilité) et dépassement de poursuite (efficacité).

TABLE 3.2: Tableau 3.2 : Comparaison des performances entre les contrôleurs PI et T - S

Méthode	Contrôleur PI	Contrôleur T-S
Temps de réponse (s)	0.04	8.333×10^{-4}
Temps de stabilisation (s)	0.05	$\times 10^{-3}$
Dépassement (%)	0.002	0

D'après les résultats obtenus on peut conclure que le contrôleur flou T-S possède de bonne performance en comparaison avec le contrôleur *PID* qui présente de nombreux inconvénients notamment : une réponse lente pour suivre la tension de référence et il présente des fluctuations considérables autour de la tension de référence.

3.6 Conclusion

Ce chapitre a été divisé en trois parties. La première partie est réservée à la modélisation des convertisseurs *DC-DC* de type boost et buck. La commande de ces convertisseurs par le contrôleur *PID* avec les résultats de simulations sont abordés dans la seconde partie. La dernière partie est réservée au développement d'une nouvelle technique basée sur les modèles flous T-S pour contrôler la tension de sortie du convertisseur buck. Pour valider et vérifier les performances du contrôleur flou T-S développé une comparaison a été effectuée avec celle du contrôleur *PID*.

La validation pratique du contrôleur développé à l'aide d'une carte Arduino Uno sera effectuée dans le dernier chapitre.

Maximisation de puissance dans un système PV

Sommaire

4.1	Introduction	67
4.2	Principe de la recherche du point de puissance maximale	68
4.3	Classification des méthodes MPPTs	68
4.3.1	Méthodes indirectes	69
4.3.2	Méthodes directes	69
4.3.3	Méthodes MPPTs intelligentes	69
4.4	Principe des méthodes indirectes	70
4.4.1	Méthode basée sur la tension de circuit ouvert	70
4.4.2	Méthode du courant de court-circuit	71
4.4.3	Méthode de tension de référence externe (Cellule pilote)	71
4.5	Méthode Perturbation et Observation	72
4.5.1	Principe de la méthode	72
4.5.2	Résultats de Simulation	74
4.6	Méthode de la Conductance Incrémentale	76
4.6.1	Principe de la méthode	76
4.6.2	Résultats de Simulation	78
4.7	Méthode MPPT basée sur les modèles flous de type Mamdani	80
4.7.1	Fuzzification	81
4.7.2	Moteur d'inférence flou	81
4.7.3	Défuzzification	83
4.7.4	Résultats de Simulation	83
4.8	Méthode MPPT basée sur les modèles flous de type T-S	85
4.8.1	Modèle d'état du système photovoltaïque	86
4.8.2	Modèle flou T-S du système photovoltaïque	87
4.8.3	Synthèse du contrôleur flou T-S	88
4.8.4	Contrôleur non-linéaire et modèle de référence optimale	89
4.8.5	Résultats de simulation	90
4.9	Étude comparative des performances obtenues	92
4.10	Conclusion	94

4.1 Introduction

D'après ce qui a été abordé dans le deuxième chapitre, les caractéristiques électriques $I - V$ et $P - V$ du générateur PV sont de nature non linéaire et possèdent un point particulier appelé point de puissance maximale (PPM) en anglais "Maximum Power Point". Ce dernier est le point de fonctionnement optimal auquel le générateur PV fonctionne à sa puissance maximale. La position du PPM est variable dans le temps car l'énergie photovoltaïque dépend des conditions climatiques. Pour obtenir ce point, il est nécessaire d'utiliser une stratégie de commande appelée la poursuite du point de puissance maximale ou en anglais Maximum Power Point Tracking (MPPT).

Plusieurs méthodes MPPTs ont été développées pour la recherche du point de fonctionnement optimal permettant d'extraire le maximum de puissance du générateur PV. Elles varient en complexité, capteurs nécessaires, vitesse de convergence, coût, efficacité, matériel d'implémentation. De plus, chaque méthode peut mieux fonctionner dans certaines conditions que dans d'autres. Certaines techniques MPPTs donnent de meilleures performances sous une irradiance stable mais sous un changement rapide, les résultats se révèlent insatisfaisants [Hadjji 2018], [Zhang 2018].

Dans la littérature, les méthodes MPPTs ont été classées selon le type d'implémentation pratique : analogique, numérique ou mixte, ou selon les paramètres d'entrée ou de sortie. D'autre part, les techniques MPPTs peuvent être classées en trois catégories : techniques indirectes, techniques directes et techniques intelligentes [Bendib 2018], [Motahhir 2018], [Rizoug 2010].

Dans ce chapitre, une présentation des techniques MPPTs largement utilisées dans les systèmes PV a été donnée. L'objectif de cette étude est de donner un aperçu des différentes techniques MPPTs, de décrire leurs principes de fonctionnement et de mettre en évidence leurs avantages et leurs limites. Dans ce cadre, on commence par la présentation des méthodes indirectes, telles que celles qui se basent sur la tension de circuit ouvert ou sur le courant de court-circuit qui nécessitent une connaissance préalable des caractéristiques du générateur PV. Ensuite, on aborde les méthodes directes les plus utilisées dans les systèmes PV commerciaux telles que les techniques Perturbation et Observation (P&O) et Incrémentation de la Conductance (INC). Enfin, on présente le troisième type relatif aux méthodes intelligentes, où on s'intéresse aux techniques basées sur les modèles flous de Mamdani (contrôleur à logique flou) et celles basées sur les modèles flous de Takagi-Sugeno (T-S).

4.2 Principe de la recherche du point de puissance maximale

La figure. 4.1 représente une chaîne de conversion photovoltaïque associée à une commande MPPT.

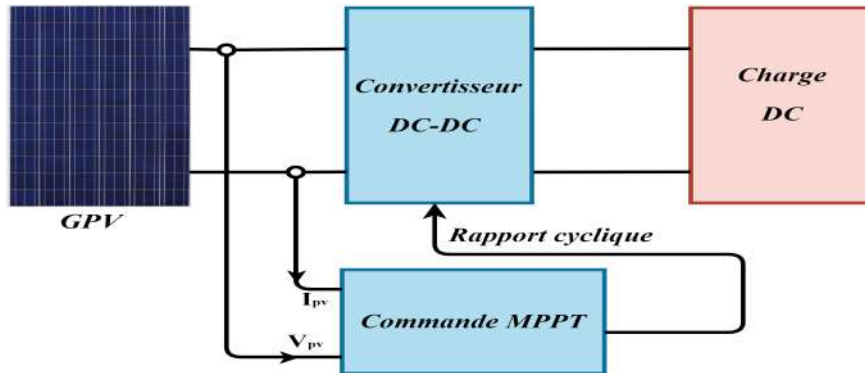


FIGURE 4.1: Chaîne de conversion PV contrôlée par une commande MPPT.

Le principe de cette commande est de faire varier le rapport cyclique du convertisseur DC-DC pour extraire le maximum de puissance que le générateur PV peut fournir quelles que soient les changements climatiques.

L'algorithme MPPT peut être plus ou moins compliqué pour rechercher le PPM. En général, cet algorithme est basé sur la variation du rapport cyclique en fonction de l'évolution de ses paramètres d'entrée (courant, tension et puissance du générateur PV) jusqu'à l'atteinte du PPM. Plusieurs méthodes MPPTs sont développées dans la littérature, on se limite dans cette étude à la présentation de quelques-unes.

4.3 Classification des méthodes MPPTs

On peut classer les différentes méthodes MPPTs en trois groupes. Le premier groupe comprend les méthodes indirectes, qui se basent sur la tension de circuit ouvert ou sur le courant de court-circuit. Le deuxième groupe contient les méthodes directes qui sont les plus utilisées dans les systèmes PV commerciaux. Elles sont connues sous le nom de MPPTs conventionnels qui incluent la méthode de Perturbation et Observation (P&O), Incrémentation de la Conductance (INC) et Hill Climbing (HC). Les techniques les plus récentes ou techniques intelligentes, dont celles basées sur la logique floue, sont classées dans le dernier groupe.

4.3.1 Méthodes indirectes

Ces méthodes utilisent la relation entre les variables mesurées (I_{cc} ou V_{co}), qui peuvent être facilement déterminées, et la position approximative du PPM. Ce groupe inclue aussi les MPPTs qui se basent sur une estimation du point de fonctionnement du générateur PV réalisée à partir d'un modèle paramétrique défini au préalable. Ces techniques ont l'avantage d'être simples à réaliser. Elles sont destinées à des systèmes peu coûteux et peu précis. Elles sont préférables pour les zones géographiques où il y a peu de changements climatiques [Dalala 2015], [Thangavelu 2017], [Baimel 2016].

4.3.2 Méthodes directes

Les méthodes directes déterminent le point de fonctionnement optimal à partir des mesures de courant, tension, ou puissance directement sur le système PV. Ce qui garantit la réaction à des changements imprévisibles du fonctionnement du générateur PV. De plus, ce type de techniques se caractérise par sa précision et sa rapidité de réaction. Les techniques directes les plus utilisées sont P&O [Guiza 2019], [Kota 2017] et INC [Mirbagheri 2013], [Guiza 2019].

4.3.3 Méthodes MPPTs intelligentes

Récemment, les méthodes intelligentes basées sur l'exploitation de l'intelligence artificielle sont utilisées pour développer de nouveaux algorithmes MPPTs. Parmi ces algorithmes on peut citer : les techniques basées sur les réseaux de neurones (RNN) [Divyasharon 2019], les techniques basées sur la logique floue (FL) [Ounnas 2016], [Soufi 2014], techniques basées sur le neurone-flou [Kamar 2019], les techniques basées sur les algorithmes génétiques (GA) [Priyadarshi 2017] et les techniques basées sur l'optimisation par essaims particulaires (PSO) [Soufi 2016].

Ces dernières années, la commande par logique floue a été largement utilisée dans les systèmes de poursuite du point de puissance maximale [Bechouat 2017], [Boukezata 2018]. Cette théorie est tout à fait adaptée au problème d'optimisation traité dans ce travail. En revanche, elle nécessite une connaissance parfaite du système par l'opérateur pour l'établissement des règles d'inférences [Bendib 2018], [Zhang 2018]. L'avantage de cette technique est qu'elle peut fonctionner avec des valeurs d'entrées peu précises et ne nécessite pas de modèle mathématique de grande précision. Dans le cadre de la commande des systèmes PV par la logique floue, on présente, ci-après, les techniques MPPTs basées sur les modèles flous de type Mamdani et celles de type T-S.

4.4 Principe des méthodes indirectes

Les méthodes indirectes sont basées sur la tension de circuit ouvert ou sur le courant de court-circuit. Le principe de chaque méthode est présenté comme suit :

4.4.1 Méthode basée sur la tension de circuit ouvert

La figure 4.2 illustre le principe de cette technique qui est basée sur la relation linéaire entre la tension de circuit ouvert (V_{co}) et la tension du point de puissance maximale (V_{PPM}) donnée par l'expression suivante :

$$V_{PPM} = k_1 V_{co} \quad (4.1)$$

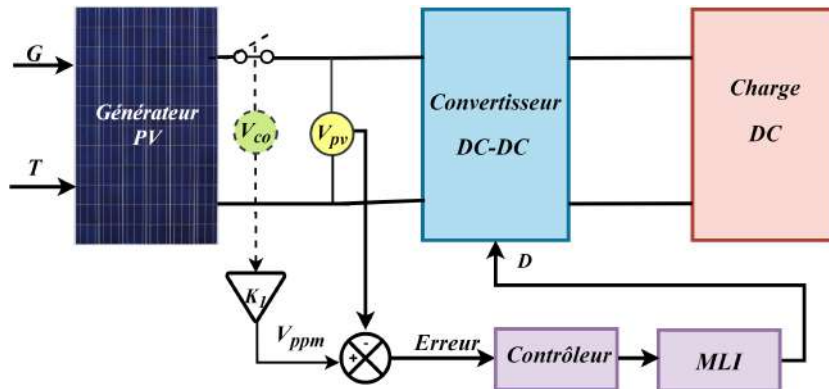


FIGURE 4.2: Principe de la méthode de tension de circuit ouvert.

où k_1 est une constante de proportionnalité. Elle dépend des caractéristiques du panneau PV utilisé. D'après les résultats de recherches, le facteur k_1 est généralement compris entre 0.71 et 0.78. Une fois que k_1 est déterminé, le V_{PPM} peut être calculé à l'aide de la relation 4.1, où V_{co} est mesuré périodiquement en déconnectant le convertisseur DC-DC pour une fraction de seconde. La tension V_{PPM} est comparée avec la tension de fonctionnement du générateur PV pour générer un signal d'erreur qui est utilisé comme entrée pour la commande MLI (modulation de largeur d'impulsion), puis le cycle est répété [Abbes 2014], [Dang 2016].

Le problème avec cette technique est la perte de la puissance disponible lors de la déconnection de la charge du générateur PV. Aussi, la constante k_1 n'est pas toujours entre 71% et 78% de la tension V_{co} .

Pour palier à ce problème, des cellules pilotes sont utilisées pour obtenir la tension V_{co} . Ces cellules doivent être choisies avec précision, afin de représenter le plus fidèlement possible les caractéristiques du générateur PV [He 2012].

4.4.2 Méthode du courant de court-circuit

Cette méthode est similaire à la précédente, mais elle fonctionne avec le courant de court-circuit I_{cc} au lieu de la tension V_{co} .

Le principe de cette technique est donné par la figure 4.3 .

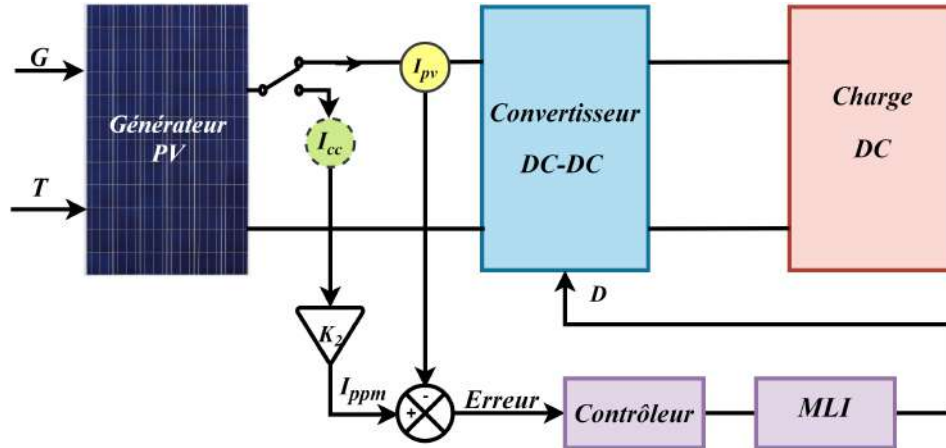


FIGURE 4.3: Principe de la méthode du courant de court-circuit.

Dans ce cas le courant du point de puissance maximale est proportionnel au courant de court-circuit. Cette proportionnalité est donnée par l'expression suivante :

$$I_{PPM} = k_2 I_{cc} \quad (4.2)$$

où k_2 est une constante de proportionnalité. 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} comme l'illustre la figure 4.3. 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 P_{PPM} n'est jamais atteint [Ankaiah 2013], [Hadji 2013].

4.4.3 Méthode de tension de référence externe (Cellule pilote)

La figure 4.4 représente le principe de la méthode basée sur une cellule pilote. Elle est basée sur les algorithmes précédents, mais les mesures de V_{co} ou I_{cc} sont effectuées en utilisant une petite cellule PV appelée cellule pilote. Cette dernière doit avoir les mêmes caractéristiques que les cellules du générateur PV.

En conséquence, la perte d'énergie pendant la mesure V_{co} ou I_{cc} est éliminée, mais il est difficile de trouver un endroit idéal pour la cellule pilote afin

qu'elle donne une information parfaite de V_{co} ou I_{cc} pour différents ensoleillements et températures. Cette méthode utilise un facteur fixe pour estimer V_{PPM} ou I_{PPM} à partir de V_{co} ou I_{cc} [Shebani 2016].

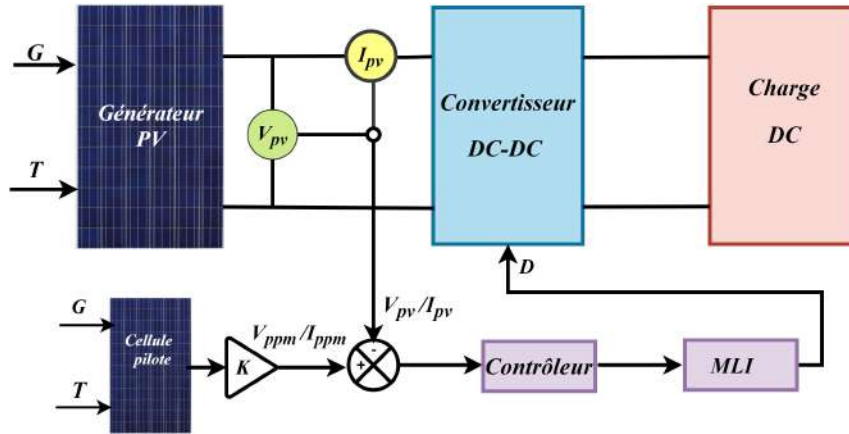


FIGURE 4.4: Principe de la méthode basée sur une cellule pilote.

4.5 Méthode Perturbation et Observation

4.5.1 Principe de la méthode

La méthode P&O est généralement la plus utilisée dans le milieu industriel en raison de sa simplicité et sa facilité d'implémentation. Son principe est basé sur la perturbation du système (en augmentant ou en diminuant la tension de fonctionnement) et sur l'observation de son effet sur la puissance de sortie (figure 4.5) [Rezk 2015].

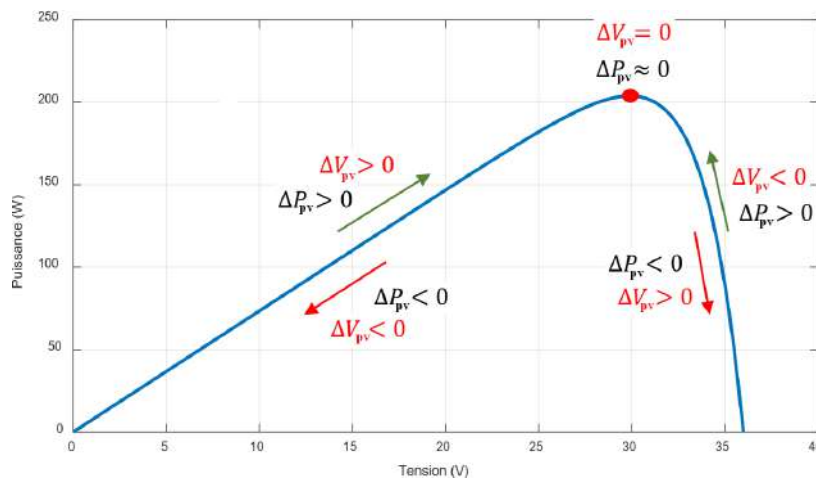


FIGURE 4.5: Principe de la méthode P&O.

On considère que le générateur PV fonctionne à un point qui n'est pas forcément le *PPM*. On perturbe la tension de fonctionnement avec ΔV_{pv} et on observe la variation de la puissance de sortie ΔP_{pv} .

Si ΔP_{pv} est positif, alors la perturbation de la tension déplace le point de fonctionnement vers un point plus proche du *PPM*. D'autres perturbations successives de la tension dans la même direction devraient déplacer le point de fonctionnement jusqu'à l'atteinte du *PPM*.

Dans le cas où ΔP_{pv} est négatif, le point de fonctionnement s'éloigne du *PPM*, et donc le signe algébrique de la perturbation de la tension devrait être inversé pour déplacer de nouveau le point de fonctionnement vers le *PPM* [Kihal 2019], [Pilakkat 2019].

La figure 4.6 représente l'organigramme de la méthode P&O.

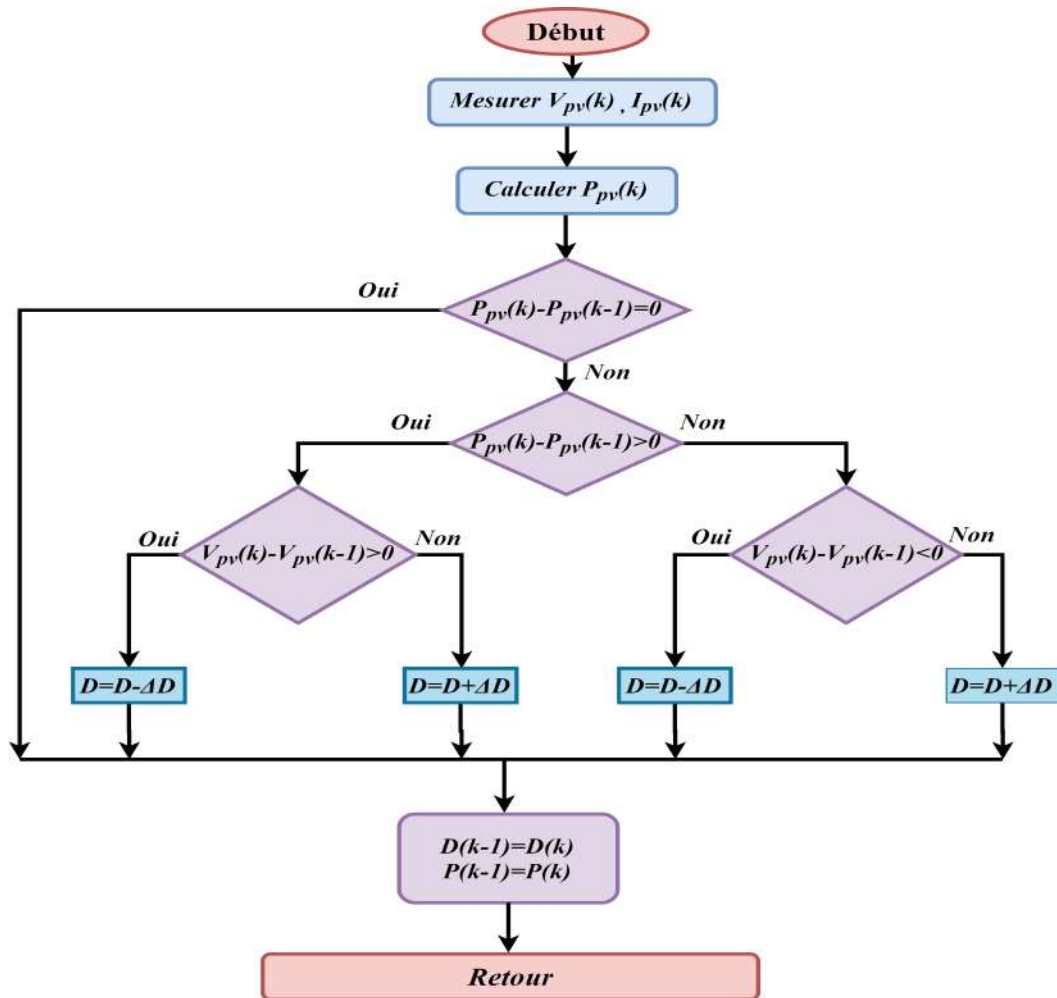


FIGURE 4.6: Organigramme de la méthode P&O.

Le processus est répété périodiquement jusqu'à ce que le *PPM* soit atteint. Le système oscille alors autour du *PPM*, ce qui provoque des pertes de

puissance. L'oscillation peut être minimisée en diminuant la taille de la perturbation. Cependant, une taille de perturbation trop petite ralentit considérablement la poursuite du PPM. Il existe alors une harmonie entre la précision et la rapidité [Esram 2007].

Généralement cette méthode nécessite deux capteurs pour mesurer la tension et le courant à partir desquels la puissance est calculée. Parfois, le courant est estimé à partir de la tension mesurée, éliminant ainsi le besoin du capteur de courant.

L'utilisation d'un microprocesseur est plus appropriée pour la réalisation de la méthode P&O, même si des circuits analogiques peuvent être utilisés [Boukli 2011].

4.5.2 Résultats de Simulation

Le modèle Simulink du système PV commandé par l'algorithme P&O est montré dans la figure 4.7.

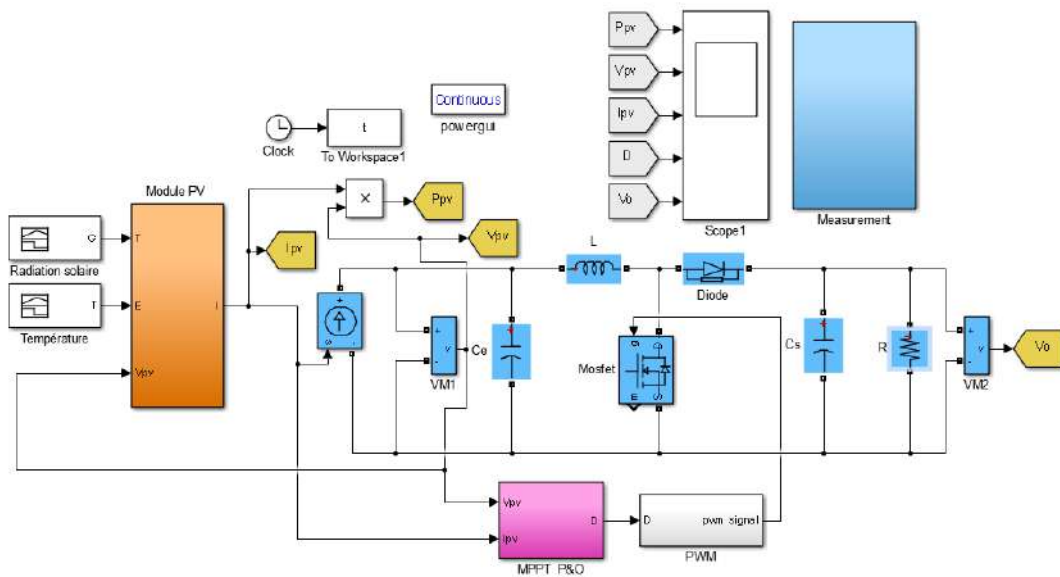


FIGURE 4.7: Modèle Simulink du système PV commandé par l'algorithme *P&O*

Les profils d'irradiation et de température sont illustrés sur les figures 4.8(a) et 4.8(b) tandis que les réponses de la puissance, la tension, le courant et le rapport cyclique sont présentés, respectivement, sur les figures 4.8(c), 4.8(d), 4.8(e) et 4.8(f).

On constate à travers ces résultats de simulation que l'inconvénient majeur de l'algorithme P&O réside dans sa mauvaise interprétation de la localisation du PPM lors d'un changement brusque des conditions climatiques.

Cette technique présente aussi des problèmes liés aux oscillations autour du PPM qu'elle engendre en régime établi, car la procédure de recherche du

PPM doit être répétée périodiquement, obligeant le système à osciller autour du PPM.

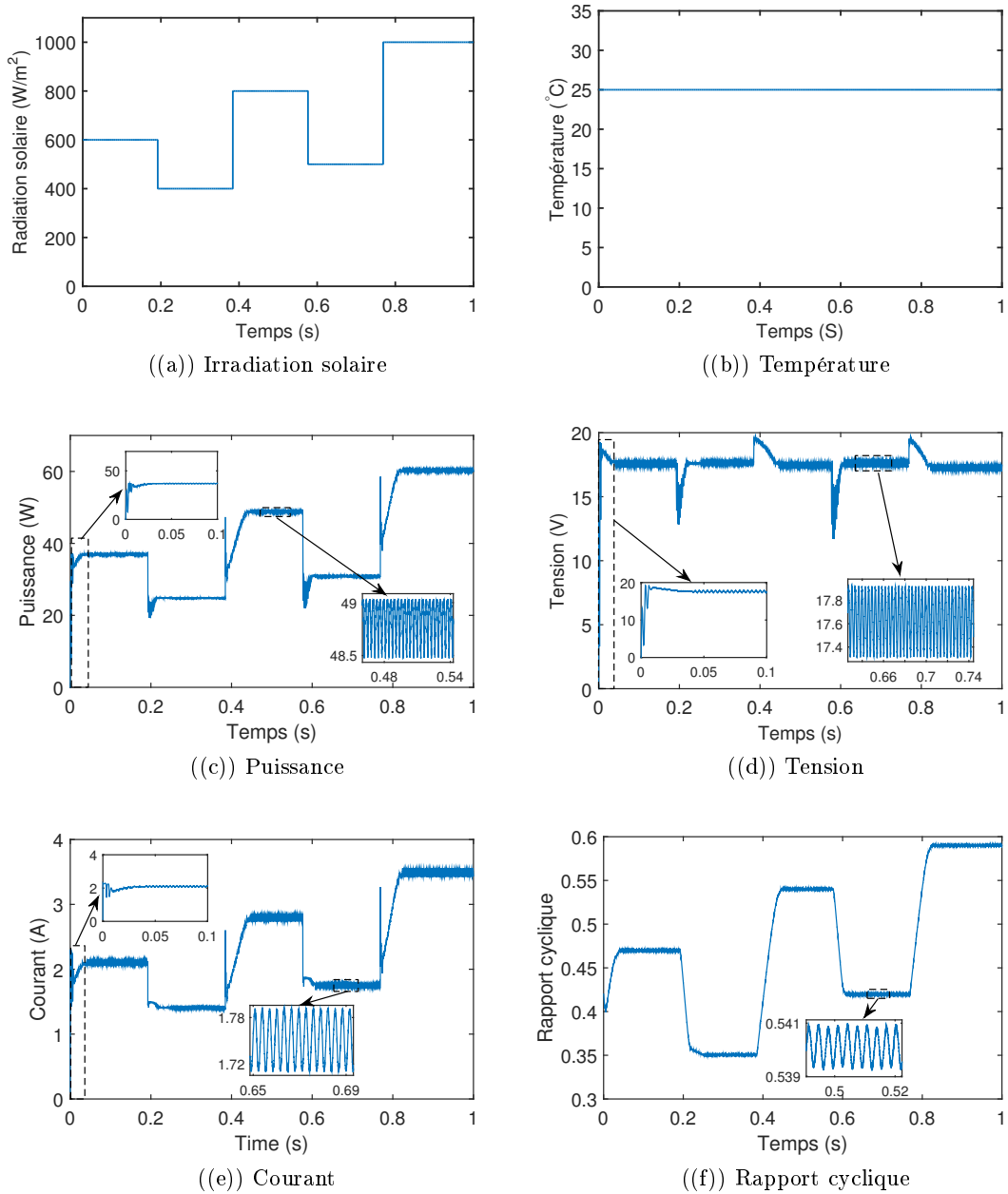


FIGURE 4.8: Résultats de simulation de l'algorithme *P&O*

4.6 Méthode de la Conductance Incrémentale

4.6.1 Principe de la méthode

C'est une méthode facile à implémenter et largement utilisée. Elle est proposée pour remédier aux inconvénients de la méthode P&O dans le cas d'un changement rapide de l'ensoleillement. Elle est basée sur le fait que la pente de la courbe caractéristique de puissance du générateur PV est nulle au *PPM* (positive à gauche et négative à droite) [Loukriz 2016], [Zakzouk 2016].

