

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Electronique
Laboratoire des Dispositifs de Communication
et de Conversion Photovoltaïque



Thèse de Doctorat

ELECTRONIQUE

Présenté par : Thameur OBEIDI
Magister en Electronique, ENP

Thème

Contribution à la modélisation et à la commande d'étages de puissance

Soutenu devant le jury composé de :

Mr Mourad HADDADI	Professeur	Président	ENP
Mr Chérif LARBES	Professeur	Directeur de thèse	ENP
Mr Adrian ILINCA	Professeur	Co-Directeur de thèse	UQAR - Canada
Mr Mohamed Salah AIT CHEIKH	Professeur	Examineur	ENP
Mr Farid BOUCHAFAA	Professeur	Examineur	USTHB
Mr Ali MALEK	Directeur de Recherche	Examineur	CDER
Mme Linda BARAZANE	Professeur	Examineur	USTHB

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Electronique
Laboratoire des Dispositifs de Communication
et de Conversion Photovoltaïque



Thèse de Doctorat

ELECTRONIQUE

Présenté par : Thameur OBEIDI
Magister en Electronique, ENP

Thème

Contribution à la modélisation et à la commande d'étages de puissance

Soutenu devant le jury composé de :

Mr Mourad HADDADI	Professeur	Président	ENP
Mr Chérif LARBES	Professeur	Directeur de thèse	ENP
Mr Adrian ILINCA	Professeur	Co-Directeur de thèse	UQAR - Canada
Mr Mohamed Salah AIT CHEIKH	Professeur	Examineur	ENP
Mr Farid BOUCHAFAA	Professeur	Examineur	USTHB
Mr Ali MALEK	Directeur de Recherche	Examineur	CDER
Mme Linda BARAZANE	Professeur	Examineur	USTHB

ملخص:

تم في هذا البحث دراسة نظام تتبع نقطة الاستطاعة الأعظمية (MPPT)، وذلك من أجل مولد كهروضوئي عالي الكفاءة والمطبق على سيارة تعمل بالطاقة الشمسية. إن الطاقة الكهروضوئية هي طاقة واعدة وبديلة؛ ومع ذلك تبقى التكلفة الأولية باهضة. ومن الضروري تحسين كفاءة تحويل الطاقة. خاصة وان هذه الاخيرة مرتبطة بمقدار التغير في كمية الاشعة الشمسية والحرارة. للحصول على الاستطاعة القصوى (نقطة الاستطاعة الاعظمية، MPP) هناك محمد محدد مرجعي نعتمد عليه في ذلك. يعتبر نظام تتبع نقطة الاستطاعة الاعظمية مناسبًا بشكل خاص للمركبات التي تعمل بالطاقة الشمسية والمتعلقة بالتغيرات المناخية السريعة نتيجة الحركة الديناميكية للمركبة. في هذا العمل، ينصب التركيز على إمكانات تحسين تحويل الطاقة للنظام الكهروضوئي لمركبة متحركة من خلال استخدام خوارزمية تتبع أقصى نقطة للطاقة معتمدين في ذلك على المنطق الضبابي.

كلمات البحث: تحكم المنطق الضبابي، MPPT تتبع نقطة الطاقة القصوى، النظام الكهروضوئي، محول مستمر-مستمر، سيارة كهربائية شمسية

Abstract:

A maximum power point tracking (MPPT) system, for a very high-efficiency photovoltaic array applied to a solar-powered vehicle, was studied in this work. Photovoltaic energy is a promising alternative energy; however, its high initial cost, it is essential to improve the energy conversion efficiency. Regarding a particular incident solar insolation and temperature, there is a specific voltage at which maximum power may be harvested (Maximum power point, MPP). The Maximum Power Point is therefore achieved at a specific voltage that depends on insolation and temperature. A proper maximum power point tracking system is particularly important for solar-powered vehicles relating to the rapid change of insolation due to the dynamic motion of the vehicle. In this paper, the emphasis is on the potential of energy conversion improvement of a PV system, associated with a moving vehicle via the use of a fuzzy based maximum power point tracking algorithm.

Keywords: Maximum Power Point Tracking (MPPT); the fuzzy controller; Photovoltaic Dynamic Tracking (PVT); solar electric vehicle.

Résumé :

Dans ce travail nous avons étudié, un système de poursuite du point de puissance maximum (MPPT), destiné à un générateur photovoltaïque à très haut rendement alimentant un véhicule solaire. L'énergie photovoltaïque est une énergie alternative prometteuse, cependant, en raison de son coût initial élevé, il est essentiel d'améliorer le rendement de conversion de l'énergie. Pour une insolation et une température donnée, il existe une tension spécifique à laquelle la puissance maximale peut être récupérée (Point de puissance maximum, PPM). Le point de puissance maximum est donc atteint à une tension spécifique qui dépend de l'insolation et de la température. Un système approprié de suivi du point de puissance maximum est particulièrement important pour les véhicules fonctionnant à l'énergie solaire en raison du changement rapide de l'insolation dû au mouvement dynamique du véhicule. Dans cet article, l'accent est mis sur le potentiel d'amélioration de la conversion d'énergie d'un système photovoltaïque, associé à un véhicule en mouvement via l'utilisation d'un algorithme de suivi de point de puissance maximale basé sur la logique floue.

Mots-clés: Poursuite de point de puissance maximum (MPPT); le contrôleur flou; poursuite dynamique photovoltaïque (PVT); véhicule électrique solaire.

Remerciements

Pour commencer, je tiens à adresser mes plus vifs remerciements à mon directeur de thèse Mr LARBES Cherif pour sa grande disponibilité, ses orientations et ses encouragements tout au long de cette thèse de doctorat.

Un grand remerciement pour Mr ADRIAN Ilinca mon co-directeur de thèse et le directeur du laboratoire LREE à UQAR, pour m'avoir donné l'occasion de réaliser mes recherches au sein de son laboratoire et pour l'aide constante qu'il m'a fourni à tous les niveaux.

Je souhaite remercier également le jury qui m'a honoré en jugeant ce travail ; le président Mr HADDADI Mourad et les membres : Mr MALEKI Ali, Mr AITCHEIKH Mohamed Salah, Mr BOUCHAFAA Farid et Mme BARAZAN Linda.

Je voudrais remercier aussi les membres des laboratoires LDCCP à l'ENP et LREE à l'UQAR qui m'ont soutenu ou conseillé à un moment donné.

Enfin, je remercie toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à mes recherches et à l'élaboration de cette thèse.

Table des Matières

Liste des Tableaux	
Liste des figures	
Introduction générale.....	13
Chapitre I: Généralité sur les systèmes photovoltaïques	16
I.1.Introduction	16
I.2. Applications de systèmes PV	16
I.3.Composition d'une application PV	18
I.4. L'effet photovoltaïque.....	18
I.5. La photopile.....	19
I.6.Conversion du rayonnement solaire par effet photovoltaïque	19
I.7. Caractéristiques de la cellule photovoltaïque.....	22
I.8. Module photovoltaïque	23
I.8.1. Modèle mathématique d'un module photovoltaïque	24
I.9. Etude des performances des modules photovoltaïques	24
I.10. Le stockage d'énergie.....	26
I.10.1. Batteries au plomb	27
I.10.2. Les batteries utilisées pour véhicule solaire.....	28
I.11. Les Convertisseurs DC-DC (Les Hacheurs)	30
I.11.1. Convertisseur Buck.....	31
I.11.2. Convertisseur Boost.....	37
I.11.3. Convertisseur Buck-Boost.....	41
I.12.Conclusion.....	44

Chapitre II: Contrôle de l'énergie maximale des systèmes PV	46
II.1. Introduction.....	46
II.2. Poursuite du point de puissance maximale MPPT.....	47
II.3. Méthodes de poursuite MPPT.....	48
II.3.1 Algorithmes MPPT conventionnels.....	48
II.3.2. Algorithmes de Poursuite réelle du PPM.....	55
Chapitre III: Les véhicules électriques solaires.....	64
III .1 Introduction	64
III.2. Le PV dans les voitures électriques.....	64
III.3 Les Batteries	66
III.4 Propulsion Electrique	67
II.4.1 Moteur électrique	68
III.4.2 Convertisseur de puissance.....	71
III.4.3 Commande électronique	72
III.5 Conception du corps	73
III.6 Avantages et limites des véhicules électriques solaires.....	74
III.7 Conclusion	75
Chapitre IV: Le contrôleur à base de logique floue.....	77
IV.1. Introduction	77
IV.2. Terminologie de la logique floue	77
IV.2.1. Variable linguistique.....	77
IV.2.2. Fonctions d'appartenance	77
IV.2.3. Opérateurs de la logique floue.....	78
IV.3. Structure de base d'un contrôleur flou.....	79

IV.3.1. Fuzzification	79
IV.3.2. Les règles floues	80
IV.3.3. Inférence	81
IV.3.4. Defuzzification	82
IV.4. Avantages et désavantages du réglage par logique floue	84
IV.4.1. Avantages	84
IV.4.2. Désavantages	85
IV.5. Conclusion.....	85
Chapitre V: Suivi du point de puissance maximal d'un véhicule solaire basé sur la logique floue.....	87
V.1. Introduction.....	87
V.2. Spécificité des panneaux photovoltaïques dans un véhicule solaire électrique.....	88
V.3. Éléments du système d'alimentation du véhicule solaire.....	89
V.3.1 Panneaux solaires	90
V.3.2 Principe et motivation du MPPT.....	90
V.3.3 Convertisseur DC-DC	91
V.3.4 Batteries au plomb-acide pour véhicules solaires.....	92
V.3.5 MPPT pour véhicule électrique solaire avec les contrôleurs P&O et la Logique floue	94
V.4 Modèle de simulation	101
V.5. Résultats de simulation	103
V.5.1 Résultats de la simulation pour une augmentation rapide de l'insolation	103
V.5.2 Résultats de simulation pour une diminution rapide de l'insolation.....	105
V.5.3 Résultats de la simulation pour une augmentation rapide de la température.....	106
V.5.4 Résultats de simulation pour une diminution rapide de la température.....	107

V.6 Conclusion	108
Conclusion Générale	110
Bibliographie.....	113

Liste des Tableaux

Chapitre III

Tableau III-1 Comparaison de plusieurs types de Batteries pour véhicule électrique [20]	67
---	----

Chapitre IV

Tableau IV-1 Application des opérateurs dans les deux ensembles	78
---	----

Tableau IV-2 Matrice d'inférence pour deux variables linguistiques x_1 et x_2 et une variable de sortie x_r	81
---	----

Tableau IV-3 Définitions des méthodes d'inférence.....	82
--	----

Chapitre V

Tableau V-1 Table des règles floues	97
---	----

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1- Application raccordée au réseau.	17
Figure I.2- Application autonome : Habitat solaire.....	17
Figure I.3 - Eléments basique d'un système photovoltaïque.	18
Figure I.4 - Description d'une cellule photovoltaïque.	19
Figure I.5 - Principe de l'effet photovoltaïque.....	20
Figure I.6 - Caractéristique Courant-Tension d'une photopile	21
Figure I.7 -Schéma du modèle équivalent à deux diodes d'une cellule photovoltaïque.....	22
Figure I.8 - Constitution d'un champ PV	24
Figure I.9 - Influence de l'ensoleillement sur les courbes I-V et P-V.	25
Figure I.10 - Influence de la température sur les courbes I-V et P-V.	26
Figure I.11- Processus de charge et décharge d'une batterie au plomb	27
Figure I.12 - Modèle équivalent de batterie.	28
Figure I.13 - Tension PWM pour la commande de l'interrupteur	31
Figure I.14 - Circuit électrique d'un convertisseur DC-DC de type Buck.....	31
Figure I.15 - Circuits équivalents du convertisseur Buck, (A) :S fermé, (B) :S ouvert.	32
Figure I.16 - Allure des variables dynamiques IL.....	33
Figure I.17 - Rapport de conversion $V_o/V_i(D)$ d'un convertisseur Buck en fonction de RL/Z	36
Figure I.18 - Le rendement d'un convertisseur Buck en fonction de RL/Z	37
Figure I.19 - Circuit électrique du convertisseur Boost.	37
Figure I.20 - Circuits équivalents du convertisseur Boost, (A) : S fermé, (B) : S ouvert.	38
Figure I.21- Rapport de conversion $M(D) = V_o/V_i$, en fonction de RL/Z	41
Figure I.22 - Le rendement (D) d'un circuit Boost en fonction de RL/Z	41
Figure I.23 - Circuit électrique d'un convertisseur Buck-Boost.	42
Figure I.24 - Circuits équivalents de Buck-Boost, (A) :S fermer, (B) :S ouvert.....	42

Chapitre II

Figure II.1 - Caractéristique P-V d'une cellule PV.....	47
Figure II.2- Algorithme de la commande à tension de circuit ouvert (OV).....	50
Figure II.3 - Algorithme de la commande à courant de court-circuit (SC).....	51

Figure II.4 - Asservissement de la tension avec modulation PWM	53
Figure II.5 - Algorithme de la commande CV	54
Figure II.6 - Intervalle de variation de la tension de fonctionnement optimale.	54
Figure II.7 - Schéma bloc de la commande analogique RCC	56
Figure II.8 - Principe classique d'une méthode MPPT	57
Figure II.9 - Organigramme de l'algorithme Perturbation et Observation (P and O).....	58
Figure II.10 - Organigramme de l'algorithme incrémentation de conductance.....	60
Figure II.11 - Exemple de réseaux de neurones	62

Chapitre III

Figure III.1 - Croquis d'une voiture solaire [21].....	65
Figure III.2 - Schéma fonctionnel du système de propulsion des véhicules électriques.....	68
Figure III.3 - Schéma du moteur électrique	68
Figure III.4 - Moteur électrique simplifié	69
Figure III.5 - Schéma de moteur électrique avec la force de Laplace.....	69
Figure III.6 - Implantation des éléments d'une voiture électrique à traction avant	70
Figure III.7 - Implantation des éléments d'une voiture électrique à propulsion	70
Figure III.8 - Implantation des éléments d'une voiture électrique, moteurs dans les moyeux	71
Figure III.9 - Exemple de moteur incorporé au moyeu : « Active Wheel » de Michelin Heulliez	71
Figure III.10 - Coefficient de résistance pour différentes formes de véhicules [22]	74

Chapitre IV

Figure IV.1 - Exemple de fonctions d'appartenance	78
Figure IV.2 - Structure de base d'un contrôleur flou.....	79
Figure IV.3 - Fuzzification avec cinq fonctions d'appartenance	79
Figure IV.4 - Défuzzification par valeur maximum.....	83
Figure IV.5 - Défuzzification par la méthode du centroïde	84

Chapitre V

Figure V.1 - Schéma de principe simple d'un véhicule électrique solaire[38].....	89
Figure V.2 - Architecture de composant pour véhicule électrique solaire avec contrôleur MPPT flou	89

Figure V.3 - Variation de MPP en fonction de l'insolation et de la température.....	91
Figure V.4 - Changement de direction du rapport cyclique D du convertisseur abaisseur pour poursuivre le PPM.....	92
Figure V.5 - Organigramme de l'algorithme MPPT P & O	95
Figure V.6 - Schéma fonctionnel du contrôleur par logique floue.....	96
Figure V.7 - Fonctions d'appartenance pour E, ΔE et calcul du rapport cyclique «D».....	97
Figure V.8 - Fonctions d'appartenance des deux entrées et de la sortie: (a) entrée, (1) entrée 2 et (c) sortie dD avec cinq ensembles de variables linguistiques gaussiennes	99
Figure V.9 - Décisions proposées concernant les règles floues	100
Figure V.10 - a) Représentation du contrôleur de logique floue Mamdani; b) les valeurs de sortie en fonction des combinaisons possibles de variables d'entrée; c) Représentation de la surface utilisée pour le calcul de la variable de sortie ΔD (centre de gravité).....	101
Figure V.11 - Simulation de systèmes photovoltaïques de véhicules solaires sous Matlab / Simulink avec contrôleur P & O	102
Figure V.12 - Système photovoltaïque de véhicule solaire simulé dans Matlab / Simulink avec un contrôleur à logique floue	103
Figure V.13 - Comparaison des performances des contrôleurs P & O et à logique floue pour une augmentation instantanée de l'insolation de 100 Wm-2 à 1100 Wm-2 à t = 25s pour une température fixe de 25°C	104
Figure V.14 - Comparaison des performances entre P & O et logique flou pour une diminution instantanée de l'insolation de 1000 Wm-2 à 400 Wm-2 à t = 25s à une température fixe de 25°C	105
Figure V.15 - Comparaison des performances entre P & O et logique floue pour une augmentation instantanée de la température de 10 ° C à 50 ° C (à t = 25 s) avec une insolation fixe de 1000 Wm-2.....	106
Figure V.16 - Comparaison des performances entre P & O et logique floue pour une diminution instantanée de la température de 60 ° C à 5 ° C (à t = 25 s) avec une insolation fixe de 1000 Wm-2.....	107

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

L'énergie solaire est une forme d'énergie propre et renouvelable. La conversion de l'énergie solaire en électricité se fait à l'aide de matériaux semi-conducteurs, elle ne nécessite ni pièce en mouvement ni carburant et donc ne pollue pas l'atmosphère. La technologie solaire est une source fiable et simple d'utilisation.

Le développement des cellules photovoltaïques (PV), des petits ou grands systèmes photovoltaïques s'est accélérée au cours de ces dernières années.

L'application de l'énergie photovoltaïque a été étudiée sur différents systèmes, notamment les systèmes la production d'énergie solaire, systèmes d'alimentation par satellite, les stations de charge de batteries solaires et les véhicules solaires comme les voitures, les navires et les avions.

L'objectif principal de cette thèse est de synthétiser une commande qui tient compte de toutes les composantes du système de véhicule solaire photovoltaïque afin de maximiser les performances quelles que soient les conditions atmosphériques et les perturbations internes ou externes, dans le but de l'amélioration de la conversion de puissance en utilisant un algorithme MPPT très performant basé sur la logique floue.

L'espace, le poids et le coût étant des facteurs limitants et déterminants pour les véhicules solaires, il est souhaitable de récolter un maximum d'énergie à partir des cellules photovoltaïques installées.

Chaque réseau de cellules photovoltaïques a un point de puissance de fonctionnement optimal, appelé point de puissance maximale MPP, qui varie en fonction de la température de la cellule et du niveau d'insolation incidente.

Nous utilisons, un contrôleur flou dans le système photovoltaïque d'un véhicule solaire. Les performances de ce contrôleur sont ainsi testées et comparées à celles d'un contrôleur Perturbation and Observe (P&O) sous Matlab-Simulink. Nous utilisons un convertisseur Buck et nous adoptons l'utilisation des formes gaussiennes au lieu de formes triangulaires pour les fonctions d'appartenance définissant les entrées et les sorties floues du contrôleur.

Ils existent jusqu'à présent plusieurs méthodes MPPT décrites dans la littérature. Qui ont pour but d'améliorer les performances des systèmes solaires comme : la vitesse de convergence, la précision, la complexité de mise en œuvre, et le plus important encore le coût de mise en œuvre de l'ensemble de la configuration. Beaucoup de méthodes MPPT ont été aussi appliquées sur les véhicules solaires.

Notre contrôleur MPPT flou a également été appliqué sur un modèle de véhicule solaire afin d'améliorer ces performances.

Cette thèse est organisée en cinq chapitres comme suit :

Le premier chapitre est consacré à l'énergie solaire, la technologie photovoltaïque et aux systèmes de conversion d'énergie photovoltaïques.

Le deuxième chapitre présente le principe de l'extraction du maximum d'énergie dans un système PV i.e. poursuite du point de puissance maximale (MPPT).

Dans le troisième chapitre les principes de base de la régulation par la logique floue sont expliqués.

Le quatrième chapitre est consacré au suivi du point de puissance maximale, basé sur la logique floue, dans un véhicule solaire. L'étude se concentrera sur une comparaison avec un contrôleur l'algorithme classique P&O.

Enfin, la thèse se termine par une conclusion qui résume l'essentiel de notre contribution.

Chapitre I

Généralité sur les systèmes photovoltaïques

Chapitre I: Généralité sur les systèmes photovoltaïques

I.1.Introduction

Le soleil est une source d'énergie renouvelable, fiable et non polluante. En 1839 le scientifique français Edmond Becquerel a pu observer pour la première fois la transformation d'un rayonnement lumineux en énergie électrique, ce qu'on appelle l'effet photovoltaïque. Mais il aura fallu attendre la conquête de l'espace des années 1960 puis la crise du pétrole des années 1970 pour que les technologies de l'énergie solaire soient d'avantage développées, comprises et maîtrisées. Aujourd'hui, à l'heure où l'on se préoccupe de développement durable, l'énergie solaire s'impose de plus en plus comme une solution adaptée à nos besoins énergétiques.

La première application pratique des cellules solaires était dans l'espace, où le coût n'était pas une barrière, puisqu'aucune autre source de puissance n'est disponible.

Dans ce chapitre nous allons discuter les principales généralités concernant les systèmes solaires photovoltaïques et de production d'électricité grâce à l'effet photovoltaïque. On y explique comment l'énergie solaire varie selon l'endroit et la saison.

I.2. Applications de systèmes PV

On peut dire qu'il y a deux catégories des applications de systèmes PV : les systèmes reliés au réseau et les systèmes autonomes. Notons comme systèmes autonomes : les véhicules spatiaux, les véhicules électriques, les systèmes de pompage de l'eau, l'habitat, l'éclairage public, et les installations hybrides.

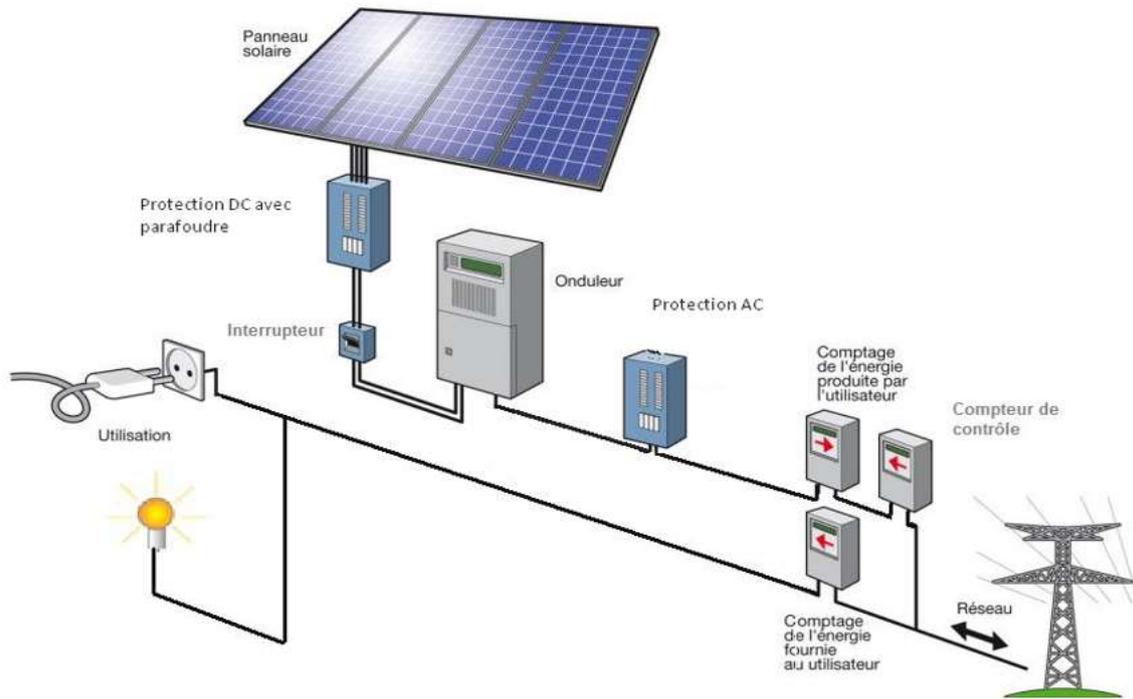


Figure I.1- Application raccordée au réseau.

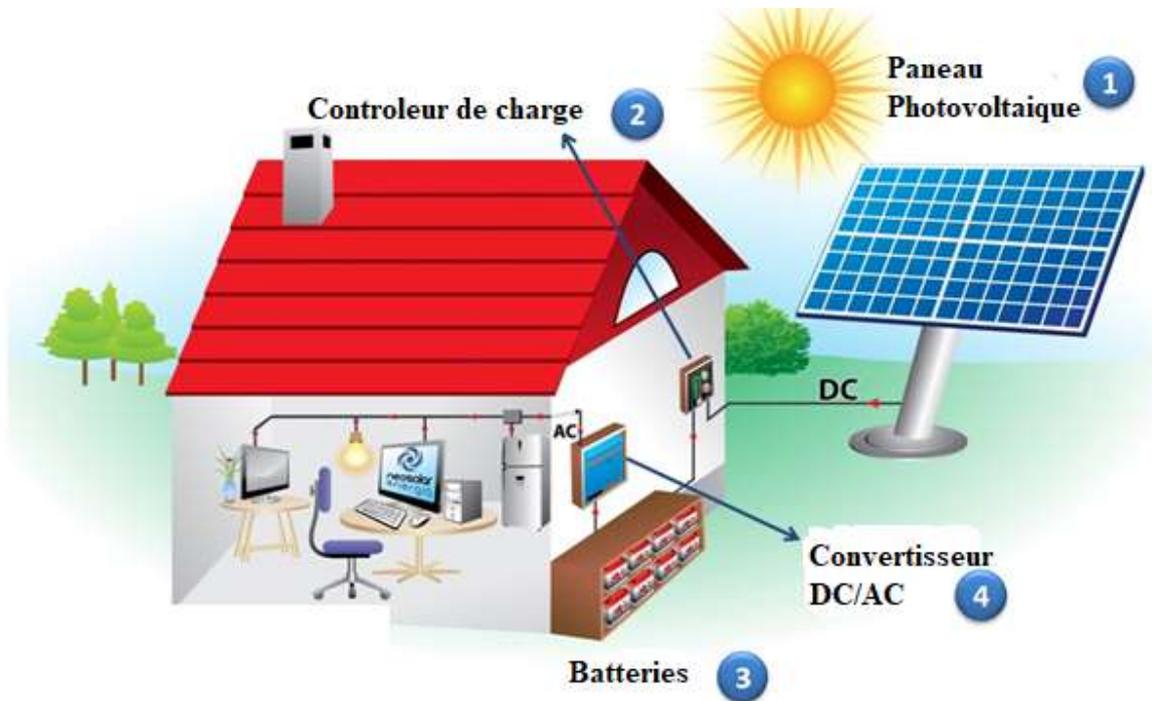


Figure I.2- Application autonome : Habitat solaire

I.3. Composition d'une application PV

Tout système photovoltaïque peut se composer, comme il est montré sur la figure, en trois parties :

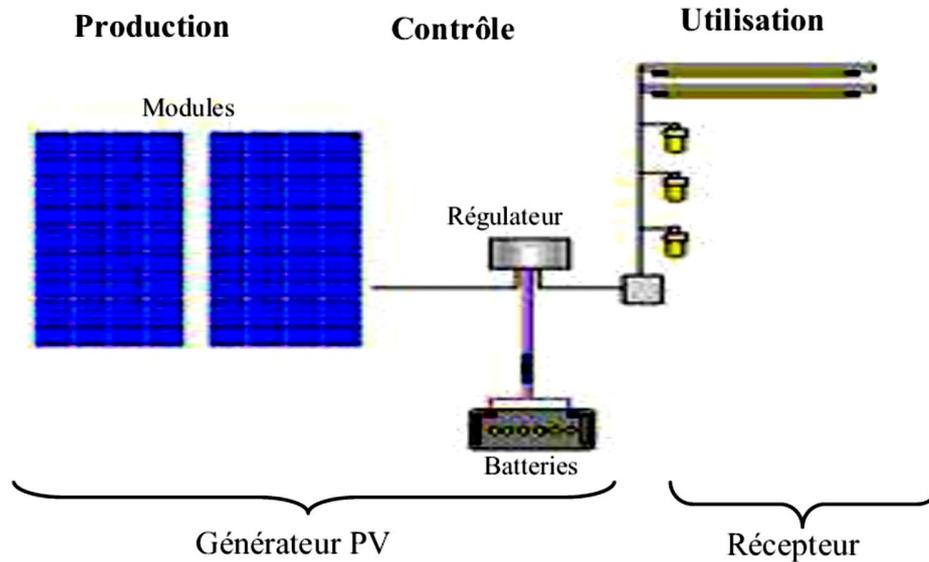


Figure I.3 - Eléments basique d'un système photovoltaïque.

- Une partie production d'énergie
- Une partie contrôle de cette énergie
- Une partie utilisation de l'énergie produite.

On peut ajouter encore des moyens d'entretiens du système photovoltaïque comme outils de nettoyages des modules[1] .

I.4. L'effet photovoltaïque

L'énergie photovoltaïque utilise une photopile pour transformer directement l'énergie solaire en électricité.

Dans un panneau solaire, chaque cellule photovoltaïque est composée de matériaux semi-conducteurs dits « photosensibles ». Ces matériaux, par exemple le silicium, ont la propriété de libérer leurs électrons lorsqu'ils sont frappés par des photons (composants de la lumière). Dans la nature, les électrons libérés au sein des matériaux photosensibles se recombinent immédiatement, donc aucun courant électrique n'est généré. La particularité d'une cellule photovoltaïque est d'arriver à forcer le déplacement des électrons libérés dans une direction donnée pour créer un courant électrique.

Pour y arriver, on dispose l'une sur l'autre deux couches de silicium modifié, l'une chargée positivement et l'autre chargée négativement. Ainsi, lorsque la cellule est exposée à la lumière (photons) du soleil, les électrons libérés dans le matériau photosensible voyagent d'une couche à l'autre et, ce faisant, génèrent un courant électrique.

Le courant continu ainsi produit est récolté par un fil conducteur qui relie les cellules entre elles. Le courant produit par chaque panneau est alors regroupé progressivement, via des boîtes de jonction.

I.5. La photopile

Une photopile, qu'on appelle aussi cellule solaire ou photovoltaïque, est fabriquée à l'aide de matériaux semi-conducteurs. On peut la représenter comme une diode plate qui est sensible à la lumière.

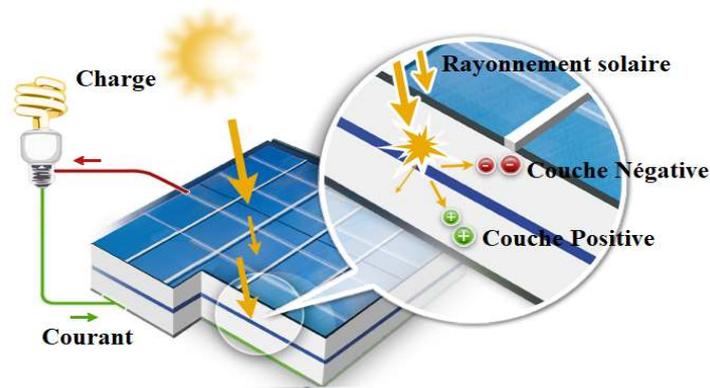


Figure I.4 - Description d'une cellule photovoltaïque.

Quand un photon d'énergie suffisante, heurte un atome sur la partie négative de cette diode, il excite un électron et l'arrache de sa structure moléculaire, créant ainsi un électron libre sur cette partie. Une photopile est fabriquée de manière à ce que cet électron libre ne puisse se recombiner facilement avec un atome à charge positive, avant qu'il n'ait accompli un travail utile en passant dans un circuit extérieur. La cellule photovoltaïque produira de l'électricité à courant continu (CC), et son énergie produite sera fonction principalement de la lumière reçue par la photopile.

I.6. Conversion du rayonnement solaire par effet photovoltaïque

Un photon reçu du rayonnement solaire, heurte une cellule PV, son énergie peut être transférée à un électron dans le matériau semi-conducteur de la cellule. Avec cette énergie

supplémentaire, l'électron peut alors s'échapper de sa position normale dans l'atome (de la bande de valence à la bande de conduction traversant la bande interdite), créant ainsi un trou qui deviendra une partie d'un courant dans un circuit électrique. C'est ce qu'on appelle la paire électron-trou [2]. La figure I.2 ci-après illustre ce principe.

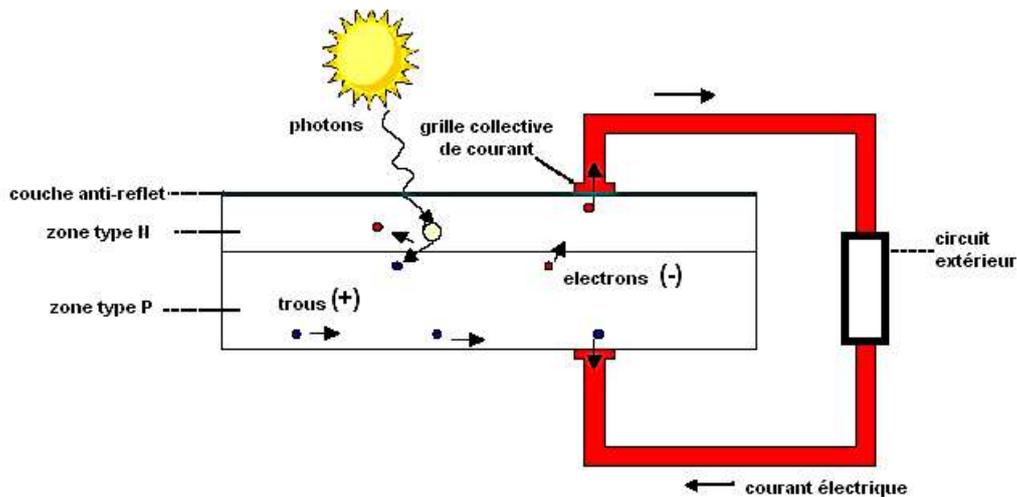


Figure I.5 - Principe de l'effet photovoltaïque.

La structure la plus simple d'une cellule PV, comporte une jonction entre deux matériaux semi-conducteurs dopés de sorte que l'une conduise les charges négatives et l'autre, les charges positives. Le but de la structure photovoltaïque, c'est de créer un champ électrique interne permanent, il se crée donc une différence de potentiel entre les deux couches de la cellule. En conséquence, un courant électrique peut être établi en connectant les bornes de la jonction à un circuit extérieur[2].

La cellule photovoltaïque fournit une courbe caractéristique courant-tension (I-V) non linéaire, représentée en figure suivante. Pour un éclairement et une température donnée, la tension en circuit ouvert ou est à peu près constante, tandis qu'en court-circuit le courant est pratiquement constant. La cellule n'est alors ni vraiment une source de tension ni vraiment une source de courant[2].

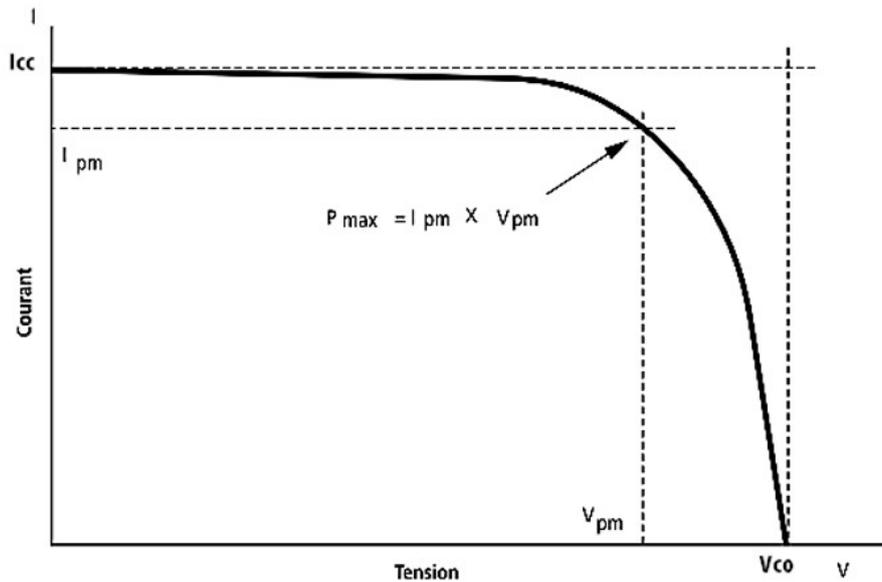


Figure I.6 - Caractéristique Courant-Tension d'une photopile

En observant ces caractéristiques, on peut voir qu'il y a trois points importants qui caractérisent la cellule PV : I_{cc} : correspond au courant maximum que peut fournir la cellule à une tension nulle (court-circuit), V_{co} : correspond à la tension maximale de la cellule solaire sans charge (circuit-ouvert) et P_{MPP} : correspond à la puissance maximale que peut délivrer la cellule PV.

Un autre paramètre important est déterminé à partir de la caractéristique (I-V) pour qualifier la qualité d'une cellule PV. Ce paramètre est appelé le facteur de remplissage ou facteur de forme (FF). Ce coefficient représente le rapport entre la puissance maximale et la puissance formée par le rectangle $I_{cc} \cdot V_{co}$. L'expression de FF est donnée par l'expression ci-après :

$$FF = \frac{P_{MPP}}{V_{co} \cdot I_{cc}}$$

Le rendement d'un générateur PV est le rapport entre la puissance électrique générée et la puissance lumineuse reçue par le générateur :

$$\eta = \frac{P_{MPP}}{E \cdot S}$$

Où : E : éclairement en (W/m^2), S : surface du générateur PV.

I.7. Caractéristiques de la cellule photovoltaïque

Le schéma du circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque le plus utilisé dans la littérature[3, 4] est représenté sur la figure I.7 :

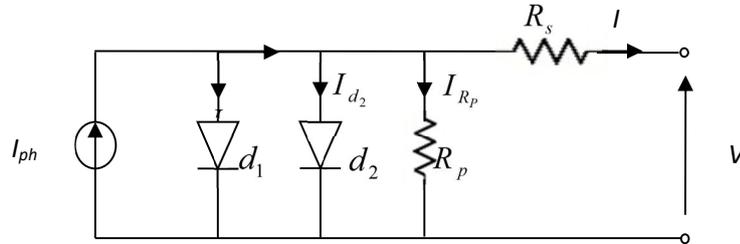


Figure I.7 -Schéma du modèle équivalent à deux diodes d'une cellule photovoltaïque.

Comme montre le schéma de la Figure I.7 une photopile comporte en réalité une résistance série R_s et une résistance en dérivation ou shunt R_p . Ces résistances auront une certaine influence sur la caractéristique I-V de la photopile :

- La résistance série est la résistance interne de la cellule ; elle dépend principalement de la résistance du semi-conducteur utilisé, de la résistance de contact des grilles collectrices et de la résistivité de ces grilles ;
- La résistance shunt est due à un courant de fuite au niveau de la jonction ; elle dépend de la façon dont celle-ci a été réalisée.

D'après la Figure I.7 le modèle mathématique pour la caractéristique courant-tension est donné par[5] :

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

Où :

I et V sont le courant et la tension de sortie de la cellule photovoltaïque,

I_{ph} est le photo-courant produit,

I_{s1} et I_{s2} sont les courants de saturation des diodes,

n_1 et n_2 les facteurs de pureté de la diode,

R_s et R_p sont respectivement la résistance série et la résistance parallèle,

T est la température absolue en Kelvin.

q ($1,602 \cdot 10^{-19} \cdot C$) est la charge élémentaire constante.

La constante de Boltzmann k ($1,380 \cdot 10^{-23} J/K$).

Le photo-courant $I_{ph.max}$ est atteint à une insolation maximum, souvent on a ($I_{ph} = S \cdot I_{ph.max}$) avec S : pourcentage d'insolation.

Il est évident de l'équation (I.1), que la caractéristique courant-tension dépend fortement de l'insolation et de la température. La dépendance de la température est encore amplifiée par les propriétés du photo-courant I_{ph} et les courants de saturation inverse des diodes qui sont donnés par[4] :

$$I_{ph}(T) = I_{ph}|_{(T=298.K)} \left[1 + (T - 298 \cdot K) \cdot (5 \cdot 10^{-4}) \right] \quad (I.2)$$

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

$$I_{s2} = K_2 T^{\frac{5}{2}} e^{-\frac{E_g}{kT}}, \quad (I.4)$$

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

$$K_1 = 1,2 \text{ A/cm}^2 \cdot K^3 \quad (I.5)$$

$$K_2 = 2,9 \cdot 10^5 \text{ A/cm}^2 \cdot K^{5/2}. \quad (I.6)$$

I.8. Module photovoltaïque

Afin d'augmenter la tension d'utilisation, les cellules PV sont connectées en série, pour construire un module. La tension nominale du module est habituellement adaptée à la charge de 12 volts et les modules auront donc généralement 36 cellules. De plus, la fragilité des cellules au bris et à la corrosion exige une protection envers leur environnement et celles-ci sont généralement encapsulées sous verre ou sous composé plastique. Le tout est appelé un module photovoltaïque. Les modules peuvent également être connectés en série et en parallèle afin d'augmenter la tension et l'intensité d'utilisation.

I.8.1. Modèle mathématique d'un module photovoltaïque

La considération du modèle de circuit équivalent (la figure (I.7)) mène à l'équation (I.7) pour une rangée photovoltaïque de cellules (généralement considéré comme un panneau solaire) avec z cellules photovoltaïques raccordées en série[4].

$$I = I_{ph} - I_{s1} \left[e^{\frac{q(V+IzR_s)}{zn_1kT}} - 1 \right] - I_{s2} \left[e^{\frac{q(V+IzR_s)}{zn_2kT}} - 1 \right] - \frac{V + IzR_s}{zR_p}. \quad (I.7)$$

Les modules PV sont les éléments de base de tout système photovoltaïque. Ils peuvent être branchés en série pour augmenter leur tension d'utilisation et en parallèle pour augmenter leur courant. Cet ensemble est appelé le champ de modules PV, Figure I.8.

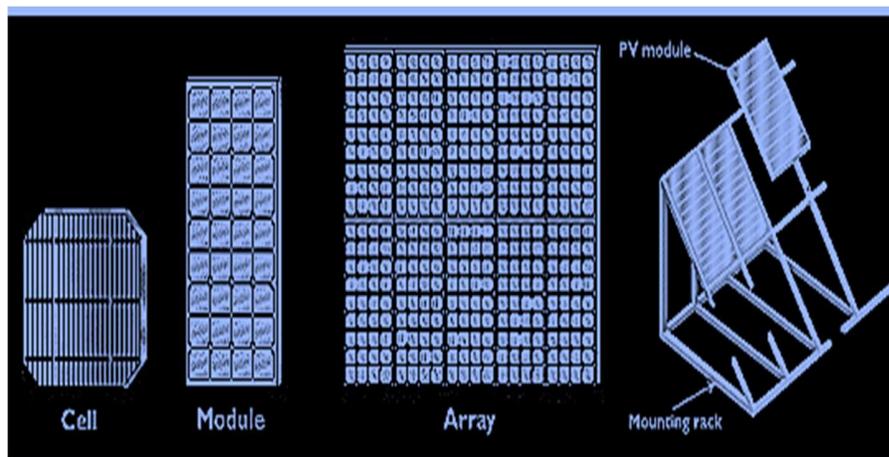


Figure I.8 - Constitution d'un champ PV

I.9. Etude des performances des modules photovoltaïques

Les modules doivent être fiables, très performants et possèdent une longue durée de vie pour un fonctionnement continu en adéquation avec la charge à alimenter.

Le courant produit par la photopile I_{ph} est pratiquement proportionnel à l'éclairement solaire S . Par contre, la tension V aux bornes de la jonction varie peu car elle est fonction de la différence de potentiel à la jonction N-P du matériau lui-même. La tension de circuit ouvert ne diminuera que légèrement avec l'éclairement. Ceci implique donc que :

- La puissance optimale de la cellule (P_m) est pratiquement proportionnelle à l'éclairement ;
- Les points de puissance maximale se situent à peu près à la même tension.

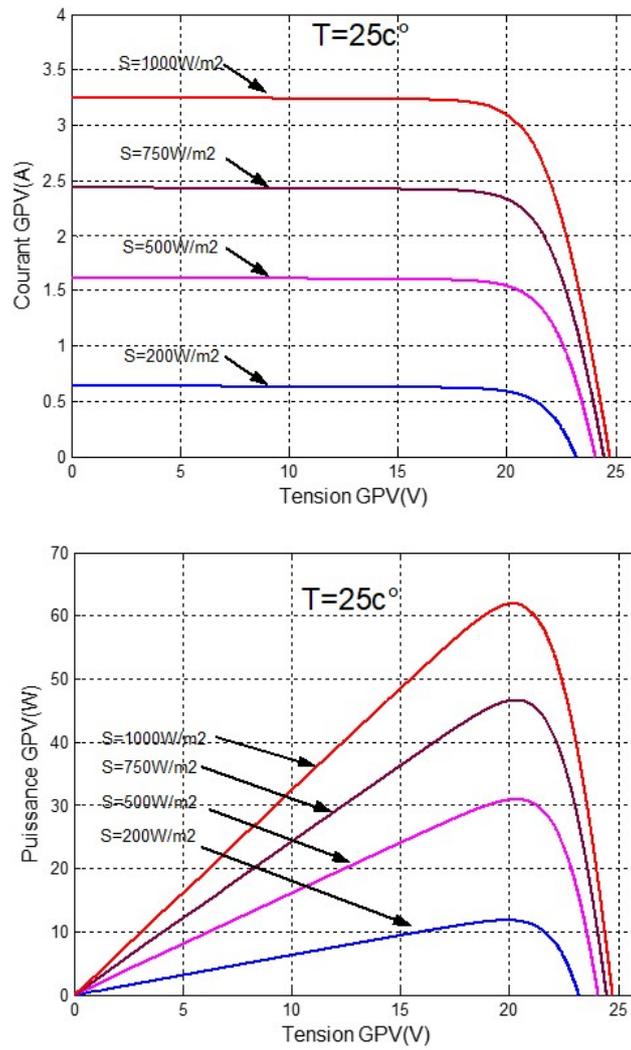


Figure I.9 - Influence de l'ensoleillement sur les courbes I-V et P-V.

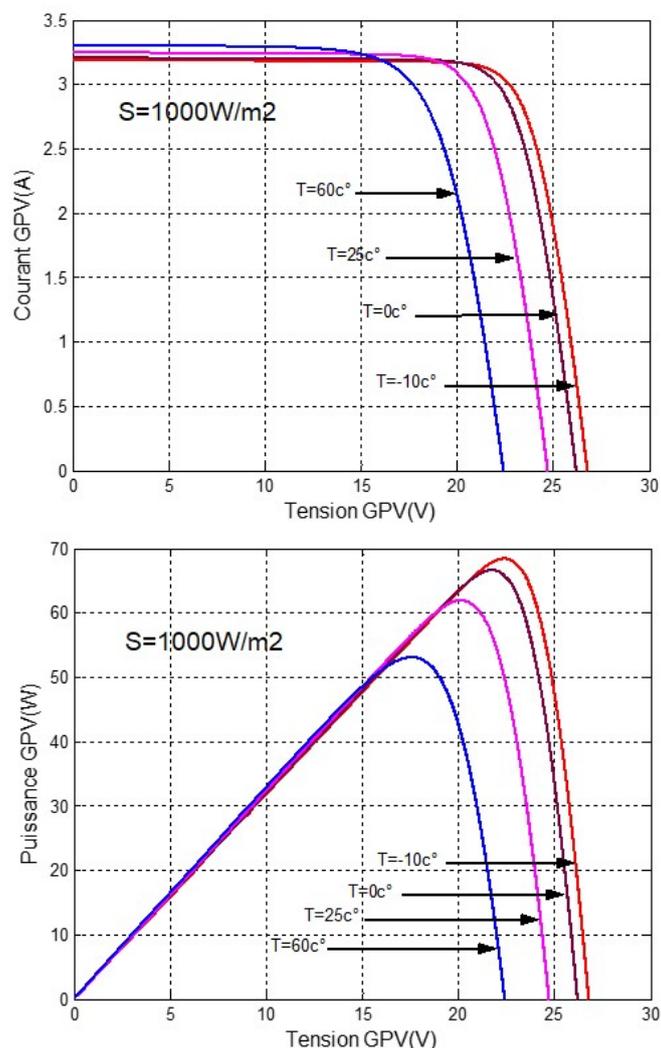


Figure I.10 - Influence de la température sur les courbes I-V et P-V.

L'influence de la température est non négligeable sur la caractéristique courant/tension d'un semi-conducteur (voir Figure (I.7)). Pour le silicium, lorsque la température augmente, le courant augmente d'environ $0,025 \text{ mA/cm}^2/\text{°C}$ alors que la tension décroît de $2,2 \text{ mV/°C/cellule}$. Cela se traduit par une baisse de puissance d'environ $0,4\%/°\text{C}$.

I.10. Le stockage d'énergie

Le stockage de l'énergie dans les systèmes photovoltaïques est en général assuré par des batteries. Seules quelques applications utilisant l'énergie au fil du soleil comme par exemple le pompage ou la ventilation peuvent se passer d'accumuler l'énergie [6].

I.10.1. Batteries au plomb

La batterie au plomb est un composant développé depuis le XIX^e siècle et son fonctionnement est bien connu. Deux électrodes de plomb et d'oxyde de plomb sont plongées dans un électrolyte composé d'acide sulfurique dilué. En reliant les deux électrodes à un récepteur externe consommant du courant, elles se transforment en sulfate de plomb et l'acide se dilue (voir Figure I.11), phénomène qui permet d'évaluer l'état de charge de la batterie en mesurant la densité d'acide. En fournissant un courant opposé au système, l'acide se concentre et les deux électrodes retournent à leurs états initiaux.

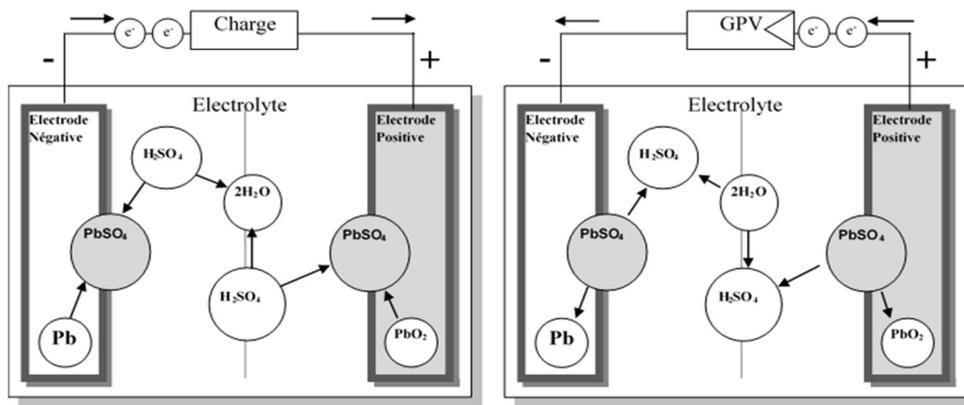
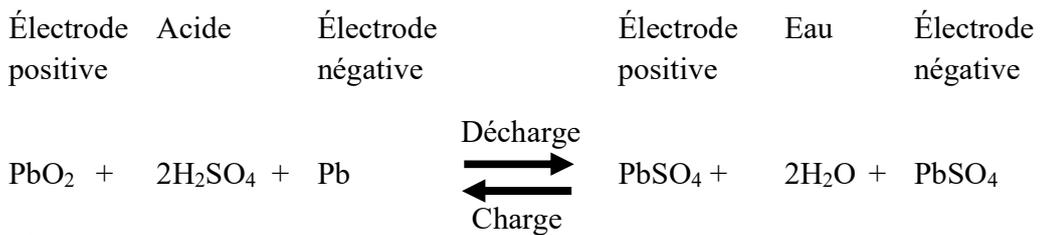
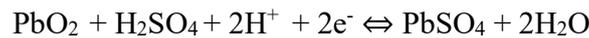


Figure I.11- Processus de charge et décharge d'une batterie au plomb

La figure I.11 illustre les réactions chimiques à l'intérieur de la batterie au plomb ; elles sont représentées par les équations suivantes :



A l'électrode positive:



A l'électrode négative



La tension nominale d'équilibre est la somme des équilibres aux deux électrodes :

$$E+ (\text{PbSO}_4/ \text{PbO}_2) = 1.7 \text{ V et } E- (\text{PbSO}_4/\text{Pb}) = -0.3\text{V soit } E= 2.0 \text{ V}$$

Puisque la tension nominale d'une cellule de batterie au plomb est 2 V. La plupart du temps, six cellules sont reliées en série pour obtenir la tension typique de 12 V. Le nombre de cellules peut être adapté pour d'autres niveaux de tension [3, 7].

I.10.2. Les batteries utilisées pour véhicule solaire

Le système tampon utilisé le plus couramment pour les systèmes photovoltaïques est la batterie d'accumulateurs électrochimiques. Les deux types de batteries utilisés le plus couramment dans les systèmes photovoltaïques sont les batteries avec accumulateurs au plomb-acide (Pb acide) et les batteries avec accumulateurs au nickel-cadmium (Ni-Cd).

La batterie au plomb-acide est la plus connue, étant utilisée depuis plus de 150 ans pour fournir le courant de démarrage des voitures.