La tension et le courant de ce générateur sont les grandeurs sur lesquelles l'algorithme MPPT repose pour calculer la conductance G et la conductance incrémentale ΔG , et pour prendre sa décision (augmenter ou diminuer le rapport cyclique de sortie). (figure 4.9) [Bendib 2018], [Zakzouk 2016].

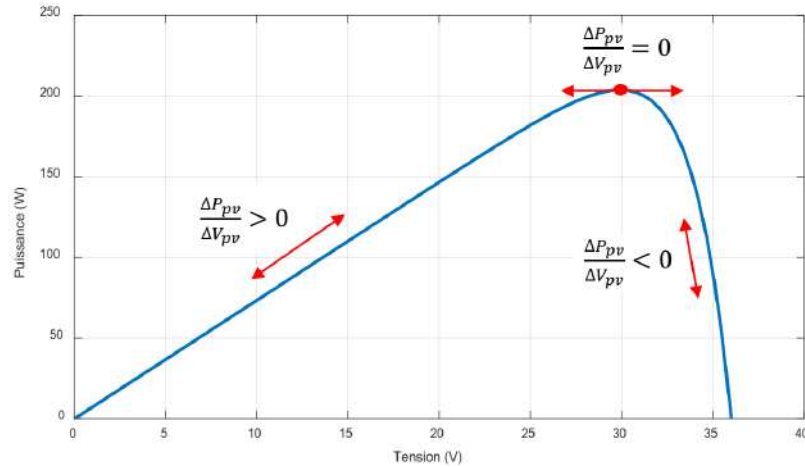


FIGURE 4.9: Principe de la méthode INC.

La variation de la puissance en fonction de la tension est donnée par :

$$\begin{cases} \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0 & \text{au PPM} \\ \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} > 0 & \text{gauche du PPM} \\ \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} < 0 & \text{droite du PPM} \end{cases}, \quad (4.3)$$

Puisque :

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = \frac{d(V_{pv}I_{pv})}{dV_{pv}} = I_{pv} + V_{pv} \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \simeq I + V_{pv} \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} \quad (4.4)$$

alors, l'équation 4.3 peut être écrite comme suit :

$$\begin{cases} \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} = -\frac{I_{pv}}{V_{pv}} & \text{au PPM} \\ \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} > -\frac{I_{pv}}{V_{pv}} & \text{gauche du PPM} \\ \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} < -\frac{I_{pv}}{V_{pv}} & \text{droite du PPM} \end{cases}, \quad (4.5)$$

On définit :

$$G = \frac{I_{pv}}{V_{pv}} \quad (4.6)$$

$$\Delta G = \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} \quad (4.7)$$

D'après l'équation 4.5, cette technique est basée sur la mesure du courant I_{pv} et la tension V_{pv} à des instants précis et avec le même pas d'échantillonnage.

Pour calculer le rapport cyclique D , on doit à priori déterminer la valeur de ΔG . Si cette dernière est positive alors le nouveau rapport cyclique est obtenu en ajoutant la perturbation ΔD . Sinon, on diminue ce rapport d'une quantité équivalente à la perturbation.

Ce processus est répété jusqu'à ce que la puissance maximale soit obtenue [Saravanan 2016], [Chung 2016].

La figure 4.10 représente les étapes de l'organigramme de la méthode INC.

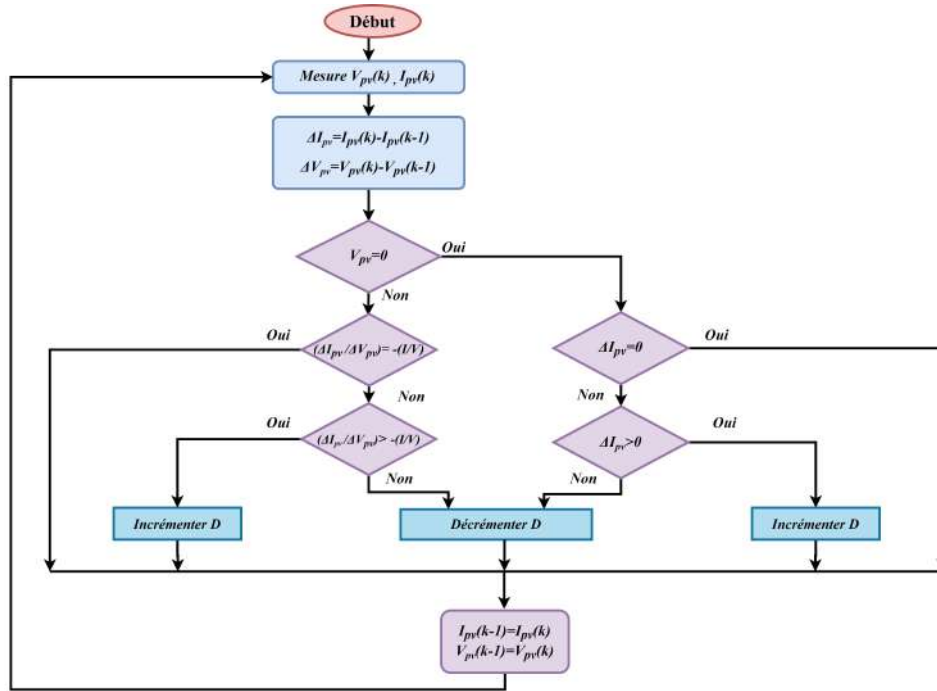


FIGURE 4.10: Organigramme de la méthode INC.

La taille de l'incrément détermine la rapidité de la poursuite du PPM. Une poursuite rapide peut être obtenue avec un incrément plus grand, mais le système ne pourrait pas fonctionner exactement au PPM et oscille autour de celui-ci. Il y a donc, comme pour la méthode P&O, un compromis entre rapidité et précision.

Cette méthode peut être améliorée en amenant le point de fonctionnement près du PPM dans une première étape, puis d'utiliser l'algorithme INC pour suivre exactement le PPM dans une deuxième étape [Boukli 2011].

4.6.2 Résultats de Simulation

Le modèle Simulink du système PV commandé par l'algorithme INC est montré sur la figure 4.11.

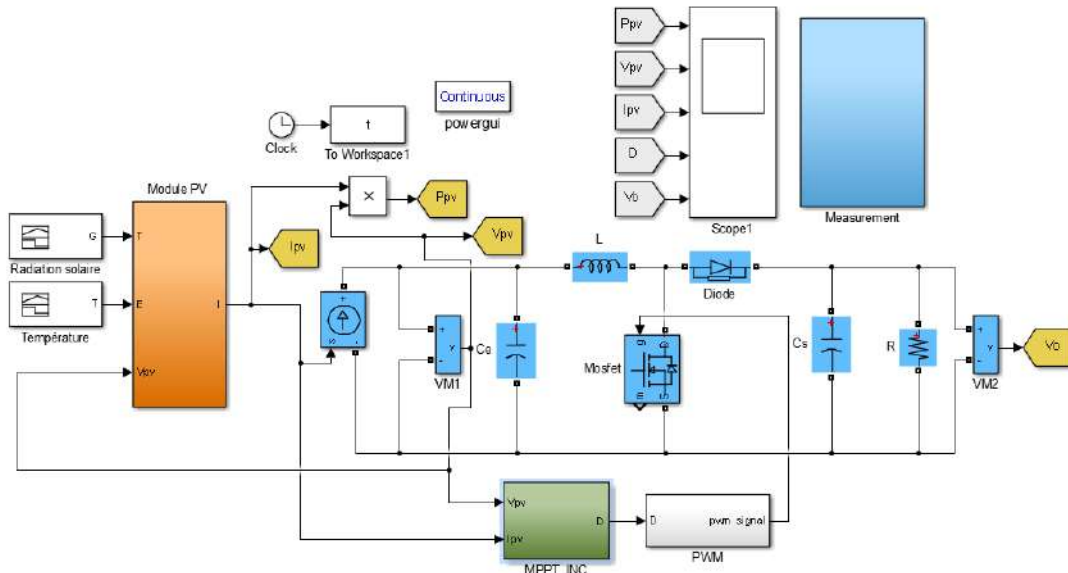


FIGURE 4.11: Modèle Simulink du système PV commandé par *INC*.

On garde les mêmes profils d'irradiation et de température comme illustré sur les figures 4.12(a) et 4.12(b).

Les figures 4.12(c), 4.12(d), 4.12(e) et 4.12(f) représentent, respectivement, les réponses de la puissance, la tension, le courant et le rapport cyclique.

L'algorithme INC est une amélioration de l'algorithme P&O, car les résultats de simulation montrent que cet algorithme atteint le PPM en un temps relativement rapide et qu'il se comporte mieux lors d'un changement rapide

des conditions météorologiques. Cependant, l'algorithme INC présente des ondulations durant le régime permanent et il est plus complexe que le précédent.

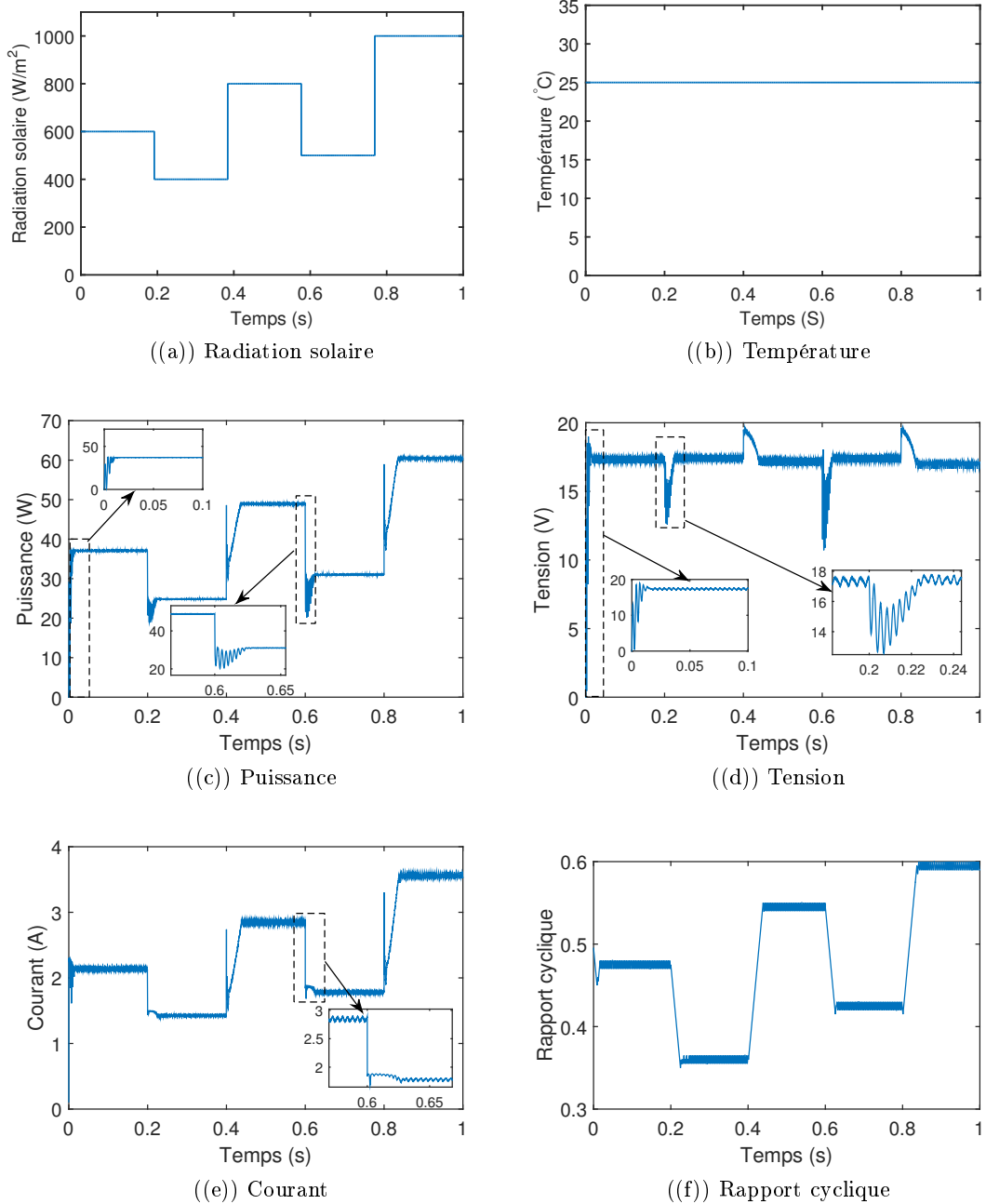


FIGURE 4.12: Résultats de simulation de l'algorithme INC.

4.7 Méthode MPPT basée sur les modèles flous de type Mamdani

Pour suivre le point de puissance maximale d'un système PV, un contrôleur flou basé sur les modèles de Mamdani (en anglais Fuzzy Logic Controller :FLC) est utilisé. Le contrôleur mesure les valeurs de la tension et du courant à la sortie du générateur PV, puis calcule la puissance ($P_{pv} = V_{pv} \cdot I_{pv}$) afin d'extraire les entrées du contrôleur. La sortie de celui-ci représente la perturbation du rapport cyclique ΔD . Le contrôleur flou examine, dans ce cas, la puissance de sortie P_{pv} à chaque temps d'échantillonnage (K) et détermine le rapport ($\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}}$). Si ($\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} < 0$) le contrôleur modifie le rapport cyclique pour diminuer la tension jusqu'à ce que la puissance soit maximale ($\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0$). Si ($\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} > 0$) le contrôleur modifie le rapport cyclique pour augmenter la tension jusqu'à ce que la puissance soit maximale (figure 4.13) [Amarouyache 2014], [Reynaud 2011].

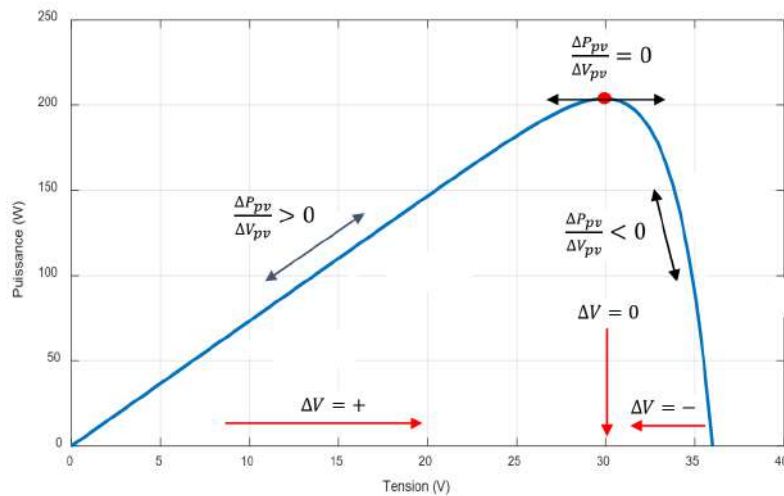


FIGURE 4.13: Principe du contrôleur flou.

La conception du contrôleur flou de type Mamdani (FLC) passe par la synthèse de trois étapes : fuzzification, moteur d'inférence et défuzzification, comme le montre la figure 4.14.

Les variables d'entrée du régulateur flou sont déterminées à partir des signaux réels en les multipliant par les gains d'échelle K_e et K_{de} et la sortie du contrôleur flou est multipliée par un gain d'échelle K_u . Ces gains d'échelle peuvent être réglés pour obtenir de meilleures performances en termes de temps de réponse et de minimisation des erreurs de suivi.

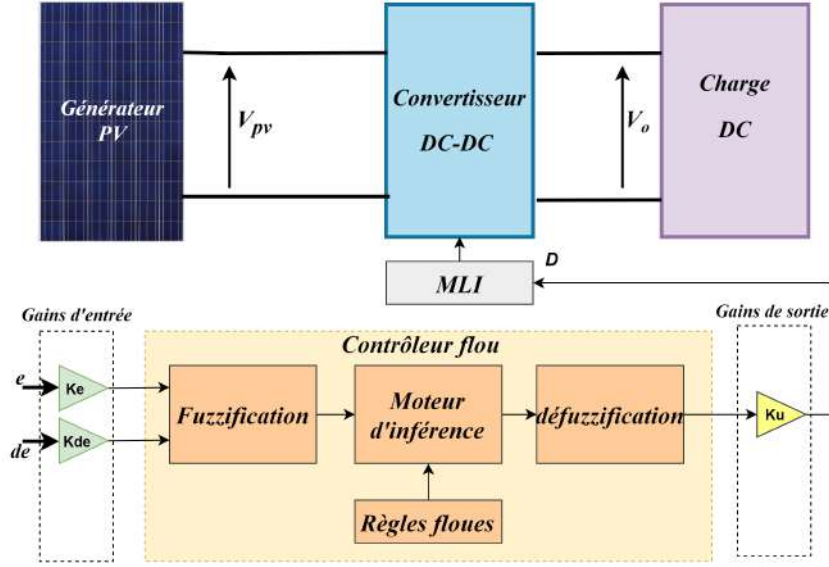


FIGURE 4.14: Schéma synoptique d'un contrôleur flou.

4.7.1 Fuzzification

La fuzzification permet de transformer les variables réelles en variables floues. La tension (V_{pv}) et le courant (I_{pv}) du générateur PV peuvent être mesurés en continu et la puissance peut être calculée ($P_{pv} = V_{pv} \cdot I_{pv}$). Dans notre cas, on a deux variables d'entrée qui sont : l'erreur (e) et la variation de l'erreur (Δe). À un instant d'échantillonnage k , ces variables sont exprimées comme suit [Bendib 2018] :

$$e(k) = \frac{P_{pv}(k) - P_{pv}(k-1)}{V_{pv}(k) - V_{pv}(k-1)} \quad (4.8)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (4.9)$$

Où $P_{pv}(k)$ et $V_{pv}(k)$ sont respectivement la puissance et la tension du générateur PV.

4.7.2 Moteur d'inférence flou

L'inférence (le raisonnement) flou est une étape qui consiste à définir un rapport logique liant les entrées et la sortie. En effet, les systèmes basés sur la commande floue utilisent des règles de type : SI-ALORS [Hadjji 2018].

Dans le cas général du système flou de type Mamdani, la i^{eme} règle floue (R_i), reliant les deux entrées floues (antécédentes) x_1 et x_2 par la sortie floue x_3 , est définie par la relation suivante :

$$(R_i) : \{Si\ e\ est\ x_1\}\ et\ \{\Delta e\ est\ x_2\}\ alors\ \{\Delta D\ est\ x_3\} \quad (4.10)$$

où x_1, x_2 et x_3 sont des termes linguistiques associés aux entrées et aux variables de sortie ($e, \Delta e$ et ΔD). Dans ce cas, la synthèse du contrôleur flou est assuré par le système d'inférence récapitulé dans le tableau 4.1.

TABLE 4.1: Tableau 4.1 : Base de règles du contrôleur flou.

$e/\Delta e$	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NM	NM	NP	Z
NM	NG	NM	NM	NP	NP	Z	PP
NP	NG	NM	NP	NP	Z	PP	PM
Z	NM	NP	NP	Z	PP	PP	PM
PP	NM	NP	Z	PP	PP	PM	PG
NM	NP	Z	PP	PP	PM	PM	PG
PG	Z	PS	PM	PM	PG	PG	PG

avec NG : Négatif Grand , NM : Négatif Moyen , NP : Négatif Proche , Z : Zéro, PP : Positif Proche , PM : Positif Moyen et PG : Positif Grand.

Les figures 4.15 et 4.16 montrent les fonctions d'appartenance des sept sous-ensembles flous pour les variables d'entrée et de sortie. Toutes ces fonctions sont de forme triangulaire afin de simplifier le traitement informatique.

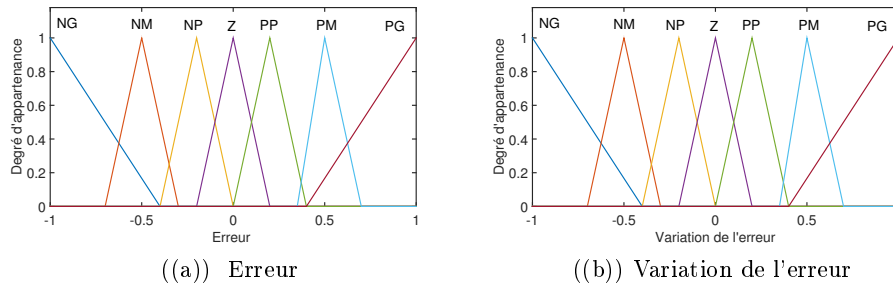


FIGURE 4.15: Fonctions d'appartenance de l'erreur et de la variation de l'erreur

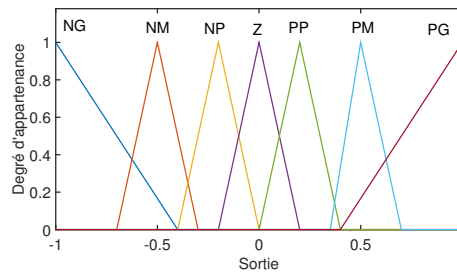


FIGURE 4.16: Fonctions d'appartenance de la sortie.

4.7.3 Défuzzification

Le convertisseur $DC-DC$ nécessite un signal de commande D précis à son entrée. Il est nécessaire de transformer cette information floue en une information numérique réelle, cette transformation est appelée défuzzification. 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) [Noman 2013], [Yilmaz 2018]. Dans ce travail, la défuzzification est effectuée par l'utilisation de cette dernière pour déterminer la sortie du contrôleur flou (ΔD), qui peut être exprimée comme suit :

$$\Delta D(k) = \frac{\sum_{j=1}^n \mu(\Delta D_j(k)) \cdot \Delta D_j(k)}{\sum_{j=1}^n \mu(\Delta D_j(k))} \quad (4.11)$$

Avec μD_j est le degré d'activation de la j^{eme} règle.

La sortie du contrôleur flou est le changement du rapport cyclique $\Delta D(k)$, qui est converti en rapport cyclique D par l'équation suivante :

$$D(k) = D(k - 1) + K_u \Delta D(k) \quad (4.12)$$

4.7.4 Résultats de Simulation

Le modèle Simulink du système PV commandé par le contrôleur flou est montré sur la figure 4.17.

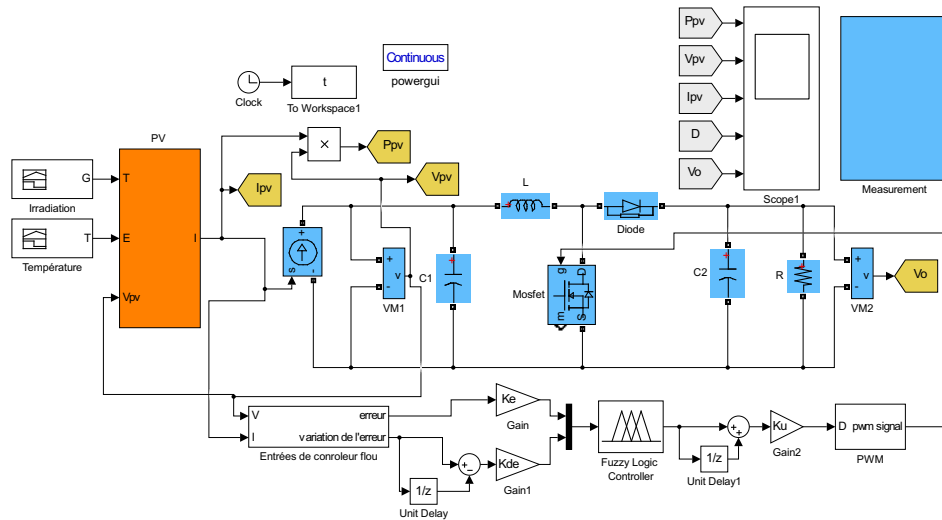
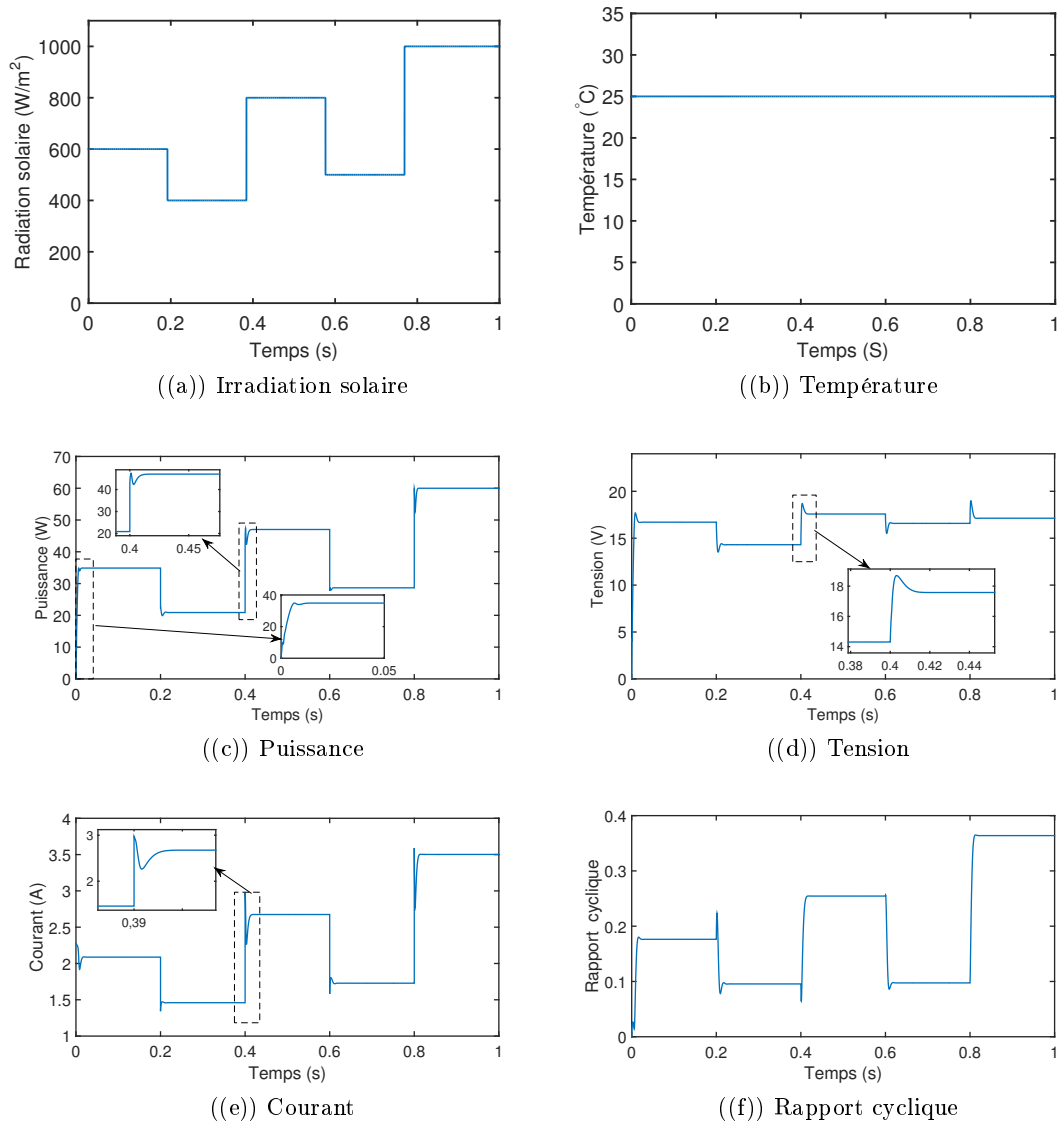


FIGURE 4.17: Modèle Simulink du système PV commandé par le contrôleur flou.

On garde les mêmes profils d'irradiation et de température comme illustré, respectivement, sur les figures 4.18(a) et 4.18(b). Les réponses de la puissance, la tension, le courant et le rapport cyclique sont illustrées respectivement sur les figures 4.18(c), 4.18(d), 4.18(e) et 4.18(f).

FIGURE 4.18: Résultats de simulation de l'algorithme *FLC*

D'après les résultats de simulation obtenus, on remarque que l'algorithme basé sur la logique floue est robuste et efficace. En effet, cet algorithme fonctionne au point optimal sans oscillations. En outre, il est caractérisé par un bon comportement en régime transitoire. Cependant, l'implémentation de ce type d'algorithme est plus complexe que les algorithmes classiques. De plus, l'efficacité de cet algorithme dépend énormément du tableau d'inférence.

4.8 Méthode MPPT basée sur les modèles flous de type T-S

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 [Kahla 2017].

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 [Ounnas], [Terki 2011].

Cette section est consacrée à la méthode MPPT basée sur les modèles flous T-S afin de réduire et améliorer efficacement l'oscillation dans les différents états du système photovoltaïque et d'assurer moins de dépassement et une réponse rapide.

La figure 4.19 représente le schéma synoptique d'un contrôleur MPPT basé sur les modèles flous T-S.

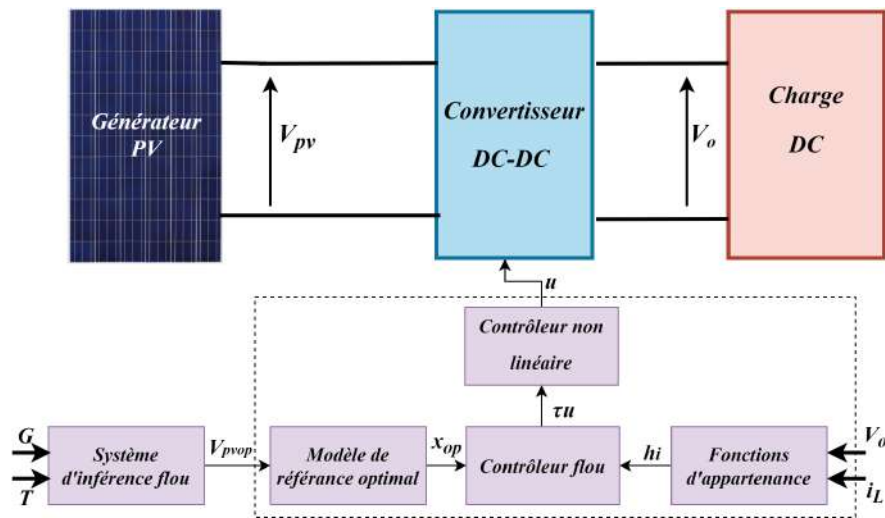


FIGURE 4.19: Schéma synoptique d'un contrôleur flou T-S.

Le principe de ce contrôleur flou se base sur le suivi des étapes suivantes :

- Exploitation du modèle non linéaire du système photovoltaïque pour concevoir un système flou T-S.
- Utilisation du système flou T-S pour développer un contrôleur flou qui stabilise le système flou.
- Obtention d'un modèle de référence optimal en fonction de la tension V_{pvop} qui est générée à l'aide d'un système d'inférence flou (SIF) utilisant la température et l'irradiation comme entrées.
- Développement d'un contrôleur de suivi de trajectoire non linéaire en

utilisant le contrôleur flou T-S et le modèle de référence optimal.

Alors, l'objectif est de développer un contrôleur qui permet de maximiser la puissance délivrée par le générateur PV et d'assurer les états du système photovoltaïque $x = [i_L \ V_{pv} \ u_{pv}]^T$ pour suivre une trajectoire optimal $x_{op} = [i_{Lop} \ V_{pvop} \ u_{pvop}]^T$ sous des conditions climatiques variables.

4.8.1 Modèle d'état du système photovoltaïque

Le convertisseur boost utilisé dans le système photovoltaïque est représenté sur la figure 4.20.

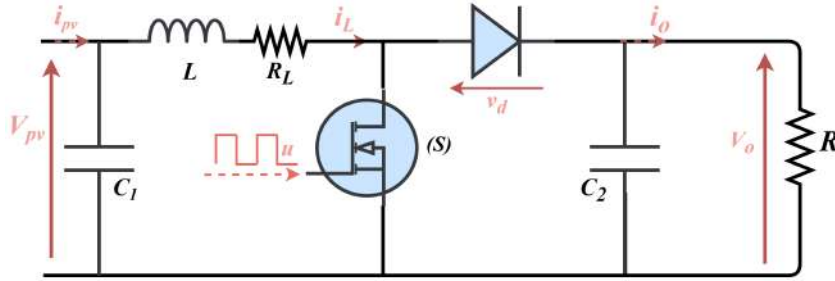


FIGURE 4.20: Circuit électrique d'un convertisseur boost.

Le modèle d'état non linéaire du convertisseur boost est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{i}_L = -\frac{R_L}{L}i_L + \frac{1}{L}V_{pv} - \frac{1-u}{L}(V_o + v_d - R_m i_L) \\ \dot{V}_{pv} = -\frac{1}{C_1}i_L + \frac{1}{C_1}i_{pv} \end{cases} \quad (4.13)$$

où R_L , R_m et v_d sont respectivement : la résistance interne de l'inductance, la résistance interne du transistor MOSFET et la tension de la diode.

En utilisant les équations (4.13) et en ajoutant une nouvelle variable d'état, telle que $\dot{u} = u_{pv}$, le système PV peut être réécrit par le modèle non linéaire suivant :

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) + Bu(t) + \eta(t) \quad (4.14)$$

où

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ V_{pv} \\ u_{pv} \end{bmatrix}, f = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L}i_L + \frac{1}{L}V_{pv} + \frac{V_o+v_d-R_m i_L}{L}u_{pv} \\ -\frac{1}{C_1}i_L \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \eta = \begin{bmatrix} -\frac{V_o+v_d}{L} \\ \frac{1}{C_1}i_{pv} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

4.8.2 Modèle flou T-S du système photovoltaïque

En utilisant la tension V_o et le courant i_L comme variables de prémisses pour transformer le modèle non linéaire du système PV (4.14) en modèle flou T-S. Cela conduit à la forme non linéaire suivante :

$$\dot{x}(t) = A(i_L, V_o)x(t) + Bu(t) + \eta(t) \quad (4.15)$$

où :

$$A(i_L, V_o) = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} & \frac{V_o + v_d - R_m i_L}{L} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \eta = \begin{bmatrix} -\frac{V_o + v_d}{L} \\ \frac{1}{C_1} i_{pv} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

On suppose que les variables mesurables i_L et V_o , sont bornées comme suit :

$$\underline{i}_L \leq i_L \leq \bar{i}_L, \quad \underline{V}_o \leq V_o \leq \bar{V}_o \quad (4.16)$$

en utilisant le principe de la transformation du secteur non-linéarité [Ohtake 2003], le système non-linéaire (4.15) peut être décrit par un modèle flou T-S en utilisant les règles Si-Alors suivantes :

Règle 1 : Si $z_1(t)$ est F_{11} et $z_2(t)$ est F_{21} Alors $\dot{x}(t) = A_1x(t) + B_1u(t) + \eta(t)$,

Règle 2 : Si $z_1(t)$ est F_{11} et $z_2(t)$ est F_{22} Alors $\dot{x}(t) = A_2x(t) + B_2u(t) + \eta(t)$,

Règle 3 : Si $z_1(t)$ est F_{12} et $z_2(t)$ est F_{21} Alors $\dot{x}(t) = A_3x(t) + B_3u(t) + \eta(t)$,

Règle 4 : Si $z_1(t)$ est F_{12} et $z_2(t)$ est F_{22} Alors $\dot{x}(t) = A_4x(t) + B_4u(t) + \eta(t)$.

où $z_1 = i_L$ et $z_2 = V_o$ sont les variables de prémisses, F_{11} , F_{12} , F_{21} et F_{22} sont les fonctions d'appartenance données par :

$$\begin{cases} F_{11}(i_L) = \frac{i_L(t) - \underline{i}_L}{\bar{i}_L - \underline{i}_L}, & F_{12}(i_L) = 1 - F_{11}(i_L) \\ F_{21}(V_o) = \frac{V_o(t) - \underline{V}_o}{\bar{V}_o - \underline{V}_o}, & F_{22}(V_o) = 1 - F_{21}(V_o) \end{cases} \quad (4.17)$$

Les matrices de modèles locaux sont données par :

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} & \frac{\bar{V}_o + v_d - R_m \bar{i}_L}{L} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} & \frac{\bar{V}_o + v_d - R_m \bar{i}_L}{L} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} & \frac{\bar{V}_o + v_d - R_m \bar{i}_L}{L} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, A_4 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} & \frac{\bar{V}_o + v_d - R_m \bar{i}_L}{L} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$B_1 = B_2 = B_3 = B_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

La sortie globale du système est donnée par :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) (A_i x(t) + B_i u(t)) + \eta(t) \quad (4.18)$$

où $h_i(z) = \omega_i(z) / \sum_{i=1}^r \omega_i(z)$, $\omega_i(z) = \prod_{j=1}^n F_{ij}(z_j)$ pour tout $t > 0$, $h_i(z) \geq 0$ et $\sum_{i=1}^r h_i(z) = 1$.

4.8.3 Synthèse du contrôleur flou T-S

Pour que l'état du système PV $x(t)$ suive un modèle de référence optimal, $x_{op}(t)$ le contrôle doit satisfaire :

$$x(t) - x_{op}(t) \rightarrow 0 \quad \text{telle que } t \rightarrow \infty \quad (4.19)$$

Soit $\tilde{x}(t) = x(t) - x_{op}(t)$ défini comme l'erreur de poursuite et sa dérivation temporelle est donnée par :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \dot{x}(t) - \dot{x}_{op}(t) \quad (4.20)$$

en remplaçant l'équation (4.18) dans (4.20) et en ajoutant le terme $\sum_{i=1}^r h_i A_i (x_{op} - x_{op})$, l'équation (4.20) devient :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r h_i (A_i \tilde{x} + B_i u + A_i x_{op}) + \eta(t) - \dot{x}_{op}(t) \quad (4.21)$$

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

$$\sum_{i=1}^r h_i B_i \tau_u(t) = \sum_{i=1}^r h_i (z) (A_i x_{op}(t) + B_i u(t)) + \eta - \dot{x}_{op}(t) \quad (4.22)$$

et en utilisant l'équation (4.22), l'erreur de poursuite (4.21) peut être réécrite comme suit :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) (A_i \tilde{x}(t) + B_i \tau_u(t)) \quad (4.23)$$

Les régulateurs sont conçus pour traiter le problème de contrôle de suivi de trajectoire comme suit :

Régulateur i : Si $z_1(t)$ est F_{1i} et $z_2(t)$ est F_{2i} Alors $\tau_u(t) = -K_i \tilde{x}(t)$

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

$$\tau_u(t) = - \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) K_i \tilde{x}(t) \quad (4.24)$$

en appliquant la loi de commande (4.24) au modèle (4.23), le système en boucle fermée prend la forme suivante :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(t))(A_i - B_iK_j)\tilde{x}(t) \quad (4.25)$$

en posant $G_{ij} = (A_i - B_iK_j)$, l'équation (4.25) peut être écrite comme suit :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(t))G_{ij}\tilde{x}(t) \quad (4.26)$$

Par conséquent, on peut utiliser les conditions du théorème présenté dans la sous-section 3.5.5 pour calculer les gains de commande.

4.8.4 Contrôleur non-linéaire et modèle de référence optimale

La loi de commande non-linéaire $u(t)$ et les variables de modèle de référence optimales $x_{op}(t)$ peuvent être obtenues en utilisant l'équation (4.22) qui est réécrite comme suit :

$$\sum_{i=1}^r h_i B_i (u(t) - \tau_u(t)) = - \sum_{i=1}^r h_i A_i x_{op}(t) - \eta + \dot{x}_{op}(t) \quad (4.27)$$

En notant que :

$$A(i_L, V_o) = \sum_{i=1}^r h_i A_i, \quad B = \sum_{i=1}^r h_i B_i \quad (4.28)$$

Alors l'équation (4.27) peut être réécrite comme suit :

$$B(u(t) - \tau_u(t)) = -A(i_L, V_o)x_{op}(t) - \eta + \dot{x}_{op}(t) \quad (4.29)$$

Équation (4.29) peut être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} (u - \tau_u) = - \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} & \alpha \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lop} \\ V_{pvop} \\ u_{pvop} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\beta \\ \frac{1}{C_1} i_{pv} \\ 0 \end{bmatrix} \\ + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lop} \\ V_{pvop} \\ u_{pvop} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.30)$$

où

$$\alpha = \frac{V_o + v_d - R_m i_L}{L},$$

$$\beta = \frac{V_o + v_d}{L}.$$

Il convient de noter ici que la référence optimale et le contrôleur non-linéaire seront calculés en fonction de la tension de référence optimale.

A partir de la deuxième équation de (4.30), on peut écrire que :

$$i_{Lop}(V_{pvop}) = i_{PV} - C_1 \dot{V}_{pvop} \quad (4.31)$$

A partir de la première équation de (4.30), on peut écrire que :

$$u_{pvop}(V_{pvop}) = \frac{1}{\alpha} \left(\frac{R_L}{L} i_{Lop} - \frac{1}{L} V_{pvop} + \beta + \dot{i}_{Lop} \right) \quad (4.32)$$

La loi de commande non-linéaire peut être obtenue à partir de la troisième équation de (4.30), comme suit :

$$u(V_{pvop}) = \dot{i}_{pvop}(V_{pvop}) + \tau_u \quad (4.33)$$

La figure 4.21 illustre la boucle de régulation du système photovoltaïque.

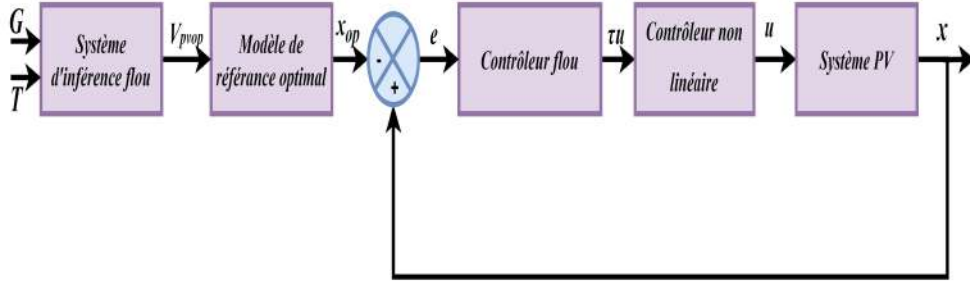


FIGURE 4.21: Boucle de régulation du système photovoltaïque

Le premier bloc est réservé pour calculer la tension de référence optimale V_{PVop} 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_{PVop} est utilisé par le bloc de référence optimal pour générer x_{op} en utilisant les équations (4.31) et (4.32). 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 (4.24). Ce signal est exploité par le bloc du contrôleur non-linéaire (équation (4.33)) pour générer le rapport cyclique approprié au convertisseur.

4.8.5 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. Le modèle Simulink du système PV commandé par le contrôleur flou T-S est montré sur la figure 4.22.

Les gains de la commande floue sont calculés en résolvant les LMIs 3.53, 3.54 et 3.55, comme suit :

$$K_1 = \begin{bmatrix} 155.0075 & -0.6106 & 633.6307 \end{bmatrix}.$$

$$K_2 = \begin{bmatrix} 92.6114 & -0.1194 & 570.2396 \end{bmatrix}.$$

$$K_3 = \begin{bmatrix} 282.7187 & -0.4403 & 616.0382 \end{bmatrix}.$$

$$K_4 = \begin{bmatrix} 103.4164 & 0.3952 & 577.9426 \end{bmatrix}.$$

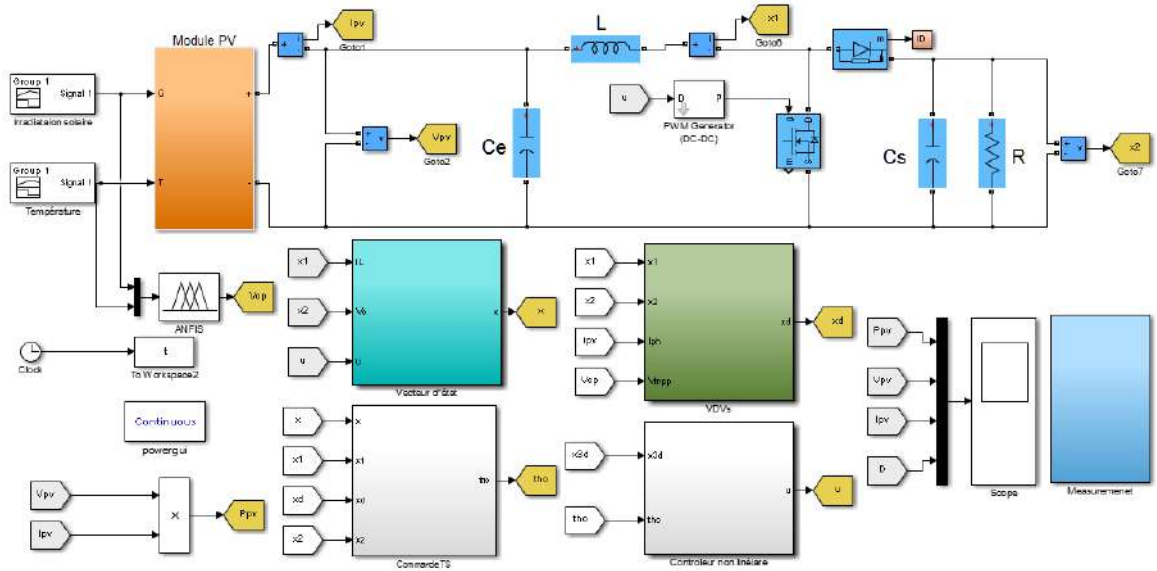


FIGURE 4.22: Modèle Simulink du système PV commandé par le contrôleur flou T-S.

On garde les mêmes profils d'irradiation et de température comme illustré, respectivement, sur les figures 4.23(a) et 4.23(b).

Les réponses de la puissance, la tension, le courant et le rapport cyclique sont illustrées respectivement sur les figures 4.23(c), 4.23(d), 4.23(e) et 4.23(f).

La tension optimale correspondant à la puissance maximale est calculée à l'aide d'un algorithme basé sur un système d'inférence flou.

Cet algorithme utilise une base de données construite à partir de caractéristiques puissance-tension.

A partir des résultats de simulation obtenus, 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 délivrée par le générateur photovoltaïque.

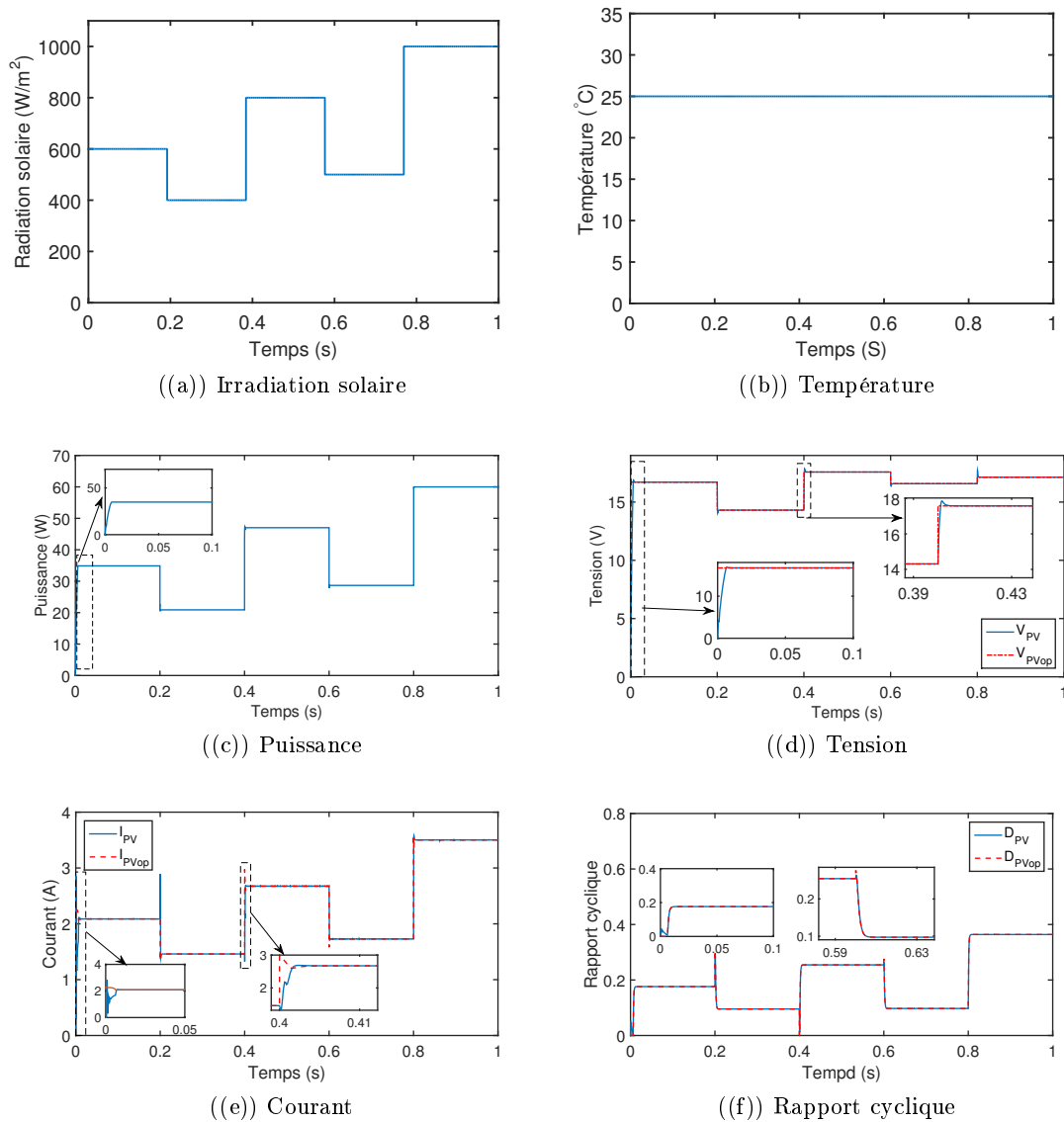


FIGURE 4.23: Résultats de simulation.

4.9 Étude comparative des performances obtenues

Afin de comparer les performances des différents algorithmes étudiés, une étude comparative est effectuée. On présente dans un premier temps une comparaison entre les deux techniques FLC et flou T-S.

La figure 4.24 montre l'évolution de la puissance de sortie en utilisant les deux algorithmes MPPTs basés sur les modèles flous de type Mamdani et ceux de type T-S.

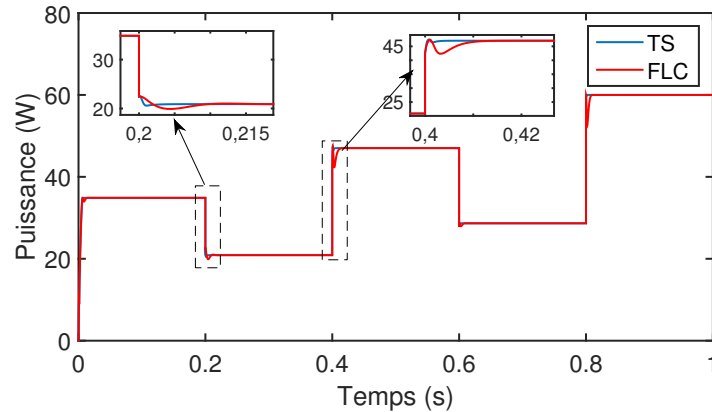


FIGURE 4.24: Comparaison des algorithmes FLC et flou T-S.

À partir de la figure 4.24, on peut dire que les deux algorithmes peuvent assurer la poursuite de la puissance maximale. Un zoom effectué sur les deux courbes montre d'une part que la commande flou T-S garantit un temps de réponse plus petit, donc une rapidité meilleure. Et d'autre part, avec la commande flou T-S la puissance est parfaitement stable par contre l'algorithme FLC présente peu d'oscillations.

La deuxième comparaison effectuée entre l'algorithme flou T-S et les deux algorithmes conventionnels P&O et INC selon les critères suivants : le temps de réponse (rapidité), l'oscillation autour du PPM (stabilité) et le rendement de poursuite (efficacité). La figure 4.25 représente la comparaison des évolutions de puissance de sortie des trois algorithmes : flou T-S, P&O et INC.

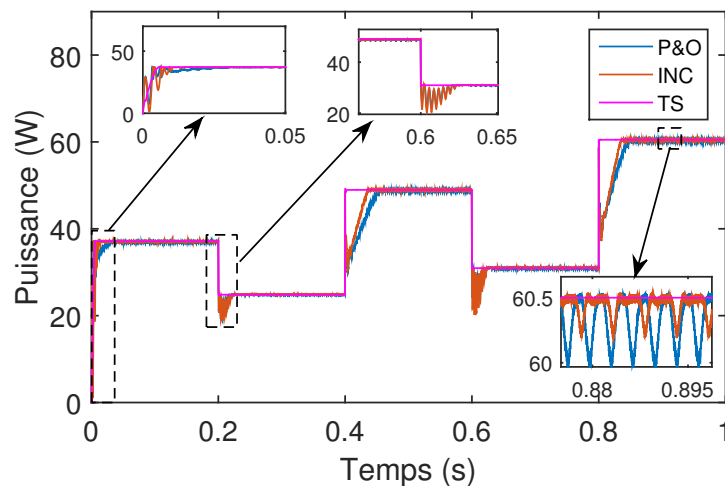


FIGURE 4.25: Comparaison entre P&O, INC et la méthode flou T-S.

Le tableau 4.2 présente les performances des trois algorithmes MPPT.

TABLE 4.2: Tableau 4.2 : Comparaison de différentes technique MPPTs

technique MPPT	P&O	INC	flou T-S
Temps de réponse (s)	0.0425	0.0371	0.0052
Rendement (%)	97.99	97.97	99.5
Rendement (%)	97.99	97.97	99.5

Le rendement (η_{MPPT}) peut être déterminé par l'expression suivante [Bayod 2014], [Ounnas 2018] :

$$\eta_{MPPT} = \frac{\int P_{PV} dt}{\int P_{PVmax} dt} \quad (4.34)$$

où P_{PVmax} est la puissance maximale théorique.

On constate que l'algorithme flou T-S a une vitesse de poursuite élevée. Elle est également plus efficace que celle des algorithmes conventionnels P&O et INC pour les différents niveaux d'irradiation. Pour montrer l'efficacité du régulateur flou T-S, des portions de l'allure dans l'intervalle sont agrandies comme illustré sur la figure 4.25, on remarque clairement que l'algorithme flou T-S mène le système PV à extraire le maximum de puissance délivrée par le générateur PV. Tandis que les réponses des algorithmes conventionnels présentent des oscillations considérables dans les différentes parties de la courbe. On peut conclure que le contrôleur flou T-S possède de meilleurs performances par rapport aux autres méthodes en terme de : rapidité, précision, limitation de dépassement et de fluctuations autour du PPM.

4.10 Conclusion

Afin d'augmenter le rendement des systèmes PV, il est nécessaire d'assurer la poursuite du point de puissance maximale pour extraire le maximum de puissance du générateur PV. La recherche d'une technique MPPT performante reste l'objectif des chercheurs et fait l'objet d'un grand nombre de travaux. Dans ce chapitre les méthodes MPPT ont été classées en trois groupes : méthodes indirectes, méthodes directes et méthodes intelligentes. Les méthodes indirectes, qui se basent sur la tension de circuit ouvert ou sur le courant de court-circuit, ont été passées en revue en premier lieu. Ensuite, les méthodes directes P&O et INC et les résultats de leurs simulations ont été effectuées. Puis, les méthodes intelligentes basées sur les modèles flous de type Mamadani et de type flou T-S ainsi que les résultats de leurs simulations ont été présentés. Enfin, pour vérifier l'efficacité et les performances des méthodes basées sur les modèles flous T-S, une étude comparative entre les résultats obtenus pour les différentes méthodes étudiées a été effectuée.