Une modélisation du circuit électrique de la batterie plomb-acide a été proposée dans la littérature[8], qui est la suivante :

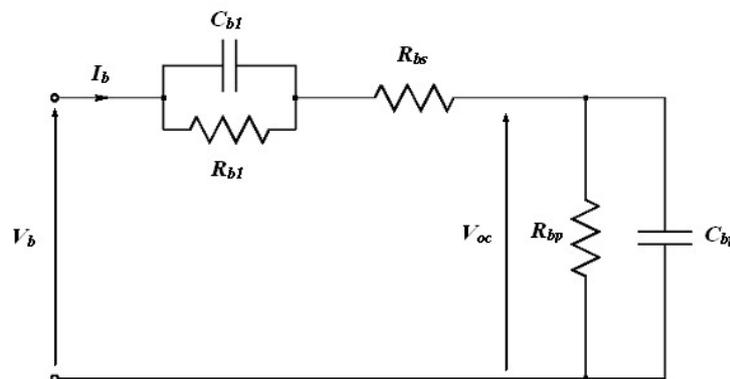


Figure I.12 - Modèle équivalent de batterie.

C_{bp} est la capacité électrochimique de la batterie elle est donnée par l'expression générale de

l'énergie :

$$E_c = \frac{1}{2} C V_c^2, \quad (I.8)$$

Avec C étant la capacité et V_c la tension du condensateur. À la différence d'un condensateur, la tension d'une batterie ne sera pas égale à zéro à son plus bas état de charge. C'est équivalent à un condensateur ayant un niveau minimum de charge égal à l'énergie $E_{c_{\min}}$. La capacité entièrement

chargée de la batterie est représentée par un niveau maximum de charge $E_{c,max}$. Ceci est indiqué par l'équation suivante[8] :

$$E_b = E_{c,max} - E_{c,min} = \frac{1}{2}CV_{max}^2 - \frac{1}{2}CV_{min}^2 = \frac{1}{2}C_{bp} (V_{max}^2 - V_{min}^2) \quad (I.9)$$

L'énergie E_b est donnée par le constructeur de la batterie directement en kilowatt par heure (kWh).

Les tensions V_{max} et V_{min} sont la tension maximale et la tension minimale de la batterie en circuit ouvert respectivement. La conversion de l'équation (I.9) mène finalement à une expression pour le condensateur représentant la capacité de la charge de la batterie

$$C_{bp} = \frac{2E_b}{V_{max}^2 - V_{min}^2} \quad (I.10)$$

La résistance interne de la batterie est représentée par les deux résistances R_{bs} et R_{b1} en série. La résistance en bloc d'électrolyte et de plaque est représentée par la résistance R_{bs} tandis que la résistance R_{b1} représente la diffusion d'électrolyte. Ceci représente la tension du circuit ouvert de la batterie dès qu'une charge sera reliée. De même on peut observer un saut soudain de tension avec l'application d'un courant de remplissage. En utilisant la notation indiquée sur la figure (I.5) on peut exprimer la tension de batterie V_b en fonction de la tension de batterie en circuit ouvert et les autres composants R_{b1} , R_{bs} et C_{b1} avec le constante de temps $\tau = R_{b1}C_{b1}$.

$$V_b = V_{oc} + R_{b1} \left(1 - e^{-t/\tau}\right) i_b + R_{bs} i_b \quad (I.11)$$

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

La figure (I.12) peut être mathématiquement exprimée en domaine de fréquence représentant l'impédance équivalente d'entrée d'une batterie plomb-acide

$$\begin{aligned}
Z(s) &= R_{bs} + (R_{b1} \parallel C_{b1}) + (R_{bp} \parallel C_{bp}) \\
&= R_{bs} + \frac{R_{b1}}{R_{b1} \cdot C_{b1} s + 1} + \frac{R_{bp}}{R_{bp} \cdot C_{bp} \cdot s + 1}.
\end{aligned} \tag{I.12}$$

Que l'utilisation dans le modèle mathématique du système il transforme (I.12) en une limite simple de la forme suivante :

$$Z(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \tag{I.13}$$

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

$$\begin{aligned}
a_2 &= R_{bs} R_{b1} R_{bp} C_{b1} C_{bp}, \\
a_1 &= R_{bs} R_{b1} C_{b1} + R_{bs} R_{bp} C_{bp} + R_{b1} R_{bp} C_{bp} + R_{bp} R_{b1} C_{b1}, \\
a_0 &= R_{bs} + R_{b1} + R_{bp}, \\
b_2 &= R_{b1} R_{bp} C_{b1} C_{bp}, \\
b_1 &= R_{b1} C_{b1} + R_{bp} C_{bp}, \\
b_0 &= 1.
\end{aligned} \tag{I.14}$$

C'est la forme finale du modèle mathématique de la batterie plomb-acide qui sera employé dans les simulations de système en chapitre V.

I.11. Les Convertisseurs DC-DC (Les Hacheurs)

Dans cette partie nous présentons le principe des trois types de convertisseurs DC/DC (Buck, Boost et Buck-Boost), utilisés fréquemment dans les systèmes photovoltaïques pour générer les tensions et les courants souhaités. Ce type de convertisseurs n'est constitué que par des éléments réactifs (Selfs, Capacités) qui dans le cas idéal, ne consomment aucune énergie. C'est pour cette raison qu'ils sont caractérisés par un grand rendement [4, 10, 11].

Dans ces études, l'interrupteur du convertisseur est attaqué par un signal MLI (*Modulation Large Impulsion*), avec une fréquence F_s fixe et un rapport cyclique D variable.

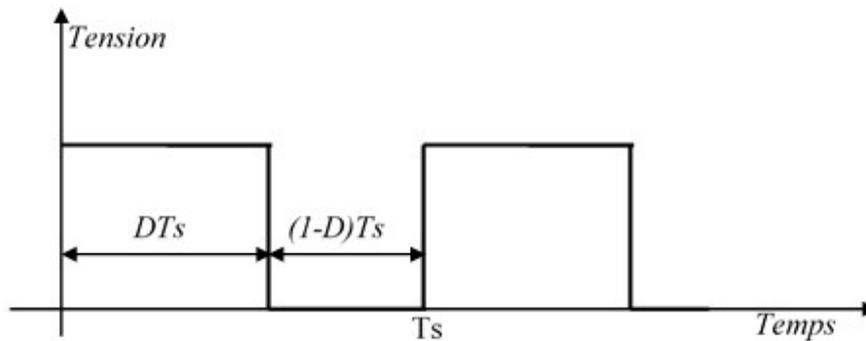


Figure I.13 - Tension PWM pour la commande de l'interrupteur

I.11.1. Convertisseur Buck

La figure I.14 donne le circuit électrique d'un convertisseur Buck. Le transistor MOSFET travaille en régime de commutation avec une période Ts . Dans le premier laps de temps DTs le transistor est dans un état de saturation, alors l'inductance L se charge d'énergie avec augmentation du courant I_L . Dans le deuxième laps de temps $(1-D)Ts$ l'inductance L libère cette énergie à la charge Z avec une diminution de courant I_L . Alors le circuit est décomposé en deux circuits linéaires qui correspondent à chaque état du transistor S . La figure I.15 donne les schémas équivalents du convertisseur Buck dans les deux laps de temps.

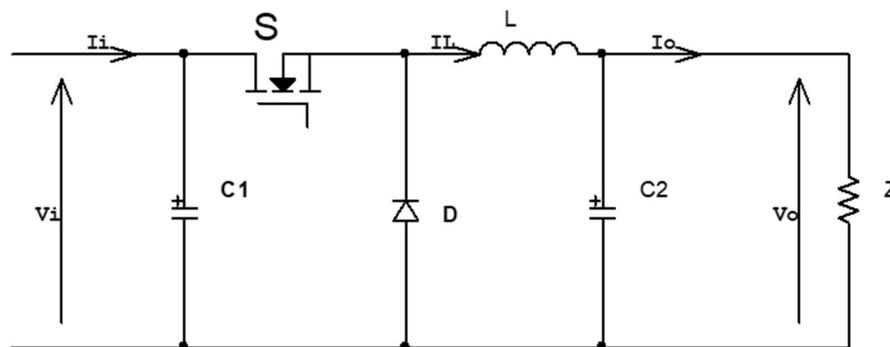


Figure I.14 - Circuit électrique d'un convertisseur DC-DC de type Buck.

I.11.1.1. Modèle mathématique équivalent

Pour extraire le modèle mathématique du convertisseur, il faut l'étudier dans les deux phases de fonctionnement (S fermé, et S ouvert), ensuite donner son modèle approximé, qui englobe les différentes grandeurs moyennes d'entrée et de sortie du convertisseur.

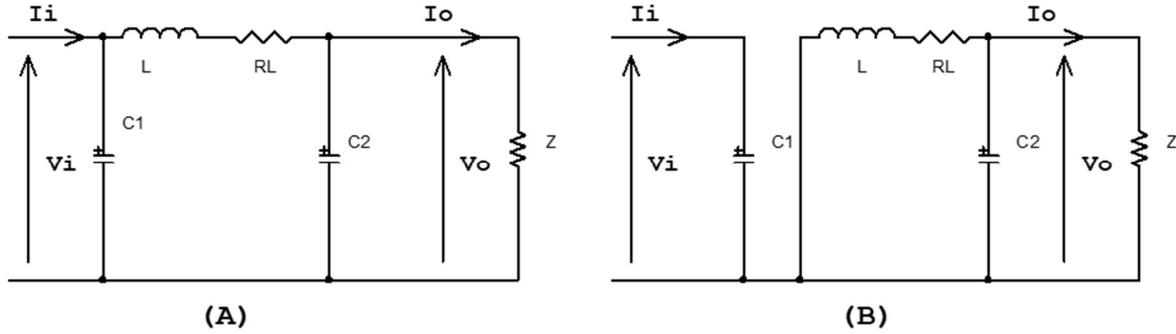


Figure I.15 - Circuits équivalents du convertisseur Buck, (A) :S fermé, (B) :S ouvert.

Les variables dynamiques du circuit sont i_L, v_{C1}, v_{C2} , associée avec les composants L, C_1, C_2 . Les équations qui lient les dérivées $\frac{di_L}{dt}$ et $\frac{dv_c}{dt}$, aux variables d'entrée et de sortie ainsi que les composants du convertisseur et les variables dynamiques i_L, v_c sont de la forme :

$$\frac{dv_c}{dt} = f(i_L, v_c, L, R_L, C) \quad (\text{I.15})$$

$$\frac{di_L}{dt} = g(i_L, v_c, L, R_L, C) \quad (\text{I.16})$$

Les grandeurs temporelles sont représentées par des lettres minuscules alors que les grandeurs moyennes sont représentées par des majuscules.

En appliquant les lois de Kirchhoff sur les deux circuits précédents, on obtient les systèmes d'équations suivantes :

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dvi}{dt} = i_i - i_L \\ i_{C2} = C_2 \frac{dv_o}{dt} = i_L - i_o \\ v_L = L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L = v_i - v_o \end{cases} \quad 0 < t < DTs \quad (\text{I.17})$$

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dvi}{dt} = i_i \\ i_{C2} = C_2 \frac{dv_o}{dt} = i_L - i_o \\ v_L = L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L = -v_o \end{cases} \quad DTs < t < Ts \quad (\text{I.18})$$

I.11.1.2. Modèle approximé du convertisseur Buck

Les systèmes d'équations de base (I.17) (I.18) représentent le convertisseur Buck pour une période DTs et $(1-D)Ts$ respectivement. Le convertisseur oscillant entre ces deux états avec une fréquence élevée, nous devons trouver une représentation dynamique approximée valable pour les deux intervalles de temps. Pour cela nous considérons que la variation des variables dynamiques i_C, v_L est de forme linéaire, en d'autres termes nous pouvons faire une approche d'exponentielle par un segment ($e^\varepsilon \approx 1 + \varepsilon$ Si $\varepsilon \ll 1$) et ainsi la dérivée de ces grandeurs sera constante.

Cette approche nous permet de décomposer l'expression de la valeur moyenne de la dérivée de la variable dynamique x sur les deux laps de temps DTs et $(1-D)Ts$:

$$\left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle_{Ts} = \frac{dx}{dt}_{(DTs)} \cdot DTs + \frac{dx}{dt}_{((1-D)Ts)} \cdot (1-D)Ts \quad (I.19)$$

Où $\left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle$ est la valeur moyenne de la dérivée de x sur une période Ts . Cette relation est valide si

$\frac{dx}{dt}_{(DTs)}$ et $\frac{dx}{dt}_{((1-D)Ts)}$ sont constants sur les périodes DTs et $(1-D)Ts$ respectivement, en d'autres termes cette approximation est valable si les périodes DTs et $(1-D)Ts$ sont très faibles devant la constante de temps du circuit $C_1Rg, C_2Z, L/R_L$ [10].

Dans ce cas la forme exponentielle du courant qui parcourt la self et la tension aux bornes de la capacité est de forme linéaire comme le montre la figure I.16.

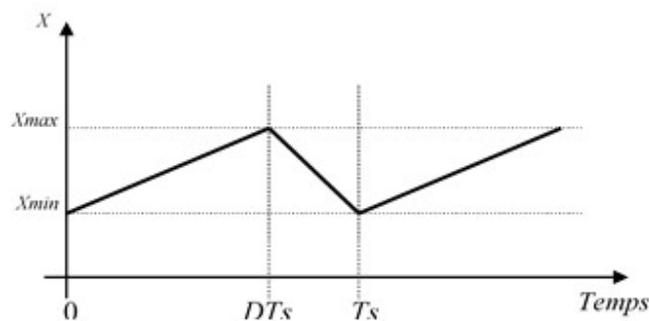


Figure I.16 - Allure des variables dynamiques IL

En appliquant la relation (I.19) sur les systèmes d'équations (I.17) et (I.18), on obtient les équations qui régissent le système sur une période entière :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dv_i}{dt} Ts = DTs(i_i - i_L) + (1-D)Ts i_i \\ C_2 \frac{dv_o}{dt} Ts = DTs(i_L - i_o) + (1-D)Ts(i_L - i_o) \\ L \frac{di_L}{dt} Ts = DTs(v_i - v_o - R_L i_L) + (1-D)Ts(-v_o - R_L i_L) \end{cases} \quad (I.20)$$

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

$$\begin{cases} i_o = i_L - C_2 \frac{dv_o}{dt} \\ i_L = \frac{1}{D} (i_i - C_1 \frac{dv_i}{dt}) \\ v_i = \frac{1}{D} (v_o + R_L i_L + L \frac{di_L}{dt}) \end{cases} \quad (I.21)$$

I.11.1.3. Les ondulations des courants et des tensions

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

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

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} \approx \frac{V_i - V_o - R_L I_L}{L} \quad (I.22)$$

A partir de la relation (I.22), la valeur crête à crête du courant I_L est :

$$I_{Lcc} = 2\Delta I_L = \frac{V_i - V_o - R_L I_L}{L} DTs \quad (I.23)$$

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

$$L = \frac{V_i - V_o - R_L I_L}{2\Delta I_L} DTs \quad (I.24)$$

Pour le calcul des capacités C_1 et C_2 , on a :

$$\frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{i_{c1}}{C_1} \approx \frac{I_i - I_L}{C_1} \quad (I.25)$$

$$\frac{dV_{c2}}{dt} = \frac{i_{c2}}{C_2} \approx \frac{I_L - I_o}{C_2} \quad (I.26)$$

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

$$V_{icc} = \frac{I_i - I_L}{C_1} DT_s \quad (I.27)$$

$$V_{occ} = \frac{I_L - I_o}{C_2} DT_s \quad (I.28)$$

Les valeurs des capacités C_1 et C_2 sont respectivement données par :

$$C_1 = \frac{I_i - I_L}{2\Delta V_i} DT_s \quad (I.29)$$

$$C_2 = \frac{I_L - I_o}{2\Delta V_o} DT_s \quad (I.30)$$

I.11.1.4. Etude en régime continu

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

Le système d'équations (I.21) donne :

$$\begin{cases} I_i - DI_L = 0 \\ I_o - I_L = 0 \\ DV_i - V_o - R_L I_L = 0 \end{cases} \quad (I.31)$$

I.11.1.5. Rapport de conversion et rendement

Le rapport de conversion M est défini comme étant le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée comme suit :

$$M(D) = \frac{V_o}{V_i} = \eta \cdot D \quad (I.32)$$

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

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o I_o}{V_i I_i} \quad (I.33)$$

La relation (I.27) donne :

$$M(D) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + \frac{R_L I_o}{V_o}} D = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{Z}} D = \eta D \quad (\text{I.34})$$

$$\text{Avec : } \eta = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{Z}} \quad (\text{I.35})$$

Z est l'impédance complexe de la charge.

A partir des relations (I.34) et (I.35) on conclue que le rapport de conversion M reste linéaire en fonction de D et reste confiné entre zéro et la valeur du rendement. Et des charges Z faible causent une grande perte dans le transfert de puissance à travers le convertisseur ainsi qu'une tension de sortie faible.

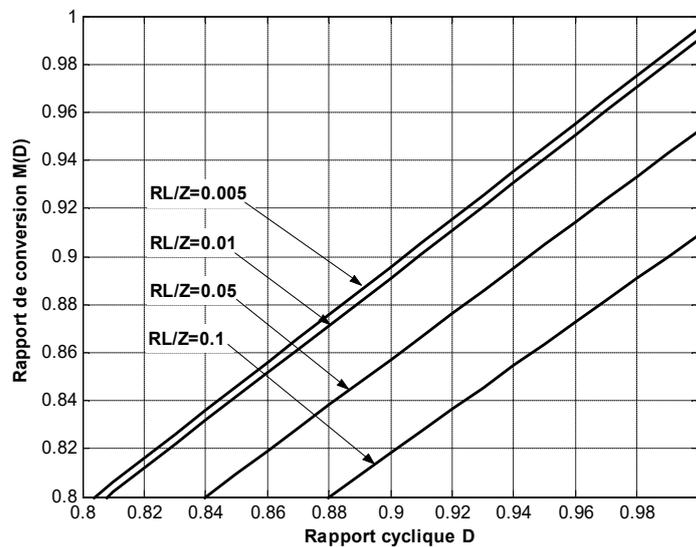
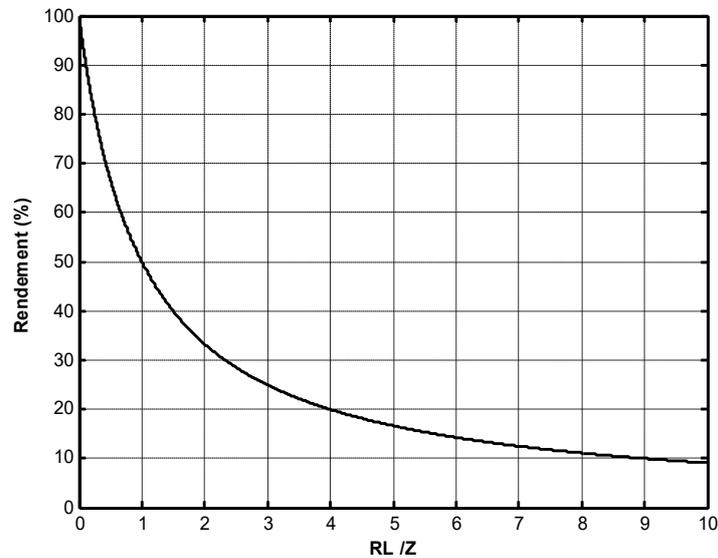


Figure I.17 - Rapport de conversion $V_o/V_i(D)$ d'un convertisseur Buck en fonction de R_L/Z .

Figure I.18 - Le rendement d'un convertisseur Buck en fonction de RL/Z .

I.11.2. Convertisseur Boost

Le convertisseur Boost est connu par le nom d'élévateur de tension. Le schéma de la figure 12 représente le circuit électrique du Boost. Au premier temps DTs , le transistor S est fermé, le courant dans l'inductance croît progressivement, et au fur et à mesure elle emmagasine de l'énergie, jusqu'à la fin de la première période. Ensuite, le transistor S s'ouvre et l'inductance L s'opposant à la diminution de courant I_L , génère une tension qui s'ajoute à la tension de source, qui s'applique sur la charge Z à travers la diode D .

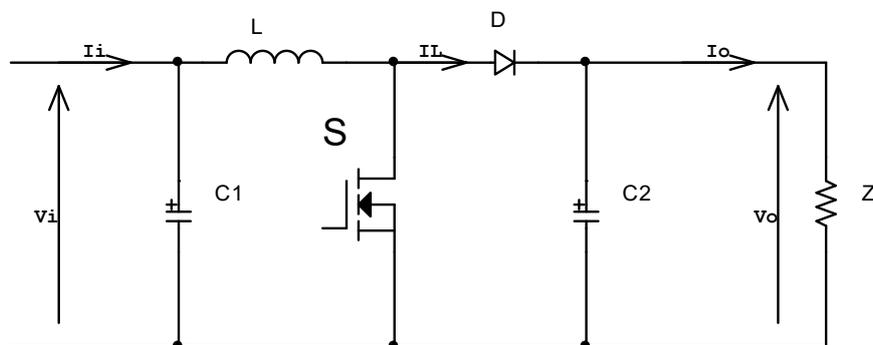


Figure I.19 - Circuit électrique du convertisseur Boost.

I.11.2.1. Modèle mathématique équivalent

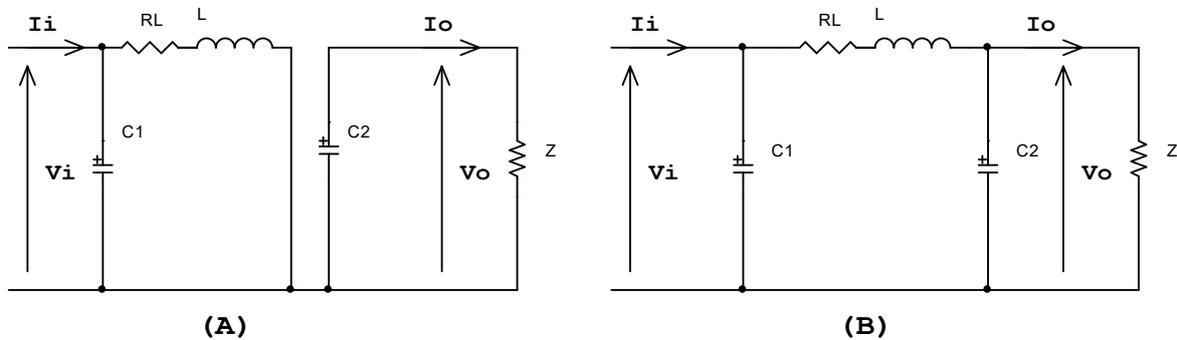
Comme pour le circuit Buck, l'application des lois de Kirchhoff sur les deux circuits équivalents des deux phases de fonctionnement donne :

Pour la première période DT_s :

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dvi}{dt} = i_i - i_L \\ i_{C2} = C_2 \frac{dv_o}{dt} = -i_o \\ v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_i - R_L i_L \end{cases} \quad (I.36)$$

Pour la deuxième période $(1-D)T_s$:

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dvi}{dt} = i_i - i_L \\ i_{C2} = C_2 \frac{dv_o}{dt} = i_L - i_o \\ v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_i - v_o - R_L i_L \end{cases} \quad (I.37)$$



I.11.2.2. Modèle approximé du convertisseur Boost

Comme pour le Buck, en appliquant la relation (I.19) sur les systèmes d'équations (I.36) et (I.37), on trouve le modèle approximé du convertisseur Boost :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dv_i}{dt} Ts = DTs(i_i - i_L) + (1-D)Ts(i_i - i_L) \\ C_2 \frac{dv_i}{dt} Ts = -DTsj_o + (1-D)Ts(i_L - i_o) \\ L \frac{di_L}{dt} Ts = DTs(v_i - R_L i_L) + (1-D)Ts(v_i - v_o - R_L i_L) \end{cases} \quad (I.38)$$

En arrangeant les termes des équations précédentes, (pour qu'on puisse interconnecter le Boost avec les autres blocs de simulation), on obtient la modélisation dynamique du convertisseur Boost :

$$\begin{cases} i_L = i_i - C_1 \frac{dv_i}{dt} \\ i_o = (1-D)i_L - C_2 \frac{dv_o}{dt} \\ v_i = (1-D)v_o + R_L i_L + L \frac{di_L}{dt} \end{cases} \quad (I.39)$$

I.11.2.3. Les ondulations des courants et des tensions

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

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} \approx \frac{v_L}{L} = \frac{V_i - R_L I_L}{L} \\ \frac{dv_{c1}}{dt} \approx \frac{i_{c1}}{C_1} = \frac{I_i - I_L}{C_1} \\ \frac{dv_{c2}}{dt} \approx \frac{i_{c2}}{C_2} = \frac{-I_o}{C_2} \end{cases} \quad (I.40)$$

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

$$\begin{cases} I_{Lcc} = 2\Delta I_L = \frac{V_i - R_L I_L}{L} DTs \\ V_{icc} = 2\Delta V_i = \frac{I_i - I_L}{C_1} DTs \\ V_{occ} = 2\Delta V_o = \frac{-I_o}{C_2} DTs \end{cases} \quad (I.41)$$

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

$$\begin{cases} L = \frac{V_i - R_L I_L}{2\Delta I_L} DT_s \\ C_1 = \frac{I_i - I_L}{2\Delta V_i} DT_s \\ C_2 = \frac{-I_o}{2\Delta V_o} DT_s \end{cases} \quad (\text{I.42})$$

I.11.2.4. Etude en régime continu

Comme pour le circuit Buck, on peut remplacer les signaux du convertisseur par leurs grandeurs moyennes par l'égalisation des dérivées des signaux par la valeur zéro, cela simplifiera ainsi le système d'équations (I.39) :

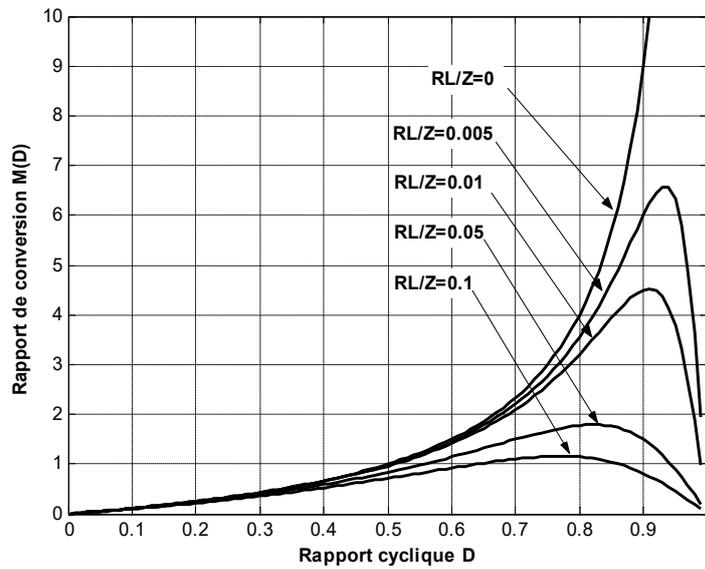
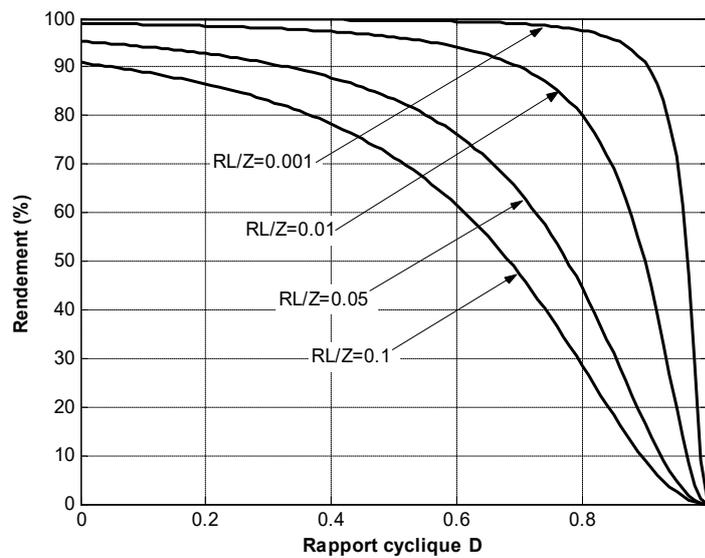
$$\begin{cases} I_i = I_L \\ I_o = (1 - D)I_L \\ V_i = (1 - D)V_o + R_L I_L \end{cases} \quad (\text{I.43})$$

I.11.2.5. Rapport de conversion et rendement

En utilisant les relations (I.37), on peut calculer le rapport de conversion V_o/V_i :

$$M(D) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{(1-D) + \frac{R_L I_L}{V_o}} = \frac{1}{1 + \frac{R_L I_o}{(1-D)^2 V_o}} \frac{1}{1-D} = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{(1-D)^2 Z}} \frac{1}{1-D} = \eta \frac{1}{1-D} \quad (\text{I.44})$$

On remarque que le rendement η ne dépend pas seulement de la charge Z du convertisseur et des résistances parasites des composants, mais dépend aussi du rapport cyclique D . Ainsi il est recommandé pour que le Boost travaille avec un bon rendement de ne pas dépasser certaines valeurs de rapports cycliques D , fixés par la qualité de l'inductance et la charge utilisée.