La validation pratique en temps réel des méthodes MPPTs conventionnelles P&O et INC sera présentée dans le chapitre suivant.

Vérification et validation expérimentale

Sommaire

5.1	Introduction	96
5.2	Partie hardware (matériel) du banc d'essai	96
5.2.1	Cartes de contrôle	96
5.2.2	Capteur de courant	97
5.2.3	Capteur de tension	98
5.2.4	Afficheur LCD	98
5.2.5	Oscilloscope USB pour PC	98
5.2.6	Alimentation stabilisée	98
5.2.7	Générateur photovoltaïque	99
5.3	Partie Software (logiciel) du banc d'essai	100
5.3.1	Logiciel de programmation IDE	100
5.3.2	Interfaçage Arduino-Matlab/Simulink	101
5.4	Validation expérimentale du contrôleur flou T-S pour la commande d'un convertisseur Buck	103
5.4.1	Prototype réalisé	103
5.4.2	Implémentation du contrôleur flou T-S	104
5.4.3	Résultats expérimentaux	105
5.5	Validations expérimentales des méthodes MPPTs conventionnelles	108
5.5.1	Système photovoltaïque réalisé	108
5.5.2	Implémentation de l'algorithme MPPT	110
5.5.3	Résultats expérimentaux de l'algorithme P&O	112
5.5.4	Résultats expérimentaux de l'algorithme INC	113
5.6	Conclusion	115

5.1 Introduction

L'électronique a révolutionné le monde notamment avec l'apparition des cartes programmables basées sur les microcontrôleurs. Ces cartes ont mené à miniaturiser les systèmes analogiques et par conséquent à réduire leur coût de fabrication. Il en résulte des systèmes plus performants et une réduction de l'espace. Dans ce cadre on utilise les cartes Arduino comme des interfaces pour combiner le côté matériel (hardware) et le côté programmation (software). Cette combinaison permet, d'une part, à utiliser les fonctions offertes par le langage Arduino qui permet d'envoyer et d'acquérir des données binaires via le port série USB et d'autre part, à développer sous l'environnement Matlab/Simulink un modèle Simulink pour traiter ou visualiser les données en temps réel [Ilyas 2018], [Sasi 2017], [Benaboud 2019].

Dans ce chapitre, différents tests pratiques sont effectués pour vérifier et valider les résultats de simulation obtenus dans les chapitres 3 et 4.

Premièrement, on vérifie l'efficacité et les performances du contrôleur flou T-S proposé pour piloter la tension de sortie d'un convertisseur buck à suivre la tension de référence désirée (cette implémentation est faite à l'aide d'une carte Arduino Uno).

Deuxièmement, on effectue des tests pratiques en temps réel sur un système PV (générateur PV, convertisseur boost et charge résistive) commandé par un algorithme MPPT afin de valider les résultats de simulation. On choisit les algorithmes les plus utilisés (P&O et INC) pour l'implémentation et l'affichage des grandeurs électriques en temps réel avec l'utilisation d'une carte Arduino Méga 2560.

5.2 Partie hardware (matériel) du banc d'essai

Cette partie comprend les différents éléments de contrôle, d'acquisition, d'affichage et d'alimentation utilisés pour les implémentations pratiques.

5.2.1 Cartes de contrôle

La carte Arduino est une carte électronique programmable équipée d'un microcontrôleur. Elle permet la programmation et l'interfaçage avec d'autres circuits. Cette carte est une plate-forme à entrée/sortie simple qui est destinée à la programmation interactive qui peut être utilisée pour communiquer avec des logiciels tel que le Matlab lorsqu'elle est connectée à un ordinateur. La carte Arduino contient tout ce qui est nécessaire pour le fonctionnement du microcontrôleur [Jones 2017], [Javed 2016], [Minns 2013]. Plusieurs cartes Arduino existent et se différencient par la puissance de leur microcontrôleur ou par la taille et la consommation de la carte telle que Uno, Micro, Nano, Due et Méga [Mohammed 2018].

5.2.1.1 Carte Arduino Uno

L'Arduino Uno est une carte basée sur un microcontrôleur *ATmega328*. Elle est dotée de 14 entrées/sorties numériques (dont 6 peuvent être utilisées comme canaux MLI et 6 comme entrées analogiques), d'un quartz de 16 MHz (CSTCE16M0V53-R0), d'un port USB et d'un bouton de réinitialisation. Elle contient tout le matériel nécessaire pour son fonctionnement et peut être reliée au PC à l'aide d'un câble USB [Badamasi 2014], [Bayle 2013]. La figure 5.1(a) représente la carte Arduino Uno.

5.2.1.2 Carte Arduino Méga 2560

La carte Arduino Mega 2560 est basée sur un microcontrôleur *ATMega2560* cadencé à 16MHz . Elle dispose de 54 entrées/sorties dont (14MLI et 16 analogiques) et 4 UARTs. Elle est idéale pour des applications exigeant des caractéristiques plus complexes que la carte Uno. Des connecteurs situés sur les bords extérieurs du circuit imprimé permettent d'enfiler une série de modules complémentaires [Tazi 2016], [Fannakh 2018]. La figure 5.1(b) illustre la carte Arduino Méga.



((a)) Arduino Uno

((b)) Arduino Méga 2560

FIGURE 5.1: Cartes Arduino utilisées.

5.2.2 Capteur de courant

Le capteur de courant est basé sur le circuit intégré (CI) ACS712 (figure 5.2(a)) qui offre un moyen économique et précis de détection des courants AC et DC dans les applications industrielles. Ce capteur est constitué d'un circuit intégré qui fonctionne selon le principe de l'effet Hall. Il génère une proportion de tension avec le courant circulant dans l'appareil électrique. L'ACS712 est

conçu pour trois gammes de courant 5A, 20A et 30A [Khwanrit 2018], [Rusydi 2016].

5.2.3 Capteur de tension

Le capteur de tension est utilisé pour acquérir les tensions d'entrée et de sortie. On utilise nécessairement deux potentiomètres multi-tours (figure 5.2(b)) comme des capteurs de tension parce que l'Arduino ne peut supporter qu'une tension équivalente à 5V.

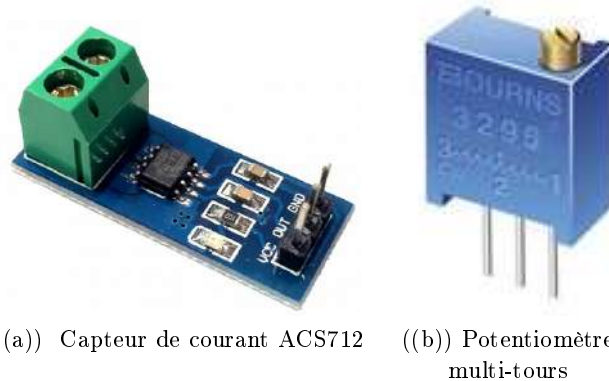


FIGURE 5.2: Capteur de courant et capteur de tension

5.2.4 Afficheur LCD

L'afficheur LCD (Liquid Crystal Display) est un module compact ne nécessitant que peu de composants externes pour un bon fonctionnement. Sa consommation est relativement faible (de 1 à 5 mA), son utilisation est facile. Plusieurs afficheurs sont disponibles sur le marché de 1 à 4 lignes et de 6 à 80 caractères [Wang 2016], [Mahendran 2015] (figure 5.3(a)).

5.2.5 Oscilloscope USB pour PC

Un oscilloscope USB pour PC 25 MHz de type OWON VDS1022 (figure 5.3(b)) est utilisé comme une interface pour afficher les signaux sur l'écran du PC.

5.2.6 Alimentation stabilisée

Dans le cas de l'implémentation du contrôleur proposé pour la commande d'un convertisseur buck, on utilise une alimentation stabilisée de type DF1730SB3A pour régler les niveaux de tension d'entrée. Les valeurs sont affichées en continu sur un écran rétro-éclairé. Cette alimentation est équipée

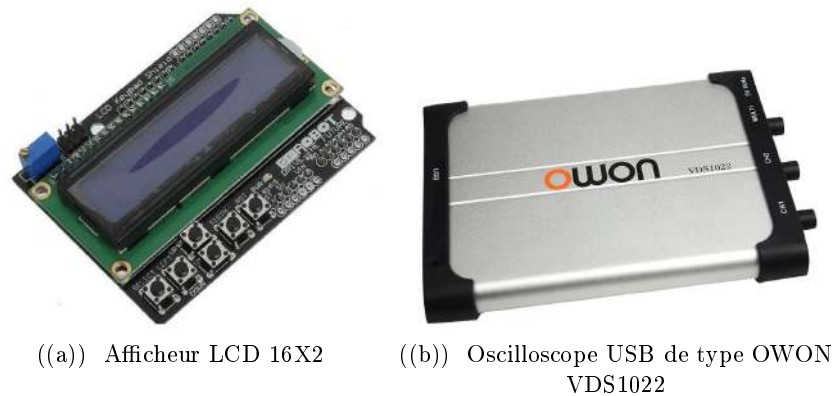


FIGURE 5.3: Éléments d'affichage.

de fonctions de sécurité complètes. La figure 5.4(a) représente l'alimentation stabilisée utilisée pour alimenter le convertisseur buck.

5.2.7 Générateur photovoltaïque

Dans le cas de l'implémentation des algorithmes MPPTs dans un système PV, on utilise un panneau photovoltaïque de type *BPSOLARMSX – 60* qui est constitué de 36 cellules PV élémentaires en silicium monocristallin. Il peut délivrer, dans les conditions standards, une puissance de 60W. Ce panneau a été étudié et validé dans le chapitre 2. La figure 5.4(b) représente le panneau *BPMSX – 60* utilisé dans la validation des MPPTs conventionnels.



FIGURE 5.4: Éléments d'alimentation.

5.3 Partie Software (logiciel) du banc d'essai

La carte Arduino peut être programmée pour implémenter la commande directement sur la carte à l'aide d'un environnement de programmation appelé IDE (Integrated Development Environment) ou par l'utilisation de l'environnement Matlab/Simulink.

5.3.1 Logiciel de programmation IDE

la figure 5.5 représente l'interface du logiciel Arduino IDE. Il permet d'écrire les programmes, appelés "Sketchs " et les compiler et les transférer à la carte Arduino à travers une liaison USB. L'avantage du langage Arduino IDE est qu'il est basé sur les langages C/C^{++} et supporte toutes les syntaxes standards du langage C et quelques-uns des outils du C^{++} . En plus de très nombreuses bibliothèques sont disponibles, pour communiquer avec le matériel connecté à la carte (afficheurs LCD, afficheurs 7 segments, capteurs, servomoteurs...) [Arduino 2015], [Pratomo 2017].

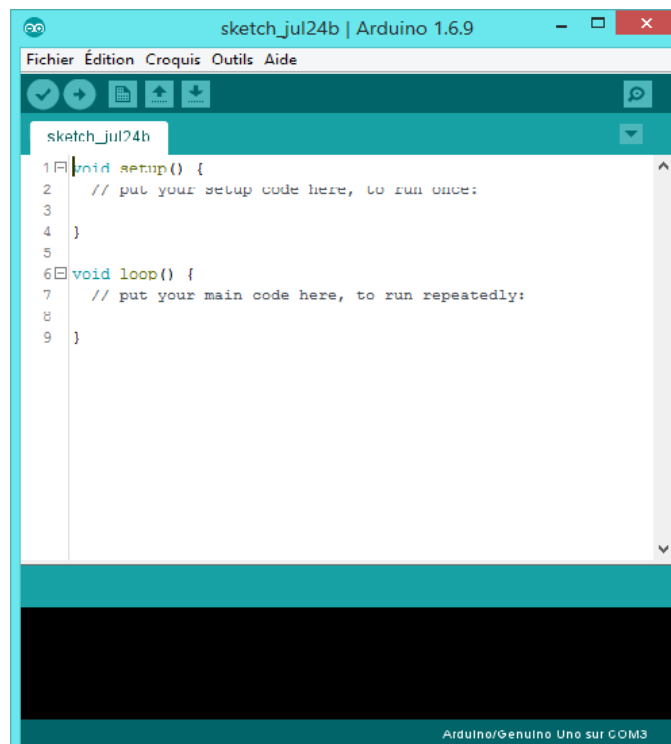


FIGURE 5.5: L'interface du logiciel Arduino IDE.

5.3.2 Interfaçage Arduino-Matlab/Simulink

Il existe quatre possibilités d'interfacer la carte Arduino avec l'environnement Matlab/Simulink, à savoir :

5.3.2.1 Utilisation de la carte Arduino comme une carte d'interface

Cette solution consiste d'une part, à utiliser les fonctions offertes par le langage Arduino qui permet d'envoyer et d'acquérir des données binaires via le port série USB et d'autre part, à développer sous Simulink un programme pour traiter ou visualiser ces données [Singh 2018].

5.3.2.2 Utilisation du package Arduino Input/Output

Cette opération consiste à utiliser la carte arduino comme une interface d'entrées (Analog Input)/sorties (Analog/Digital Output). Ce package permet de relier la carte Arduino avec Matlab/Simulink via un câble USB. L'opération consiste à pré-charger un programme dans la carte Arduino afin que celle-ci fonctionne comme serveur [Aghiles 2018], [Barber 2013]. La figure 5.6 représente les blocs de la bibliothèque Arduino Input/Output (IO).

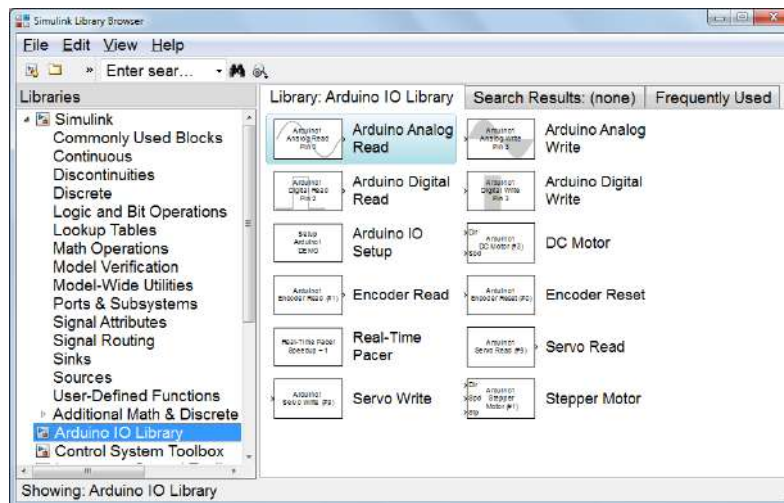


FIGURE 5.6: Bibliothèque Arduino I/O.

5.3.2.3 Utilisation du package Arduino Target

Cette procédure permet de créer des applications Simulink qui vont fonctionner de façon autonome dans la carte Arduino. On dit que la carte Arduino est devenue une cible (Target) et qu'elle peut fonctionner d'une façon autonome (sans avoir recours à Matlab/Simulink) [Attenberger 2014], [Sadun 2017]. La figure 5.7 représente la bibliothèque Arduino-Target.

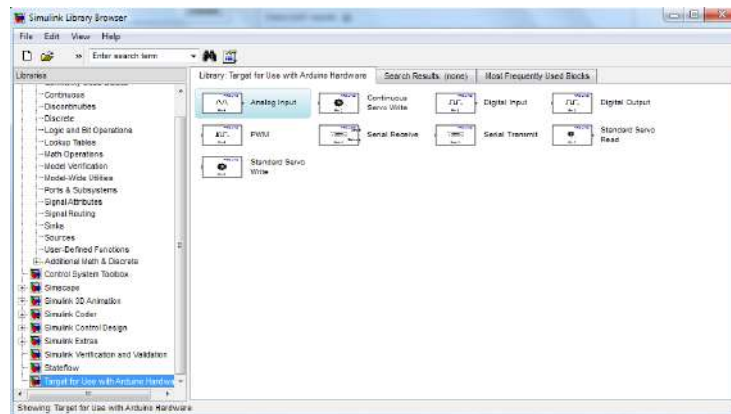


FIGURE 5.7: Bibliothèque Arduino-Target.

5.3.2.4 Utilisation du package Simulink pour Arduino hardware

Ce package est connu sous le nom "Simulink Support Package for Arduino Hardware". Cette solution permet d'utiliser l'environnement Matlab/Simulink pour communiquer avec une carte Arduino. On peut lire et écrire des données des capteurs via l'Arduino et voir immédiatement les résultats dans Matlab sans compilation. Ce package est fonctionnel pour MATLAB 2014a et versions ultérieures [Fannakh 2018], [Uyanik 2018], [Akbar 2014]. La figure 5.8 représente les blocs de la bibliothèque "Simulink Support Package for Arduino Hardware".

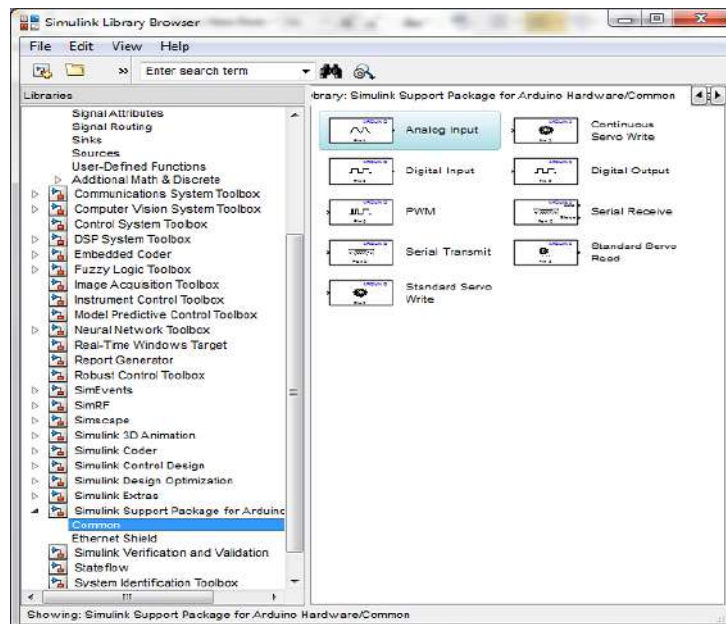


FIGURE 5.8: Bibliothèque "Simulink Support Package for Arduino Hardware".

5.4 Validation expérimentale du contrôleur flou T-S pour la commande d'un convertisseur Buck

Afin de valider et vérifier les performances du nouveau contrôleur basé sur les modèles flous T-S, qui est développé pour commander la tension de sortie d'un convertisseur buck, une implémentation pratique à base d'une carte Arduino Uno doit être effectuée.

Le schéma synoptique de cette validation est représenté sur la figure 5.9.

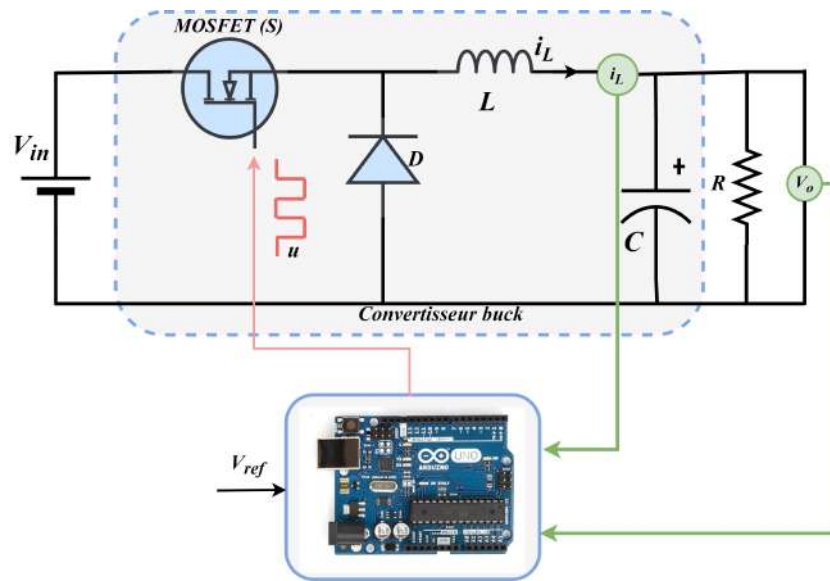


FIGURE 5.9: Schéma synoptique pour la validation du contrôleur flou T-S.

5.4.1 Prototype réalisé

La figure 5.10 représente le prototype réalisé. Il est constitué d'une alimentation stabilisée, d'un convertisseur buck, d'une carte Arduino Uno, d'un capteur de tension, d'un capteur de courant et d'une résistance de charge.

Les composants utilisés pour ce convertisseur sont illustrés dans le tableau 5.1.

TABLE 5.1: Tableau 5.1 : Composants du convertisseur buck.

composant	Référence/Valeur
Transistor MOSFET	<i>IRFZ44N</i>
Diode	<i>BYT30P – 1000</i>
Condensateur de sortie (<i>C</i>)	$270\mu F$
Inductance (<i>L</i>)	$600\mu F$
Fréquence de commutation (f_s)	$31.38KHz$
Résistance de charge (<i>R</i>)	56Ω

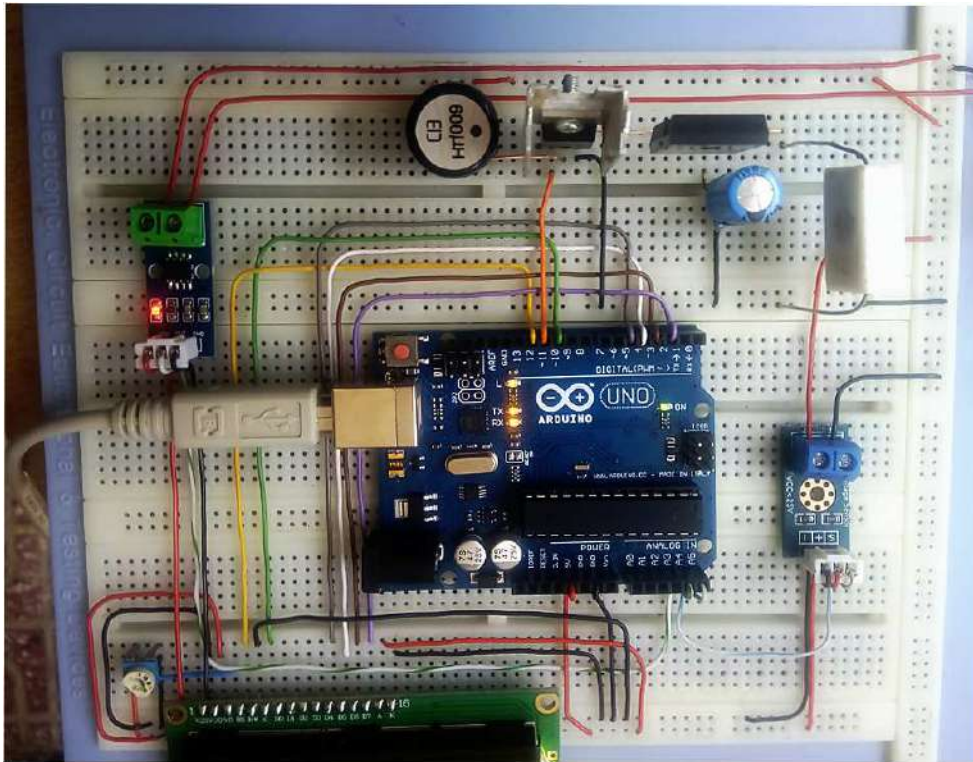


FIGURE 5.10: Prototype réalisé.

5.4.2 Implémentation du contrôleur flou T-S

Pour assurer la communication directe entre la carte Arduino Uno et l'environnement Matlab/Simulink, on utilise le package Arduino IO pour acquérir les données des capteurs et envoyer la commande vers le transistor *MOSFET* (figure 5.11).

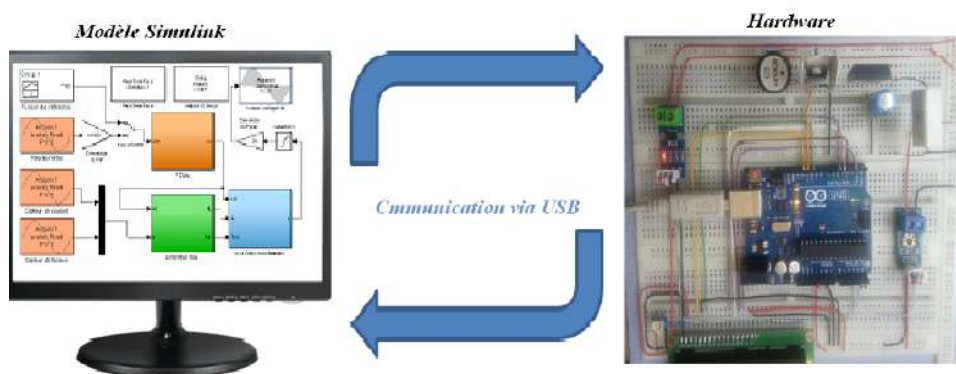


FIGURE 5.11: Communication entre la carte Arduino Uno et l'environnement Matlab/Simulink.

Le modèle Simulink utilisé dans cette implémentation est représenté sur la figure 5.12.

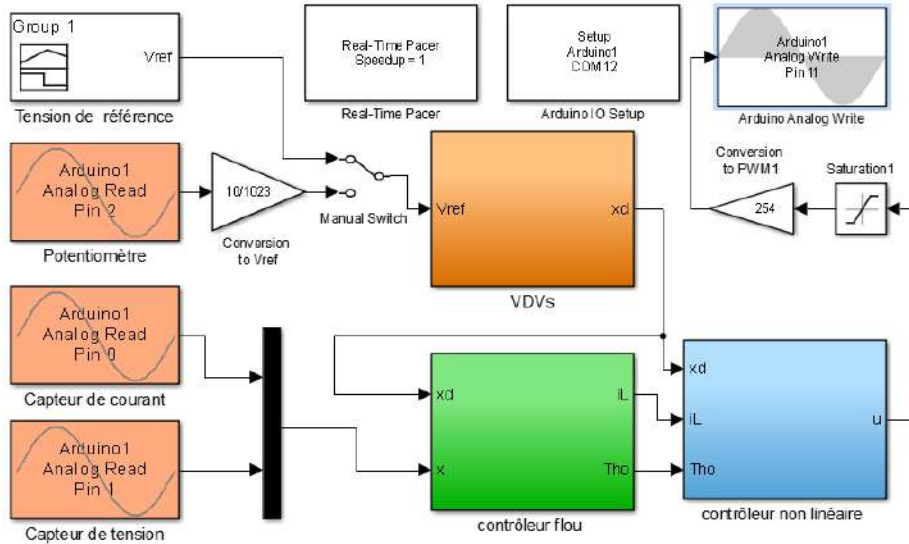


FIGURE 5.12: Modèle Simulink utilisant le package Arduino IO

Ce modèle est constitué principalement des blocs suivants :

- **Real-Time Pacer** : ce bloc permet de ralentir le temps de simulation de sortie qu'il synchronise avec le temps réel écoulé. Le coefficient de ralentissement est contrôlé par le paramètre Speedup.
- **Arduino IO Setup** : ce bloc a pour rôle de sélectionner le port de la carte Arduino qui doit assurer la communication.
- **Arduino Analog Read** : ce bloc permet d'acquérir les données des capteurs à partir de la configuration des pins [0, 1, 2, 3, 4, 5]. Dans notre cas, on utilise, respectivement, *pin0*, *pin1* et *pin2* pour l'acquisition des données des capteurs : de courant (i_L), de tension (V_o) et du potentiomètre (V_{ref}).
- **Arduino Analog Write** : ce bloc est utilisé pour envoyer la commande MLI vers l'actionneur à partir de la configuration de l'un des pins [3, 5, 6, 9, 10, 11]. Dans notre cas, on utilise *pin11* pour envoyer la commande MLI vers le transistor *MOSFET*.

5.4.3 Résultats expérimentaux

Dans cette étape, des tests pratiques sont effectués sur le contrôleur réalisé pour vérifier l'efficacité de la méthode développée pour contrôler la tension de sortie du convertisseur buck.

Premier test : ce test est effectué avec une tension de référence variable. La forme d'onde expérimentale de la tension de sortie est obtenue à l'aide

d'un oscilloscope USB et affichée sur l'écran PC.

Les figures 5.13 et 5.14 représentent respectivement les résultat expérimentaux et de simulation de la tension de sortie.

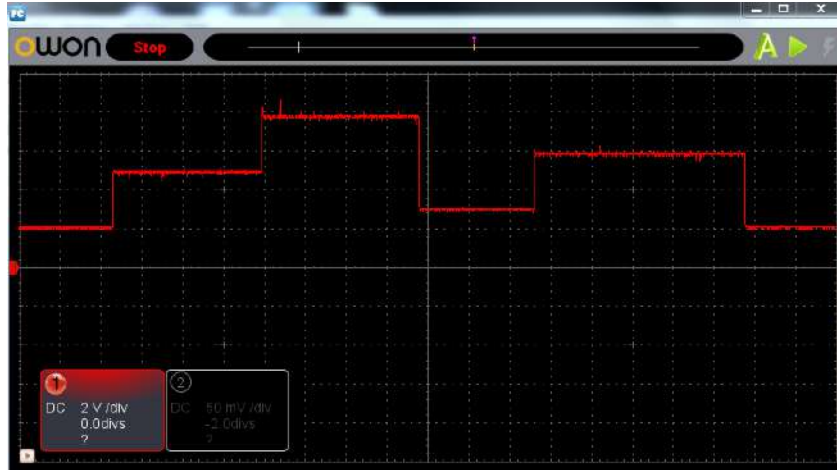


FIGURE 5.13: Résultat expérimental de la tension de sortie.

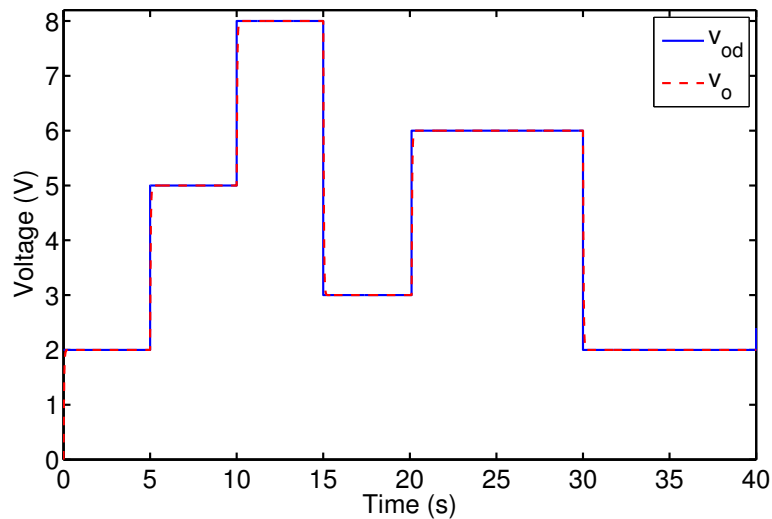


FIGURE 5.14: Résultat de simulation de la tension de sortie

A partir du résultat pratique, on remarque que la réponse de la tension de sortie est parfaitement superposée sur celle de la tension de référence et on remarque aussi que les résultats obtenus dans la simulation et l'expérimentation sont similaires.

Deuxième test : Pour que le prototype fonctionne de façon autonome avec la carte Arduino Uno (c.a.d. sans avoir recours à Matlab/Simulink), il est nécessaire d'envoyer directement l'algorithme de la commande à la carte

Arduino. Pour ce faire, on utilise le package "Arduino Target" (figure 5.15).

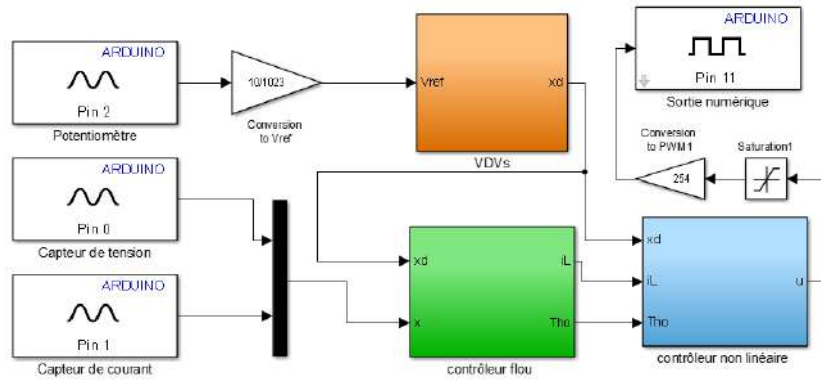


FIGURE 5.15: Modèle Simulink utilisant le package "Arduino Target".

Ce test a été effectué pour vérifier le fonctionnement du prototype autonome avec une tension de référence $V_{ref} = 5V$. Les formes d'onde expérimentales de la tension de sortie et le rapport cyclique sont représentés sur la figure 5.16.

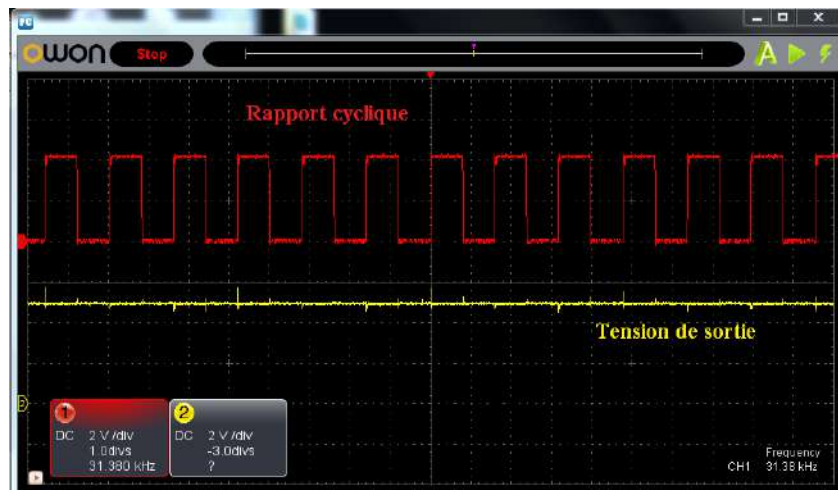


FIGURE 5.16: Résultats expérimentaux pour une tension désirée $v_{od} = 5V$.

Les résultats expérimentaux confirment l'efficacité du contrôleur flou T-S proposé et montrent que la réponse de la tension de sortie est parfaitement superposée sur celle de la tension de référence dans les différentes régions de fonctionnement. De plus, on peut implémenter le contrôleur proposé à l'aide d'une carte Arduino Uno pour diminuer le coût.

5.5 Validations expérimentales des méthodes MPPTs conventionnelles

L'objectif principal de cette section est la validation expérimentale en temps réel des algorithmes P&O et INC par l'utilisation de la carte Arduino Méga 2560 et l'environnement Matlab/Simulink.

La figure 5.17 représente le schéma synoptique pour la validation pratique des algorithmes MPPTs du système photovoltaïque considéré.

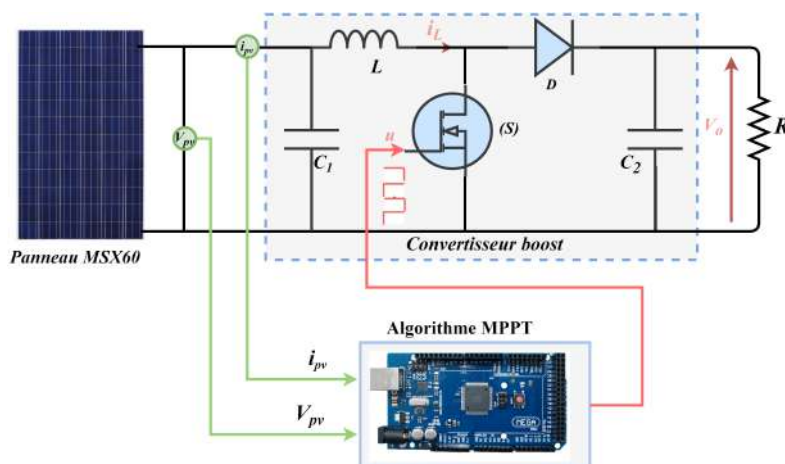


FIGURE 5.17: Schéma synoptique de validation des algorithmes MPPTs.

5.5.1 Système photovoltaïque réalisé

La figure 5.18 représente l'implémentation matérielle du système PV considéré qui est composé des éléments suivants : générateur photovoltaïque de type *BPMSX60*, convertisseur DC-DC de type boost, carte Arduino Méga 2560, capteur de tension, capteur de courant et charge résistive.

Le convertisseur boost utilisé dans le système PV se compose d'un condensateur d'entrée, d'une inductance, d'un transistor MOSFET, d'une diode ultra-rapide et d'un condensateur de sortie. Les composants utilisés pour réaliser le convertisseur boost sont illustrés dans le tableau 5.2.

TABLE 5.2: Tableau 5.2 : Composants du convertisseur Boost considéré.

Composant	Référence/Valeur
Transistor MOSFET	<i>IRFZ44N</i>
Diode ultra-rapide	<i>BYT30P</i> – 1000
Condensateur d'entrée C_e	$100\mu F$
Condensateur de sortie C_s	$270\mu F$
Inductance L	$30\mu F$
Résistance de charge R	56Ω

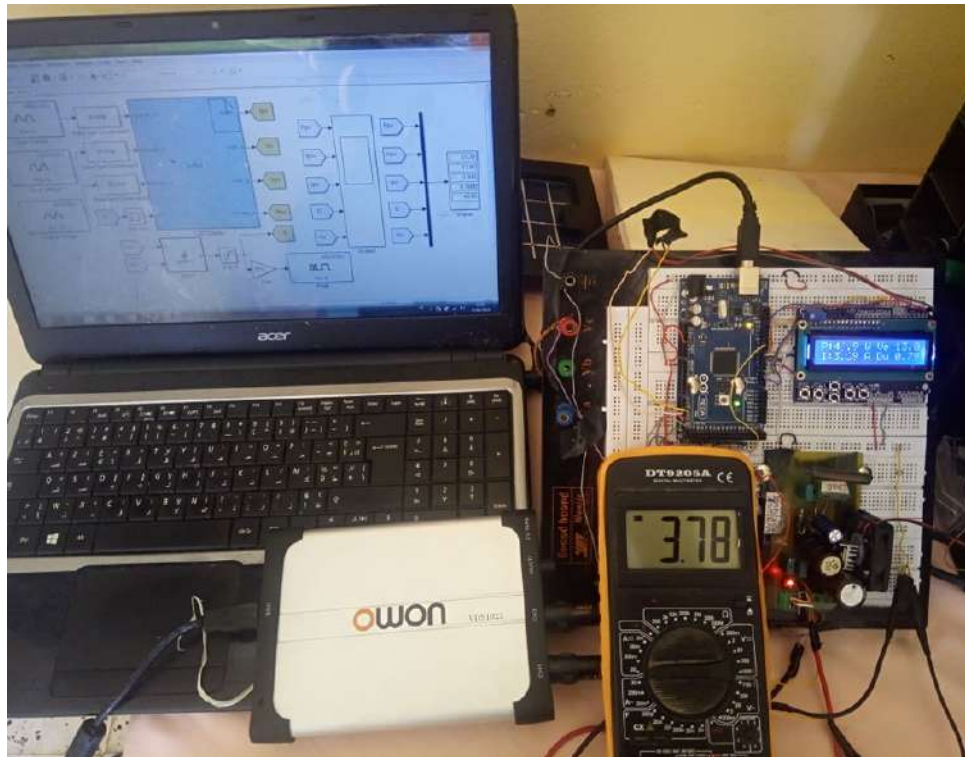
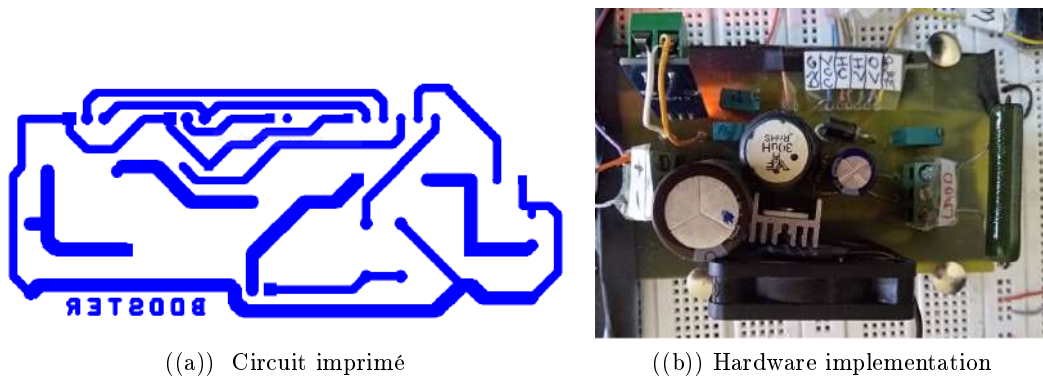


FIGURE 5.18: Convertisseur boost contrôlé par une carte Arduino Mega.

La figure 5.19(a) montre le circuit imprimé (PCB) conçu en utilisant "OrCAD PCB Designer PRO" tandis que la figure 5.19(b) montre l'implémentation matérielle de ce convertisseur.



((a)) Circuit imprimé

((b)) Hardware implementation

FIGURE 5.19: Composition du convertisseur boost

5.5.2 Implémentation de l'algorithme MPPT

Afin d'assurer la communication directe en temps réel entre la carte Arduino Méga 2560 et le système PV réalisé, on utilise l'outil "Simulink Support Package for Arduino Hardware".

Après la conception et la vérification du modèle Simulink de l'algorithme MPPT dans l'environnement MATLAB/Simulink, on le téléverse vers la carte Arduino Méga.

Le modèle Simulink développé pour cette implémentation est représenté par la figure 5.20.

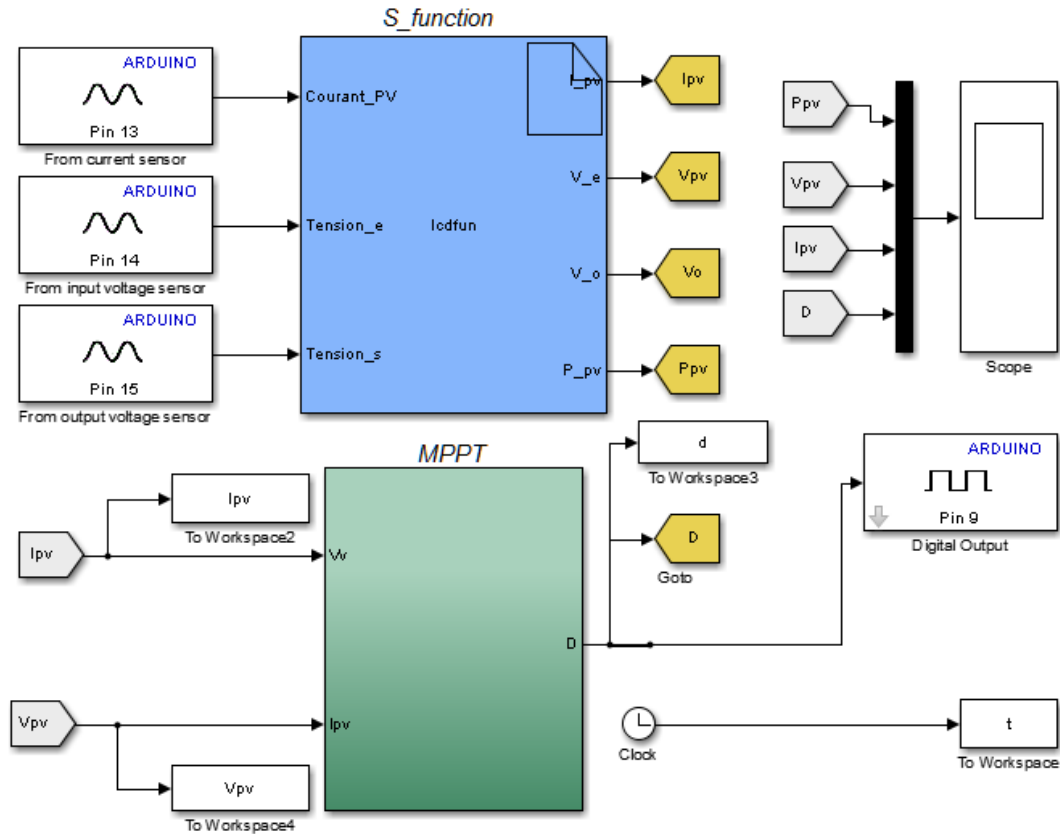


FIGURE 5.20: Modèle Simulink utilisant le package "Simulink for Arduino Hardware".

Ce modèle se compose de cinq blocs présentés ci-dessous :

- Le premier bloc est utilisé pour acquérir le courant produit par le générateur PV via le pin analogique 13 de la carte Arduino Méga 2560 sur la base de la formule suivante :

$$I = \frac{(\frac{V_{adc}}{1024} \cdot 5000 - V_{offset})}{Sens} \quad (5.1)$$

où V_{offset} est l'offset du capteur qui compense les valeurs négatives instantanées du courant, V_{adc} est la tension analogique à la sortie du capteur convertie en valeur numérique appropriée dans une plage de 0 à 1023 et $Sens$ est la sensibilité du capteur de courant ($Sens = 100 \text{ mV/A}$). En fonctionnement à vide $V_{adc} = V_{offset} = 2500 \text{ mV}$.

- Le deuxième et le troisième blocs sont réservés pour obtenir la tension d'entrée et la tension de sortie via les pins analogiques 14 et 15 d'Arduino, respectivement.

La tension de sortie du diviseur (V_{sd}) est donnée par la formule suivante :

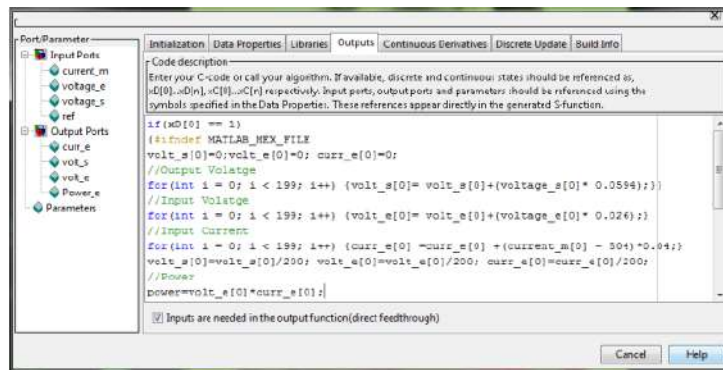
$$V_{sd} = \frac{V_m \cdot r}{R} \quad (5.2)$$

Où V_m est la tension mesurée, r est la valeur de la résistance qui assure $5V$ à la sortie du potentiomètre et R est la valeur globale du potentiomètre.

Dans ce cas, la tension maximale délivrée par le générateur PV est $V_{pvmax} = 22.1V$. On peut calculer la résistance r comme suit :

$$r = \frac{5R}{V_{pvmax}} \quad (5.3)$$

- Le quatrième bloc est utilisé pour générer le rapport cyclique qui est converti en un signal MLI multiplié par un gain de 255 pour obtenir une valeur comprise entre 0 et 255 (0 pour 0% et 255 pour 100%). Ce signal est envoyé à la gâchette du transistor MOSFET via le pin 9 de la carte Arduino.
- Le dernier bloc est le "S-function builder" défini sous MATLAB/Simulink qui offre la possibilité d'importer un code en langage C dans le modèle Simulink. Ce bloc est utilisé principalement pour les raisons suivantes :
 - * Pour changer la fréquence du pin 9 à la fréquence de commutation demandée dans notre implémentation qui est près de 31.38 kHz sachant que la fréquence du pin PWM 9 par défaut est de 490 Hz .
 - * Pour calculer la tension du générateur PV, le courant du générateur PV et la tension de sortie selon les équations 5.1 et 5.2 (figure 5.21). A noter que la moyenne de 200 valeurs acquises est utilisée pour réduire le bruit pendant le temps d'acquisition des données (filtre de bruit).
 - * Pour programmer l'écran LCD et afficher les différentes grandeurs électriques calculées.



```

Initialization | Data Properties | Libraries | Outputs | Continuous Derivatives | Discrete Update | Build Info
-Code description-
Enter your C-code or call your algorithm. If available, discrete and continuous states should be referenced as,
s[0], s[1], ..., s[N], c[1], ..., c[N] respectively. Input ports, output ports and parameters should be referenced using the
symbols specified in the Data Properties. These references appear directly in the generated S-function.

if (s[0] == 1)
{#define MATLAB_HEX_FILE
volt_s[0]=0; volt_e[0]=0; curr_e[0]=0;
//Output Voltage
for (int i = 0; i < 199; i++) {volt_s[i]= volt_s[i]+(voltage_e[i]* 0.0594);}
//Input Voltage
for (int i = 0; i < 199; i++) {volt_e[i]= volt_e[i]+(voltage_e[i]* 0.026);}
//Input Current
for (int i = 0; i < 199; i++) {curr_e[i]=curr_e[i] +(current_m[i] - 50)*0.04;}
volt_s[0]=volt_s[0]/200; volt_e[0]=volt_e[0]/200; curr_e[0]=curr_e[0]/200;
//Power
power=volt_e[0]*curr_e[0];
}
 Inputs are needed in the output function (direct feedthrough)
Cancel Help

```

FIGURE 5.21: Code utilisé pour calculer les signaux acquis.

5.5.3 Résultats expérimentaux de l'algorithme P&O

Des tests expérimentaux ont été effectués le 10 Mai 2019 à 12 :30, sous les conditions suivantes : $800W/m^2$ pour l'irradiation solaire et $22^{\circ}C$ pour la température ambiante.

Les formes d'ondes de la puissance extraite du générateur PV, la tension PV, le courant PV et le rapport cyclique, sont illustrées respectivement sur les figures 5.22(a) , 5.22(b), 5.22(c) et 5.22(d).

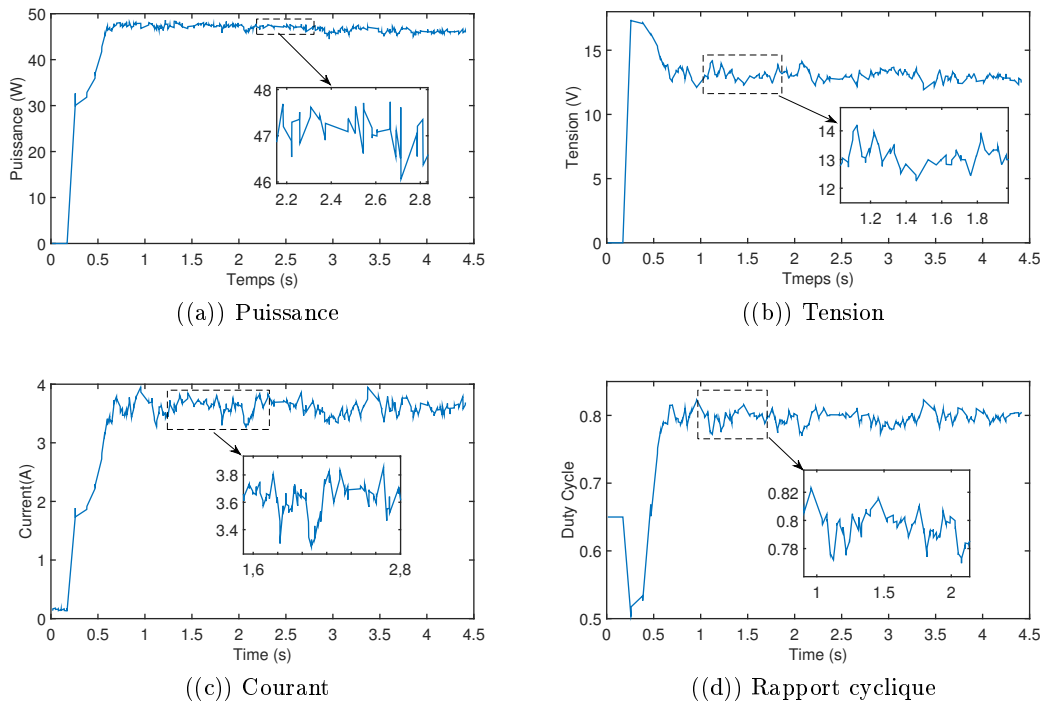


FIGURE 5.22: Résultats expérimentaux de l'algorithme P&O

5.5.4 Résultats expérimentaux de l'algorithme INC

Cette implémentation est effectuée sous les même conditions que celles de l'algorithme précédent.

Les formes d'ondes de la puissance extraite du générateur PV et la tension PV sont illustrées respectivement sur les figures 5.23(a), 5.23(b), tandis que les formes d'ondes du courant PV et le rapport cyclique sont représentées sur les figures 5.23(c) et 5.23(d).

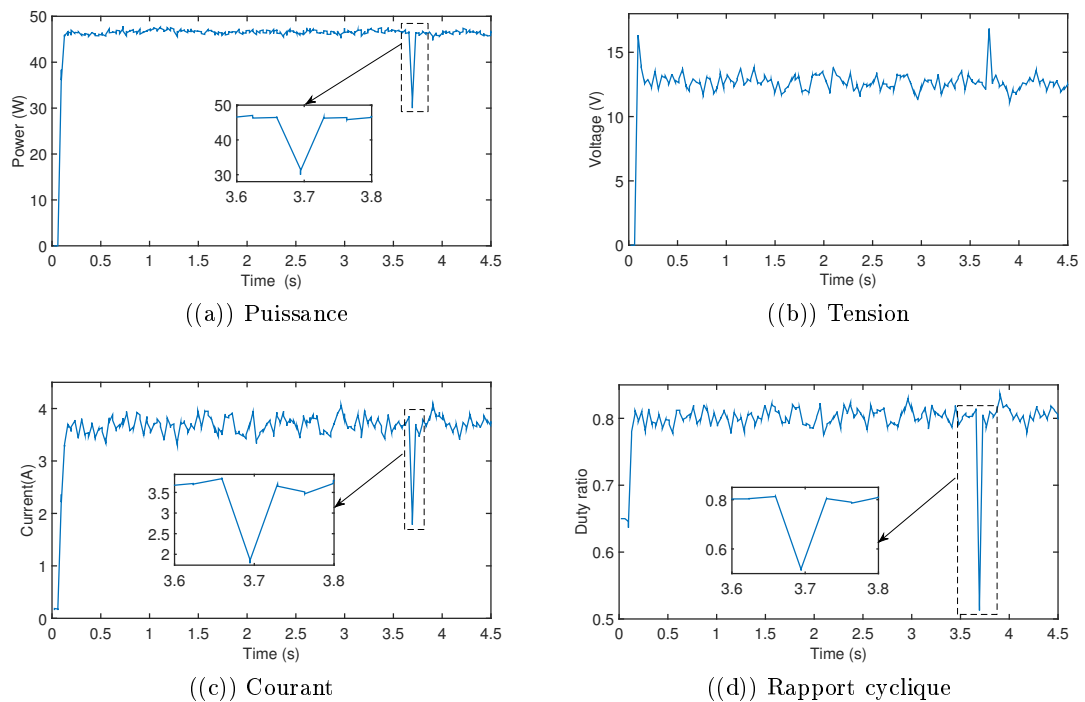


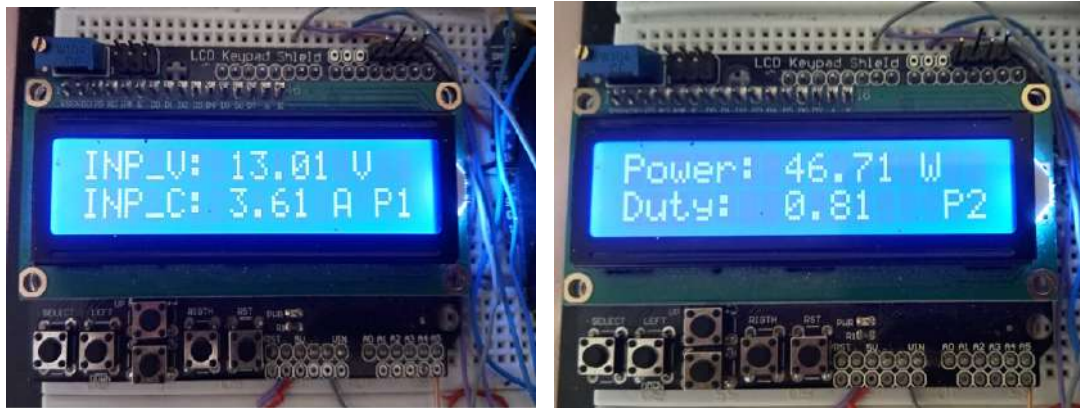
FIGURE 5.23: Résultats expérimentaux de l'algorithme INC

A partir des résultats expérimentaux obtenus, on remarque pour l'algorithme P&O la présence d'importantes oscillations autour du PPM tandis que cet inconvénient est éliminé par l'algorithme INC.

On remarque aussi que le système réalisé à l'aide d'une carte Arduino Méga a une réponse très rapide comme montré sur les figures du test de l'algorithme INC lorsqu'on a ajouté une perturbation à l'aide d'un interrupteur actionné en marche/arrêt à l'instant ($t = 3.7$ s).

Les résultats pratiques démontrent qu'on peut réaliser à l'aide d'une carte Arduino Méga des MPPTs performants et de faible coût basés sur l'algorithme P&O ou INC.

Les valeurs numériques de la tension PV et le courant PV sont représentés sur la page 1 de l'afficheur LCD (figure 5.24(a)) tandis que la puissance et le rapport cyclique sont représentés sur la page 2 (figure 5.24(b)).



((a)) Page 1 de l'afficheur LCD

((b)) Page 2 de l'afficheur LCD

FIGURE 5.24: Valeurs numériques affichées sur écran LCD

La forme d'onde expérimentale du rapport cyclique est présentée sur la figure 5.25.