Figure I.21- Rapport de conversion $M(D) = V_o/V_i$, en fonction de R_L/Z .Figure I.22 - Le rendement (D) d'un circuit Boost en fonction de R_L/Z .

I.11.3. Convertisseur Buck-Boost

Le convertisseur Buck-Boost combine les propriétés des deux convertisseurs précédents. Il est utilisé comme un transformateur idéal de n'importe quelle tension d'entrée pour n'importe quelle tension de sortie désirée [12].

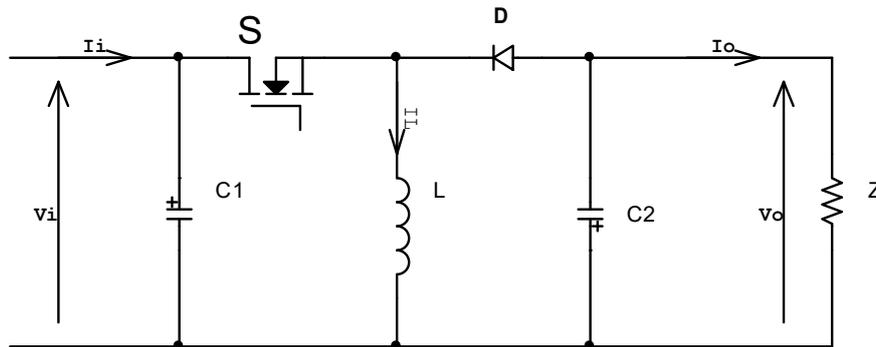


Figure I.23 - Circuit électrique d'un convertisseur Buck-Boost.

En premier temps, S est fermé la tension de la source est appliquée aux bornes de l'inductance L, où elle se charge d'énergie jusqu'au début de la deuxième phase de fonctionnement, puis S s'ouvre et la tension de l'inductance se trouve appliquée à la charge, où son courant circule dans le sens inverse d'une aiguille de montre à travers la diode D et ainsi la tension de sortie sera négative, (Figure I.22).

I.11.3.1. Modèle Mathématique équivalent

La figure I.23 montre les deux schémas équivalents du convertisseur Buck-Boost pour les deux périodes de fonctionnement.

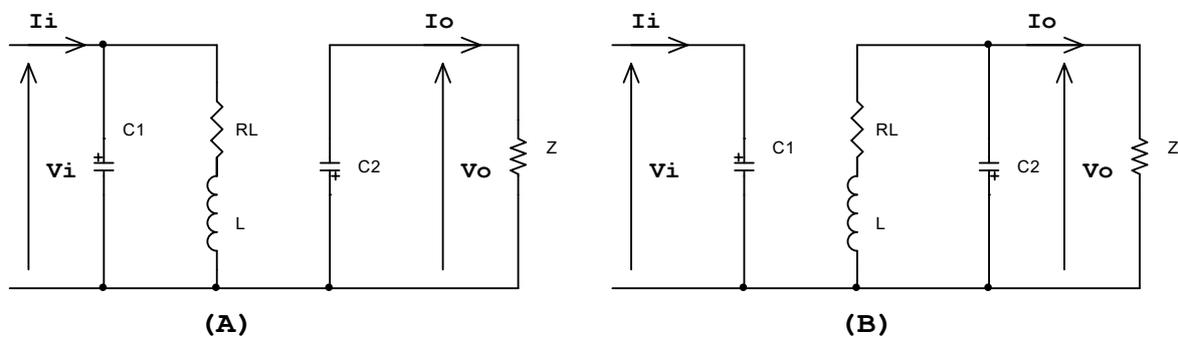


Figure I.24 - Circuits équivalents de Buck-Boost, (A) :S fermé, (B) :S ouvert.

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

Pour la première période DT_s :

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dvi}{dt} = i_i - i_L \\ i_{C2} = C_2 \frac{dv_o}{dt} = -i_o \\ v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_i - R_L i_L \end{cases} \quad (\text{I.45})$$

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

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dvi}{dt} = i_i \\ i_{C2} = C_2 \frac{dv_o}{dt} = -i_o - i_L \\ v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_o - R_L i_L \end{cases} \quad (\text{I.46})$$

En appliquant la relation (19) sur les systèmes d'équations (I.45) et (I.46), on trouve le modèle approximé du convertisseur Buck-Boost :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dvi}{dt} Ts = DTs(i_i - i_L) + (1-D)Ts i_i \\ C_2 \frac{dv_o}{dt} Ts = -DTs i_o + (1-D)Ts(-i_o - i_L) \\ L \frac{di_L}{dt} Ts = DTs(v_i - R_L i_L) + (1-D)Ts(v_o - R_L i_L) \end{cases} \quad (\text{I.47})$$

En arrangeant les termes des équations précédentes, on obtient la modélisation dynamique du Buck Boost :

$$\begin{cases} i_L = \frac{1}{D} \left[i_i - C_1 \frac{dvi}{dt} \right] \\ i_o = -(1-D)i_L - C_2 \frac{dv_o}{dt} \\ v_i = \frac{1}{D} \left[-(1-D)v_o + R_L i_L + L \frac{di_L}{dt} \right] \end{cases} \quad (\text{I.48})$$

I.11.3.2. Les ondulations des courants et des tensions

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

$$\begin{cases} I_{LCC} = 2\Delta I_L = \frac{V_i - R_L I_L}{L} DT_s \\ V_{iCC} = 2\Delta V_{c1} = \frac{I_i - I_L}{C_1} DT_s \\ V_{oCC} = 2\Delta V_{c2} = -\frac{I_o}{C_2} DT_s \end{cases} \quad (I.49)$$

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

$$\begin{cases} L = \frac{V_i - R_L I_L}{2\Delta I_L} DT_s \\ C_1 = \frac{I_i - I_L}{2\Delta V_i} \\ C_2 = -\frac{I_o}{2\Delta V_o} DT_s \end{cases} \quad (I.50)$$

I.12. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté l'importance de l'énergie solaire et comment la transformer en énergie électrique en utilisant la technologie photovoltaïque. Nous avons expliqué l'effet photovoltaïque et son principe de fonctionnement.

Un schéma électrique équivalent de la cellule PV a été présenté tout en expliquant les équations de fonctionnement et en présentant les caractéristiques I-V et P-V d'une cellule photovoltaïque. Cette étude met en évidence le point de puissance maximale et montre l'influence de l'éclairement et de la température sur ce point.

La constitution des systèmes PV a été présentée ensuite en étudiant le système de stockage d'énergie qui sont les batteries, nous avons introduit spécialement une étude sur les batteries utilisées pour les véhicules PV.

Enfin, nous avons détaillé le dernier élément composant un système photovoltaïque qui est le dispositif de conversion d'électricité. Ce dernier est introduit dans un système PV afin de réguler l'énergie produite.

Dans le chapitre suivant nous allons parler de la partie de régulation de l'énergie produite.

Chapitre II
Contrôle de l'énergie
maximale des systèmes PV

Chapitre II: Contrôle de l'énergie maximale des systèmes PV

II.1. Introduction

Afin de faire le contrôle de la puissance maximale du système photovoltaïque, et comme on l'a déjà vu dans le 1^{er} chapitre la tension de sortie du système photovoltaïque est régulé, par le convertisseur DC/DC qui lui-même est contrôlé continuellement par son rapport cyclique à l'aide d'un contrôleur extérieur. Il existe plusieurs méthodes de commande pour la poursuite du maximum de puissance, on les citera dans ce chapitre.

L'exploitation de l'énergie maximale ou bien la poursuite du maximum de puissance dans un système photovoltaïque est, habituellement, une étape essentielle pour laquelle beaucoup de méthodes MPPT ont été développées et appliquées. Ces méthodes varient dans la complexité, les capteurs exigées, la vitesse de convergence, le coût, la bande d'efficacité, le matériel de mise en œuvre, la popularité, ...etc.

En fait, il y a tellement de méthodes qui ont été développés, qu'il est devenu difficile de déterminer quelle est la méthode qui est la plus appropriée pour un système PV donné.

Le problème traité par les techniques MPPT consiste à trouver automatiquement la tension V_{PPM} et/ou le courant I_{PPM} auxquels un générateur PV devrait fonctionner pour obtenir le rendement de puissance maximum P_{PPM} sous une température et une insolation variable. La variation des niveaux d'insolation est parfois inévitable dans un système d'alimentation photovoltaïque parce que certaines parties du module PV reçoit moins d'intensité de lumière à cause des poteaux de service, des arbres, des cheminées ou des parties de bâtiments ou, simplement, de saleté sur la surface d'une partie du GPV. Ou encore à cause du déplacement dans le cas d'un véhicule solaire. Le ciel partiellement nuageux implique, également, des états imprévisibles d'insolation non-uniformes. L'insolation non-uniforme est à l'origine de la variation dans les caractéristiques courant-tension (I-V) et les caractéristiques puissance-tension (P-V) qui deviennent plus compliquées avec plusieurs points de puissance maximum locaux. Dans ces conditions, la poursuite du vrai PPM devient difficile.

Parmi le grand nombre de techniques MPPT décrites dans la littérature[13], la plupart travaillent selon le principe de la dérivée dP/dI ou dP/dV égale à zéro. En conséquence l'MPPT aura « un comportement de poursuite du maximum local ». Cela signifie qu'une fois l'MPPT a trouvé un maximum local, il poursuivra ce maximum, indépendamment des autres maximums qui pourraient être présents à d'autres positions dans la courbe P-V. En particulier, ceci s'applique aux méthodes conventionnelles les plus communes telles que ; perturber et observer P&O, commande à tension constante CV, incrémentation de conductance InC. Il est clair qu'il y'aura toujours une perte considérable de rendement lors de la poursuite d'un maximum local au lieu du PPM global.

II.2. Poursuite du point de puissance maximale MPPT

Presque la plupart des méthodes poursuite du PPM se repose sur la caractéristique P-V de la cellule PV

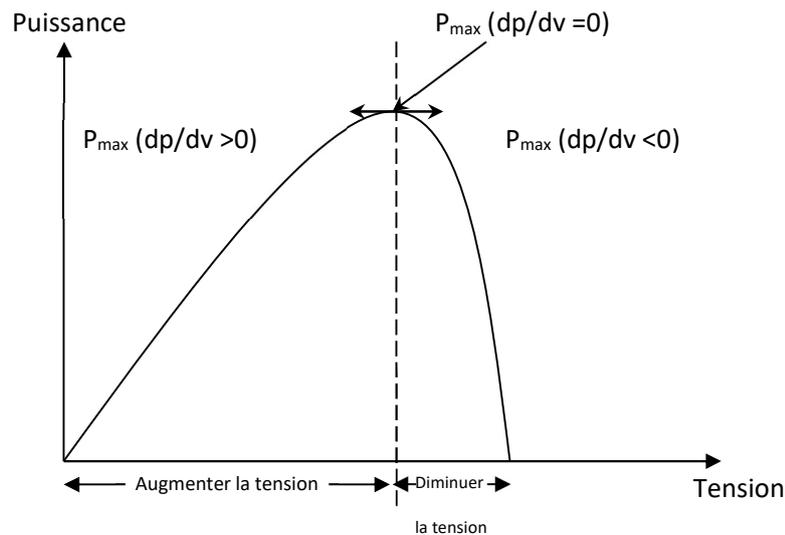


Figure II.1 - Caractéristique P-V d'une cellule PV.

La caractéristique P-V est découpée en deux demi plans :

- ✓ Le demi plan gauche ou la dérivée $dp/dv > 0$: Si on est dans cette zone donc on essaye d'augmenter la tension pour aller vers le PPM et cela se fait par l'incrémention du rapport cyclique D ce qui veut dire que $D(k) = D(k-1) + C$ (avec C : le pas d'incrémention),

- ✓ Le demi plan droit ou la dérivée $dp/dv < 0$: Si on est dans cette zone donc on essaye de diminuer la tension pour aller vers le PPM et cela se fait par la désincrémentation du rapport cyclique D ce qui veut dire que : $D(k) = D(k-1) - C$.

Dans la section suivante on cite plusieurs méthodes qui fonctionnent suivant cette philosophie.

II.3. Méthodes de poursuite MPPT

Il existe plusieurs méthodes de commande pour la poursuite MPPT ; des méthodes conventionnelles et des méthodes intelligentes.

II.3.1 Algorithmes MPPT conventionnels

II.3.1.1 Algorithmes de Poursuite approximative du PPM

Ces algorithmes sont basés sur l'utilisation d'une base de données dans laquelle sont inclus des paramètres et des données, comme par exemple, les courbes typiques du GPV pour différentes insulations et températures, ou des fonctions mathématiques obtenues à partir de données empiriques pour estimer le PPM. Dans la plupart des cas une évaluation antérieure du GPV est alors exigée.

II.3.1.2. L'adaptation de la caractéristique I-V (Curve-fitting)

La caractéristique non linéaire du générateur PV peut être modélisée hors connexion par les modèles conventionnels à simple-diode, à deux-diode ou à deux-diode modifiée, en utilisant les équations mathématiques ou les approximations numériques. Cependant, leur résolution est impossible par commande analogique et très difficile par commande numérique conventionnelle. Par conséquent, leur application ne semble pas appropriée pour obtenir le PPM. Néanmoins, d'autres approches, avec des modèles plus simples, peuvent être utilisées, par exemple et selon la référence [13], l'équation (II.1) représente la caractéristique P-V d'un GPV, où a , b , c et d sont des coefficients déterminés après le prélèvement de m valeurs de la tension V_{PV} , du courant I_{PV} , et de la puissance P_{PV} , dans l'intervalle demandé. Ainsi, la tension à laquelle la puissance maximum devient maximum est obtenue par l'équation (II.2)

$$P_{PV} = aV_{PV}^3 + bV_{PV}^2 + cV_{PV} + d \quad (\text{II.1})$$

$$V_{PPM} = -\frac{b\sqrt{b^2-3ac}}{3a} \quad (\text{II. 2})$$

Ce processus devrait être répété toutes les quelques millisecondes afin de trouver un PPM ajusté. L'exactitude dépendra du nombre d'échantillons pris.

Cette méthode présente les inconvénients suivants ; elle exige la connaissance précise des paramètres physiques du matériau de la cellule et ses caractéristiques de fabrication, les expressions utilisées ne peuvent pas représenter toutes les conditions météorologiques. En outre, il pourrait exiger, aussi, une grande capacité de mémoire pour le calcul des formules mathématiques.

II.3.1.3. Table de consultation (Look-up table)

Dans cette méthode, les valeurs mesurées de la tension et du courant du GPV sont comparées à ceux stockées dans le système de commande, qui correspondent à différents points maximums, pour différentes conditions météorologiques réelles. Cet algorithme a l'inconvénient qu'une grande capacité de mémoire est exigée pour le stockage des données.

D'ailleurs, l'implémentation doit être ajustée pour chaque type de panneau. En outre, il est difficile de stocker toutes les conditions de fonctionnement du système possibles.

II.1.3.4. Tension de circuit ouvert (OV)

Cet algorithme, se base sur le fait que la tension du GPV au PPM, V_{PPM} est linéairement proportionnelle à sa tension de circuit ouvert V_{OC} . La constante de proportionnalité k_1 dépend, principalement, de la technologie de fabrication des cellules solaires, du facteur de forme et des conditions météorologiques.

$$V_{PPM} = k_1 \cdot V_{OC} \quad (\text{II. 3})$$

Cette propriété peut être mise en exécution au moyen de l'organigramme montré dans la figure II.2. Ainsi, la tension de circuit ouvert du GPV est mesurée en interrompant le fonctionnement normal du système, avec une certaine fréquence en stockant, à chaque fois, la valeur mesurée.

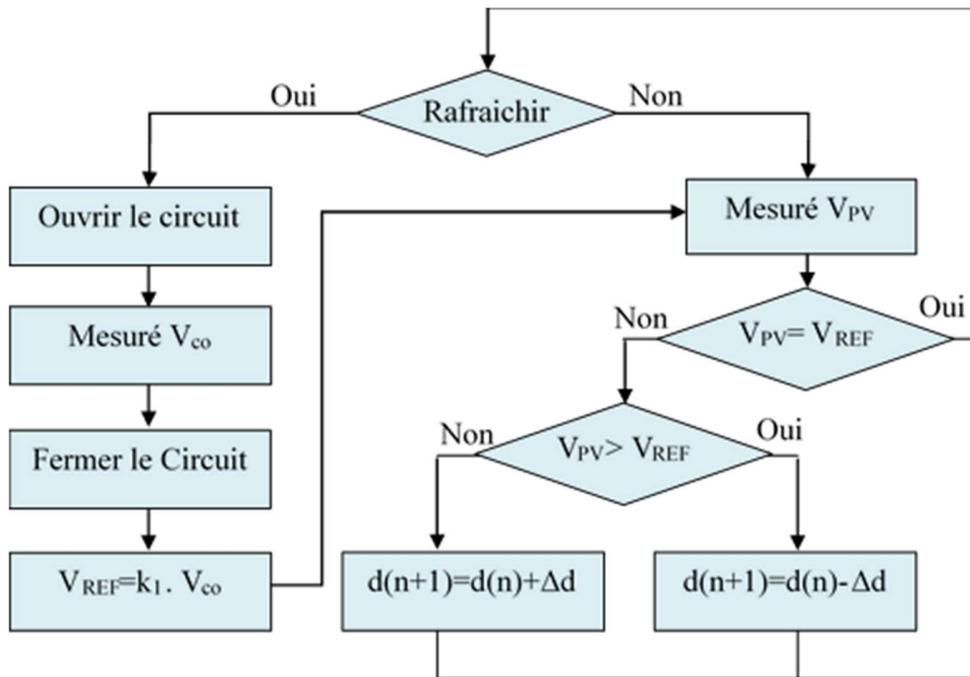


Figure II.2- Algorithme de la commande à tension de circuit ouvert (OV)

Ensuite, la tension au PPM est calculée, selon l'équation (II.3), une fois que V_{PPM} a été rapproché, une commande en boucle fermée peut être utilisée pour atteindre asymptotiquement cette tension désirée. Puisque (II.3) est seulement une approximation, le champ PV ne fonctionne techniquement jamais au PPM. Bien que cette méthode soit apparemment simple, il est difficile de choisir une valeur optimale de la constante k_1 . Cependant, dans la littérature, la constante k_1 est évaluée entre 0.73 à 0.80, pour les modules multi-cristallins, et l'intervalle typique d'échantillonnage est de 15 ms [13]. Cette méthode a l'avantage d'être simple et bon marché ; elle utilise une seule variable pour la boucle d'asservissement. Néanmoins, son inconvénient majeur c'est l'interruption périodique du fonctionnement du système ce qui implique des pertes de puissance non négligeable. En outre, en présence d'ombrage k_1 n'est plus valide à cause des multiples maximums locaux.

II.1.3.5. Courant de court-circuit (SC)

Cette méthode se base sur le fait empirique de la dépendance linéaire entre le courant au PPM, I_{PPM} et le courant de court-circuit I_{SC} , comme le montre l'équation (II.4). De même que la méthode précédente, la constante proportionnelle k_2 dépend, principalement, de la technologie de fabrication des cellules solaires, du facteur de forme et des conditions météorologiques. Pour des modules multi-cristallins, la constante k_2 peut être considérés d'environ 0.85.

$$I_{PPM} = k_2 \cdot I_{SC} \quad (\text{II.4})$$

La mesure du courant I_{SC} lors du fonctionnement du GPV est un problème. En générale un commutateur additionnel doit être ajouté au convertisseur de puissance pour périodiquement court-circuiter le champ PV de sorte que I_{SC} puisse être mesuré en utilisant un capteur de courant. La puissance de sortie est non seulement réduite en essayant de trouver I_{SC} mais également le PPM n'est jamais parfaitement adapté à l'équation (II.4)

L'algorithme de commande de cette méthode est semblable à celui de la méthode précédente (voir Figure II.3), elle a aussi les mêmes avantages et souffre des mêmes inconvénients.

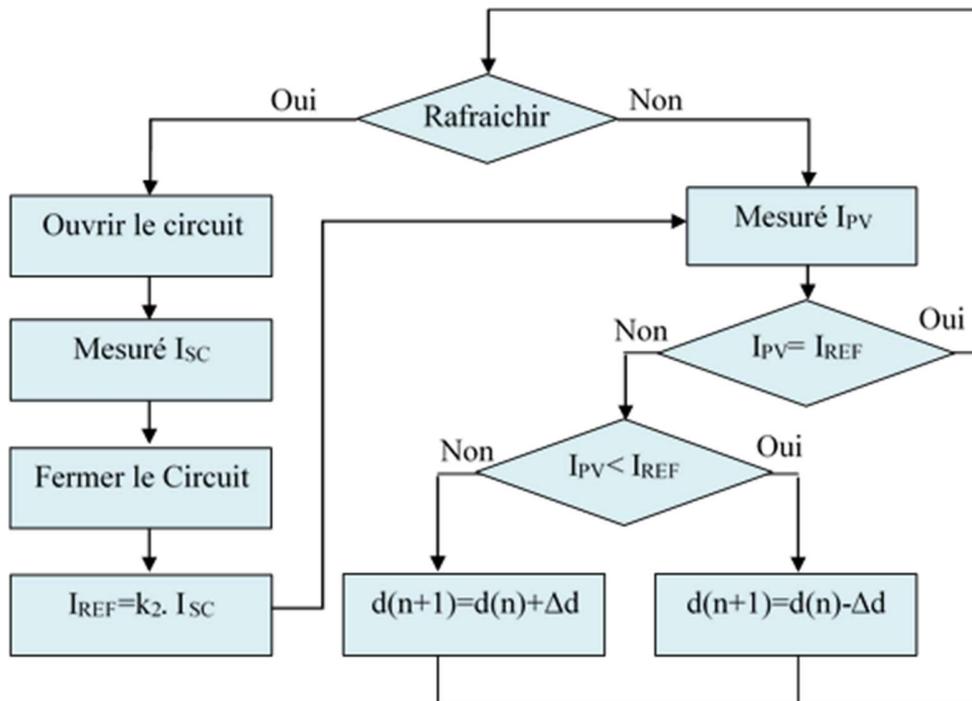


Figure II.3 - Algorithme de la commande à courant de court-circuit (SC)

II.1.3.6. Tension de circuit ouvert d'une Cellule Pilote

Afin d'éviter les inconvénients liés à l'interruption périodique du système PV, cette méthode propose, comme alternative, l'utilisation additionnelle d'une cellule pilote. Ainsi, la tension de circuit ouvert du GPV est mesurée à partir d'une seule cellule, qui est électriquement indépendante du reste du champ PV. La valeur de la constante de proportionnalité k_3 de la cellule pilote sera appliquée à tout le reste du GPV.

$$k_3 = \frac{V_{PPM}}{V_{oc\ cel\ pilote}} \cong \text{constant} < 1 \quad (\text{II.5})$$

L'avantage de cette méthode est qu'elle est simple et économique. Elle évite les problèmes provoqués par les interruptions durant le fonctionnement du GPV présenté dans la méthode précédente (OV).

L'inconvénient est qu'elle suppose que la cellule pilote a des propriétés identiques à chaque cellule du GPV principale. Par conséquent, le V_{OC} de la cellule pilote est considéré proportionnel au V_{OC} de l'unité PV utilisée dans le choix du PPM. Si la supposition est incorrecte, la puissance maximum ne sera pas extraite. Cette méthode peut ne pas convenir pour des applications avec limitations de surfaces (Ex. véhicules solaires).

II.1.3.7. Méthodes MPPT par contre réaction de tension

L'algorithme d'asservissement de tension (communément appelé CV : *Constant Voltage*) est la plus simple méthode MPPT. Le point de fonctionnement du champ PV est gardé près du PPM par la régulation permanente de la tension de champ PV par une tension référence fixe V_{REF} égale au V_{PPM} du GPV (Figure II.4). La commande CV suppose que l'influence des variations d'insolation et de température sur le V_{PPM} du GPV est insignifiante, et que la tension constante V_{REF} est l'approximation proportionnée du vrai PPM. Par conséquent, le point de fonctionnement n'est jamais exactement au PPM, en outre des données différentes doivent être adoptées pour différentes régions géographiques[14]. La commande CV a besoin de mesurer la tension V_{PV} du GPV afin de mettre à jour le rapport cyclique (**d**) du hacheur DC/DC suivant la représentation de l'organigramme sur Figure II.5. Il est important d'observer que quand le GPV fonctionne à de basse condition insolation, la technique CV est, généralement, plus efficace que les méthodes P&O ou InC (analysées plus tard)[15].

Grâce à cette performance, la méthode CV est souvent combinée à d'autres techniques MPPT.