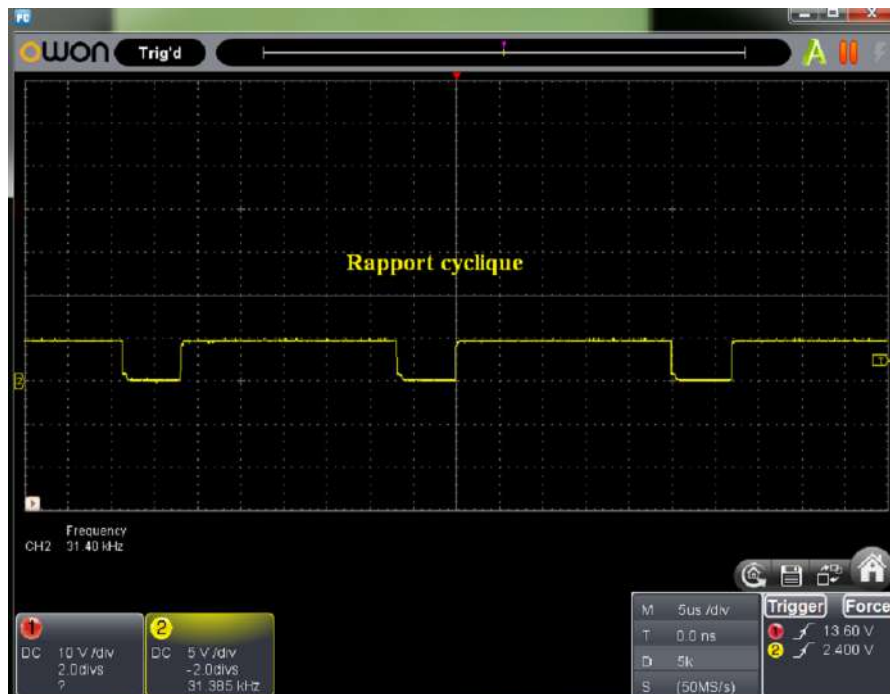


FIGURE 5.25: Forme d'onde du rapport cyclique.

5.6 Conclusion

Afin de vérifier et valider les résultats de simulations obtenus dans les chapitre 3 et 4, différents tests pratiques ont été effectués sur les deux systèmes réalisés (convertisseur buck et système PV).

Tout d'abord, on a présenté les différents éléments du banc d'essai utilisés (contrôle, acquisition, affichage et alimentation) ainsi que les différentes manières d'interfaçage des cartes Arduino avec l'environnement Matlab/Simulink.

Ensuite, on a validé et vérifié les performances du contrôleur flou T-S proposé pour la commande de la tension de sortie d'un convertisseur buck à l'aide d'une carte Arduino Uno.

Enfin, on a validé les deux méthodes MPPTs P&O et INC à base d'une carte Arduino Méga pour extraire le maximum de puissance délivrée par le générateur PV. On a aussi acquis et affiché les résultats des grandeurs électriques en temps réel à l'aide de l'outil "Simulink Support Package for Arduino Hardware".

On peut conclure que l'utilisation des carte Arduino avec l'environnement Matlab/Simulink est très efficace pour l'implémentation des différents techniques de commande envisagées.

Conclusion et Perspectives

Dans cette thèse, un contrôleur basé sur les modèles flous T-S pour commander la tension de sortie d'un convertisseur buck à suivre la tension désirée a été développé, en premier temps. Ensuite, les méthodes MPPTs les plus utilisées P&O et INC et celles basées sur les modèles flous de types Mamdani et de type T-S ont été présentées. Enfin, on a effectué des implémentations pratiques en temps réel à l'aide des cartes Arduino et de l'environnement Matlab/Simulink pour valider le contrôleur flou T-S et les deux méthodes P&O et INC.

Pour ce faire, dans le premier chapitre, des généralités sur les énergies renouvelables, une vue générale sur la production d'électricité, dont celle d'origine renouvelable, et la tendance futur de l'énergie dans le monde ont été présentées. Un état de l'art relatif à l'effet PV et les différentes technologies de fabrication des cellules PV ont été ensuite définis. Différentes configurations des systèmes PV et leurs utilisations ont été aussi présentées.

Un modèle électrique à simple diode a été choisi pour la modélisation du générateur PV. Ce dernier est représenté par une équation qui peut être résolue par des algorithmes itératifs numériques. Un modèle mathématique optimal pour caractériser le comportement électrique du générateur PV considéré a été présenté. Le logiciel Matlab/Simulink a été utilisé pour simuler le comportement du générateur PV considéré et pour déterminer l'effet des différents paramètres climatiques. Pour augmenter la puissance d'un générateur PV différentes associations possibles ont été abordées.

Par la suite, on s'intéresse dans le troisième chapitre à la modélisation et la commande des convertisseurs de types boost et buck, où on a présenté, dans un premier temps, leurs modélisations mathématiques. Puis, on a abordé la commande de la tension de sortie de ces convertisseurs par le contrôleur PID. Enfin, on a proposé une nouvelle loi de commande basée sur les modèles flous T-S pour la commande de la tension de sortie d'un convertisseur buck.

Afin d'augmenter le rendement des systèmes PV, il est nécessaire d'ajouter un convertisseur DC-DC, entre le générateur PV et la charge, commandé par un algorithme MPPT pour extraire le maximum de puissance du générateur. Dans ce contexte, le quatrième chapitre a été consacré à l'étude et à la simulation de différents méthodes MPPTs. Ces méthodes ont été classées en trois groupes : méthodes indirectes, méthodes directes et méthodes intelligentes. Dans un premier lieu, les méthodes indirectes qui sont basées sur

les mesures de tension de circuit ouvert ou du courant de court-circuit ont été abordées. Ensuite, les méthodes directes P&O et INC qui sont les plus utilisées dans les systèmes PV commerciaux ont été présentées. A la fin de ce chapitre, on a abordé une technique intelligente basée sur les modèles flous T-S pour remédier aux inconvénients des techniques directes et indirectes.

Le dernier chapitre a été consacré aux résultats expérimentaux. On a commencé ce chapitre par la présentation des éléments utilisés dans les implémentations pratiques ainsi que les manières d'interfaçage entre les cartes Arduino et l'environnement Matlab/Simulink. Ensuite, la vérification de l'efficacité du contrôleur flou T-S à l'aide d'une carte Arduino Uno a été effectuée. Enfin, la validation des algorithmes les plus utilisés (P&O et INC) par l'utilisation d'une carte Arduino Méga 2560 et l'environnement Matlab/Simulink a été faite. On a aussi acquis et affiché les résultats des grandeurs électriques en temps réel à l'aide de l'outil "Simulink Support Package for Arduino Hardware".

Les résultats de simulation (chapitre 3 et 4) et les résultats expérimentaux (chapitre 5) ont montré que :

- Le contrôleur flou T-S proposé est capable de piloter un convertisseur buck pour suivre une tension désirée avec une bonne performance en termes de rapidité et de poursuite.
- L'algorithme 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.
- L'utilisation de la carte Arduino avec l'environnement Matlab/Simulink est très efficace pour réaliser des MPPTs performants et de faible coût basés sur l'algorithme P&O ou INC.

Les principales difficultés rencontrées durant cette recherche sont la rareté de composants adéquats pour la réalisation pratique.

On estime que les perspectives d'enrichissement de ce travail peuvent être axées sur les points suivants :

- Une étude plus rigoureuse peut être faite pour montrer l'influence des pertes de puissance dans les différents composants sur le rendement du système et y remédier.
- Une étude sur le diagnostic des défauts dans la chaîne de conversion PV par l'utilisation de la logique floue.
- L'implémentation de la technique floue T-S à l'aide d'autres cartes plus performantes que les cartes Arduino.
- L'implémentation d'autres techniques de commande avancées ou intelligentes hybrides avec l'insertion des techniques d'optimisations les plus récentes et adéquates avec les système de conversion d'énergie électrique en général.

Annexe A : Les modèles flous T–S

Les modèles flous T–S

Un système non linéaire dynamique peut être décrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t)) + g(x(t))u(t) \\ y(t) = \varphi(x(t)) \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

où $x(t) \in R^n$ est le vecteur d'état, $u(t) \in R^m$ est le vecteur de commande, $y(t) \in R^q$ est le vecteur de sortie. $f(x(t))$, $g(x(t))$ et $\varphi(x(t))$ sont des fonctions non linéaires avec des dimensions appropriées.

Ce système peut être décrit par un ensemble de règles floues **Si-Alors**. Sa caractéristique principale est qu'il qu'il représente localement les relations entrées sorties d'un système en exprimant chaque conclusion par un système linéaire.

La i ème règle du modèle flou s'écrit :

Si $z_1(t)$ est F_{1i} et ... et **Si** $z_g(t)$ est F_{gi} **Alors**

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

où r est le nombre de règles Si-Alors, F_{gi} est l'ensemble flou et $z_1 \dots z_g$ sont les variables de prémisses. $A_i \in R^{n \times n}$ est la matrice d'état, $B_i \in R^{n \times m}$ est la matrice d'entrée, $C_i \in R^{q \times n}$ est la matrice de sortie.

L'inférence du système flou est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \frac{\sum_{i=1}^r w_i(z(t)) \{A_i x(t) + B_i u(t)\}}{\sum_{i=1}^r w_i(z(t))} \\ y(t) = \frac{\sum_{i=1}^r w_i(z(t)) (C_i x(t))}{\sum_{i=1}^r w_i(z(t))} \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

où $i = 1, \dots, r$, $z(t) = [z_1(t) \ z_2(t) \ \dots \ z_g(t)]$, $w_i(z(t)) = \prod_{j=1}^p F_{ij}(z_j(t))$. $F_{ij}(z_j(t))$ est la valeur de la fonction d'appartenance $z_j(t)$ dans l'ensemble flou F_{ij} , et $\forall t \geq 0$, on a :

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^r w_i(z(t)) > 0 \\ w_i(z(t)) \geq 0 \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

On pose :

$$h_i(z(t)) = \frac{w_i(z(t))}{\sum_{i=1}^r w_i(z(t))} \quad (\text{A.5})$$

Le modèle T-S (A.3) s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \{A_i x(t) + B_i u(t)\} \\ y(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) C_i x(t) \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

Les $h_i(z(t))$ possèdent la propriété de somme convexe :

$$\forall t \geq 0, \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) = 1. \quad (\text{A.7})$$

Obtention des modèles flous T-S

Les modèles flous de T-S peuvent être obtenus de trois façons :

Obtention de modèle T-S par identification

La première, dite par identification, permet à partir des données sur les entrées et les sorties, d'identifier les paramètres du modèle local correspondant aux différents points de fonctionnement [Hetatache 2018].

Obtention de modèle T-S par linéarisation

La seconde, consiste à linéariser le modèle autour d'un ensemble de points de fonctionnement judicieusement choisis. Dans ce cas, il s'agit de modèles locaux affines pour lesquels le modèle flou est obtenu par interpolation des modèles locaux avec des fonctions d'activation conçues de manière judicieuse en fonction des spécifications souhaitées.

Modélisation par l'approche des secteurs non linéaires

La troisième méthode permet de passer d'un modèle non-linéaire affine en la commande à un modèle T-S est appelée approche par secteur non-linéaire. Elle permet d'obtenir un représentant de type T-S d'un modèle non linéaire. Il est à noter qu'il ne s'agit pas d'une approximation. En effet, le modèle T-S obtenu est identique au modèle non linéaire dans un compact de l'espace des variables de prémisses. Parfois, il est difficile de trouver un secteur global pour le système non linéaire. C'est pour cette raison on considère un secteur non linéaire local, comme il est indiqué dans la figure A.1 ([Ohtake 2003]). Cette méthode a été introduite pour la première fois dans les travaux de [Kawamoto 1992], et par la suite, a été étendue par [Tanaka 2004].

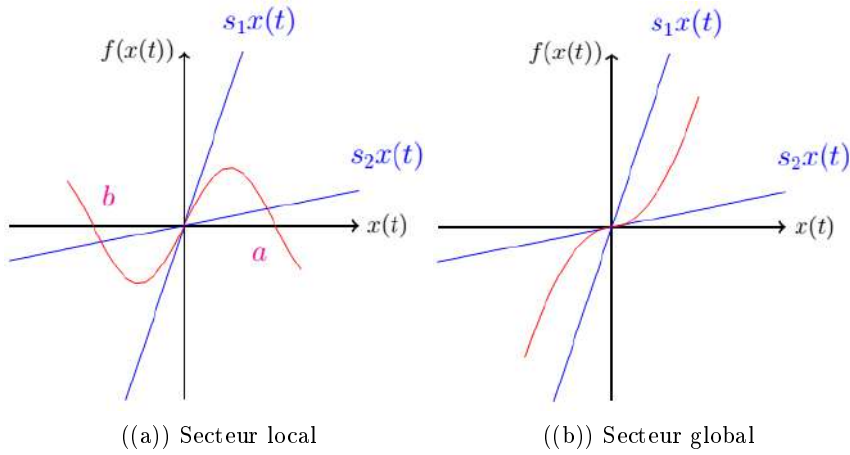


FIGURE A.1: Secteurs non linéaires.

Pour obtenir à partir d'une non linéarité les fonctions d'appartenance associée d'un modèle flou, on utilise le lemme suivant [Morere 2001] :

lemma 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 α et β tels que :

$$\begin{cases} f(x) = \alpha w_1(x) + \beta w_2(x) \\ w_1(x) + w_2(x) = 1, w_1(x) \geq 0, w_2(x) \geq 0 \end{cases} \quad (\text{A.8})$$

Démonstration

Considérons la fonction $f(x)$ bornée tel que $\underline{f} \leq f(x) \leq \bar{f}$, on peut alors toujours écrire :

$$f(x) = \alpha w_1(x) + \beta w_2(x) \text{ avec } \alpha = \underline{f}, \beta = \bar{f}, w_1 = \frac{f(x) - \underline{f}}{\bar{f} - \underline{f}}, w_2 = \frac{\bar{f} - f(x)}{\bar{f} - \underline{f}}.$$

Annexe B : Stabilité au sens de Lyapunov

Le principe de stabilité selon Lyapunov repose sur le comportement du système dynamique du point de vue de son énergie totale. Si cette énergie, représentée généralement par une fonction scalaire, est continûment dissipée, on parle alors de système dissipatif. Dans ce cas, on peut espérer que le système tende vers un point d'équilibre. En l'occurrence, en étudiant la variation de cette fonction scalaire, nous pouvons éventuellement conclure sur la stabilité du système étudié.

Dans cette thèse, nous avons étudié la stabilité et la stabilisation des systèmes flous de type Takagi–sugeno grâce à la méthode de Lyapunov, proposé en 1892 dans le cadre de l'étude de la stabilité des systèmes mécaniques. Il s'agit de construire une fonction $V(x)$ de l'état x du système telle que les signes de cette fonction et de sa dérivée temporelle dans un certain voisinage du point d'équilibre donnent une information sur la stabilité du système [Barbeche 2015].

Seconde méthode de Lyapunov (méthode directe)

Considérons un système non linéaire non commandé (en régime libre) suivant :

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) \tag{B.1}$$

où $x(t)$ est l'état du système et la fonction $f(x(t)) \in C^1$, $x(t) : R^n \rightarrow R^n$ représente la dynamique du système. La fonction f décrit les dynamiques du système et peut être modélisée par des équations algébriques classiques et/ou un modèle flou.

Le système (B.1) est dit en équilibre autour x_0 si, en l'absence d'influence externe, son état ne varie pas au cours du temps, x_0 est alors appelé point d'équilibre.

Définition 1 Le point $x_0 \in R^n$ est dit point d'équilibre du système (B.1) si :

$$f(x_0) = 0, \quad \forall t > 0 \tag{B.2}$$

Dans cette thèse, on a considéré que le point d'équilibre du système (B.1) est l'origine ($x_0 = 0$) de l'espace d'état. Cette supposition est assez générale et ne

change rien à l'étude de la convergence de l'état du système, car si $x_0 \neq 0$ est un point d'équilibre du système (B.1) alors $x_0 = 0$ est un point d'équilibre du système [Chadli 2002] :

$$\dot{z}(t) = f(z(t) + x_0) \quad (\text{B.3})$$

La stabilité au sens de Lyapunov est basée sur l'utilisation des fonctions de Lyapunov dont la définition est comme suit :

Définition 2 La fonction $V : R \rightarrow R$ est une fonction de Lyapunov, si elle satisfait les deux conditions suivantes :

- $V(x)$ est continue et ses dérivées partielles $\dot{V}_i(x) = \frac{\partial V(x_i)}{\partial x}$ existent et sont continues pour tout $i = 1, \dots, n$.
- $V(x) > 0$ pour tout $x \neq 0$ et $V(0) = 0$.
- $\dot{V}(x) \leq 0$ pour tout $x \neq 0$.

Il existe de nombreuses définitions de la stabilité de Lyapunov dans la littérature et nous présentons ici que les plus utilisées dans l'étude de stabilité des modèles flous T-S. Pour cela, la définition d'une certaine classe de fonctions est nécessaire.

Définition 3 Une fonction continue $\alpha(r) : [0, a] \rightarrow [0, \infty]$ appartient à la classe k si elle est strictement croissante et $\alpha = 0$. Si $a = \infty$ et $\lim_{r \rightarrow \infty} \alpha(r) = \infty$, la fonction est dite de classe k_∞ .

theorem [Isidori 2013] Soit une fonction scalaire $V(x(t)) \in C^1$ telle que :

$$\alpha_1(x(t)) \leq (x(t)) \leq \alpha_2(x(t)) \quad (\text{B.4})$$

$\forall \|x\| < d$ $\alpha_1(\cdot)$, où $\alpha_2(\cdot)$ sont des fonction de classe k définie sur $[0, d]$, $d \in R^{+*}$.

- Si $\frac{\partial V(x)}{\partial x} f(x) \leq 0$, $\forall \|x\| < d$ alors le point d'équilibre ($x_0 = 0$) de (B.3) est localement stable. Il est globalement stable si de plus $d = \infty$ et les fonctions $\alpha_1(\cdot)$ et $\alpha_2(\cdot)$ sont de classe k_∞ .
- Si $\frac{\partial V(x)}{\partial x} f(x) \leq -\alpha_0(\|x\|)$, $\forall \|x\| < d$ avec $\alpha_0(\cdot)$ fonction de classe k définie sur $[0, d]$, alors le point d'équilibre de (B.3) est localement asymptotiquement stable.
- Si $\frac{\partial V(x)}{\partial x} f(x) \leq -\alpha_0(\|x\|)$, $\forall x(d = \infty)$ avec $\alpha_0(\cdot)$, $\alpha_1(\cdot)$ et $\alpha_2(\cdot)$ sont des fonctions de classe k_∞ , alors le point d'équilibre de (B.3) est globalement asymptotiquement stable.
- Si $\frac{\partial V(x)}{\partial x} f(x) \leq -\alpha_0(\|x\|)$, $\forall x(d = \infty)$ avec $\alpha_0(\cdot)$, $\alpha_1(\cdot)$ et $\alpha_2(\cdot)$ sont des fonctions de classe k_∞ de la forme :

$$\alpha_2(\|x\|) = a \|x\|^P, \alpha_1(\|x\|) = b \|x\|^P, \alpha_0(\|x\|) = c \|x\|^P. \quad (\text{B.5})$$

telles que $a, b, c \geq 0$, $p \geq 1$, alors le point d'équilibre de (B.3) est globalement exponentiellement stable.

Fonctions de Lyapunov usuelles

En général, il n'existe pas de méthodes systématiques pour trouver les fonctions candidates de Lyapunov. Dès lors, la théorie de Lyapunov conduit à des conditions suffisantes de stabilité dont le pessimisme dépend de la forme particulière imposée à la fonction $V(x(t))$ et de la structure du système. Cependant, il existe des familles de fonctions de Lyapunov souvent utilisées et dont l'adoption dépend de la nature du système à étudier (systèmes linéaires, systèmes continus par morceaux, systèmes à retard, systèmes linéaires incertains...). Les fonctions candidates de Lyapunov les plus utilisées sont décrites ci-dessus :

Fonction de Lyapunov quadratique

La classe de fonctions candidates de Lyapunov quadratiques décrite sous la forme suivante :

$$V(x(t)) = x^T(t)Px(t) \quad (\text{B.6})$$

Cette fonction est définie positive si la matrice P est une matrice symétrique définie positive, $P = P^T > 0$. Ce type de fonctions s'avère être une fonction de Lyapunov du système car elle satisfait tout les conditions de la définition 2. Dans ce cas, le système (B.1) est dit stable quadratiquement s'il existe une matrice $P = P^T > 0$ telle que la dérivée de la fonction de Lyapunov quadratique soit négative.

De très nombreux travaux utilisent ce type de fonctions pour l'étude de la stabilité. Notamment dans le cas des systèmes incertains, des systèmes linéaires ainsi que dans celui des modèles T-S [Tanaka 2004]. L'atout majeur de cette fonction dans le cas des modèles T-S est que la formulation convexe du problème permet aisément l'extraction d'une telle fonction lorsqu'elle existe. L'inconvénient de cette fonction réside dans l'obtention des conditions de stabilité très conservatives, d'où l'intérêt de chercher des conditions qui sont beaucoup moins conservatives (conditions relaxées ou relâchées). Une autre variante de ces fonctions candidates peut être exprimée de la forme suivante :

$$V(x(t)) = x^T(t) \sum_{i=1}^n \alpha_i P_i x(t), \quad P_i > 0 \quad (\text{B.7})$$

avec $P_i > 0$ et $\alpha_i \in R^{+*}$. Ces fonctions quadratiques sont utilisées dans le cas des systèmes interconnectés et dans les modèles flous T-S.

Fonction polyquadratique

Ce type de fonctions est de la forme suivante :

$$V(x(t)) = x^T(t) \sum_{i=1}^n h_i(z(t)) P_i x(t), \quad P_i > 0 \quad (\text{B.8})$$

où les h_i sont les fonctions d'activation définies précédemment. Ce type de fonction, est plus général dans le sens où il inclut le cas quadratique, car il suffit de choisir $P_i = P$, pour se ramener au cas des fonctions quadratiques. Il est aussi intéressant de noter que, par apposition à la méthode quadratique, ce type de fonction tient compte de la vitesse de variation des variables de décision du modèle T-S continu, ce qui explique la réduction du conservatisme de la méthode.

Fonction affine paramétrique

Cette fonction est de la forme :

$$V(x(t)) = x^T(t) P(\theta) x(t), \quad P_i > 0 \quad (\text{B.9})$$

avec $P(\theta) = P_0 + \theta_1 P_1 + \theta_2 P_2 \theta_1 P_k + \dots + \theta_k P_k$ est souvent utilisée pour étudier les systèmes linéaires à paramètres incertains variants dans le temps.

Fonctions continues par morceaux

Cette fonction est de la forme :

$$V(x(t)) = \max(V_1(x(t)), \dots, V_i(x(t)), \dots, V_r(x(t))) \quad (\text{B.10})$$

avec

$$V(x(t)) = x^T(t) \sum_{i=1}^n \alpha_i P_i x(t), \quad P_i > 0 \quad (\text{B.11})$$

Ce type de fonctions présente l'avantage d'être moins conservatif que les fonctions quadratiques. Il a été l'objet d'étude dans le cas des systèmes linéaires variant dans le temps (LTV) [Boyd 1994], puis adopté pour l'analyse de stabilité des systèmes dynamiques hybrides notamment les systèmes à commutations [Bourdais 2007]. Récemment, ce type de fonctions a été utilisé pour l'étude de la stabilité des systèmes flous [Chadli 2002].

Annexe C : Utilisation du formalisme LMIs

Définition des inégalités matricielles linéaires (LMIs)

Un grand nombre de problème concernant les systèmes incertains peuvent se résoudre par l'intermédiaire de problèmes convexes d'un type particulier, les programmes semidéfinis (SDP) [Barreau 2019]. Ils sont aussi connus sous le nom de LMIs.

Les contraintes LMIs s'écrivent sous la forme [Tanaka 2004] :

$$F(x) = F_0 + \sum_{i=1}^m x_i F_i > 0 \quad (\text{C.1})$$

où $F(x)$ est une fonction affine en les variables de décision $x_i, i = \{1, \dots, m\}$. L'ensemble des solutions $S = \{x \in \mathbb{R}^m, F(x) < 0\}$ est convexe. Un problème de faisabilité LMI s'écrit :

Trouver $x_i, i = 1, \dots, m$ telle que $F(x) < 0$.

La résolution de ce problème peut se faire par des algorithmes performants comme l'algorithme du point intérieur [Barreau 2019]. Il est possible d'exprimer les conditions de différents théorèmes de stabilité et d'obtenir une résolution efficace grâce aux outils disponibles comme "LMI Control Toolbox" de MATLAB [Barreau 2019].

Si la mise sous la forme de LMI est direct avec les équation de conditions de stabilité ou de stabilisation sont non linéaires en P et K_i . Les propriétés suivantes vont permettre de transformer le problème afin de pouvoir le mettre sous forme LMI.

Propriétés

Dans cette partie, les principaux lemmes utilisés dans la littérature sont détaillés. La plupart des lemmes présentés ont pour principal objectif de rendre les inégalités matricielles linéaires en les variables recherchées ou de traiter certains cas particuliers.

Lemme C.0.1. *Complément de Schur [Kim 2009] : Soient P une matrice définie positive, X une matrice de rang plein en ligne et Q une matrice quelconque. Les deux inégalités suivantes sont équivalentes :*

$$Q - XP^{-1}X > 0, P > 0 \quad (\text{C.2})$$

$$\begin{bmatrix} Q & X^T \\ X & P \end{bmatrix} > 0 \quad (\text{C.3})$$

Dans certains cas particuliers de ces inégalités nonlinéaires convexes certaines propriétés permettent d'introduire des variables supplémentaires à rechercher. Ces propriétés sont présentées sur les deux inégalités $A^T P A - A < 0$, $P > 0$ et $A^T P + P A + Q < 0$. Pour la première on a le lemme suivant :

Lemme C.0.2. *Soient A , G , L , P et Q des matrices de taille appropriée. Les propriétés suivantes sont équivalentes :*

$$A^T P A - Q < 0, P > 0 \quad (\text{C.4})$$

$$\begin{bmatrix} -Q & A^T P \\ P A & -P \end{bmatrix} < 0 \quad (\text{C.5})$$

$$\exists G, \begin{bmatrix} -Q & A^T G \\ G^T A & -G - G^T + P \end{bmatrix} < 0, P > 0 \quad (\text{C.6})$$

$$\exists G, L \begin{bmatrix} -Q + A^T L^T + L A & -L + A^T G \\ -L^T + G^T A & -G - G^T + P \end{bmatrix} < 0, P > 0 \quad (\text{C.7})$$

Pour la seconde inégalité, on a le résultat suivant :

Lemme C.0.3. *Soient A , G , L , P et Q des matrices de taille appropriée. Les propriétés suivantes sont équivalentes :*

$$A^T P + P A + Q < 0, P > 0 \quad (\text{C.8})$$

$$\exists G, L \begin{bmatrix} A^T L^T + L A + Q & P - L + A^T G \\ P - L^T + G^T A & -G - G^T \end{bmatrix} < 0 \quad (\text{C.9})$$

Le lemme nommé S-procédure permet de vérifier une condition inégalité quadratique sous contraintes inégalités quadratiques. Quand elles sont strictes, on peut écrire le lemme suivant :

Lemme C.0.4. *S-procédure [Kim 2009] : Soient des matrices $T_i = T_i^T$, $i = \{1, \dots, p\}$. Les deux expressions suivantes sont équivalentes :*

$$\zeta^T T_0 \zeta > 0 \forall \zeta \neq 0 : \zeta^T T_i \zeta > 0, \forall i \in \{1, \dots, p\} \quad (\text{C.10})$$

$$\exists \tau_1, \dots, \tau_p \geq 0 : T_0 - \sum_{i=1}^p \tau_i T_i > 0 \quad (\text{C.11})$$

Dans de nombreux problèmes de commande on peut être amené à obtenir des contraintes LMI par élimination de variables. Dans ce cas on obtient un problème de faisabilité de taille réduite. Pour ce faire, on utilise les deux versions du lemme de Finsler.