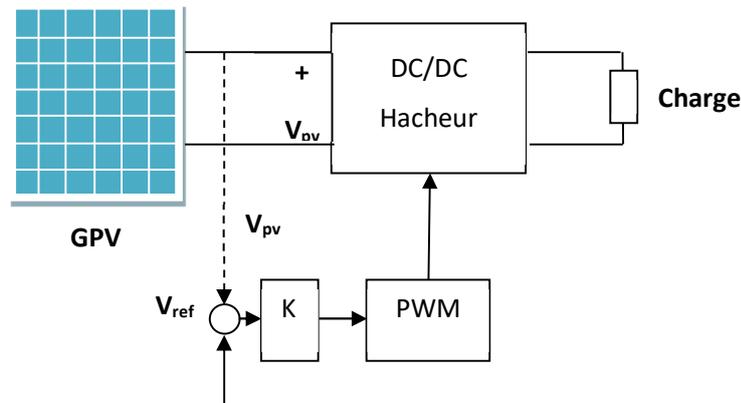


Figure II.4 - Asservissement de la tension avec modulation PWM

Les inconvénients de cette algorithmes MPPT sont les mêmes que ceux des algorithmes déjà mentionnés. Le système ne peut pas s'adapter aux conditions météorologiques variables, telles que l'insolation et la température.

Les avantages de cette méthode sont identiques aux méthodes précédentes : c'est une méthode simple et économique et utilise une seule boucle de commande. Néanmoins, elle ne peut pas être appliquée d'une manière généralisée dans les systèmes qui ne prennent pas en considération l'effet des variations de l'insolation et de la température des panneaux PV. Elle ne peut pas être appliquée aux systèmes avec batteries [13].

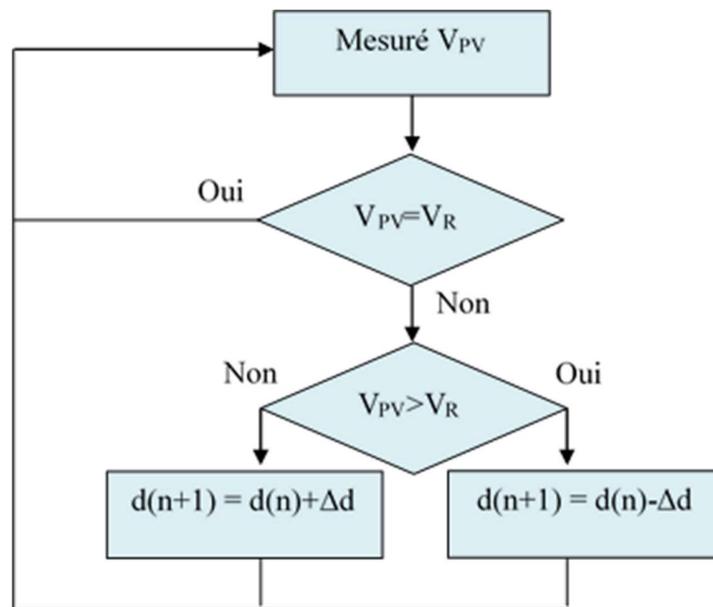


Figure II.5 - Algorithme de la commande CV

II.1.3.8. Méthode de calcul de la tension de référence fixe $V_{ref}=V_{moy}$

V_{ref} est égale à la tension moyenne des tensions maximales de la caractéristique P-V $V_{ref}=V_{moy}$

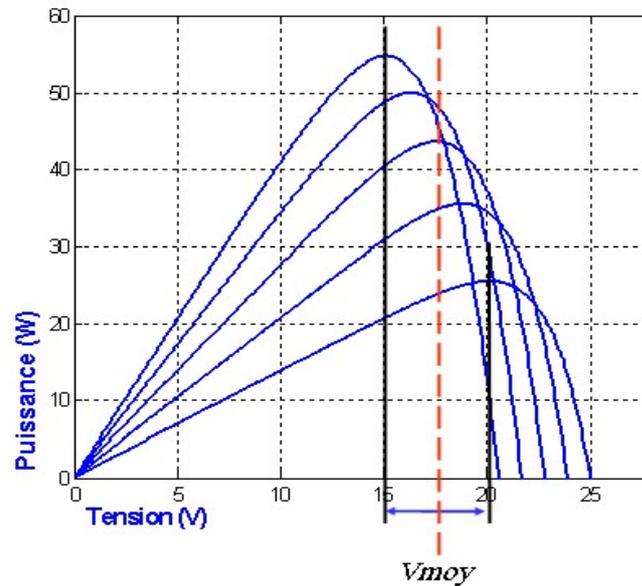


Figure II.6 -Intervalle de variation de la tension de fonctionnement optimale.

II.3.2. Algorithmes de Poursuite réelle du PPM

II.3.2.1. Corrélation D'ondes (RCC)

Quand un champ PV est relié à un convertisseur de puissance, l'action de commutation du convertisseur de puissance impose des ondulations sur la tension et le courant du GPV, Par conséquent, la puissance du champ PV est sujet, également, d'ondulations. L'algorithme de corrélation d'ondulations (RCC) utilise ces ondulations pour atteindre le PPM. RCC corrèle la dérivée par rapport au temps de la puissance \dot{p} avec la dérivée par rapport au temps de la tension \dot{v} ou du courant \dot{i} pour arriver un gradient de puissance égale à zéro, et ainsi atteindre le PPM. Si v ou i augmente ($\dot{v} > 0$ ou $\dot{i} > 0$) et p augmente ($\dot{p} > 0$), alors le point de fonctionnement est au-dessous du PPM ($V < V_{PPM}$ ou $I < I_{PPM}$). D'autre part, si v ou i augmente et p décroît ($\dot{p} < 0$), alors le point de fonctionnement est au-dessus du PPM ($V > V_{mpp}$ ou $I > I_{mpp}$). En combinant ces observations, nous remarquons que les produits $\dot{p} \cdot \dot{v}$ ou $\dot{p} \cdot \dot{i}$ sont positif à gauche du PPM, et négatif à la droite, et zéro au PPM.

Quand le convertisseur de puissance est un hacheur boost, l'augmentation du rapport cyclique augmente le courant de l'inductance, qui est le même du champ PV, mais fait diminuer la tension du champ PV. Par conséquent, l'entrée de commande de rapport cyclique est donnée par :

$$d(t) = -k_4 \int \dot{p} \cdot \dot{v} dt \quad (\text{II. 6})$$

Ou

$$d(t) = k_4 \int \dot{p} \cdot \dot{i} dt \quad (\text{II. 7})$$

où k_4 est une constante positive. En contrôlant le rapport cyclique de cette façon on s'assure que le PPM sera sans interruption poursuivi, faisant de la RCC un véritable traqueur du PPM.

Des circuits analogiques simples et peu coûteux peuvent être utilisés pour mettre en application RCC, la référence[16] propose un schéma bloc (Figure II.7) d'un contrôleur MPPT avec hacheur Boost qui a prouvé son efficacité avec les systèmes sur véhicules solaires. Le temps pris pour que la RCC converge au PPM est limité à la fréquence de commutation du convertisseur de puissance et au gain du circuit RCC. Un autre avantage de la commande RCC est qu'elle n'exige aucune information antérieure sur les caractéristiques du champ PV, rendant son adaptation à différents systèmes PV simple. Cette méthode a quelques inconvénients importants : *elle est*

insensible aux multiple PPM locaux et nécessite des étapes additionnelles pour converger vers le PPM réel, l'exécution de la RCC dépend de la fréquence de commutation : une commutation élevée signifie des ondulations faibles, c'est à dire des troubles possibles avec l'algorithme[16].

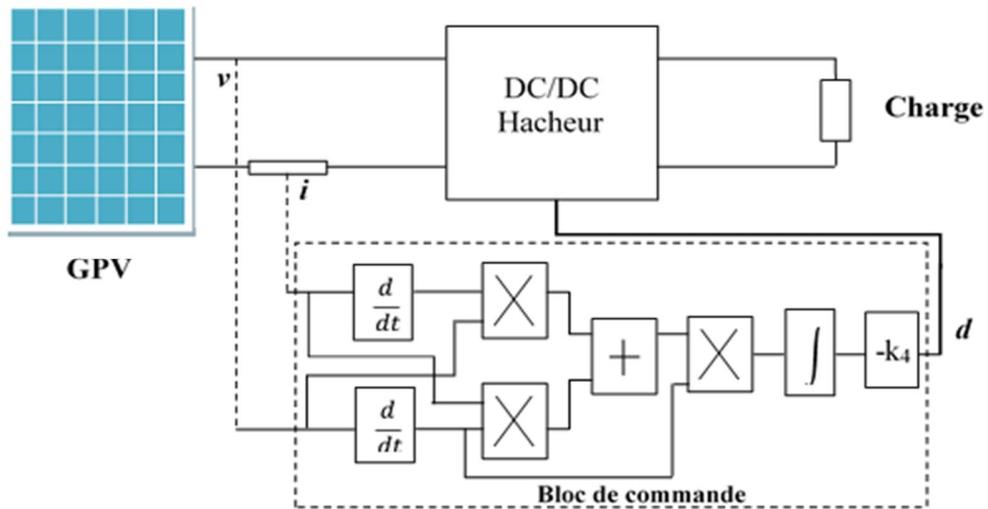


Figure II.7 - Schéma bloc de la commande analogique RCC

II.3.2.2. Algorithme de contrôle MPPT adaptatif

Le Principe de cette méthode a été proposé par A.F. Boeringer [17]. L'algorithme est décrit comme illustrer sur la figure (II.8) :

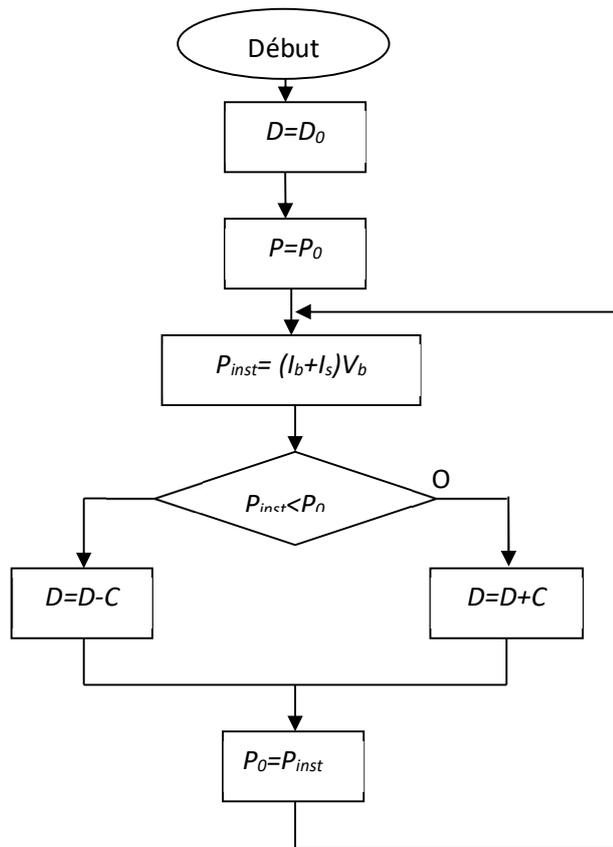


Figure II.8 - Principe classique d'une méthode MPPT

Comme illustrer sur le schéma de la figure (II.8), le système démarre avec un rapport cyclique initial D_0 et une puissance initiale P_0 , ensuite on mesure la puissance instantanée du générateur PV, et puis on la compare avec P_0 . Si P_{inst} est inférieure à P_0 alors D est incrémenté, sinon D est désincrémenté. Et enfin P_0 prend la valeur P_{inst} .

II.3.2.3. Algorithme Perturbation et Observation simple (P and O simple)

La figure II.9 donne l'organigramme de l'algorithme P&O.

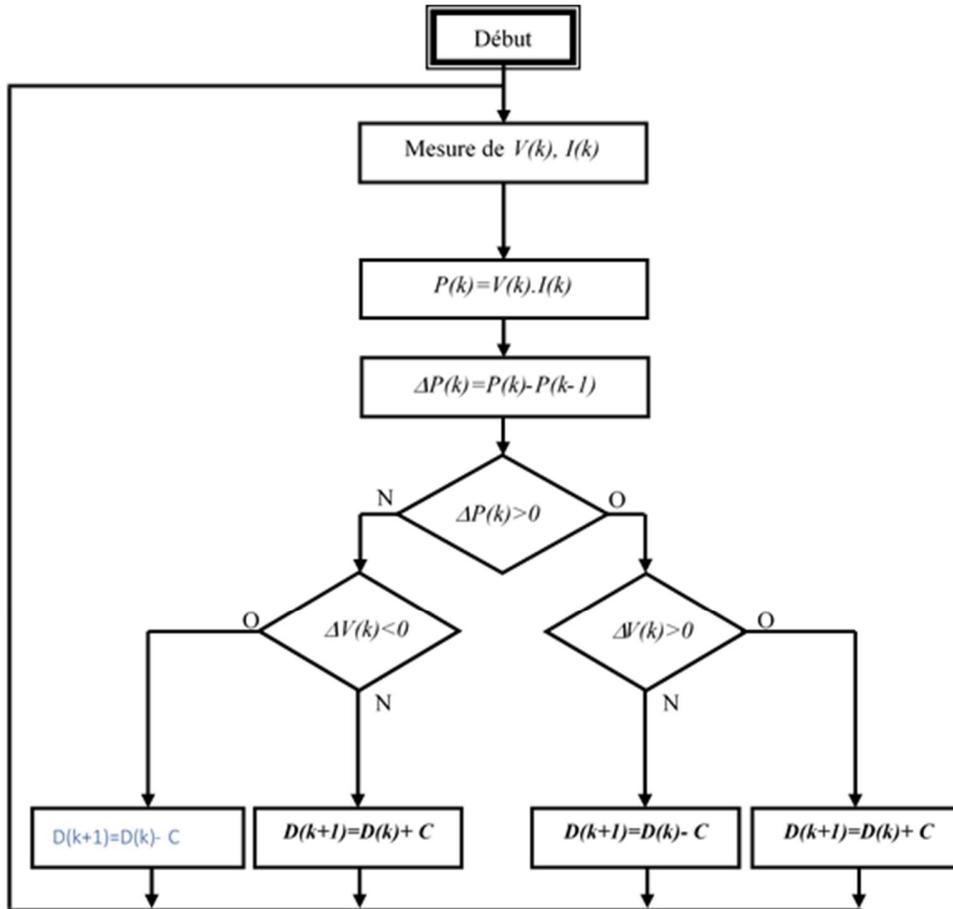


Figure II.9 - Organigramme de l'algorithme Perturbation et Observation (P and O)

L'algorithme P&O fonctionne comme suit :

D'abord on calcule la puissance $P(k)$ et on la compare avec la valeur $P(k-1)$. Ensuite on effectue un test sur le $\Delta V(k)$; s'il est positif par exemple donc on est dans le plan gauche de la caractéristique P-V ce qui veut dire qu'on doit augmenter la tension donc on incrémente le rapport cyclique, et ainsi de suite...

II.3.2.4. Algorithme de l'incrément de conductance

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

$$\frac{dP}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (\text{II.8})$$

$$\frac{1}{V} \frac{dP}{dV} = \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} \quad (\text{II.9})$$

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

Puisque la tension V du panneau est toujours positive, la relation (II.9) explique que le point de puissance maximale MPP est atteint si la conductance de la source G égale l'incrémentale conductance ΔG de la source avec un signe moins, et qu'elle est à gauche de ce point lorsque la conductance G est supérieure à l'incrémentale conductance ΔG et vice-versa, comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dP}{dV} > 0 & \text{si } \frac{I}{V} > -\frac{dI}{dV} \\ \frac{dP}{dV} = 0 & \text{si } \frac{I}{V} = -\frac{dI}{dV} \\ \frac{dP}{dV} < 0 & \text{si } \frac{I}{V} < -\frac{dI}{dV} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Pour éviter que la différentielle dV de la tension du panneau ne devienne nulle, lorsque le MPP est atteint dans les précédents cycles ou par une stabilisation du point de fonctionnement, ce qui conduirait à une division par zéro, l'algorithme fait un test de dV . S'il est nul il teste si le $dI=0$ si c'est le cas alors le PPM est atteint et l'algorithme ne fait aucun changement, dans le cas contraire l'algorithme teste le signe de dI pour déterminer la position du PPM et ajuste la tension de référence correspondante. La figure II.10 donne l'organigramme de cet algorithme.

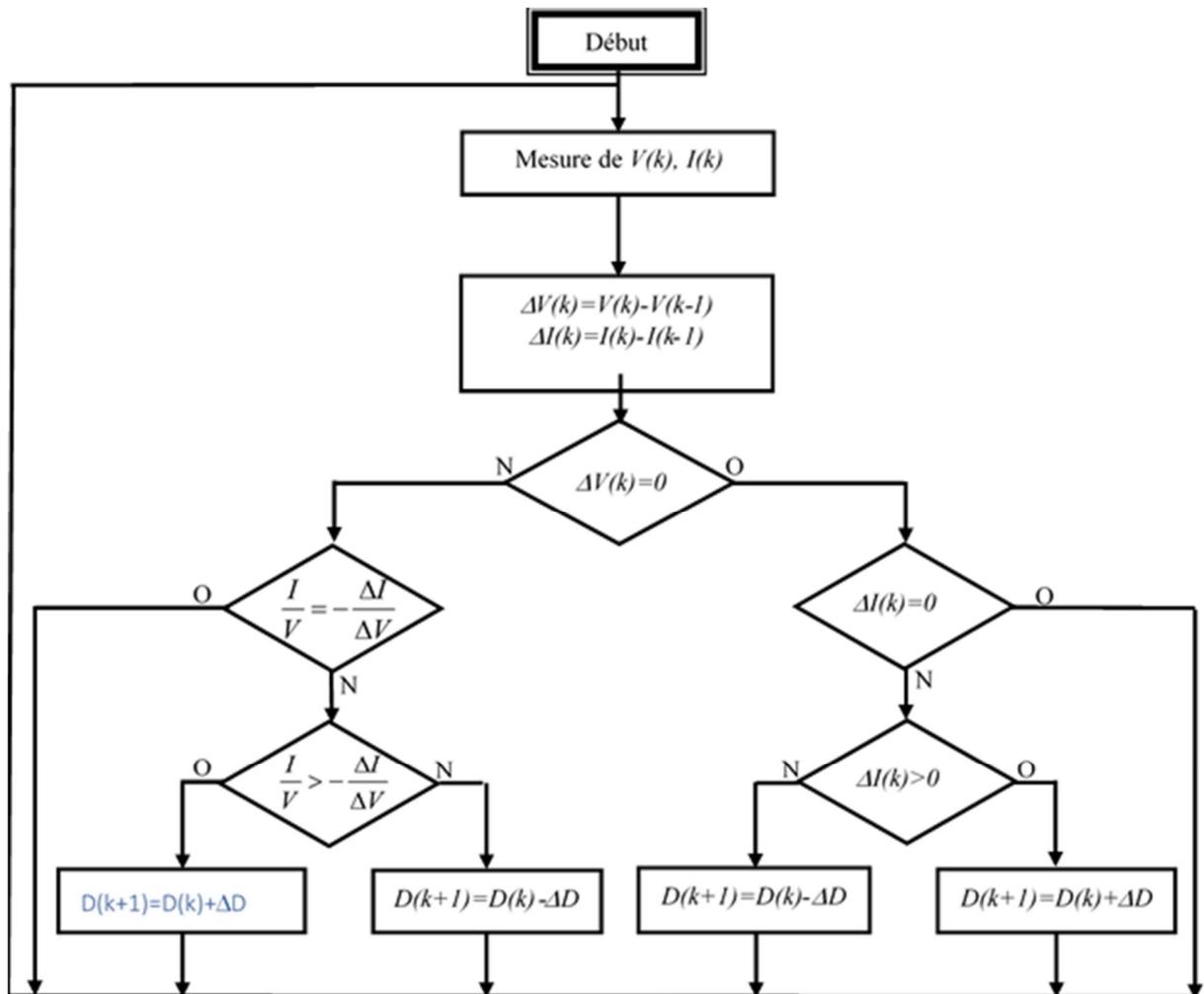


Figure II.10 - Organigramme de l'algorithme incrémentation de conductance

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

Mais à cause de l'approximation des dérivées dV et dI et l'utilisation d'un pas d'action constant, la condition $\frac{I}{V} = -\frac{dI}{dV}$ est rarement vraie ce qui conduit à des oscillations autour du PPM. Pour remédier à ce problème une erreur marginale ϵ est ajoutée aux conditions du MPP, c'est

à dire que le MPP est atteint si $\left| \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} \right| \leq \varepsilon$, la valeur de ε est limitée entre le problème de non fonctionnement dans le MPP exact et le problème de l'amplitude des oscillations [11].

II.3.2.5. Commande par logique floue

Les microcontrôleurs ont rendu l'utilisation de la commande floue pour MPPT plus populaire durant la dernière décennie. Les contrôleurs flous n'ont pas besoin de modèles mathématiques exacts ; ils peuvent travailler avec des entrées vagues et imprécises, en outre ; ils peuvent manipuler la non-linéarité et sont adaptatifs, leur commande leur donne une exécution robuste, pour des paramètres instables, ou pour tension d'alimentation ou de charge perturbées [13].

II.3.2.6. Commande par Réseaux de neurones

Comme la commande floue, les réseaux de neurones, sont également très adaptés pour les microcontrôleurs. Les réseaux de neurones ont généralement trois couches : entrée, cachée, et couche de sortie comme le montre la figure II.11 Le nombre de nœuds dans chaque couche varient et dépend de l'utilisateur. Les variables d'entrée peuvent être les paramètres du champ PV comme le V_{OC} et I_{SC} , des données atmosphériques comme l'insolation et la température, ou n'importe quelle combinaison de ces derniers. La sortie est habituellement un ou plusieurs signaux de référence comme le rapport cyclique utilisé pour commander le convertisseur de puissance pour qu'il fonctionne près du PPM. La distance entre le point de fonctionnement et le PPM dépend des algorithmes employés par la couche cachée et à quel point le réseau neurologique a été entraîné. Tous les liens entre les nœuds sont pesés. Le lien entre les nœuds i et j est marqué en tant qu'ayant un poids de w_{ij} (voir Figure.II.11) Pour identifier exactement le PPM, les w_{ij} doivent être soigneusement déterminés par un processus d'entraînement, qui devra examiner le champ PV durant plusieurs mois ou années et enregistrer les modèles entre les entrées et les sorties du réseau de neurones. Puisque la plupart des champs PV ont différentes caractéristiques, un réseau neurones doit être spécifiquement entraîné pour le champ PV avec lequel il sera employé. Les caractéristiques d'un champ PV changent également avec le temps, impliquant que le réseau de neurone doit être périodiquement entraîné pour garantir un MPPT précis.

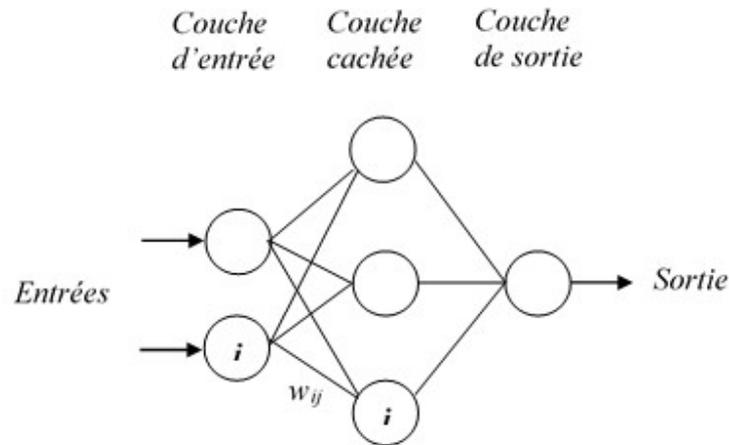


Figure II.11 - Exemple de réseaux de neurones

II.3.2.7. Logique floue combinée avec Technique d'optimisation

Des nouvelles méthodes de contrôle MPPT sont développées en combinant la logique floue avec des techniques d'optimisations comme Les Algorithmes Génétiques et Algorithmes des abeilles et les méthodes neuro-flou pour obtenir une réponse plus rapide avec moins d'oscillation.

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté des méthodes utilisées pour la poursuite du point de puissance maximum (MPPT) de système photovoltaïque.

Nous avons présenté les techniques et les algorithmes les plus utilisées dans les systèmes Photovoltaïque allant des méthodes les plus simples qui sont basées sur la tension en circuit ouvert et le courant de court-circuit, passant par les algorithmes de la technique les plus connues et les plus utilisés comme les méthodes Perturbation & Observation et la technique Incrémentale de Conductance. Nous avons aussi parlé brièvement des deux techniques intelligentes basées sur la logique floue et les réseaux de neurones. Car nous allons mettre la lumière sur la technique MPPT utilisant la logique floue dans un prochain chapitre afin de l'appliquer sur notre véhicule solaire étudié prochainement.

Chapitre III

Les véhicules électriques solaires

Chapitre III: Les véhicules électriques solaires

III .1 Introduction

Le premier véhicule solaire de l'histoire - la *Sunmobile* - est un modèle réduit de voiture inventé par William G. Cobb de General Motors. Elle est présentée la première fois à Chicago le 31 août 1955 [18]. Cette miniature est dotée de 12 cellules photovoltaïques en sélénium et d'un petit moteur électrique Pooley qui actionne une poulie faisant tourner les roues arrière. La *Sunmobile*, fabriquée en bois de balsa, mesure moins de 40 cm de longueur⁵. Elle prouve néanmoins pour la première fois que l'énergie solaire est capable de faire se mouvoir un véhicule.

En 1977, le Prof. Ed Passerini de l'Université d'Alabama (USA) construit la *Bluebird*, un prototype de voiture solaire. Cette voiture est censée être la première à être propulsée uniquement grâce à l'énergie produite par ses panneaux solaires, sans l'aide de batteries. Le véhicule solaire est exposé en 1982 à l'Exposition internationale de Knoxville, dans le Tennessee, exposition qui a pour thème « Energy turns the World ». Elle ne reste par contre qu'un prototype et ne fut jamais reproduite en masse [18].

Dans ce chapitre nous allons étudier les principaux composants d'un véhicule électriques solaire ainsi que l'aspect conceptuel et les différentes avantages et inconvénients d'un véhicule purement solaire.

III.2. Le PV dans les voitures électriques

La voiture solaire est totalement alimentée par l'énergie solaire grâce à l'utilisation de l'énergie photovoltaïque. Le moteur à essence dans un véhicule conventionnel serait remplacé par un moteur électrique. Le corps serait recouvert de cellules photovoltaïques générant suffisamment d'énergie électrique pour alimenter toute l'automobile.[18, 19].

La figure III.1 illustre le fonctionnement typique d'une voiture fonctionnant à l'énergie solaire. La lumière solaire récoltée par un champ photovoltaïque génère de l'électricité qui charge la batterie. Le conducteur utilise un contrôleur de moteur pour contrôler l'énergie électrique du champ PV et un kit de batteries pour faire fonctionner à des vitesses variables le moteur électrique. Le moteur est relié aux roues par un système d'entraînement mécanique, tel qu'une chaîne illustrée dans la figure, pour transférer la puissance du moteur aux roues propulsant la voiture. Il existe

plusieurs voitures construites et des voitures conventionnelles converties alimentées par des moteurs électriques.[18].

Dans le passé ils ont estimé que le rendement des systèmes photovoltaïques était faible et qu'une voiture classique ne pouvait être assistée que par l'énergie solaire. La quantité d'énergie nécessaire pour alimenter une voiture conventionnelle nécessiterait un générateur photovoltaïque ayant plusieurs fois la surface de la voiture[18] la plupart des projets suggéraient que l'efficacité maximale des convertisseurs photovoltaïques utilisés ne pourrait dépasser 10 à 12%. Ces dernières années, les progrès dans le développement de convertisseurs photovoltaïques ont permis de commencer la production en série d'éléments d'une efficacité supérieure à 20% et les technologies avancées permettent déjà d'obtenir une efficacité allant jusqu'à 50% en laboratoire.

D'autres part les technologies utilisées dans les véhicules électriques sont diversifiées et comprennent les domaines de l'ingénierie électrique et électronique, de l'ingénierie mécanique et automobile et de l'ingénierie chimique. Les spécialistes dans ces disciplines de l'ingénierie doivent travailler ensemble et mettre en commun leurs connaissances dans les principaux domaines à intégrer: la conception de la carrosserie, les batteries, la propulsion électrique et la gestion intelligente de l'énergie.[20]

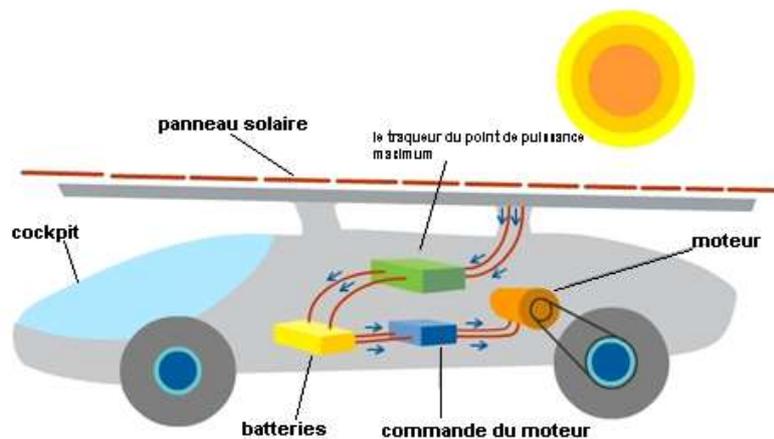


Figure III.1 - Croquis d'une voiture solaire [21]

III.3 Les Batteries

Parce que l'énergie spécifique et le pouvoir spécifique de l'électrochimie des batteries est généralement beaucoup plus petite que celui de l'essence, un grand nombre de batteries est nécessaire pour assurer un niveau désiré de performance de puissance. Cependant, le montage d'un véhicule avec un grand nombre de batteries souffre de plusieurs inconvénients : la réduction des espaces intérieurs et bagages, l'augmentation du poids et du coût du véhicule et la dégradation des performances du véhicule. Ainsi, le développement de la technologie de la batterie a été accéléré, dans lequel un ensemble de critères incluant l'énergie spécifique, la puissance spécifique, le rendement énergétique, le taux de charge, le nombre de cycle de vie, l'environnement d'exploitation, le coût, la sécurité, et le recyclage doivent être pris en compte.

Jusqu'à présent, la technologie de batterie la plus mature adaptée aux véhicules électriques était le plomb-acide (Pb-acide). Parmi les différentes batteries avancées, les batteries à base de nickel telles que le nickel – fer (Ni – Fe), Le nickel – cadmium (Ni – Cd) et l'hydruide de nickel – métal (Ni – MH) ont suscité un vif intérêt. D'autre part, les piles zinc-halogène telles que le zinc – brome (Zn – Br) et les piles haute température Les batteries telles que sodium – soufre (Na – S) sont également intéressantes. Les batteries récentes pour véhicules électriques disponibles dans le commerce sont énumérées dans le tableau III.1, où la puissance spécifique est enregistrée à 80% de la profondeur de décharge (DOD) et où la durée de vie du cycle est atteinte 100% de DOD Jusqu'à présent, les batteries Pb – Acid sont les plus populaires dans les véhicules électriques, telles que le GM Impact 4, l'EPRI / GM G-Van. Mazda Bongo, Suzuki Cervo, Daihatsu Hijet, Mitsubishi Mini-Cab et Nissan EV Guide II. Les batteries Ni – Cd sont également couramment utilisées dans les véhicules électriques, telles que les Nissan FEV, U2001, Renault Zoom et Tepco IZA. Les batteries Na – S sont utilisées dans les BMW E1 / E2, Ford Ecostar et LADWP / SCE LA301. Les batteries Ni – Fe sont utilisées dans les véhicules EPRI / Chrysler TEVan et Nissan March EV-II. Les batteries Zn – Br sont utilisées dans la Toyota EV-40. De nombreux chercheurs sont enthousiasmés par l'idée d'un couplage électrochimique batteries avec volants électriques ou ultra condensateurs pouvant délivrer des surtensions. Comme c'est le cas des batteries électromécanique (BEM). C'est BEM peuvent délivrer de 5000-10 000 W / kg, soit des ordres de

grandeur supérieurs à tout ce que l'on peut obtenir avec une batterie électrochimique ou même un moteur à combustion interne .[20, 21]

Tableau III-1 Comparaison de plusieurs types de Batteries pour véhicule électrique [20]

Type	Produit de	Modèle	Poids Kg	Capacité Ah	Energie Spécifique Wh/Kg	Puissance Spécifique W/Kg	Cycle de vie
Pb- Acid	Johnson controls	GC 12550	18.6	37	23.7	120	500
Pb- Acid	Sonnenschein	DF 6V 180	30.2	150	29.3	80 100	700
Pb- Acid	Electrosorce	Horizon	27	112	50	> 300	900
Ni- Cd	SAFT	STM 5.140	23.2	136	45.3	260	2000
Na-S	ABB	B-11	253	238	81	152	600
Na-S	Silent Power	PB-MK3	29.2	292	79	90	800
Ni-MH	Ovonics	OBC	17.1	100	80	245	1000
Ni- Fe	Eagle-Picher	NIF 200	25	203	51	99	920
Zn-Br	Sea	ZBB- 5/48	81	126	79	40	350

III.4 Propulsion Electrique

La propulsion électrique consiste à relier l'alimentation électrique aux roues du véhicule, en transférant de l'énergie dans les deux sens si nécessaires, avec un rendement élevé, sous le contrôle du conducteur à tout moment.

Du point de vue fonctionnel, un système de propulsion électrique peut être divisé en deux parties : électrique et mécanique. La partie électrique comprend le moteur, le convertisseur de puissance et contrôleur électronique. D'autre part, la partie mécanique comprend le dispositif de transmission et les roues. Parfois, le dispositif de transmission est facultatif. La limite entre les parties électriques et mécaniques constitue l'entrefer du moteur où s'effectue la conversion électromécanique de l'énergie. La propulsion électrique, un secteur majeur de l'électronique de puissance, joue un rôle très important dans les véhicules électriques. Parfois, il est décrit comme le cœur des véhicules électriques.[20, 21].

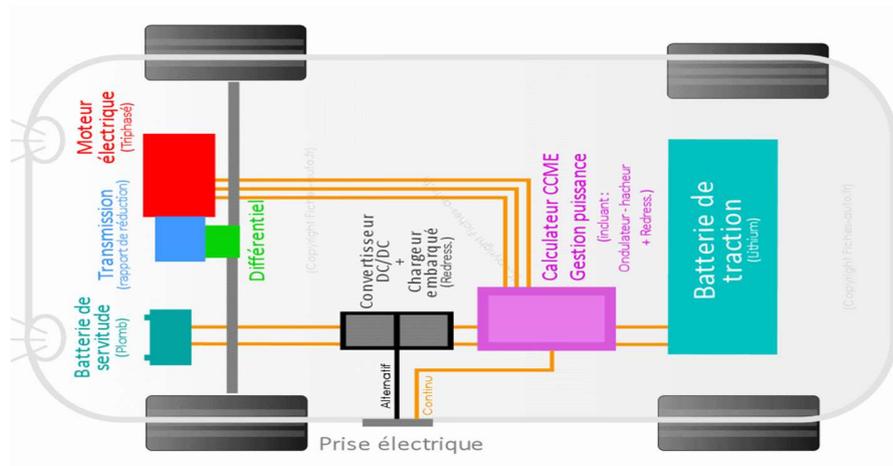


Figure III.2 - Schéma fonctionnel du système de propulsion des véhicules électriques

II.4.1 Moteur électrique

Un moteur électrique est composé principalement d'un stator (fixe), et d'un rotor (qui tourne). Le stator, qui entoure le rotor, génère un champ magnétique. Ce champ peut être généré par induction, ou par des aimants permanents. Le rotor est constitué de bobines, dont le fil est recouvert d'une couche isolante, et de connecteurs. Il est solidaire de l'axe central du moteur. La Figure Fig.III.3 montre une vue en coupe d'un moteur électrique simple.

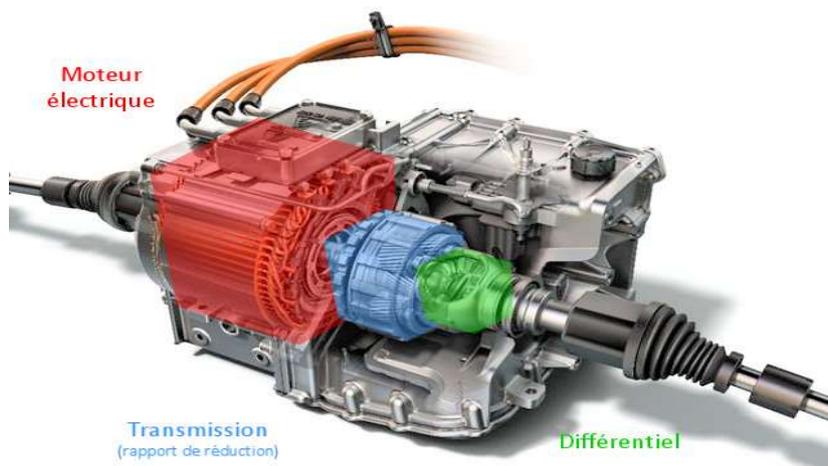


Figure III.3 - Schéma du moteur électrique

D'après Laplace, un conducteur placé dans un champ magnétique \vec{B} et parcouru par un courant I , est soumis à une force \vec{F} perpendiculaire au plan formé par I et \vec{B} . La direction et le sens de ces trois vecteurs. Le pouce indique le sens du courant, l'index indique le sens du champ magnétique, et le majeur indique le sens de la force.

C'est ainsi que le courant et le champ magnétique présents dans un moteur électrique permettent de faire tourner le rotor, et donc l'axe du moteur. La Figure III.4 représente de manière simplifiée un moteur électrique.

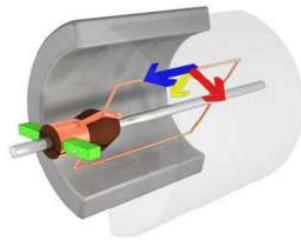


Figure III.4 - Moteur électrique simplifié

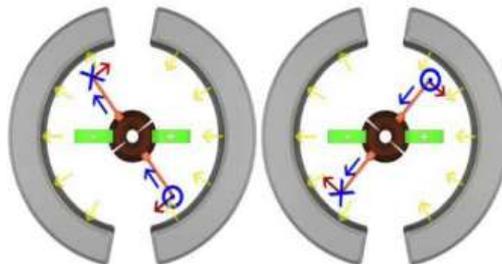


Figure III.5 - Schéma de moteur électrique avec la force de Laplace

Comme on peut le voir, il y a deux pôles en vert. Ces pôles transmettent le courant au connecteur central. Un fil relie les 2 pôles en formant un rectangle (ce fil représente une bobine de 1 spire). Sur ce fil s'exerce la force de Laplace, comme illustré par des flèches. La force de Laplace ne s'exerce bien sûr pas seulement en ce point, mais sur toute la longueur du fil, tant qu'il est perpendiculaire au champ magnétique.

La Figure III.5 illustre le schéma d'un moteur à deux phases, pour plus d'efficacité. Cela signifie qu'à chaque moitié de tour du rotor, le courant dans la bobine s'inverse, et que la force est toujours exercée dans le sens de rotation. Le moteur délivre ainsi une puissance élevée et continue, dès une fréquence de rotation basse.

La motorisation électrique peut être implantée sur l'essieu avant, l'essieu arrière ou les deux Figures (III.6-III.8). Elle est alors composée d'un moteur équipé d'un réducteur, généralement épicycloïdal, accouplé à un différentiel. L'ensemble est relié aux roues par l'intermédiaire de transmissions.[20, 21]

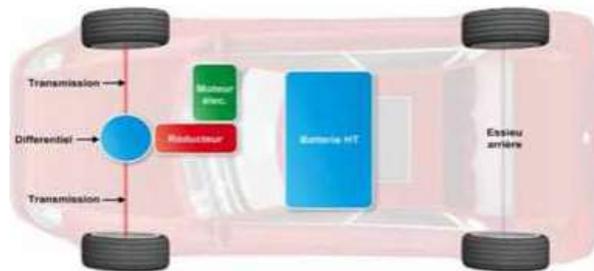


Figure III.6 - Implantation des éléments d'une voiture électrique à traction avant

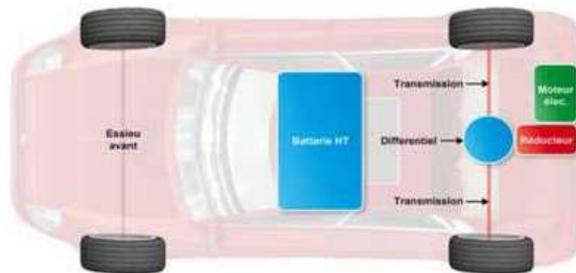


Figure III.7 - Implantation des éléments d'une voiture électrique à propulsion

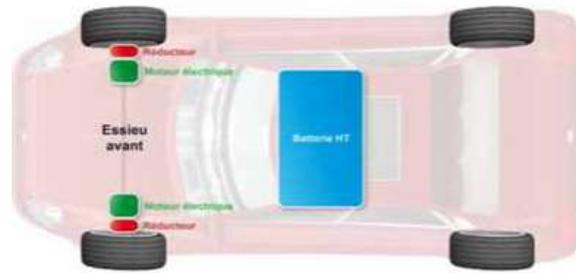


Figure III.8 - Implantation des éléments d'une voiture électrique, moteurs dans les moyeux

Les moteurs peuvent être incorporés aux moyeux sur l'essieu avant, l'essieu arrière ou les deux (Figure III.9). Cette solution présente des inconvénients, car d'une part, on augmente les masses non suspendues et d'autre part, il est nécessaire d'utiliser un convertisseur onduleur par moteur.

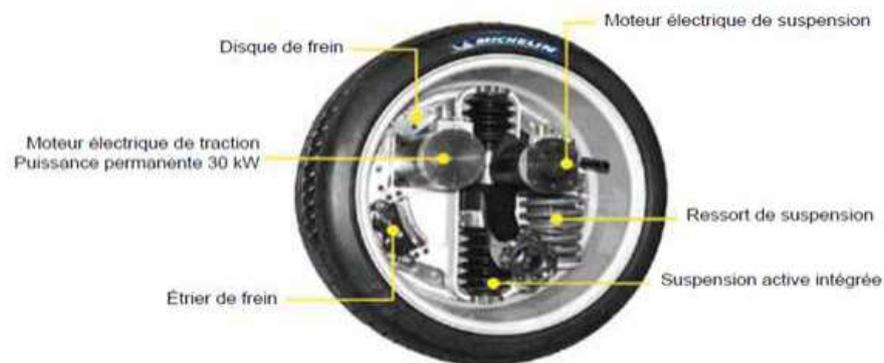


Figure III.9 - Exemple de moteur incorporé au moyeu : « Active Wheel » de Michelin Heulliez

Le moteur électrique offre, par ailleurs, un rendement nettement meilleur que les versions thermiques. Clairement, cela veut dire qu'il utilise mieux l'énergie disponible. Même si le chiffre dépend largement des conditions d'utilisation, on s'accorde à annoncer un rendement de 80 % environ pour une voiture électrique contre 20-30 % avec une motorisation thermique. C'est-à-dire qu'une voiture électrique met à profit 80 % de l'énergie qu'elle utilise.

III.4.2 Convertisseur de puissance

Le choix des dispositifs de puissance pour la commande des moteurs des véhicules électriques est généralement basé sur les exigences de la tension nominale, courant nominal, fréquence de commutation, perte de puissance et caractéristique dynamique. La tension nominale dépend de la tension nominale de la batterie, tension maximale pendant la charge et tension

maximale pendant le freinage par récupération. La note actuelle dépend de la puissance de pointe du moteur et nombre d'appareils connectés en parallèle. La fréquence de commutation doit être suffisamment élevée pour réduire le bruit acoustique, la taille des filtres et le problème des interférences électromagnétiques. D'autre part, des fréquences de commutation plus élevées augmentent la perte de commutation. Puisqu'une efficacité supplémentaire de 1% dans la propulsion des véhicules électriques peut permettre quelques kilomètres supplémentaires dans l'aire de conduite des véhicules électriques, la perte de puissance incluant les pertes de commutation et de conduction devrait être minimum. La caractéristique dynamique devrait être assez bonne pour permettre une capacité élevée, une capacité élevée, une conduite simple et une mise en parallèle facile. La protection, l'encombrement, la fiabilité et le coût des appareils doivent également être pris en compte.

Parmi les dispositifs de puissances disponibles, les GTO, BJT, MOSFET, IGBT et MCT sont particulièrement adaptés à la propulsion de véhicules électriques. À l'heure actuelle, l'IGBT est le plus attrayant, car il possède une impédance d'entrée élevée et un Caractéristiques de vitesse d'un MOSFET avec la caractéristique de conductivité d'un BJT. L'évolution des topologies de convertisseurs de puissance suit normalement celle des dispositifs de puissance, visant à atteindre des convertisseurs de puissance à haute densité, à haute efficacité et robustes. Les convertisseurs DC-DC (hacheurs) et les convertisseurs DC-AC (onduleurs) sont utilisés, respectivement, pour les moteurs à courant continu et alternatif. Outre les topologies de convertisseur, un autre aspect important des convertisseurs de puissance est les schémas de commutation. À partir de la dernière décennie, de nombreux systèmes de commutation PWM ont été développés pour les onduleurs alimentés par batterie, en se basant sur : la suppression des harmoniques ; une meilleure utilisation de la tension continue ; adéquation pour une implémentation en temps réel sur microcontrôleur, et tolérance de fluctuation de tension cc-link. Ces régimes peuvent être classifiés en PWM pour contrôle de tension et PWM pour contrôle de courant[20].

III.4.3 Commande électronique

Les commandes linéaires classiques telles que les PID ne peuvent plus satisfaire aux exigences strictes imposées aux véhicules électriques hautes performances. Ces dernières années, de nombreuses stratégies de contrôle modernes telles que la commande adaptatif, la commande à

réglage automatique, la commande à structure variable, la commande flou et la commande à réseau de neurone ont été proposés[20].

Afin de mettre en œuvre les stratégies des commandes modernes susmentionnées, de puissants dispositifs microélectroniques sont nécessaires.

Les dispositifs microélectroniques modernes comprennent des microprocesseurs, des microcontrôleurs, processeurs de signal numérique (DSP) et transputers. Contrairement aux microprocesseurs, qui sont les CPU des systèmes de micro-ordinateurs, les microcontrôleurs incluent toutes les ressources pour servir de contrôleurs autonomes à une seule puce. Ainsi, les véhicules électriques qui utilisent des microcontrôleurs pour les systèmes de propulsion possèdent les avantages définis d'un minimum de matériel.

III.5 Conception du corps

Certains concepts de design sont particulièrement importants pour les véhicules électriques spécialement conçus. Ces concepts incluent la conception cohérente pour gagner du poids, le concept de sécurité optimal, la conception du corps à faible coefficient de résistance car la traînée augmente de façon exponentielle avec la vitesse de la voiture solaire et le concept de faible résistance au frottement dû aux types de pneumatiques utilisés ainsi que la géométrie et le mouvement des systèmes de suspension. La figure III.10 montre le coefficient de résistance pour différentes formes de véhicules. En règle générale, la puissance nécessaire pour maintenir une vitesse constante doit dépasser la résistance aérodynamique, la pente et la résistance au roulement du véhicule.

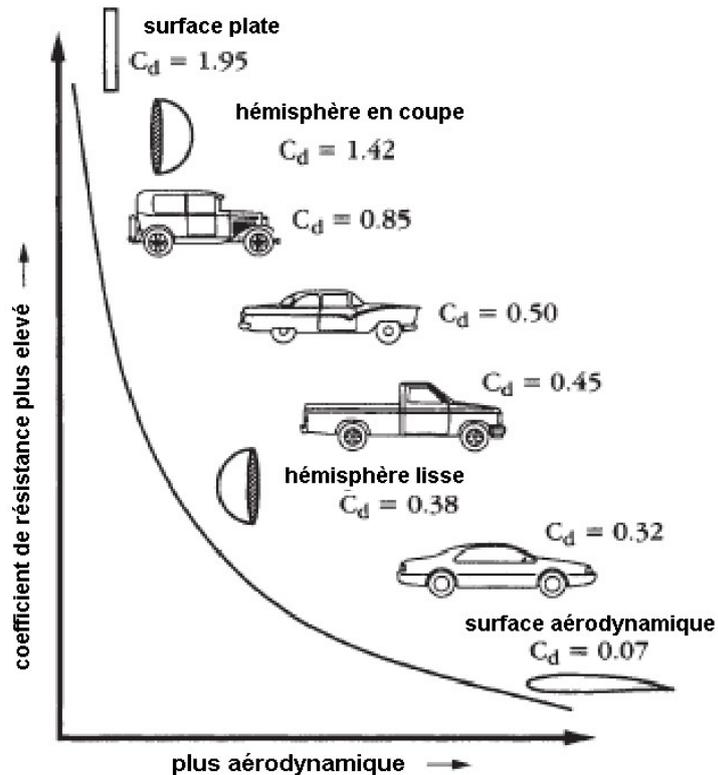


Figure III.10 - Coefficient de résistance pour différentes formes de véhicules [22]

III.6 Avantages et limites des véhicules électriques solaires

Les principaux avantages de l'intégration de la photovoltaïque dans l'automobile sont les suivants:

- En raison de la demande mondiale croissante en matière de mobilité personnelle, l'intégration de l'énergie solaire, améliore les exigences croissantes pour améliorer l'économie de consommation de carburant et réduire les émissions de pollution atmosphérique et les nuisances acoustiques.
- L'utilisation d'énergie solaire est gratuite, abondante, renouvelable et largement diffusée.
- L'ajout de cellules photovoltaïques à un véhicule hybride électrique permet de réduire la taille des générateurs et des moteurs à combustion interne, ce qui permet de réduire les coûts d'exploitation.
- Une source PV installée sur un véhicule électrique est capable de fournir directement l'énergie excédentaire à la batterie en préservant son niveau de charge et en prolongeant sa durée de vie. Elle alimente également les accessoires électriques.[23]

Les limites des véhicules électriques solaires sont :

- La densité d'énergie est la principale limitation de l'intégration du PV dans l'industrie automobile. L'énergie générée par le panneau solaire du toit du véhicule, monté sur un emplacement fixe, dépend de son type, de son efficacité et de sa taille (surface pouvant être exposée au soleil). Dépend de la taille du véhicule, de son poids, des accessoires électriques et des perturbations dues à la charge de la route.
- Poids du véhicule ; le modèle de poids paramétrique du véhicule électrique solaire peut être obtenu en ajoutant le poids des composants spécifiques (panneaux, batterie, moteur électrique, inverseur, etc.) au poids du véhicule classique équipé et en soustrayant la contribution des composants (c.-à-d. ICE, boîte de vitesses, embrayage).
- Contrôler les performances d'un véhicule électrique solaire n'est pas une tâche simple, où les paramètres de conception et de fonctionnement du véhicule, ainsi que l'état de la route, varient toujours, et généralement, le véhicule doit être conçu et contrôlés pour maximiser la puissance nette des panneaux solaires, consommer un minimum de courant électrique, tout en maintenant les caractéristiques d'efficacité dans la conduite de la distance en utilisant le moins d'énergie, mouvement rapide, silencieux et accélération (conduite en douceur pour une conduite confortable).

III.7 Conclusion

Afin de souligner l'importance de la partie commande dans les véhicules électriques solaires par rapport aux autres parties, nous avons revu dans ce chapitre les différents aspects technologiques qui caractérisent les parties du véhicules à savoir ; l'aspect mécanique dont l'intérêt majeur est orienté vers la conception des moteurs et leurs positions dans la chaîne mécanique, l'aspect chimique dont l'orientation est vers les matériaux composants les batteries, l'aspect aérodynamique dont l'objectif est orienter vers la minimisation de la résistance de l'air sur les différentes parties du véhicule sans pénaliser la partie confort, l'aspect électronique, dont la commande est une partie intégrante qui joue un rôle capitale sur l'amélioration du rendement de la chaîne électrique du véhicule qui commence par les cellules solaires et se termine par les moteurs électriques.

Chapitre IV

Le contrôleur à base de logique floue

Chapitre IV: Le contrôleur à base de logique floue

IV.1. Introduction

La logique floue est un axe de recherche important sur lequel sont focalisés de nombreux scientifiques, car elle utilise la méthodologie du raisonnement humain, pour la résolution des problèmes sans avoir besoin d'une modélisation mathématique.

En 1965 le professeur L. Zadeh a fondé les bases théoriques de la logique floue. L'application de cette théorie sur la régulation n'a eu lieu qu'à partir des années soixante-dix [24]. A partir de 1985 la logique floue est devenue une actualité scientifique pour un large public chercheur.

Dans la théorie des ensembles classique, un élément ne peut avoir que deux états différents $\{0,1\}$ alors qu'en logique floue, il peut admettre les deux propositions avec un degré de vérité pour chacune. L'idée est de remplacer l'ensemble binaire $\{0,1\}$ par un intervalle $[0,1]$ ceci permet des graduations dans l'appartenance d'un élément à une situation, ce qui permet la modélisation de l'observation humaine exprimée par des expressions linguistiques[24].

IV.2. Terminologie de la logique floue

IV.2.1. Variable linguistique

La description d'une certaine situation imprécise ou incertaine peut contenir des expressions floues comme : très grand, grand, moyen, petit, ...etc. Ces expressions forment les valeurs d'une variable x , appelée "linguistique", soumise à des fonctions appelées les fonctions d'appartenance.