Lemme C.0.5. *Finsler 1 [Barreau 2019] : Soient un vecteur $x \in \mathbb{R}^n$, et des matrices $Q = Q^T \in \mathbb{R}^{n \times n}$ et $R \in \mathbb{R}^{n \times m}$ telle que $\text{rang}(R) < n$. R_\perp représente le complément orthogonal de R . Les quatre expressions suivantes sont équivalentes :*

$$x^T Q x < 0, \forall x \in \{x \in \mathbb{R}^n \setminus x \neq 0 \mid R x = 0\} \quad (\text{C.12})$$

$$R_\perp^T Q R_\perp < 0 \quad (\text{C.13})$$

$$\exists \sigma \in \mathbb{R}, Q - \sigma R R^T < 0 \quad (\text{C.14})$$

$$\exists X \in \mathbb{R}^{n \times n}, Q + X R + R^T X^T < 0 \quad (\text{C.15})$$

Lemme C.0.6. *Finsler 2 [Kim 2009] : Soient un vecteur $x \in \mathbb{R}^n$, et des matrices $Q = Q^T \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $R \in \mathbb{R}^{n \times m}$ et $S \in \mathbb{R}^{n \times m}$ telle que $\text{rang}(R) < n$ et $\text{rang}(S) < n$. R_\perp et S_\perp représentent les compléments orthogonal de R et S . Les quatre expressions suivantes sont équivalentes :*

$$x^T Q x < 0, \forall x \neq 0, R x = 0, S x = 0 \quad (\text{C.16})$$

$$R_\perp^T Q R_\perp < 0, S_\perp^T Q S_\perp < 0 \quad (\text{C.17})$$

$$\exists \sigma \in \mathbb{R}, Q - \sigma R R^T < 0, Q - \sigma S S^T < 0 \quad (\text{C.18})$$

$$\exists X \in \mathbb{R}^{n \times n}, Q + S X R + R^T X^T S < 0 \quad (\text{C.19})$$

Enfin les lemmes suivants seront utiles :

Lemme C.0.7. *(Congruence) : Soit deux matrices P et Q , si P est définie positive et si Q est de rang plein en colonne alors la quantité $Q P Q^T$ est définie positive.*

Lemme C.0.8. *(Congruence : cas particulier) : Soit deux matrices carrées P et Q , si Q est de rang plein alors P est définie positive si et seulement si la quantité $Q P Q^T$ est définie positive.*

Lemme C.0.9. *Soit X et Y deux matrices aux tailles appropriées. L'inégalité suivante est toujours vraie pour toute matrice $Q = Q^T > 0$:*

$$X Y^T + Y X^T \leq X Q X^T + Y Q^{-1} Y^T \quad (\text{C.20})$$

Lemme C.0.10. *Soient X et Y deux matrices aux tailles appropriées. un scalaire $\varepsilon > 0$ et une matrice $S = S^T > 0$, alors les propriétés suivantes sont vérifiées :*

$$X^T Y + Y^T X \leq \varepsilon X^T X + \varepsilon^{-1} Y^T Y \quad (\text{C.21})$$

$$X^T Y + Y^T X \leq X^T S^{-1} X + Y^T S Y \quad (\text{C.22})$$

Bibliographie

Bibliographie

- [Abbas 2016] Ghulam Abbas, Muhammad Adnan Samad, Jason Gu, Muhammad Usman Asad et Umar Farooq. *Set-point tracking of a dc-dc boost converter through optimized PID controllers*. In 2016 IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE), pages 1–5. IEEE, 2016. (Cité en page 53.)
- [Abbes 2014] Hanen Abbes, Hafedh Abid, Kais Loukil, Ahmad Toumi et Mohamed Abid. *Etude comparative de cinq algorithmes de commande MPPT pour un système photovoltaïque*. Revue des Energies renouvelables, vol. 17, no. 3, pages 435–445, 2014. (Cité en page 70.)
- [Abdelkader 2017] Mekemeche Abdelkader. *Docteur en Physique*. PhD thesis, Université de Mostaganem, 2017. (Cité en page 17.)
- [Abouda 2015] Salim Abouda. *Contribution à la commande des systèmes photovoltaïques : application aux systèmes de pompes*. PhD thesis, Reims, 2015. (Cité en pages 1, 9 et 15.)
- [Aghiles 2018] Abed Aghiles et Hassina. *Conception et réalisation d’un système de régulation à base d’un microcontrôleur*. PhD thesis, Université Mouloud Mammeri, 2018. (Cité en page 101.)
- [Aissaoui 2017] Faris Aissaoui. *Contribution à l’étude de transfert de chaleur d’un capteur solaire placé dans un climat aride : cas de la région de Biskra*. PhD thesis, Université Mohamed Khider-Biskra, 2017. (Cité en pages 14 et 16.)
- [Akbar 2014] M Amirullah Akbaret al. *Simulation of fuzzy logic control for DC servo motor using Arduino based on MATLAB/Simulink*. In 2014 International Conference on Intelligent Autonomous Agents, Networks and Systems, pages 42–46. IEEE, 2014. (Cité en page 102.)
- [Alsmadi 2018] Yazan M Alsmadi, Vadim Utkin, Mohammed A Haj-ahmed et Longya Xu. *Sliding mode control of power converters : DC/DC converters*. International Journal of Control, vol. 91, no. 11, pages 2472–2493, 2018. (Cité en page 2.)
- [Alva 2017] Guruprasad Alva, Lingkun Liu, Xiang Huang et Guiyin Fang. *Thermal energy storage materials and systems for solar energy applications*. Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 68, pages 693–706, 2017. (Cité en pages 11 et 12.)
- [Amarouayache 2014] Mohamed Amarouayache. *Contribution à l’optimisation d’une chaine de conversion d’énergie photovoltaïque*. PhD thesis, 2014. (Cité en page 80.)
- [Amy 2006] E Amy de la Breteque. *Etude du comportement thermique de modules photovoltaïques en vue de la prédiction de leur production électrique sur site*. PhD thesis, Thèse de doctorat. Université de Provence. 280, 2006. (Cité en page 1.)

- [Ankaiah 2013] Burri Ankaiah et Jalakanuru Nageswararao. *Enhancement of Solar Photovoltaic Cell by Using Short-Circuit Current Mppt Method*. International Journal of Engineering Sciences Invention, vol. 2, no. 2, pages 45–50, 2013. (Cité en page 71.)
- [Ankit 2019] Chadha Ankit. *Tapped-Inductor Buck DC-DC Converter*. PhD thesis, Wright State University, 2019. (Cité en page 49.)
- [Arduino 2015] Store Arduino Arduino. *Arduino*. Arduino LLC, 2015. (Cité en page 100.)
- [Attenberger 2014] Andreas Attenberger et Klaus Buchenrieder. *An arduino-simulink-control system for modern hand prostheses*. In International Conference on Artificial Intelligence and Soft Computing, pages 433–444. Springer, 2014. (Cité en page 101.)
- [Aydin 2019] Omer Aydin, Haluk Gozde, Mahir Dursun et M Cengiz Taplamacioglu. *Comparative Parameter Estimation of Single Diode PV-Cell Model by Using Sine-Cosine Algorithm and Whale Optimization Algorithm*. In 2019 6th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE), pages 65–68. IEEE, 2019. (Cité en page 30.)
- [Azzouz 2015] Tamaarat Azzouz. *Modélisation et commande d’un système de conversion d’énergie éolienne   base d’une MADA*. PhD thesis, Université Mohamed Khider-Biskra, 2015. (Cité en page 11.)
- [Babu 2019] Sheeba Babu et L Ashok Kumar. *Control of Buck Converter by Fuzzy Controller for Wind Energy : Battery System*. In International Conference on Artificial Intelligence, Smart Grid and Smart City Applications, pages 299–310. Springer, 2019. (Cité en page 2.)
- [Badamasi 2014] Yusuf Abdullahi Badamasi. *The working principle of an Arduino*. In 2014 11th international conference on electronics, computer and computation (ICECCO), pages 1–4. IEEE, 2014. (Cité en page 97.)
- [Bagher 2015] Askari Mohammad Bagher, Mirzaei Vahid, Mirhabibi Mohsen et Dehghani Parvin. *Hydroelectric energy advantages and disadvantages*. American Journal of Energy Science, vol. 2, no. 2, page 17, 2015. (Cité en page 10.)
- [Baimel 2016] D Baimel, R Shkoury, L Elbaz, S Tapuchi et N Baimel. *Novel optimized method for maximum power point tracking in PV systems using fractional open circuit voltage technique*. In 2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), pages 889–894. IEEE, 2016. (Cité en page 69.)
- [Bal 2019] Jean-Louis Bal. *Les énergies renouvelables et la transition électrique*. In Annales des Mines-Responsabilité et environnement, numéro 1, pages 57–61. FFE, 2019. (Cité en page 6.)
- [Baouali 2018] Amine Baouali et Aoun Kaci. *Etude et réalisation d’un régulateur de tension et chargeur de batterie photovoltaïque à base d’une nano arduino*. PhD thesis, Université Mouloud Mammeri, 2018. (Cité en page 26.)

- [Barbeche 2015] Ismail Barbeche. *Commande Flous pour une Classe de Modèle Non-linéaire Chaotique sous Forme Takagi-Sugeno : Mise sous Forme LMI*. PhD thesis, 2015. (Cité en page 121.)
- [Barber 2013] Ramón Barber, Mario De La Horra Köllmer et Jonathan Crespo. *Control Practices Using Simulink with Arduino As Low Cost Hardware*. In ACE, pages 250–255, 2013. (Cité en page 101.)
- [Barreau 2019] Matthieu Barreau. *Stabilité et stabilisation de systèmes linéaires à l'aide d'inégalités matricielles linéaires*. Quadrature, no. 113, 2019. (Cité en pages 125 et 127.)
- [Bayle 2013] Julien Bayle. C programming for arduino. Packt Publishing Ltd, 2013. (Cité en page 97.)
- [Bayod 2014] Ángel-Antonio Bayod Rújula et José-Antonio Cebollero-Abián. *A novel MPPT method for PV systems with irradiance measurement*. solar energy, vol. 109, pages 95–104, 2014. (Cité en page 94.)
- [Bechouat 2017] Mohcene Bechouat. *Commandes non linéaires des systèmes photovoltaïques*. PhD thesis, Université 8 Mai 1945 Guelma, 2017. (Cité en page 69.)
- [Belhadj 2019] Mohammed Souheyb Belhadj. *étude et réalisation d'un système de pompe photovoltaïque*. PhD thesis, Université Abou-Bekr Belkaid à Tlemcen, 2019. (Cité en page 22.)
- [Belhaouas 2013] N Belhaouas, MS Ait Cheikh, A Malek et C Larbes. *Matlab-Simulink of photovoltaic system based on a two-diode model simulator with shaded solar cells*. Revue des Energies Renouvelables, vol. 16, no. 1, pages 65–73, 2013. (Cité en page 29.)
- [Benaboud 2019] Aziza Benaboud. *A Special Application of Power Electronics to the Field of Photovoltaic*. In International Conference on Advanced Intelligent Systems for Sustainable Development, pages 24–33. Springer, 2019. (Cité en page 96.)
- [Benalouache 2017] Nadia Benalouache. *L'énergie solaire pour la production d'électricité au Maghreb : transition énergétique et jeux d'échelles*. PhD thesis, Aix-Marseille, 2017. (Cité en page 1.)
- [Bendaoud 2017] K Bendaoud, S Krit, M Kabrane, H Ouadani, M Elaskri, K Karimi, H Elbousty et L Elmaimouni. *Fuzzy logic controller (FLC) : Application to control DC-DC buck converter*. In 2017 International Conference on Engineering & MIS (ICEMIS), pages 1–5. IEEE, 2017. (Cité en page 2.)
- [Bendenia 2019] Chahrazed Bendenia. *Etude et Simulation des Propriétés Électriques et Optiques des Cellules Photovoltaïques organiques multicouches*. PhD thesis, 2019. (Cité en page 20.)
- [Bendib 2018] Boualem Bendib. *Une nouvelle approche de modélisation et de commande des systèmes photovoltaïques autonomes*. PhD thesis, 2018. (Cité en pages 17, 27, 67, 69, 76 et 81.)

- [Benmoussa 2007] WC Benmoussa, S Amara et A Zerga. *Etude comparative des modèles de la caractéristique courant-tension d'une cellule solaire au silicium monocristallin*. Revue des Energies Renouvelables ICRES-07, pages 301–306, 2007. (Cité en page 18.)
- [Benzer 1947] S Benzer. *Excess-defect germanium contacts*. Physical Review, vol. 72, no. 12, page 1267, 1947. (Cité en page 17.)
- [Berahab 2019] Rim Berahab. *Energies Renouvelables en Afrique : Enjeux, Défis et Opportunités/Renewable Energy in Africa : Issues, Challenges and Opportunities*. 2019. (Cité en page 13.)
- [Berroubi 2016] Abdennoure Berroubi. *Commande par mode de glissement des convertisseurs Buck et Boost intégrés dans un système photovoltaïque*. PhD thesis, Université Mohamed Boudiaf M'sila, 2016. (Cité en page 45.)
- [Bertin 2019] N Bertin, Wira Patrice, Kamta Martin, Badji Abderrezak et Tchqkounte Hyacinthe. *Real-Time Experimental Assessment of Hill Climbing MPPT Algorithm Enhanced by Estimating a Duty Cycle for PV System*. International Journal of Renewable Energy Research (IJRER), vol. 9, no. 3, pages 1180–1189, 2019. (Cité en page 2.)
- [Bonvin 2015] Nicolas Bonvin. *Convertisseur DC/DC 3kW pour photovoltaïque*. PhD thesis, Haute Ecole d'Ingénierie, 2015. (Cité en page 44.)
- [Boubault 2018] Antoine Boubault. *La production mondiale d'électricité : une empreinte-matière en transition*. 2018. (Cité en pages 6 et 8.)
- [Bouchakour 2018] Abdelhak Bouchakouret al. *Modélisation et Simulation d'un Système de Pompe Photovoltaïque*. PhD thesis, 2018. (Cité en page 1.)
- [Bouden 2018] Abdelmalek Bouden et Abdeslam Haouam. *Modélisation numérique de nouveaux systèmes à EnR*. PhD thesis, Université Frères Mentouri - Constantine 1, 2018. (Cité en page 32.)
- [Boukezata 2018] Boualem Boukezata. *Etude et commande d'une chaîne de conversion d'énergie d'un système solaire photovoltaïque*. PhD thesis, Université Ferhat Abbas Sétif 1, 2018. (Cité en page 69.)
- [Boukhers 2017] Djamil Boukhers. *Optimisation d'un système d'énergie photovoltaïque. Application au pompage*. PhD thesis, 2017. (Cité en page 6.)
- [Boukli 2011] Omar Boukli Hacem. *Conception et réalisation d'un générateur photovoltaïque muni d'un convertisseur MPPT pour meilleure gestion énergétique*. PhD thesis, 2011. (Cité en pages 1, 74 et 78.)
- [Bounechba 2016] Hadjer Bounechba, Aissa Bouzid, Hamza Snani et Abderrazak Lashab. *Real time simulation of MPPT algorithms for PV energy system*. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol. 83, pages 67–78, 2016. (Cité en page 2.)
- [Bourdais 2007] Romain Bourdais, Laurentiu Hetel, Jamal Daafouz et Wilfrid Perquetti. *Stabilité et stabilisation d'une classe de systèmes dynamiques hybrides*. Journal Européen des Systèmes Automatisés (JESA), vol. 41, no. 7-8, pages 819–853, 2007. (Cité en page 124.)

- [Bouselham 2017] Loubna Bouselham, Mohammed Hajji, Bekkay Hajji et Hicham Bouali. *A new MPPT-based ANN for photovoltaic system under partial shading conditions*. Energy Procedia, vol. 111, pages 924–933, 2017. (Cité en page 2.)
- [Boutlilis 2018] Fatima Boutlilis. *Modélisation et simulation des sources de production décentralisée Application à l'intégration d'un générateur PV à stockage dans un réseau électrique*. PhD thesis, 2018. (Cité en page 12.)
- [Bouzaki 2017] Mohammed Moustafa Bouzaki. *Etudes comparées et modélisation des performances des différentes technologies de cellules photovoltaïques en vue du dimensionnement des systèmes et installations photovoltaïques*. PhD thesis, Université Abou-Bekr Belkaid à Tlemcen, 2017. (Cité en page 18.)
- [Bouزيد 2009] ZAKARIA Bouzid. *Contribution à l'optimisation d'un système de conversion éolien Photovoltaïque : Application pour un site isolé*. PhD thesis, Université Abou-Beker Belkaid - Tlemcen, 2009. (Cité en page 6.)
- [Boyd 1994] S Boyd. *Linear matrix inequalities in system and control theory*, SIAM. SIAM studies in applied mathematics, vol. 15, 1994. (Cité en page 124.)
- [Boyle 2004] Godfrey Boyle. Renewable energy. Numéro Sirsi) i9780199261789. Open University., 2004. (Cité en page 9.)
- [Bunsen 2018] Till Bunsen, Pierpaolo Cazzola, Marine Gerner, Leonardo Paoli, Sacha Scheffer, Renske Schuitmaker, Jacopo Tattini et Jacob Teter. *Global EV Outlook 2018 : Towards cross-modal electrification*. 2018. (Cité en page 13.)
- [Cabal 2008] Cedric Cabal. *Optimisation énergétique de l'étage d'adaptation électronique dédié à la conversion photovoltaïque*. PhD thesis, Université de Toulouse, Université Toulouse III-Paul Sabatier, 2008. (Cité en page 6.)
- [Carrero 2007] C Carrero, J Amador et S Arnaltes. *A single procedure for helping PV designers to select silicon PV modules and evaluate the loss resistances*. Renewable Energy, vol. 32, no. 15, pages 2579–2589, 2007. (Cité en page 33.)
- [Cassoret 2020] Bertrand Cassoret et Brice Lalonde. Transition énergétique. De Boeck Supérieur, 2020. (Cité en page 7.)
- [Chadli 2002] Mohammed Chadli, Didier Maquin et José Ragot. *Nonquadratic stability analysis of Takagi-Sugeno models*. In Proceedings of the 41st IEEE Conference on Decision and Control, 2002., volume 2, pages 2143–2148. IEEE, 2002. (Cité en pages 122 et 124.)
- [Chalh 2018] A Chalh, Saad Motahhir, A El Hammoumi, A El Ghzizal et A Derouich. *Study of a Low-Cost PV Emulator for Testing MPPT Algorithm Under Fast Irradiation and Temperature Change*. Technology and Economics of Smart Grids and Sustainable Energy, vol. 3, no. 1, page 11, 2018. (Cité en page 2.)
- [Chapin 1954] Daryl M Chapin, CS Fuller et GL Pearson. *A new silicon p-n junction photocell for converting solar radiation into electrical power*. Journal of Applied Physics, vol. 25, no. 5, pages 676–677, 1954. (Cité en page 17.)

- [Chen 2016] Jiann-Jong Chen, Yuh-Shyan Hwang, Jian-Fong Liou, Yi-Tsen Ku et Cheng-Chieh Yu. *A new buck converter with optimum-damping and dynamic-slope compensation techniques*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 3, pages 2373–2381, 2016. (Cité en page 55.)
- [Cheng 2017] Jay Cheng. Biomass to renewable energy processes. CRC press, 2017. (Cité en page 10.)
- [Chincholkar 2017] Satyajit Hemant Chincholkar. *Modeling, analysis and control of high-order switching power converters*. PhD thesis, Nanyang Technological University, 2017. (Cité en page 44.)
- [Chouay 2019] Yassine Chouay et Mohammed Ouassaid. *An Experimental Artificial Neural Network Based MPP Tracking for Solar Photovoltaic Systems*. In International Conference Europe Middle East & North Africa Information Systems and Technologies to Support Learning, pages 533–542. Springer, 2019. (Cité en page 2.)
- [Chu 2018] Wenxiao Chu, Katrine Bennett, Jie Cheng et Yi-Tung Chen. *A review of supercritical CO₂ Brayton cycle using in renewable energy applications*. Renewable Energy and Sustainable Development, vol. 4, no. 1, pages 14–20, 2018. (Cité en page 9.)
- [Chung 2016] Tiong Meng Chung, Hamdan Daniyal, Mohd Herwan Sulaiman et Mohd Shafie Bakar. *Comparative study of P&O and modified incremental conductance algorithm in solar maximum power point tracking*. 2016. (Cité en page 77.)
- [Conibeer 2006] Gavin Conibeer, Martin Green, Richard Corkish, Young Cho, Eun-Chel Cho, Chu-Wei Jiang, Thipwan Fangsuwannarak, Edwin Pink, Yidan Huang, Tom Puzzer *et al.* *Silicon nanostructures for third generation photovoltaic solar cells*. Thin solid films, vol. 511, pages 654–662, 2006. (Cité en page 19.)
- [Dalala 2015] Zakariya M Dalala et Zaka Ullah Zahid. *New MPPT algorithm based on indirect open circuit voltage and short circuit current detection for thermoelectric generators*. In 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pages 1062–1067. IEEE, 2015. (Cité en page 69.)
- [Dang 2016] Xuanju Dang, Li Yan, Kai Xu, Xiru Wu, Hui Jiang et Hanxu Sun. *Open-circuit voltage-based state of charge estimation of lithium-ion battery using dual neural network fusion battery model*. Electrochimica Acta, vol. 188, pages 356–366, 2016. (Cité en page 70.)
- [Daoud 2013] A Daoud. *Contrôle de la puissance d’un générateur photovoltaïque pour le pompage solaire*. Diss. Université Mohamed Boudiaf des sciences et de la technologie d’Oran, 2013. (Cité en page 1.)
- [Daraban 2014] Stefan Daraban, Dorin Petreus et Cristina Morel. *A novel MPPT (maximum power point tracking) algorithm based on a modified genetic algorithm specialized on tracking the global maximum power point in photovoltaic*

- systems affected by partial shading*. Energy, vol. 74, pages 374–388, 2014. (Cité en page 2.)
- [De 2006] Widaly De Soto, Sanford A Klein et William A Beckman. *Improvement and validation of a model for photovoltaic array performance*. Solar energy, vol. 80, no. 1, pages 78–88, 2006. (Cité en page 33.)
- [Dessard 2018] Hélène Dessard, Denis Gautier et Laurent Gazull. *Outils d’analyse des fili res biomasse- nergie*. 2018. (Cité en page 10.)
- [Dezso 2013] Sera Dezso, Laszlo Mathe, Tamas Kerekes, Sergiu Viorel Spataru et Remus Teodorescu. *On the perturb-and-observe and incremental conductance MPPT methods for PV systems*. IEEE journal of photovoltaics, vol. 3, no. 3, pages 1070–1078, 2013. (Cité en page 2.)
- [Divyasharon 2019] R Divyasharon, R Narmatha Banu et D Devaraj. *Artificial Neural Network based MPPT with CUK Converter Topology for PV Systems Under Varying Climatic Conditions*. In 2019 IEEE International Conference on Intelligent Techniques in Control, Optimization and Signal Processing (INCOS), pages 1–6. IEEE, 2019. (Cité en page 69.)
- [Djamel 2019] Ounnas Djamel, Guiza Dhaouadi, Soufi Youcef et Bouden Abdelmalek. *Design and implementation of a digital PID controller for DC DC buck converter*. In 2019 1th International Conference on Sustainable Renewable Energy Systems and Applications (ICSRESA), pages 1–4. IEEE, 2019. (Cité en page 55.)
- [El 2015] Hala J El Khozondar, Rifa J El-Khozondar et Khaled Matter. *Parameters influence on MPP value of the photo voltaic cell*. Energy Procedia, vol. 74, pages 1142–1149, 2015. (Cité en page 40.)
- [Elbaset 2016] Adel A Elbaset, Hamdi Ali, Montaser Abd-El Sattar et Mahmoud Khaled. *Implementation of a modified perturb and observe maximum power point tracking algorithm for photovoltaic system using an embedded micro-controller*. IET Renewable Power Generation, vol. 10, no. 4, pages 551–560, 2016. (Cité en page 2.)
- [Esrasm 2007] Trishan Esram et Patrick L Chapman. *Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques*. IEEE Transactions on energy conversion, vol. 22, no. 2, pages 439–449, 2007. (Cité en page 74.)
- [Fannakh 2018] Mhamed Fannakh, Mohamed Larbi Elhafyani et Smail Zouggar. *Hardware implementation of the fuzzy logic MPPT in an Arduino card using a Simulink support package for PV application*. IET Renewable Power Generation, vol. 13, no. 3, pages 510–518, 2018. (Cité en pages 97 et 102.)
- [Fathabadi 2015] Hassan Fathabadi. *Utilization of electric vehicles and renewable energy sources used as distributed generators for improving characteristics of electric power distribution systems*. Energy, vol. 90, pages 1100–1110, 2015. (Cité en page 9.)
- [Foi 2019] Un Peuple-Un But-Une Foi. *Rapport exploratoire sur l’économie verte*. 2019. (Cité en pages 6 et 8.)

- [Gatellier 2019] Baptiste Gatellier *et al.* *Etude d'un système de stockage d'énergie solaire thermique répondant aux besoins en chauffage d'une habitation unifamiliale*. 2019. (Cité en page 11.)
- [Geffroy 2018] Camille Geffroy. *Systèmes hybrides pour cellules solaires à pérovskite stables à haut rendement*. PhD thesis, Bordeaux, 2018. (Cité en page 23.)
- [Green 1990] Martin A Green. *Photovoltaics : coming of age*. In IEEE Conference on Photovoltaic Specialists, pages 1–8. IEEE, 1990. (Cité en page 17.)
- [Guiza 2019] Dhaouadi Guiza, Ounnas Djamel, Soufi Youcef et Chenikher Salah. *Implementation of Incremental Conductance Based MPPT Algorithm for Photovoltaic System*. In 2019 4th International Conference on Power Electronics and their Applications (ICPEA), pages 1–5. IEEE, 2019. (Cité en pages 2, 44 et 69.)
- [Guo 2005] Liping Guo, John Y Hung et RM Nelms. *Comparative evaluation of linear PID and fuzzy control for a boost converter*. In 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005., pages 6–pp. IEEE, 2005. (Cité en page 2.)
- [Hadji 2013] S Hadji, J-P Gaubert et F Krim. *Maximum Power Point Tracking (MPPT) for Photovoltaic systems using open circuit voltage and short circuit current*. In 3rd international conference on systems and control, pages 87–92. IEEE, 2013. (Cité en page 71.)
- [Hadji 2018] Slimane Hadji. *Optimisation de la conversion énergétique pour les systèmes à énergie Photovoltaïque*. PhD thesis, Université Ferhat Abbas Sétif 1, 2018. (Cité en pages 67 et 81.)
- [Hafner 2019] Manfred Hafner, Simone Tagliapietra, Giacomo Falchetta et Giovanni Occhiali. *East Africa : Regional Energy Outlook*. In Renewables for Energy Access and Sustainable Development in East Africa, pages 9–17. Springer, 2019. (Cité en page 13.)
- [Haraoubia 2019] Mohamed Haraoubia. *Intitulé : Etude simulation d'un générateur de panneau photovoltaïque*. PhD thesis, Université Badji Mokhtar-Annaba, 2019. (Cité en page 27.)
- [He 2012] Hongwen He, Xiaowei Zhang, Rui Xiong, Yongli Xu et Hongqiang Guo. *Online model-based estimation of state-of-charge and open-circuit voltage of lithium-ion batteries in electric vehicles*. Energy, vol. 39, no. 1, pages 310–318, 2012. (Cité en page 70.)
- [Hetatache 2018] Aboubakr Hetatache. *Modélisation floue de type takagi-sugeno appliquée à un bioprocédé*. PhD thesis, 2018. (Cité en page 119.)
- [IEA 2018] IEA. *Key World Energy Statistics*. 2018 annual report, 2018. (Cité en pages 6, 7, 8 et 13.)
- [Ilyas 2018] Afshan Ilyas, Mohammad Ayyub, M Rizwan Khan, Mohammed Aslam Husain et Abhinandan Jain. *Hardware Implementation of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Algorithm for Solar Photovoltaic*

- System*. Transactions on Electrical and Electronic Materials, vol. 19, no. 3, pages 222–229, 2018. (Cité en page 96.)
- [Isidori 2013] Alberto Isidori. *The zero dynamics of a nonlinear system : From the origin to the latest progresses of a long successful story*. European Journal of Control, vol. 19, no. 5, pages 369–378, 2013. (Cité en page 122.)
- [Jaglin 2019] Sylvie Jaglin. *Electricity Autonomy and Power Grids in Africa : From Rural Experiments to Urban Hybridizations*. Local energy autonomy : spaces, scales, politics, vol. 1, pages 291–314, 2019. (Cité en page 8.)
- [Javed 2016] Adeel Javed. *Arduino Basics*. In Building Arduino Projects for the Internet of Things, pages 3–13. Springer, 2016. (Cité en page 96.)
- [Jones 2017] Daniel Jones. *Arduino : Tips and tricks to learn arduino quickly and efficiently (volume 2)*. CreateSpace Independent Publishing Platform, 2017. (Cité en page 96.)
- [Kabir 2018] Ehsanul Kabir, Pawan Kumar, Sandeep Kumar, Adedeji A Adelodun et Ki-Hyun Kim. *Solar energy : Potential and future prospects*. Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 82, pages 894–900, 2018. (Cité en page 8.)
- [Kaddour 2013] Abdelmadjid Kaddour. *Modélisation et simulation d'un concentrateur parabolique solaire à moteur Stirling en vue d'un rendement optimal*. PhD thesis, 2013. (Cité en pages 1 et 6.)
- [Kahla 2017] Sami Kahla, Youcef Soufi, Moussa Sedraoui et Mohcene Bechouat. *Maximum power point tracking of wind energy conversion system using multi-objective grey wolf optimization of fuzzy-sliding mode controller*. International Journal of Renewable Energy Research (IJRER), vol. 7, no. 2, pages 926–936, 2017. (Cité en page 85.)
- [Kamar 2019] Zaiem Kamar. *Commande d'un système photovoltaïque par contrôleur Neuro-Flou Réduit*. PhD thesis, Université Badji Mokhtar-Annaba, 2019. (Cité en page 69.)
- [Kawamoto 1992] Shunji Kawamoto, Kensho Tada, Atsushi Ishigame et Tsuneo Taniguchi. *An approach to stability analysis of second order fuzzy systems*. In [1992 Proceedings] IEEE International Conference on Fuzzy Systems, pages 1427–1434. IEEE, 1992. (Cité en page 119.)
- [Khelili 2018] FATIHA Khelili. *Contribution à la modélisation des Convertisseurs multicellulaires parallèles magnétiquement couplés*. PhD thesis, Université Mohamed Khider-Biskra, 2018. (Cité en page 44.)
- [Khenfer 2018] Riad Khenfer. *Détection et isolation de défauts combinant des méthodes à base de données appliquées aux systèmes électro-énergétiques*. PhD thesis, 2018. (Cité en page 1.)
- [Khraief 2018] Naceur Khraief, Muhammad Shahbaz, Hrushikesh Mallick et Nanthakumar Loganathan. *Estimation of electricity demand function for Algeria : revisit of time series analysis*. Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 82, pages 4221–4234, 2018. (Cité en page 14.)

- [Khwanrit 2018] Ruengwit Khwanrit, Somsak Kittipiyakul, Jasada Kudtonangam et Hideaki Fujita. *Accuracy Comparison of Present Low-cost Current Sensors for Building Energy Monitoring*. In 2018 International Conference on Embedded Systems and Intelligent Technology & International Conference on Information and Communication Technology for Embedded Systems (ICESIT-ICICTES), pages 1–6. IEEE, 2018. (Cité en page 98.)
- [Kihal 2019] Abbas Kihal. *Approche avancée pour l’optimisation d’une installation photovoltaïque interconnect e au réseau*. PhD thesis, 2019. (Cité en page 73.)
- [Kim 2009] Kwang Ki Kim. *Robust control for systems with sector-bounded, slope-restricted, and odd monotonic nonlinearities using linear matrix inequalities*. PhD thesis, University of Illinois at Urbana-Champaign, 2009. (Cité en pages 126 et 127.)
- [Kota 2017] Venkata Reddy Kota et Muralidhar Nayak Bhukya. *A novel linear tangents based P&O scheme for MPPT of a PV system*. Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 71, pages 257–267, 2017. (Cité en page 69.)
- [Krour 2015] Safia Krour. *Optimisation des paramètres d’une cellule photovoltaïque par les algorithmes génétiques*. PhD thesis, 2015. (Cité en page 28.)
- [Lehr 2018] Ulrike Lehr et Maximilian Banning. *Développement économique local grâce à des pro-jets axés sur les énergies renouvelables en algérie*. Rapport technique, GWS Research Report, 2018. (Cité en pages 13 et 14.)
- [Lelong 1997] Benoit Lelong. *Paul Villard, J.-J. Thomson et la composition des rayons cathodiques*. Revue d’histoire des sciences, pages 89–130, 1997. (Cité en page 17.)
- [Lévêque 2008] Christian Lévêque. *La biodiversité au quotidien : le développement durable à l’épreuve des faits*. Editions Quae, 2008. (Cité en page 18.)
- [Li 2017] Xin Li, Xinbo Ruan, Qian Jin, Mengke Sha et K Tse Chi. *Small-signal models with extended frequency range for DC-DC converters with large modulation ripple amplitude*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 9, pages 8151–8163, 2017. (Cité en page 47.)
- [Lian 2006] K-Y Lian et J-J Liou. *Output tracking control for fuzzy systems via output feedback design*. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 14, no. 5, pages 628–639, 2006. (Cité en page 3.)
- [Lian 2007] Kuang-Yow Lian, Che-Hsueh Chiang et Hui-Wen Tu. *LMI-based sensorless control of permanent-magnet synchronous motors*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 5, pages 2769–2778, 2007. (Cité en page 60.)
- [Libert 2018] Timothy A Libert, Jingjing Xu, Barry Alan Morris, Benjamin Andrew Smillie et Richard T Chou. *Photovoltaic cells with improved multilayer backsheet*, Mai 22 2018. US Patent 9,978,898. (Cité en page 20.)
- [Liu 2019] Qingxiang Liu. *Advanced control of multi-terminal DC/DC converter*. PhD thesis, Nanyang Technological University, 2019. (Cité en page 44.)

- [Loferski 1993] Joseph J Loferski. *The first forty years : A brief history of the modern photovoltaic age*. Progress in photovoltaics : research and applications, vol. 1, no. 1, pages 67–78, 1993. (Cité en page 17.)
- [Loukriz 2016] Abdelhamid Loukriz, Mourad Haddadi et Sabir Messalti. *Simulation and experimental design of a new advanced variable step size Incremental Conductance MPPT algorithm for PV systems*. ISA transactions, vol. 62, pages 30–38, 2016. (Cité en page 76.)
- [Mahendran 2015] M Mahendran, V Anandharaj, K Vijayavel et D Prince Winston. *Permanent mismatch fault identification of photovoltaic cells using arduino*. ICTACT Journal on Microelectronics, vol. 1, no. 2, pages 79–82, 2015. (Cité en page 98.)
- [Manuel 2018] Eduardo Manuel Godinho Rodrigues, Radu Godina, Mousa Marzband et Edris Pouresmaeil. *Simulation and Comparison of Mathematical Models of PV Cells with Growing Levels of Complexity*. Energies, vol. 11, no. 11, page 2902, 2018. (Cité en page 26.)
- [Mekemeche 2017] Abdelkader Mekemeche Abdelkader. *Modélisation à deux dimensions des propriétés physiques de cellules solaires au silicium à base de substrat de type n. Étude de quelques cas particuliers de cellules innovantes*. PhD thesis, 2017. (Cité en page 18.)
- [Menad 2015] Dahmane Menad. *Gestion, optimisation et conversion des énergies pour habitat autonome*. PhD thesis, Amiens, 2015. (Cité en pages 2 et 22.)
- [Merahi 2018] Reda Merahi et Rachid Chenni. *Nouvelles architectures distribuées de gestion et de conversion de l'énergie pour les applications photovoltaïques*. PhD thesis, Université frères Mentouri, 2018. (Cité en page 16.)
- [Merwan 2017] Mr Saad Saoud Merwan. *Optimisation de la gestion de l'énergie photovoltaïque utilisée dans une zone agricole*. PhD thesis, Université Badji Mokhtar-Annaba, 2017. (Cité en page 2.)
- [Metatla 2013] A Metatla, N Talbi et S Benzahioul. *On the modelling of photovoltaic generators : A comparative study*. In 2013 Eighth International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), pages 1–5. IEEE, 2013. (Cité en page 29.)
- [Minns 2013] Peter D Minns. *C programming for the pc the mac and the arduino microcontroller system*. Author House, 2013. (Cité en page 96.)
- [Mirbagheri 2013] S Zahra Mirbagheri, Saad Mekhilef et S Mohsen Mirhassani. *MPPT with Inc. Cond method using conventional interleaved boost converter*. Energy Procedia, vol. 42, pages 24–32, 2013. (Cité en pages 2 et 69.)
- [Mishra 2012] Bibek Mishra et Bibhu Prasanna Kar. *Matlab based modeling of photovoltaic array characteristics*. PhD thesis, 2012. (Cité en page 17.)
- [Mohammed 2018] Rufaidah Abdallah Ibrahim Mohammed *et al.* *Arduino Universal Serial Bus (USB) Interfacing with MATLAB Control Toolbox*. PhD thesis, Sudan University of Science and Technology, 2018. (Cité en page 96.)

- [Morere 2001] Yann Morere. *Mise en oeuvre de lois de commande pour les modèles flous de type Takagi-Sugeno*. PhD thesis, Valenciennes, 2001. (Cité en page 120.)
- [Motahhir 2018] SAAD Motahhir. *Contribution to the optimization of energy withdrawn from a PV panel using an Embedded System*. PhD thesis, 2018. (Cité en pages 1 et 67.)
- [Mousa 2019] Hossam HH Mousa, Abdel-Raheem Youssef et Essam EM Mohamed. *Variable step size P&O MPPT algorithm for optimal power extraction of multi-phase PMSG based wind generation system*. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol. 108, pages 218–231, 2019. (Cité en page 2.)
- [Movahed 2016] Ali Moshar Movahed, Heydar Toossian Shandiz et Syed Kamal Hosseini Sani. *Comparison of fractional order modelling and integer order modelling of fractional order buck converter in continuous condition mode operation*. Advances in Electrical and Electronic Engineering, vol. 14, no. 5, pages 531–542, 2016. (Cité en page 44.)
- [Myers 2016] Daryl Ronald Myers. *Solar radiation : practical modeling for renewable energy applications*. CRC press, 2016. (Cité en page 11.)
- [Nashwa 2019] Kamal Ahmad Nashwa, Ahmad Taher Azar, Ghada Said Elbasuony, Khaled Mohamad Almoustafa et Dhafer Almkhles. *PSO-Based Adaptive Perturb and Observe MPPT Technique for Photovoltaic Systems*. In International Conference on Advanced Intelligent Systems and Informatics, pages 125–135. Springer, 2019. (Cité en page 2.)
- [Navarro 2008] José Miguel Navarro. *Cellules photovoltaïques organiques transparentes dans le visible*. PhD thesis, Université de Toulouse, Université Toulouse III-Paul Sabatier, 2008. (Cité en pages 18 et 20.)
- [Nizami 2016] Tousif Khan Nizami et Chitrakleha Mahanta. *An intelligent adaptive control of DC-DC buck converters*. Journal of the Franklin Institute, vol. 353, no. 12, pages 2588–2613, 2016. (Cité en page 2.)
- [Nizami 2017] Tousif Khan Nizami, Arghya Chakravarty et Chitrakleha Mahanta. *Design and implementation of a neuro-adaptive backstepping controller for buck converter fed PMDC-motor*. Control Engineering Practice, vol. 58, pages 78–87, 2017. (Cité en page 2.)
- [Noman 2013] Abdullah M Noman, Khaled E Addoweesh et Hussein M Mashaly. *DSPACE real-time implementation of MPPT-based FLC method*. International Journal of Photoenergy, vol. 2013, 2013. (Cité en page 83.)
- [Nyamsi 2014] William Wandji Nyamsi, Bella Espinar, Philippe Blanc et Lucien Wald. *How close to detailed spectral calculations is the k-distribution method and correlated-k approximation of Kato et al.(1999) in each spectral interval?* Meteorologische Zeitschrift, vol. 23, pages 547–556, 2014. (Cité en page 16.)
- [Ohl 1946] Russell S Ohl. *Light-sensitive electric device*, Juin 25 1946. US Patent 2,402,662. (Cité en page 17.)

- [Ohtake 2003] Hiroshi Ohtake, Kazuo Tanaka et Hua O Wang. *Fuzzy modeling via sector nonlinearity concept*. Integrated Computer-Aided Engineering, vol. 10, no. 4, pages 333–341, 2003. (Cité en pages 58, 87 et 119.)
- [Ortegon 2019] JAA Ortegon, RR Souza, JBC Silva et EM Cardoso. *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, vol. 41, no. 6, page 255, 2019. (Cité en page 20.)
- [Ounnas] D Ounnas, M Ramdani, S Chenikher et T Bouktir. *Output Feedback Stabilization of Fuzzy Systems with Immeasurable Premise Variables Application to Permanent Magnet Synchronous Machine*. (Cité en page 85.)
- [Ounnas 2016] Djamel Ounnas, Mesouad Ramdani, Salah Chenikher et Tarek Bouktir. *Optimal reference model based fuzzy tracking control for wind energy conversion system*. International Journal of Renewable Energy Research (IJ-RER), vol. 6, no. 3, pages 1129–1136, 2016. (Cité en page 69.)
- [Ounnas 2017] D Ounnas, M Ramdani, S Chenikher et T Bouktir. *An Efficient Maximum Power Point Tracking Controller for Photovoltaic Systems Using Takagi–Sugeno Fuzzy Models*. Arabian Journal for Science and Engineering, vol. 42, no. 12, pages 4971–4982, 2017. (Cité en page 60.)
- [Ounnas 2018] Djamel Ounnas. *Contribution au Diagnostique et à la Commande Passive Tol rante aux D fauts des Systèmes non Linéaires*. PhD thesis, 2018. (Cité en page 94.)
- [Ounnas 2019] Djamel Ounnas, Guiza Dhaouadi, Soufi Youcef et Maamri Mahmoud. *Hardware Implementation of Digital PID Controller for DC–DC Boost Converter*. In 2019 4th International Conference on Power Electronics and their Applications (ICPEA), pages 1–4. IEEE, 2019. (Cité en page 52.)
- [Pantchechnikoff 1952] JI Pantchechnikoff. *A large area germanium photocell*. Review of Scientific Instruments, vol. 23, no. 3, pages 135–135, 1952. (Cité en page 17.)
- [Payet 2019] Jérôme Payet et Titouan Greffe. *Life Cycle Assessment of New High Concentration Photovoltaic (HCPV) Modules and Multi-Junction Cells*. Energies, vol. 12, no. 15, page 2916, 2019. (Cité en page 20.)
- [Phattanasak 2012] Matheepot Phattanasak. *Etude, Modélisation et mise en  uvre de Convertisseurs DC-DC Isol s Multiport et Modulaires*. PhD thesis, Université de Lorraine, 2012. (Cité en page 1.)
- [Pilakkat 2019] Deepthi Pilakkat et S Kanthalakshmi. *An improved P&O algorithm integrated with artificial bee colony for photovoltaic systems under partial shading conditions*. Solar Energy, vol. 178, pages 37–47, 2019. (Cité en page 73.)
- [Pradeep 2016] D John Pradeep, Mathew Mithra Noel et N Arun. *Nonlinear control of a boost converter using a robust regression based reinforcement learning*

- algorithm*. Engineering Applications of Artificial Intelligence, vol. 52, pages 1–9, 2016. (Cité en page 1.)
- [Pratomo 2017] Adin Baskoro Pratomo et Riza Satria Perdana. *Arduviz, a visual programming IDE for arduino*. In 2017 International Conference on Data and Software Engineering (ICoDSE), pages 1–6. IEEE, 2017. (Cité en page 100.)
- [Priyadarshi 2017] Neeraj Priyadarshi, Arvind Anand, Amarjeet Sharma, Farooque Azam, Vipin Singh et Ravi Sinha. *An experimental implementation and testing of GA based maximum power point tracking for PV system under varying ambient conditions using dSPACE DS 1104 controller*. International Journal of Renewable Energy Research (IJRER), vol. 7, no. 1, pages 255–265, 2017. (Cité en page 69.)
- [Rahmouni 2017] Soumia Rahmouni, Belkhir Negrou, Nouredine Settou, Javier Dominguez et Abderahman Gouareh. *Prospects of hydrogen production potential from renewable resources in Algeria*. International Journal of Hydrogen Energy, vol. 42, no. 2, pages 1383–1395, 2017. (Cité en page 14.)
- [Rajbongshi 2019] Biju Mani Rajbongshi et Anil Verma. *Emerging Nanotechnology for Third Generation Photovoltaic Cells*. In Nanotechnology : Applications in Energy, Drug and Food, pages 99–133. Springer, 2019. (Cité en page 19.)
- [Rakhmawati 2018] Renny Rakhmawati, Janitra Hilmyvarafi Farrasbyan, Farid Dwi Murdianto et al. *Performance Robustness of PID Controller in Buck Converter For Cooling System*. In 2018 International Seminar on Application for Technology of Information and Communication, pages 127–132. IEEE, 2018. (Cité en page 55.)
- [Reynaud 2011] Jean-François Reynaud. *Recherches d’optimums d’énergies pour charge/décharge d’une batterie à technologie avancée dédiée à des applications photovoltaïques*. PhD thesis, Université de Toulouse, Université Toulouse III-Paul Sabatier, 2011. (Cité en pages 1 et 80.)
- [Rezk 2015] Hegazy Rezk et Ali M Eltamaly. *A comprehensive comparison of different MPPT techniques for photovoltaic systems*. Solar energy, vol. 112, pages 1–11, 2015. (Cité en page 72.)
- [Riabi 2012] Mohamed Riabi. *Contribution au dimensionnement des conduites fermées de forme circulaire et non circulaire*. PhD thesis, Université Mohamed Khider-Biskra, 2012. (Cité en page 33.)
- [Rizoug 2010] Nassim Rizoug, Patrick Bartholomeus et Philippe Le Moigne. *Modeling and characterizing supercapacitors using an online method*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 12, pages 3980–3990, 2010. (Cité en page 67.)
- [Romerio 2008] Franco Romerio. Les controverses de l’énergie : fossile, hydroélectrique, nucléaire, renouvelable, volume 45. Collection le savoir suisse, 2008. (Cité en page 10.)
- [Rusydi 2016] Muhammad Ilhamdi Rusydi, Roni Putra, Muhammad Hadi Putra et al. *Real-time measurement of grid connected solar panels based on*

- wireless sensors network*. In 2016 International Conference on Sustainable Energy Engineering and Application (ICSEEA), pages 95–99. IEEE, 2016. (Cité en page 98.)
- [Sadok 2011] Mohammed Sadok. *Détermination des Paramètres, Performances et Etude de la Dégradation des Modules Photovoltaïques en milieu saharien*. PhD thesis, 2011. (Cité en page 31.)
- [Sadun 2017] Amirul Syafiq Sadun, Jamaludin Jalani et Jumadi Abdul Sukor. *Modbus RTU protocol and arduino IO package : A real time implementation of a 3 finger adaptive robot gripper*. In MATEC Web of Conferences, volume 108, pages 1–5. EDP Sciences, 2017. (Cité en page 101.)
- [Sahnoune 2017] F Sahnoune, K Imessad et DM Bouakaz. *Energy consumption renewable energy development and environmental impact in Algeria-Trend for 2030*. In AIP Conference Proceedings, volume 1814, page 020072. AIP Publishing LLC, 2017. (Cité en pages 13 et 14.)
- [Sahraoui 2017] Hamza Sahraoui. *Modélisation et commande des convertisseurs DC-DC utilisés dans les systèmes photovoltaïques (théorie et expérimentation)*. PhD thesis, Université de Batna 2, 2017. (Cité en page 50.)
- [Said 2017] Mekliche Said. *Etude et Simulation des paramètres électriques d une cellule solaire photovoltaïque à base de Silicium*. PhD thesis, Université Mouloud Mammeri, 2017. (Cité en page 26.)
- [Salmi 2014] Mohamed Salmi. *Contribution à la quantification de l’irradiation solaire globale en Algérie et applications aux générateurs photovoltaïques*. PhD thesis, 2014. (Cité en page 26.)
- [Sampaio 2017] Priscila Gonçalves Vasconcelos Sampaio et Mario Orestes Aguirre González. *Photovoltaic solar energy : Conceptual framework*. Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 74, pages 590–601, 2017. (Cité en page 12.)
- [Saravanan 2016] S Saravanan et N Ramesh Babu. *Maximum power point tracking algorithms for photovoltaic system–A review*. Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 57, pages 192–204, 2016. (Cité en page 77.)
- [Sasi 2017] Mahmud Ahmed Sasi. *Fuzzy logic control of MPPT controller for PV systems*. PhD thesis, Memorial University of Newfoundland, 2017. (Cité en page 96.)
- [Shaik 2017] Ahmed Raju Shaik, Nusrat Jahan Noor et Sumaiya Mostafa. *State space modeling of a BUCK converter and designing a controller*. PhD thesis, BRAC Univeristy, 2017. (Cité en page 49.)
- [Sharvini 2018] Siva Raman Sharvini, Zainura Zainon Noor, Chun Shiong Chong, Lindsay C Stringer et Rafiu Olasunkanmi Yusuf. *Energy consumption trends and their linkages with renewable energy policies in East and Southeast Asian countries : Challenges and opportunities*. Sustainable Environment Research, vol. 28, no. 6, pages 257–266, 2018. (Cité en page 7.)

- [Shebani 2016] Muamer M Shebani, Tariq Iqbal et John E Quaicoe. *Comparing bisection numerical algorithm with fractional short circuit current and open circuit voltage methods for MPPT photovoltaic systems*. In 2016 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC), pages 1–5. IEEE, 2016. (Cité en page 72.)
- [Siddhartha 2018] Vishwanatha Siddhartha, Yogesh V Hote et Sahaj Saxena. *Non-ideal modelling and IMC based PID Controller Design of PWM DC-DC Buck Converter*. IFAC-PapersOnLine, vol. 51, no. 4, pages 639–644, 2018. (Cité en page 52.)
- [Singh 2018] Rajesh Singh, Anita Gehlot, Bhupendra Singh et Sushabhan Choudhury. *Arduino meets matlab : Interfacing, programs and simulink*. Bentham Science Publishers, 2018. (Cité en page 101.)
- [Sivakumar 2016] S Sivakumar, M Jagabar Sathik, PS Manoj et G Sundararajan. *An assessment on performance of DC-DC converters for renewable energy applications*. Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 58, pages 1475–1485, 2016. (Cité en page 44.)
- [Slama 2018] Fateh Slama. *Modélisation d'un système multi générateurs photovoltaïques interconnectés au réseau électrique*. PhD thesis, Université Ferhat Abbas à Setif, 2018. (Cité en page 45.)
- [Smai 2016] Dr Ali Smai et Mohamed Lamine Zahi. *Les Potentialités De L'Algérie En Energies Renouvelables*. Recherches économiques et managériales, vol. 19, pages 7902–1112, 2016. (Cité en page 14.)
- [Solorio 2017] Israel Solorio et Helge Jörgens. *A guide to eu renewable energy policy*. Edward Elgar Publishing, 2017. (Cité en page 13.)
- [Soufi 2014] Youcef Soufi, Mohcene Bechouat, Sami Kahla et Kais Bouallegue. *Maximum power point tracking using fuzzy logic control for photovoltaic system*. In 2014 International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA), pages 902–906. IEEE, 2014. (Cité en page 69.)
- [Soufi 2016] Youcef Soufi, Sami Kahla et Mohcene Bechouat. *Particle swarm optimization based sliding mode control of variable speed wind energy conversion system*. International Journal of Hydrogen Energy, vol. 41, no. 45, pages 20956–20963, 2016. (Cité en page 69.)
- [Stutz 2017] Benoît Stutz, Nolwenn Le Pierrès, Frederic Kuznik, Kévy Johannes, Elena Palomo Del Barrio, Jean-Pierre Bedecarrats, Stéphane Gibout, Philippe Marty, Laurent Zalewski, Jérôme Soto et al. *Storage of thermal solar energy*. Comptes Rendus Physique, vol. 18, no. 7-8, pages 401–414, 2017. (Cité en page 11.)
- [Takagi 1985] Tomohiro Takagi et Michio Sugeno. *Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control*. IEEE transactions on systems, man, and cybernetics, no. 1, pages 116–132, 1985. (Cité en page 3.)

- [Tanaka 2004] Kazuo Tanaka et Hua O Wang. *Fuzzy control systems design and analysis : a linear matrix inequality approach*. John Wiley & Sons, 2004. (Cité en pages 3, 119, 123 et 125.)
- [Tazi 2016] Imam Tazi, Kuwat Triyana et Dwi Siswanta. *A novel Arduino Mega 2560 microcontroller-based electronic tongue for dairy product classification*. In AIP Conference Proceedings, volume 1755, page 170003. AIP Publishing LLC, 2016. (Cité en page 97.)
- [Tebboub 2015] Bilal Tebboub. *Etude conceptuelle des systèmes photovoltaïques à double et triple jonction*. PhD thesis, Université Mouloud Mammeri, 2015. (Cité en page 17.)
- [Terki 2011] AMEL Terki. *Contrôle Flou-Génétique Hybride d'un Moteur BLDC dans un Système de Pompage photovoltaïque*. PhD thesis, Université Mohamed Khider-Biskra, 2011. (Cité en page 85.)
- [Thangavelu 2017] Anuradha Thangavelu, Senthilkumar Vairakannu et Deivasundari Parvathyshankar. *Linear open circuit voltage-variable step-size-incremental conductance strategy-based hybrid MPPT controller for remote power applications*. IET Power Electronics, vol. 10, no. 11, pages 1363–1376, 2017. (Cité en page 69.)
- [Twidell 2015] John Twidell et Tony Weir. *Renewable energy resources*. Routledge, 2015. (Cité en page 1.)
- [Uyanik 2018] Ismail Uyanik et Bahadir Catalbas. *A low-cost feedback control systems laboratory setup via Arduino-Simulink interface*. Computer Applications in Engineering Education, vol. 26, no. 3, pages 718–726, 2018. (Cité en page 102.)
- [Vaillancourt 2017] Kathleen Vaillancourt, Olivier Bahn, Erik Frenette et Oskar Sigvaldason. *Exploring deep decarbonization pathways to 2050 for Canada using an optimization energy model framework*. Applied Energy, vol. 195, pages 774–785, 2017. (Cité en page 8.)
- [Vergura 2016] Silvano Vergura. *A complete and simplified datasheet-based model of pv cells in variable environmental conditions for circuit simulation*. Energies, vol. 9, no. 5, page 326, 2016. (Cité en page 26.)
- [Viallet 2018] Virginie Viallet et Benoit Fleutot. *Les batteries tout solide monolithiques*, volume 4. ISTE Group, 2018. (Cité en page 22.)
- [Villalva 2009] Marcelo Gradella Villalva, Jonas Rafael Gazoli et Ernesto Ruppert Filho. *Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays*. IEEE Transactions on power electronics, vol. 24, no. 5, pages 1198–1208, 2009. (Cité en page 33.)
- [Wagner 2018] Hermann-Josef Wagner et Jyotirmay Mathur. *Wind Energy Today*. In Introduction to Wind Energy Systems, pages 1–6. Springer, 2018. (Cité en page 11.)

- [Walker 2001] Geoff Walker *et al.* *Evaluating MPPT converter topologies using a MATLAB PV model*. Journal of Electrical & Electronics Engineering, vol. 21, no. 1, pages 49–56, 2001. (Cité en page 33.)
- [Wang 2016] Kai Wang, Chang Liu, Tianyu Meng, Chao Yi et Xiong Gong. *Inverted organic photovoltaic cells*. Chemical Society Reviews, vol. 45, no. 10, pages 2937–2975, 2016. (Cité en pages 20 et 98.)
- [Williams 1960] Richard Williams et Richard H Bube. *Photoemission in the photovoltaic effect in cadmium sulfide crystals*. Journal of Applied Physics, vol. 31, no. 6, pages 968–978, 1960. (Cité en page 18.)
- [Yao 2018] Jia Yao, Kaisheng Zheng et A Abramovitz. *Small-signal model of switched inductor boost converter*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 5, pages 4036–4040, 2018. (Cité en page 47.)
- [Yildiran2016 2016] Nezihe Yildiran2016 et Emin Tacer. *Identification of photovoltaic cell single diode discrete model parameters based on datasheet values*. Solar Energy, vol. 127, pages 175–183, 2016. (Cité en page 30.)
- [Yilmaz 2018] Unal Yilmaz, Ali Kircay et Selim Borekci. *PV system fuzzy logic MPPT method and PI control as a charge controller*. Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 81, pages 994–1001, 2018. (Cité en pages 2 et 83.)
- [Youssef 2018] Ayman Youssef, Mohammed El Telbany et Abdelhalim Zekry. *Reconfigurable generic FPGA implementation of fuzzy logic controller for MPPT of PV systems*. Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 82, pages 1313–1319, 2018. (Cité en page 2.)
- [Zaghba 2017] Layachi Zaghba. *Etude et Commande Adaptative par les Techniques Intelligentes Des Systèmes Non linéaires Application aux Systèmes Photovoltaïques*. PhD thesis, Université Mohamed Khider–Biskra, 2017. (Cité en page 23.)
- [Zakzouk 2016] Nahla E Zakzouk, Mohamed A Elsharty, Ahmed K Abdelsalam, Ahmed A Helal et Barry W Williams. *Improved performance low-cost incremental conductance PV MPPT technique*. IET Renewable Power Generation, vol. 10, no. 4, pages 561–574, 2016. (Cité en page 76.)
- [Zegaoui 2011] Abdallah Zegaoui, P Petit, M Aillerie, JP Sawicki, AW Belarbi, MD Krachai et JP Charles. *Photovoltaic cell/panel/array characterizations and modeling considering both reverse and direct modes*. Energy Procedia, vol. 6, pages 695–703, 2011. (Cité en page 32.)
- [Zhang 2018] Yuchuan Zhang. *Control and power management of photovoltaic systems with plug-in hybrid electric vehicles as energy storage*. PhD thesis, University of Tasmania, 2018. (Cité en pages 67 et 69.)
- [Zhao 1995] Jun Zhao. *System modeling, identification and control using fuzzy logic*. PhD thesis, UCL-Université Catholique de Louvain, 1995. (Cité en page 3.)