IV.2.2. Fonctions d'appartenance

La variable x varie dans un domaine appelé univers de discours, ce dernier est partagé en sous-ensembles flous à l'aide de la théorie des ensembles flous, et l'expertise humaine, de façon que dans chaque zone il y a une situation dominante. Ces zones sont décrites par des fonctions convexes sous forme triangulaire, trapézoïdale, ...etc., admettant comme argument la position de la variable x dans l'univers de discours, et comme sortie le degré d'appartenance de x à la situation décrite par la fonction ; notée :

$$\mu_E(x) : \text{degré d'appartenance de } x \text{ à l'ensemble } E .$$

Pour un choix judicieux, le chevauchement entre deux fonctions d'appartenance, doit être entre zéro et la mi-hauteur [25]. Quelques formes des fonctions d'appartenance sont illustrées sur la Figure IV.1.

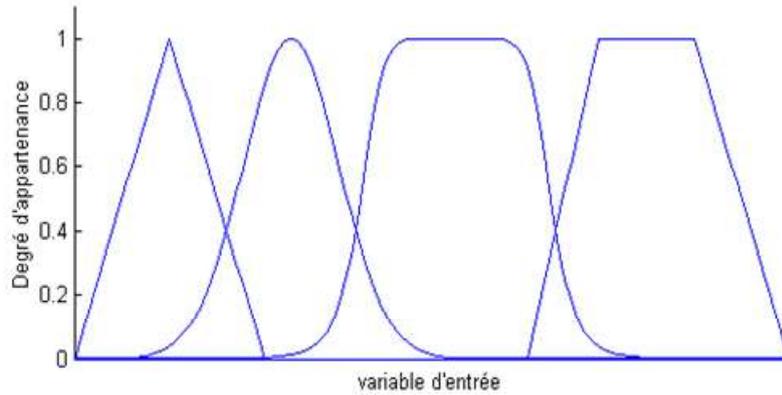


Figure IV.1 - Exemple de fonctions d'appartenance

IV.2.3. Opérateurs de la logique floue

La description d'une situation où il y a plus qu'une variable qui interviennent, nécessite l'utilisation des opérateurs logique tels que : "ET", "OU", et "NON".

Dans la théorie de la logique floue l'opérateur "ET" correspond à l'opération "Minimum", "OU" à l'opération "Maximum", et "NON" au complément à un.

L'analogie d'utilisation de ces opérateurs dans les deux logiques classiques et floue est sur le Tableau IV.1.

Tableau IV-1 Application des opérateurs dans les deux ensembles

	Logique classique	Logique floue
$C = A \text{ ET } B$	$C = A \cap B$	$\mu_C(x) = \text{Min}(\mu_A(x), \mu_B(x))$
$C = A \text{ OU } B$	$C = A \cup B$	$\mu_C(x) = \text{Max}(\mu_A(x), \mu_B(x))$
$C = \text{NON } A$	$C = \bar{A}$	$\mu_C(x) = 1 - \mu_A(x)$

Avec : A, B, C : ensembles

IV.3. Structure de base d'un contrôleur flou

Chaque contrôleur flou comporte les trois blocs suivants : Fuzzification, inférence et defuzzification, la structure de base est donnée par la Figure IV.2 [24]

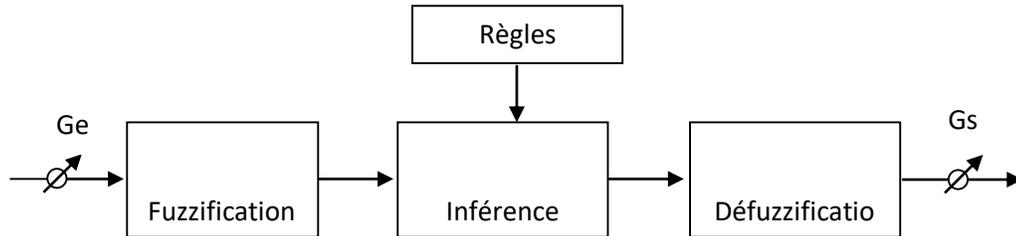


Figure IV.2 - Structure de base d'un contrôleur flou

Ge : Gain d'entrée, Gs : Gain de sortie.

Nous exposons en détails, les différentes parties du régulateur flou dans la section suivante :

IV.3.1. Fuzzification

La fuzzification proprement dite consiste à définir des fonctions d'appartenances pour les différentes variables, réalisant le passage d'une grandeur physique à une grandeur linguistique [24].

Exemple IV.1 : soit une grandeur x (appartenant à [26]) définie par 5 sous-ensemble flous NG (négatif grand), NM (négatif moyen), EZ (environ zéro), PM (positif moyen) et PG (positif grand).

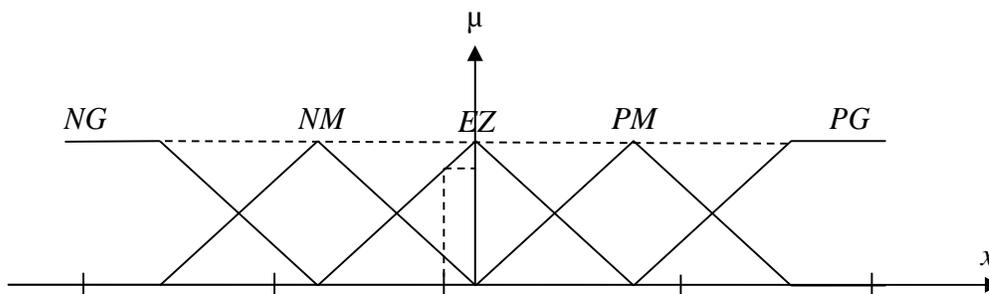


Figure IV.3 - Fuzzification avec cinq fonctions d'appartenance

Donc à chaque variable linguistique d'entrée x , on fait correspondre une valeur linguistique (Négatif Grand, Négatif Moyen,...) avec un degré d'appartenance.

- Pour $x=0.5$, on associe $\mu_{PM}(0.5) = 0.75$ et $\mu_{PG}(0.5) = 0.25$

- Pour $x = -0.1$, on associe $\mu_{EZ}(-0.1) = 0.9$ et $\mu_{NM}(-0.1) = 0.1$.

IV.3.2. Les règles floues

Une règle floue peut être définie comme étant l'ensemble d'implications. Elle exprime le lien entre les variables linguistiques d'entrée et celles de la sortie.

La forme typique d'une règle floue est :

$$\mathbf{Si} < \text{Conditions liées entre eux par des opérateurs flous} > \mathbf{Alors} < \text{Action ou Description} > \quad (\text{IV.1})$$

La première partie (entrée de la règle) teste la validité de certaines conditions, et la deuxième (sortie de la règle) pour exprimer la réaction souhaitée ou la description adaptée en fonction de la validité de la première.

Il existe deux types de règles : règles de Mamdani (M) et règles de Takagi Sugeno (TS) [26].

IV.3.2.1. Les règles de Mamdani

La forme typique d'une règle Mamdani s'écrit :

$$\mathbf{Si} \ x_1 \text{ est } E_1 \ (\text{et}) \ x_2 \text{ est } E_2 \ (\text{et}) \ \dots \ (\text{et}) \ x_m \text{ est } E_m \ \mathbf{Alors} : u_1 \text{ est } S_1, u_2 \text{ est } S_2, \dots, u_n \text{ est } S_n \quad (\text{IV.2})$$

Où : x_1, \dots, x_m : les variables d'entrées

u_1, \dots, u_n : les variables de sorties

$E_1, \dots, E_m, S_1, \dots, S_n$: ensembles flous

(*est*) : signifier l'appartenance

IV.3.2.2. Les règles de Takagi Sugeno

La première partie d'une règle de type Takagi Sugeno est similaire à celle de Mamdani tandis que la deuxième est une fonctionnelle.

La forme typique de cette règle s'écrit donc :

$$\mathbf{Si} \ x_1 \text{ est } E_1 \ (\text{et}) \ x_2 \text{ est } E_2 \ (\text{et}) \ \dots \ (\text{et}) \ x_m \text{ est } E_m : \ \mathbf{Alors} : u_1 = f_1(x_1, \dots, x_m), u_2 = f_2(x_1, \dots, x_m), \dots, u_n = f_n(x_1, \dots, x_m) \quad (\text{II.3})$$

Où f_1, \dots, f_n : fonctions réelles, théoriquement peuvent être linéaires ou non linéaires mais l'implémentation de la méthode exige qu'elles doivent être des fonctions linéaires.

IV.3.3. Inférence

L'inférence est parfois appelée raisonnement flou, elle est utilisée dans la règle floue pour déterminer le résultat de cette dernière pour des valeurs données aux variables d'entrée.

Cette partie décisionnelle où le contrôleur décide l'action similaire à celle d'un opérateur humain, elle présente et englobe toutes les connaissances de l'expert humain sur la dynamique, et les caractéristiques du système.

La description des inférences peut se faire par des expressions linguistiques, symboliques, ou par une matrice d'inférence.

Exemple IV.2 : Soit deux entrées x_1 et x_2 et une sortie x_r , toutes trois définies par les 5 sous-ensembles de l'exemple précédent. On peut avoir une description d'une base de règles possible comme suit :

Tableau IV-2 Matrice d'inférence pour deux variables linguistiques x_1 et x_2 et une variable de sortie x_r

		x_1				
		NG	NM	EZ	PM	PG
x_2	NG			PG	PM	
	NM			PM	EZ	NM
	EZ	PG	PM	EZ	NM	NG
	PM	PM	EZ	NM		
	PG		NM	NG		

On peut aussi exprimer les règles du tableau sous forme de :

Si (x_1 NG et x_2 et EZ), alors x_r PG ou

Si (x_1 NG et x_2 et PM), alors x_r PM ou

...

Si (x_1 EZ et x_2 et PG), alors x_r NG.

Il faut noter qu'on n'est pas obligé de compléter toute la table. Les règles sont élaborées par un expert et sa connaissance du problème. Si ce dernier estime qu'il n'est pas nécessaire de remplir la table, c'est qu'il sait que les cas non considérés n'interviendront pas lors de la mise en application[26].

Selon la fonction qu'on donne au "Alors" on trouve plusieurs méthodes de calculs de l'inférence, parmi ces méthodes[24] :

- La méthode de Mamdani (Rm)
- La méthode de produit de Larsen (Rl)
- La méthode produit énergétique (Rpe)
- La méthode de produit limité (Rpl)

Les définitions de ces méthodes sont données au tableau IV.3. Où :

$\mu_S(u)$: la fonction d'appartenance correspond à l'ensemble flou S de la sortie de la règle (III.2)

μ : le degré d'appartenance combiné dans la première partie de la règle (IV.2), u : la variable de sortie de la règle (IV.2).

Tableau IV-3 Définitions des méthodes d'inférence

Méthode d'inférence	Définition
Inférence de Mamdani (Rm)	$\min(\mu, \mu_S(u))$ pour tout μ
Inférence du produit de Larsen (Rl)	$\mu \cdot \mu_S(u)$, pour tout μ
Inférence du produit énergétique (Rpe)	$\begin{cases} \mu, & \text{pour } \mu_S(u) = 1 \\ \mu_S(u), & \text{pour } \mu = 1 \\ 0, & \text{pour } \mu < 1 \text{ et } \mu_S(u) < 1 \end{cases}$
Inférence du produit limité (Rpl)	$\max(\mu + \mu_S(u) - 1, 0)$

IV.3.4. Defuzzification

Cette étape sert à convertir la conclusion de l'étage d'inférence d'une variable linguistique à une variable physique[27]. Plusieurs méthodes ont été proposées, parmi ces méthodes on distingue les quatre méthodes de défuzzification suivantes:

IV.3.4.1. Méthode du maximum

La sortie correspond à l'abscisse du maximum de la fonction d'appartenance résultante.

Trois cas peuvent produire :

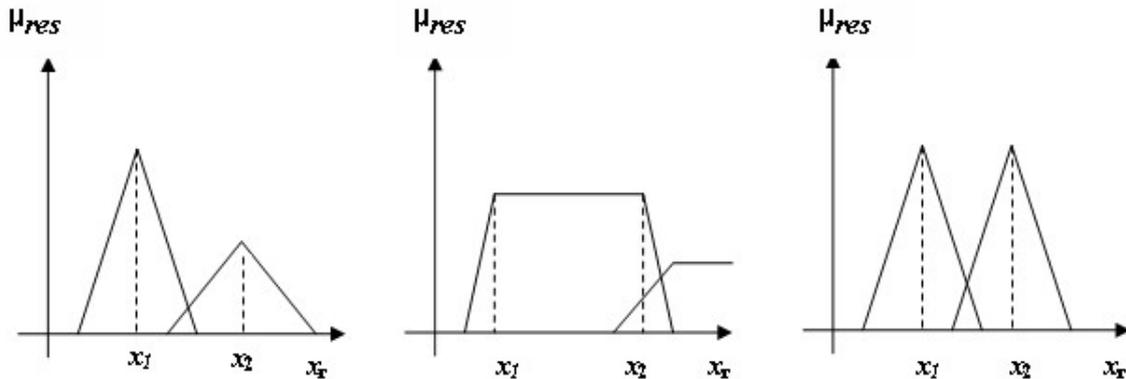


Figure IV.4 - Défuzzification par valeur maximum

- Dans le premier cas il n'y a pas de problèmes (car le maximum est x_1).
- Dans les deux autres cas, une ambiguïté apparaît. Il n'y a pas de règle générale sur la décision à prendre. Certains opérateurs préféreront prendre la plus petite sortie, d'autres la plus grande et d'autres une valeur entre x_1 et x_2 (uniquement pour le deuxième cas de la figure II.8).

En somme, la méthode est simple, rapide et facile mais elle introduit des ambiguïtés et une discontinuité de la sortie.

IV.3.4.2. Méthode de la moyenne des maxima

Dans le cas où plusieurs sous-ensembles auraient la même hauteur maximale, on réalise la moyenne.

IV.3.4.3. Méthode du centroïde

La sortie correspond à l'abscisse du centre de gravité de la surface de la fonction d'appartenance résultante.

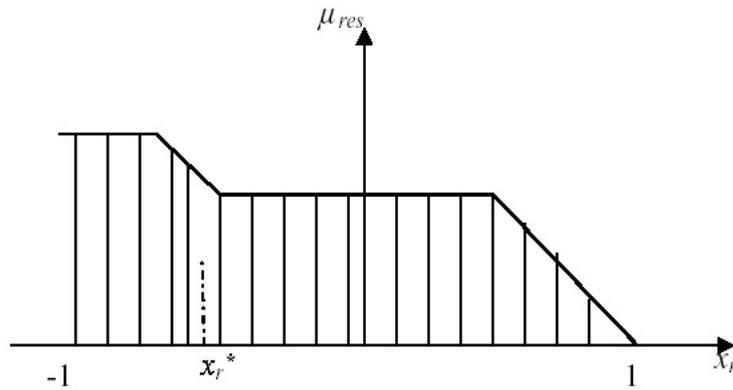


Figure IV.5 - Défuzzification par la méthode du centroïde

Il existe deux méthodes :

1. On prend l'union des sous-ensembles flous de sortie et on tire le centroïde global (calculs très lourds).
2. On prend chaque sous-ensemble séparément et on calcule son centroïde, puis on réalise la moyenne des de tous les centroïde.

La défuzzification peut se faire à l'aide de la relation suivante :

$$x_R^* = \frac{\int_{-1}^1 x_R \mu_{Res} dx_R}{\int_{-1}^1 \mu_{Res} dx_R} \quad (\text{IV.4})$$

En conclusion, on n'a plus de discontinuités et d'ambiguïtés, mais cette méthode est plus complexe et demande des calculs plus importants.

IV.3.4.4. Méthode de la somme pondérée

Il s'agit d'un compromis entre les deux méthodes précédentes. On calcule individuellement les sorties relatives à chaque règle selon le principe de la moyenne des maxima, puis on réalise leur moyenne pondérée [27].

IV.4. Avantages et désavantages du réglage par logique floue

IV.4.1. Avantages

Le réglage par logique floue présente les avantages suivants :

- Le non nécessité de la modélisation du système.
- La possibilité d'implémenter des connaissances linguistiques de l'opérateur du processus.

- La maîtrise du système à régler avec un comportement complexe (systèmes non linéaire et difficile à modéliser).
- La disponibilité de système de développement efficace, soit par microprocesseur ou PC, soit par circuits intégrés.

IV.4.2. Désavantages

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix de grandeur mesurée, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification).
- L'approche artisanale et asymptotique (implantation des connaissances de l'opérateur souvent difficile).
- L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en l'absence d'un modèle valable).
- La cohérence des inférences non garanties (possibilité d'apparition de règles d'inférences contradictoires).

IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure interne, la structure externe et le principe du régulateur flou. Plusieurs directives ont été formulées pour un choix judicieux des fonctions d'appartenances, règles d'inférences, méthodes d'inférences et la défuzzification mais le choix de paramètres reste toujours difficile à effectuer pour garantir de bonnes performances, cela constitue toujours un axe de recherche actif.

Chapitre V

**Suivi du point de puissance
maximal d'un véhicule solaire
basé sur la logique floue**

Chapitre V: Suivi du point de puissance maximal d'un véhicule solaire basé sur la logique floue

V.1. Introduction

Comme on l'a déjà mentionné dans le chapitre I, chaque module de cellules photovoltaïques a un point de fonctionnement optimal, appelé point de puissance maximum (PPM), qui varie en fonction de la température de la cellule et du niveau d'insolation incident. Les méthodes MPPT décrites dans le chapitre 2 ainsi que dans la littérature [4,28] utilisaient des techniques et des algorithmes qui diffèrent largement dans les performances: vitesse de convergence, complexité d'implémentation, précision et plus important encore, coût de la mise en œuvre de l'ensemble du système.

Beaucoup de méthodes MPPT ont également été appliquées aux véhicules solaires. Un nouvel algorithme de contrôle MPPT (Maximum Power Point Tracking) basé sur l'Incrémental Conductance (IncCond) a été appliqué à une seule cellule solaire à gaz haute performance pour systèmes hybrides et applications de véhicules électriques [29-32]. Ces travaux ont permis de conclure que l'algorithme MPPT proposé assurait un temps de réponse de 1,5 ms en cas de changements rapides de l'insolation. L'application d'une méthode améliorée de contrôle des perturbations à un véhicule sous-marin autonome solaire (SAUV) a été étudiée dans la littérature [7, 9, 33-35]. Une attention particulière est accordée à la méthode de contrôle de la charge d'égalisation basée sur un contrôleur P & O amélioré sur une série de chaînes de batterie Lithium-Ion. Une autre étude [23, 36-39] a montré l'efficacité d'un dispositif de suivi du point de puissance maximum pour les générateurs photovoltaïques à courbe composée appliqués à des véhicules fonctionnant à l'énergie solaire. L'article présentait un algorithme en boucle ouverte visant la poursuite du point de puissance maximum et l'utilisation du redressement synchrone dans un convertisseur élévateur pour améliorer l'efficacité globale du circuit. L'application d'un algorithme MPPT de maximisation quadratique modifié à un véhicule en mouvement a été étudiée dans la littérature [37, 40-43], ainsi que sa validation des performances à l'aide du protocole de test dynamique Sandia. Le travail a conclu que la méthode P & O traditionnelle permet un suivi de redémarrage lent de la puissance maximale. Il ressort de la revue de la littérature que divers

algorithmes MPPT ont été développés pour améliorer la conversion d'énergie. Ses performances (vitesse de convergence, complexité de mise en œuvre, précision et coût de mise en œuvre) sont variables et susceptibles d'amélioration.

Dans ce travail, un contrôleur flou est utilisé pour contrôler un système photovoltaïque d'un véhicule solaire. Les performances de ce contrôleur sont testées et comparées à celles d'un contrôleur Perturber et Observer (P & O)[28, 38, 44-46] sous l'environnement Matlab- Simulink.

Ce chapitre est organisé comme suit: dans la partie suivante, nous avons étudié les spécificités des champs photovoltaïques montés sur des véhicules solaires. Viens ensuite la troisième partie qui est consacrée à la chaîne de production d'énergie, depuis les panneaux solaires à la batterie, en passant par le convertisseur DC-DC qui est conduit par le contrôleur programmé pour suivre le PPM. L'étude se concentrera sur la comparaison de deux algorithmes qui sont l'algorithme classique P & O et l'algorithme développé par la logique floue, la quatrième section contient les paramètres de simulation pour concrétiser la simulation des deux modèles étudiés ; les résultats sont ainsi discutés dans la cinquième section.

V.2. Spécificité des panneaux photovoltaïques dans un véhicule solaire électrique

Une configuration simple typique d'un véhicule électrique solaire (EV) est montrée à la figure V.1[29, 47].Les sorties des panneaux photovoltaïques individuels sont combinées et connectées à un convertisseur DC / DC commun relié à un ensemble de batteries. La tension continue DC est ensuite convertie en tension alternative AC via un onduleur pour contrôler l'alimentation du moteur du véhicule. Cependant, la plupart des panneaux solaires installés sur des véhicules électriques fonctionnant à l'énergie solaire sont courbés pour se conformer à la forme aérodynamique du véhicule, ce qui conduit à une nécessité indispensable pour les panneaux photovoltaïques d'un contrôleur MPPT pour obtenir le meilleur rendement de conversion. Les panneaux montés sur les véhicules solaires sont soumis à des irradiances et à des températures différentes à chaque instant, le rôle du contrôleur MPPT schématisé dans la figure V.2 est alors d'imposer une tension pour chaque panneau afin d'extraire la puissance de sortie maximale.

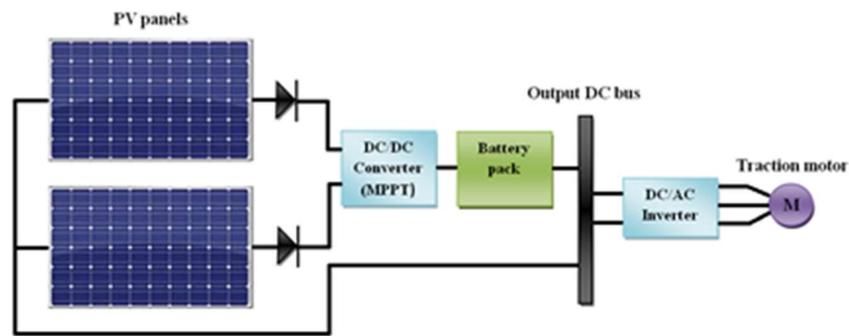


Figure V.1 - Schéma de principe simple d'un véhicule électrique solaire[38]

V.3. Éléments du système d'alimentation du véhicule solaire

Un système d'alimentation typique d'un véhicule solaire consiste en un champ constitué d'un nombre donné de cellules photovoltaïques connectées en série [29, 44, 48], d'un ensemble de batteries connecté en parallèle servant de stockage d'énergie et d'un convertisseur continu-continu pour faire correspondre la tension du champ solaire avec celui des batteries (Figure V.2). Un contrôleur modifie le rapport cyclique du convertisseur pour ajuster en permanence la tension de fonctionnement du champ solaire à son point de puissance maximum (MPP), ce dernier étant exploité en tant que dispositif de poursuite de point de puissance maximum (MPPT).

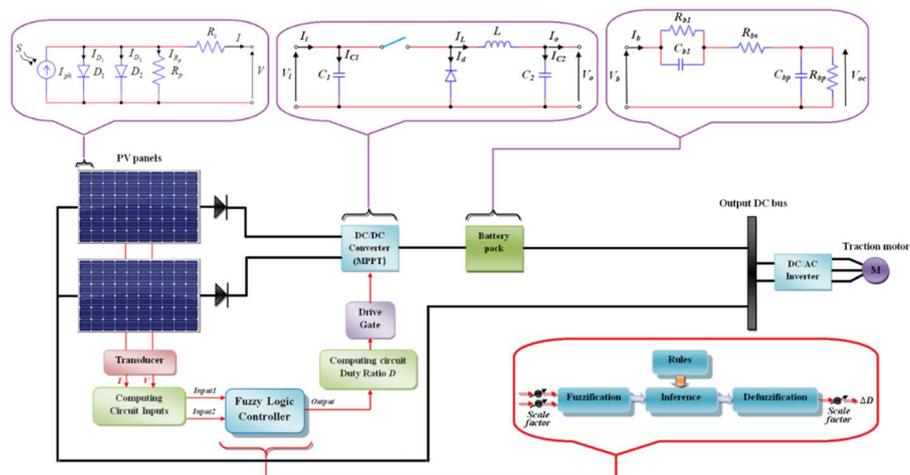


Figure V.2 - Architecture de composant pour véhicule électrique solaire avec contrôleur MPPT flou

V.3.1 Panneaux solaires

Le modèle de cellule photovoltaïque (PV) utilisé contient deux diodes [4, 30, 49] . Il est basé sur les équations suivants :

$$I = S \cdot I_{ph}(T) - I_{s1} \left[e^{\frac{q(V+IzR_s)}{zn_1kT}} - 1 \right] - I_{s2} \left[e^{\frac{q(V+IzR_s)}{zn_2kT}} - 1 \right] - \frac{V + IzR_s}{zR_p} \quad (V.1)$$

$$I_{ph}(T) = I_{ph}|_{(T=298K)} \left[1 + (T - 298) \cdot (5 \cdot 10^{-4}) \right] \quad (V.2)$$

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

$$I_{s2} = K_2 T^2 e^{-\frac{5}{kT} \frac{E_g}{kT}} \quad (V.4)$$

Dans les équations (1-4), I et V sont respectivement le courant de sortie et la tension de sortie de la cellule photovoltaïque, S est l'éclairement solaire énergétique et T est la température absolue en Kelvin.

$I_{ph}(T)$ est le photo-courant généré, I_{s1} et I_{s2} sont les diodes de courants de saturation inverse, n_1 et n_2 les facteurs d'idéalité de la diode, R_s la résistance en série et R_p la résistance parallèle. E_g est l'énergie de bande interdite du semi-conducteur, q est la charge élémentaire constant ($1.602 \cdot 10^{-19}$ C), $K_1 = 1.2 \text{ A/cm}^2 K^3$, $K_2 = 2.9 \times 10^5 \text{ A/cm}^2 K^{5/2}$ et k la constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} J/K).

V.3.2 Principe et motivation du MPPT

Comme l'illustre la figure 3, la puissance captée par les générateurs photovoltaïques P, ne dépend pas seulement de sa tension de fonctionnement V (et de la valeur de charge), mais également de la température et de l'insolation. Le point de puissance maximum indiqué par PPM (point de puissance maximum) est le point de fonctionnement souhaité pour un générateur photovoltaïque afin d'obtenir un rendement maximal. Dans ces circonstances, un mécanisme de suivi du point de puissance maximum (MPPT) peut aider à augmenter de manière significative la puissance de sortie d'un système d'énergie solaire en ajustant les paramètres du système (comme la charge ou la tension de fonctionnement V) de telle sorte que la tension de fonctionnement V soit approximativement égal à la tension de fonctionnement optimale V_{PPM} . Dans le cas des véhicules

électriques alimentés à l'énergie solaire, l'utilisation du MPPT est d'une importance capitale car elle permet d'augmenter la puissance et l'efficacité, surtout pour des paramètres d'incident variant rapidement (insolation et température) en raison de la mobilité du véhicule et de la forme aérodynamique des panneaux solaires. Ainsi le mécanisme inclus pour faire la poursuite MPPT dans un véhicule solaire aide à assurer une grande disponibilité énergétique sans recourir à un surdimensionnement des panneaux solaires, pour éviter le surpoids du véhicule [28, 31].

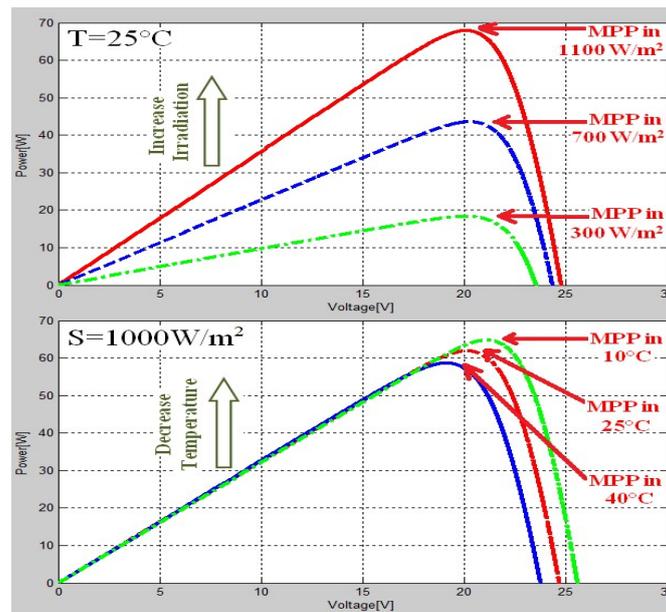


Figure V.3 - Variation de MPP en fonction de l'insolation et de la température

V.3.3 Convertisseur DC-DC

Les systèmes photovoltaïques sont généralement connectés à des convertisseurs statiques (DC-DC) pilotés par des contrôleurs préprogrammés pour analyser en continu la sortie du panneau solaire. Les contrôleurs MPPT analysent en permanence la sortie de puissance instantanée et ajustent les paramètres dans le but de maximiser l'énergie quelles que soient la charge ou les conditions atmosphériques [6, 9, 31, 50]. Dans ce travail, le dispositif MPPT consiste en un convertisseur abaisseur de tension inséré entre le module PV et la charge (Figure V.2). Les équations mathématiques modélisant le convertisseur buck sont les suivantes:

$$\frac{V_o}{V_i} = D \quad (V.5)$$

$$I_o = I_L - C_2 \frac{dV_o}{dt} \quad (\text{V.6})$$

$$I_L = \frac{1}{D} \left(I_i - C_1 \frac{dV_i}{dt} \right) \quad (\text{V.7})$$

$$V_i = \frac{1}{D} \left(V_o + L \frac{dI_L}{dt} \right) \quad (\text{V.8})$$

Il ressort de l'équation (V.5) et de la figure 4 ci-dessous qu'une augmentation du rapport cyclique entraîne une augmentation de la tension de sortie du convertisseur abaisseur de tension et inversement [9, 51-55] .

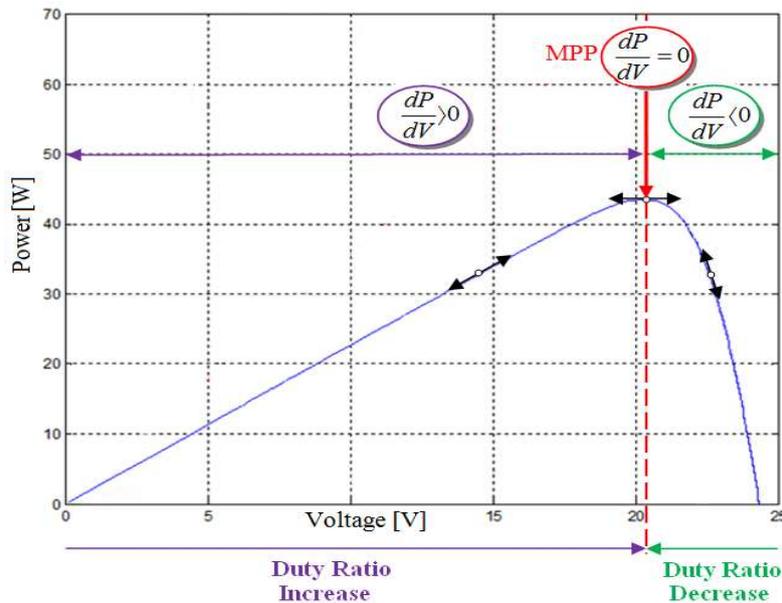


Figure V.4 - Changement de direction du rapport cyclique D du convertisseur abaisseur pour poursuivre le PPM

V.3.4 Batteries au plomb-acide pour véhicules solaires

Dans un système d'alimentation photovoltaïque pour une voiture, les batteries sont utilisées comme accumulateur d'énergie en raison de la variabilité de la production des panneaux solaires et de la demande en énergie du véhicule. L'utilisation des batteries pour stocker l'énergie électrique provenant des panneaux solaires sous forme d'énergie chimique rend l'énergie générée facilement disponible à tout moment, indépendamment des conditions météorologiques. Un modèle de circuit

électrique équivalent pour les batteries a été établi pour analyser les performances dynamiques et le comportement en régime permanent du système d'alimentation dans son ensemble. Nous utilisons ici un modèle de circuit électrique équivalent, comme illustré à la figure V.2, qui comprend des composants équivalents pour toutes les principales caractéristiques de fonctionnement d'une batterie au plomb. La représentation de la figure 2 illustre les caractéristiques d'une batterie au plomb de manière complète mais très simplifiée. La référence [42, 43] propose des expressions mathématiques supplémentaires permettant d'ajuster les composants du modèle afin de représenter la variation des caractéristiques de la batterie en fonction de la température. Ils ne prennent pas en compte d'autres paramètres tels que l'état de la charge ou le niveau d'électrolyte, qui sont des facteurs supplémentaires influant sur les caractéristiques de la batterie. Les valeurs des composants de la batterie ont été modélisées dans la littérature[6, 9, 52, 56] , afin de réaliser une surtension approximative de 27 V au courant de charge maximal de 9,5A.[4] utilise un ensemble de batteries composé d'une série de 9 batteries GNB 12V indépendantes d'une capacité spécifiée de 45 Ah chacune. Ceci s'ajoute à une tension de fonctionnement théorique de 108V. La plage de fonctionnement réelle (Vmin; Vmax) des batteries est comprise entre 90V et 125V. Le modèle de batterie au plomb peut être exprimé mathématiquement dans le domaine de fréquence représentant l'impédance d'entrée équivalente d'une batterie au plomb:

$$Z(s) = \frac{V_b}{I_b} = R_{bs} + \frac{R_{b1}}{R_{b1}C_{b1}s + 1} + \frac{R_{bp}}{R_{bp}C_{bp}s + 1} \quad (V.9)$$

$$Z(s) = \frac{a_2s^2 + a_1s + a_0}{b_2s^2 + b_1s + b_0}$$

Peut s'écrire comme suit:

$$\begin{cases} a_2 = R_{bs}R_{b1}R_{bp}C_{b1}C_{bp} \\ a_1 = R_{bs}R_{b1}C_{b1} + R_{bs}R_{bp}C_{bp} + R_{b1}R_{bp}C_{bp} + R_{bp}R_{b1}C_{b1} \\ a_0 = R_{bs} + R_{b1} + R_{bp} \\ b_2 = R_{b1}R_{bp}C_{b1}C_{bp} \\ b_1 = R_{b1}C_{b1} + R_{bp}C_{bp} \\ b_0 = 1 \end{cases} \quad (V.10)$$

L'équation (V.9) et les définitions paramétriques (10) sont utilisées [35, 40, 57] pour modéliser les batteries au plomb. Les définitions numériques suivantes ont été utilisées pour compléter le modèle:

$$R_{bs}=0.0013\Omega, \quad R_{b1}=2.84\Omega, \quad R_{bp}=10e^3\Omega, \quad C_{b1}=2.5mF, \quad C_{bp}=2*45*9*12*36000/(125^2-90^2) \\ =4.650KF.$$

V.3.5 MPPT pour véhicule électrique solaire avec les contrôleurs P&O et la Logique floue

V.3.5.1 MPPT d'un véhicule solaire avec le contrôleur P&O

Les performances de notre contrôleur MPPT a base de logique floue appliqué à un véhicule alimenté par l'énergie solaire sont comparées aux performances d'un contrôleur P&O qui est un algorithme de contrôle très utilisés [28, 50, 51, 58, 59] . Les détails de fonctionnement de l'algorithme P & O sont illustrés à la figure V.5.

La méthode P & O fonctionne comme suit: le système est perturbé en augmentant ou en diminuant la tension de fonctionnement du champ PV et en observant son impact sur la puissance de sortie. V et I sont mesurés pour calculer la puissance de sortie actuelle des panneaux photovoltaïques P (k). Cette valeur pour P (k) est comparée à la valeur obtenue à partir de la mesure précédente P (k-1). Si la puissance de sortie a augmenté depuis la dernière mesure, la perturbation de la tension de sortie continuera dans le même sens que lors du dernier cycle. Si la puissance de sortie a diminué depuis la dernière mesure, la perturbation de la tension de sortie sera inversée dans le sens opposé du dernier cycle. La tension de fonctionnement V est perturbée à chaque cycle MPPT et dès que le PPM est atteint, V oscille autour de la tension de fonctionnement idéale V_{PPM} . Ces oscillations se traduiront par une perte de puissance dont la valeur dépend du pas d'une perturbation unique. Si la largeur du pas est grande, l'algorithme MPPT répondra rapidement aux changements brusques des conditions de fonctionnement mais en contrepartie les pertes sont augmentées pour des conditions stables ou évoluant lentement. Si la largeur du pas est très petite, les pertes dans des conditions stables ou à évolution lente seront réduites, mais le système ne pourra réagir que très lentement aux changements rapides de température ou d'insolation.

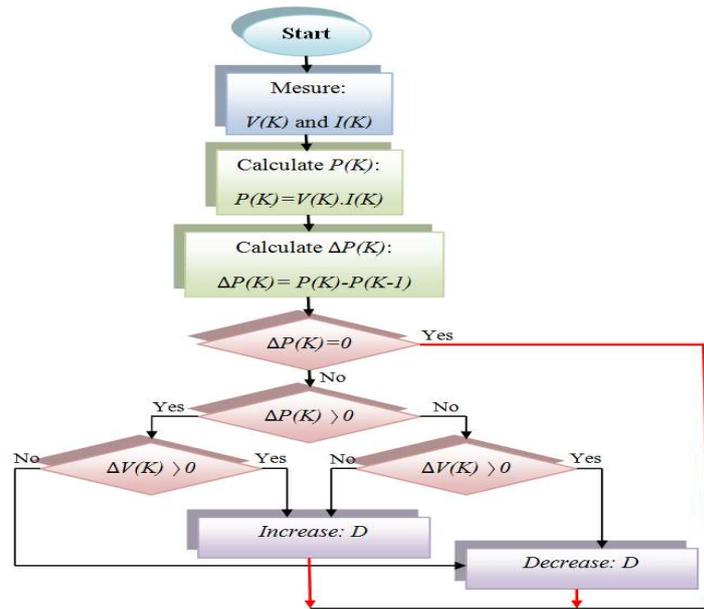


Figure V.5 - Organigramme de l'algorithme MPPT P & O

V.3.5.2 MPPT d'un véhicule solaire avec le contrôleur Flou

Le FLC (Contrôleur Flou) est un algorithme basé sur des règles qui présente les avantages de travailler avec des entrées imprécises. Le FLC n'a pas besoin d'un modèle mathématique précis et il peut également gérer la non-linéarité des systèmes. Nous pouvons compter plusieurs avantages d'un FLC tels que :

- Un fonctionnement flexible,
- Une interface utilisateur pratique,
- Une mise en œuvre facile et
- Une validation qualifiée,

Ainsi la méthode Flou est préférée pour la mise en œuvre de MPPT[37, 60]. Le FLC comprend quatre grandes parties : la fuzzification, l'inférence, la base de règles et la défuzzification, comme illustré à la figure V.6.

Dans ces parties, l'inférence c'est la partie de la conception de règles floues déterminent les performances optimales du système[61, 62] . Mais pour concevoir les règles Floues, une connaissance abondante et une formation importante sur le comportement du système a contrôlé

sont nécessaires. Dans notre cas les entrées du contrôleur MPPT logique floue sont choisies comme suit : une erreur E et un changement d'erreur ΔE. Pour choisir comment calculer E et ΔE on prend en considération que dP / dV s'annule au PPM [38].

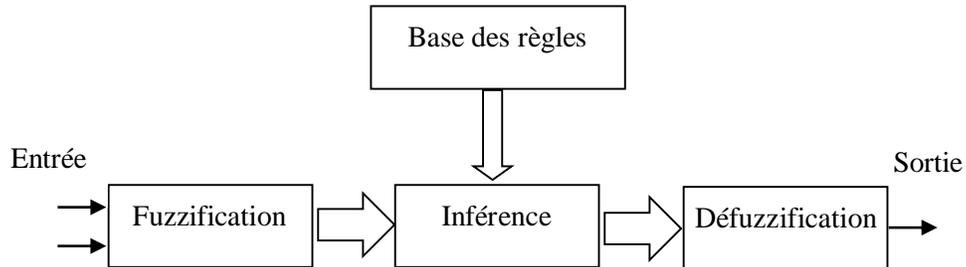


Figure V.6 - Schéma fonctionnel du contrôleur par logique floue

Les approches utilisées dans le MPPT à base de FLC consistent à réduire les erreurs dans le système. Dans notre cas, l'erreur et la différence d'erreur sont calculées sur la base des équations (V.11) et (V.12).

$$E(K) = \frac{P(K) - P(K-1)}{I(K) - I(K-1)} \quad (V.11)$$

$$CE(K) = E(K) - E(K-1) \quad (V.12)$$

Où "K" se réfère au nombre d'itération, "CE" est le changement d'erreur, "E" est l'erreur, "P" est la puissance et "I" est le courant. Les règles permettant de déterminer l'erreur et le changement d'erreur sont expliquées au tableau V.1.

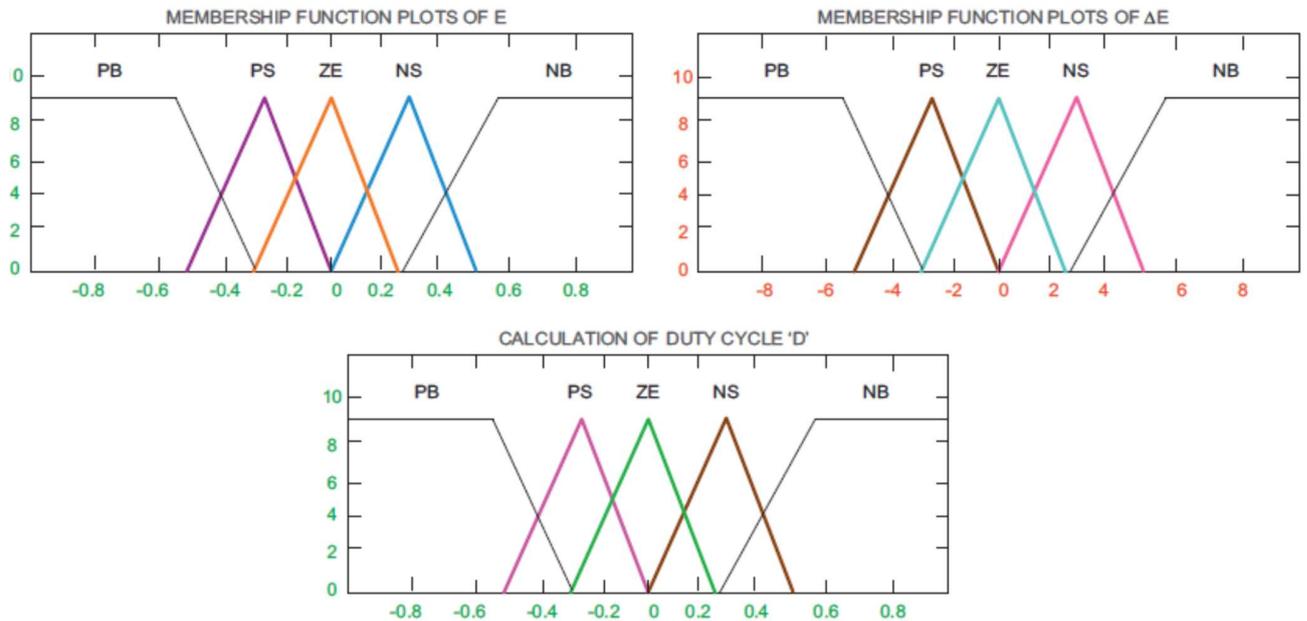
Il résulte que le FLC utilise un rapport cyclique variable et qui subit un réglage efficace à chaque fois que l'erreur et la variation d'erreur sont calculés [24, 63] . Par exemple; si la valeur de l'erreur est PB (Positive Big) et que le changement de de l'erreur est PS (Positive Small) le rapport cyclique doit être dans la zone de ZE (Zéro). Toutes les règles qui gèrent le FLC sont prédéfinies dans la table de recherche. Tableau V.1

Tableau V-1 Table des règles floues

E \ CE	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	ZE	ZE	PB	PB	PB
NS	ZE	ZE	PS	PS	PS
ZE	PS	ZE	ZE	ZE	NS
PS	NS	NS	NS	ZE	ZE
PB	NB	NB	NB	ZE	ZE

De même, le processus se poursuit jusqu'à ce que l'emplacement optimal soit atteint. L'outil clé du choix du contrôle par logique floue est sa meilleure précision, sa capacité à détecter l'erreur rapidement et sa vitesse de suivi.

La figure V.7 illustre la représentation des fonctions d'appartenances de l'erreur «E», du changement d'erreur «CE» et du rapport cyclique «D».

Figure V.7 - Fonctions d'appartenance pour E, ΔE et calcul du rapport cyclique «D»

On résume donc le fonctionnement du FLC comme suit :

- La dérivée de la fonction $P(V)$ permet de localiser le point de fonctionnement réel du point p_i sur la courbe de caractéristique P-V. le contrôleur décide donc d'augmenter ou de diminuer la tension, en appliquant une variation sur le rapport cyclique ΔD .
- La seconde dérivée de la fonction $P(V)$ exprime le taux d'approche ou d'éloignement du point p_i par rapport au point PPM. Ces données sont utilisées par le contrôleur pour la recherche rapide du PPM. Le contrôleur flou comprend trois opérations principales: « fuzzification », « inférence » et « défuzzification ». Les données d'entrée (digitales ou numériques) sont introduites dans le système basé sur des règles floues où les quantités physiques sont représentées par des variables linguistiques avec des fonctions d'appartenance appropriées. Ces variables linguistiques sont ensuite utilisées dans les conditions (IF-Part) d'un ensemble de règles floues « IF-THEN » au sein d'un moteur d'inférence pour générer un nouvel ensemble de variables linguistiques floues ou conséquentes (THEN-Part). Au cours de la partie concernant la fuzzification, le contrôleur mesure instantanément la tension $V(k)$ et le courant $I(k)$ des panneaux photovoltaïque et calcule la puissance de sortie sous la forme $P(k) = I(k).V(k)$. Le contrôleur analyse l'entrée 1(k), qui exprime la pente du point de fonctionnement actuel sur la courbe P-V et l'entrée 2 (k) qui exprime le taux de changement d'approche ou de distance du point p_i . Le FLC prend des mesures instantanées de ces deux points, puis décide et calcule la sortie, $\Delta D (k)$, qui correspond en fait au changement du rapport cyclique de commutateur du MOSFET. Les variables d'entrée et de sortie du contrôleur flou doivent être exprimées en termes de fonctions d'appartenance. La détermination de la plage des variables linguistiques floues qui composent les fonctions d'appartenance des variables d'entrée et de sortie du FLC nécessite la connaissance et l'expérience du spécialiste qui connaît bien le comportement du système[42, 64].

Contrairement aux FLC couramment utilisés, nous utilisons dans cet article un FLC qui définit des fonctions d'appartenances sous forme gaussienne [8, 46, 65, 66].

Les entrées et les sorties en tant que sous-ensembles de variables linguistiques composant les fonctions d'appartenance sont exprimées comme suit:

Entrée1: NB: Grand négatif, NS: Petit négatif, Z: Zéro, PB: Grand positif, PS: Petit positif.

Entrée2: NB: Grand négatif, NS: Petit négatif, Z: Zéro, PB: Grand positif, PS: Petit positif.

Sortie: BD: grande diminution, SD: petite diminution, S: stabiliser, BI: forte augmentation, SI: petite augmentation.

Les valeurs de Input1, Input2 et Output sont normalisées par un facteur de mise à l'échelle en entrée[24] . Dans ce système, le facteur d'échelle d'entrée a été conçu pour que:

Les valeurs d'entrée1 sont comprises entre -32 et 32

Les valeurs d'entrée2 sont comprises entre -100 et 100

Les valeurs de sortie sont comprises entre -62 et 62

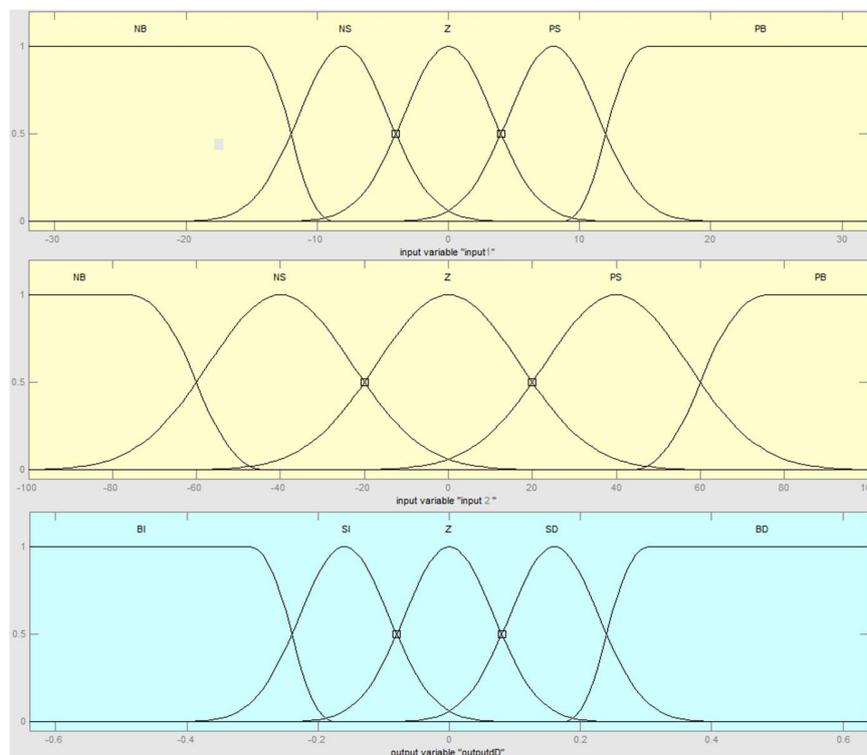


Figure V.8 - Fonctions d'appartenance des deux entrées et de la sortie: (a) entrée, (1) entrée 2 et (c) sortie dD avec cinq ensembles de variables linguistiques gaussiennes

La méthode d'inférence fonctionne de manière à ce qu'une modification du rapport cyclique de l'hacheur abaisseur conduit à la tension V_{PPM} correspondant au PPM. Après avoir étudié un nombre exhaustif de combinaisons de variables d'entrée et analysé les sorties correspondantes, nous avons élaboré les règles d'inférence illustrées à la figure V.9.

1. If (input1 is NB) and (input2 is NB) then (outputdD is S) (1)
2. If (input1 is NS) and (input2 is NB) then (outputdD is S) (1)
3. If (input1 is Z) and (input2 is NB) then (outputdD is SD) (1)
4. If (input1 is PS) and (input2 is NB) then (outputdD is SI) (1)
5. If (input1 is PB) and (input2 is NB) then (outputdD is BI) (1)
6. If (input1 is NB) and (input2 is NS) then (outputdD is S) (1)
7. If (input1 is NS) and (input2 is NS) then (outputdD is S) (1)
8. If (input1 is Z) and (input2 is NS) then (outputdD is SI) (1)
9. If (input1 is PS) and (input2 is NS) then (outputdD is SI) (1)
10. If (input1 is PB) and (input2 is NS) then (outputdD is BI) (1)
11. If (input1 is NB) and (input2 is Z) then (outputdD is BD) (1)
12. If (input1 is NS) and (input2 is Z) then (outputdD is SD) (1)
13. If (input1 is Z) and (input2 is Z) then (outputdD is S) (1)
14. If (input1 is PS) and (input2 is Z) then (outputdD is SI) (1)
15. If (input1 is PB) and (input2 is Z) then (outputdD is BI) (1)
16. If (input1 is NB) and (input2 is PS) then (outputdD is BD) (1)
17. If (input1 is NS) and (input2 is PS) then (outputdD is SD) (1)
18. If (input1 is Z) and (input2 is PS) then (outputdD is S) (1)
19. If (input1 is PS) and (input2 is PS) then (outputdD is S) (1)
20. If (input1 is PB) and (input2 is PS) then (outputdD is S) (1)
21. If (input1 is NB) and (input2 is PB) then (outputdD is BD) (1)
22. If (input1 is NS) and (input2 is PB) then (outputdD is SD) (1)
23. If (input1 is Z) and (input2 is PB) then (outputdD is SI) (1)
24. If (input1 is PS) and (input2 is PB) then (outputdD is S) (1)
25. If (input1 is PB) and (input2 is PB) then (outputdD is S) (1)

Figure V.9 - Décisions proposées concernant les règles floues

Dans ce travail, la méthode d'inférence floue Mamdani a été utilisée avec la loi Max-Min. Cette méthode permet de définir l'impact d'entrée minimal et maximal pour tous les scénarios d'exploitation, comme illustré à la Figure V.10. Après l'opération d'inférence, les sorties du contrôleur sont exprimées sous forme de courbe de variable linguistique. Des méthodes de «défuzzification» sont ensuite utilisées pour calculer et décoder la variable linguistique en une valeur numérique. Dans ce travail, nous utilisons la méthode centroïde, qui détermine la sortie digitale du contrôleur comme étant la valeur du centre de gravité du dernier ensemble flou combiné.

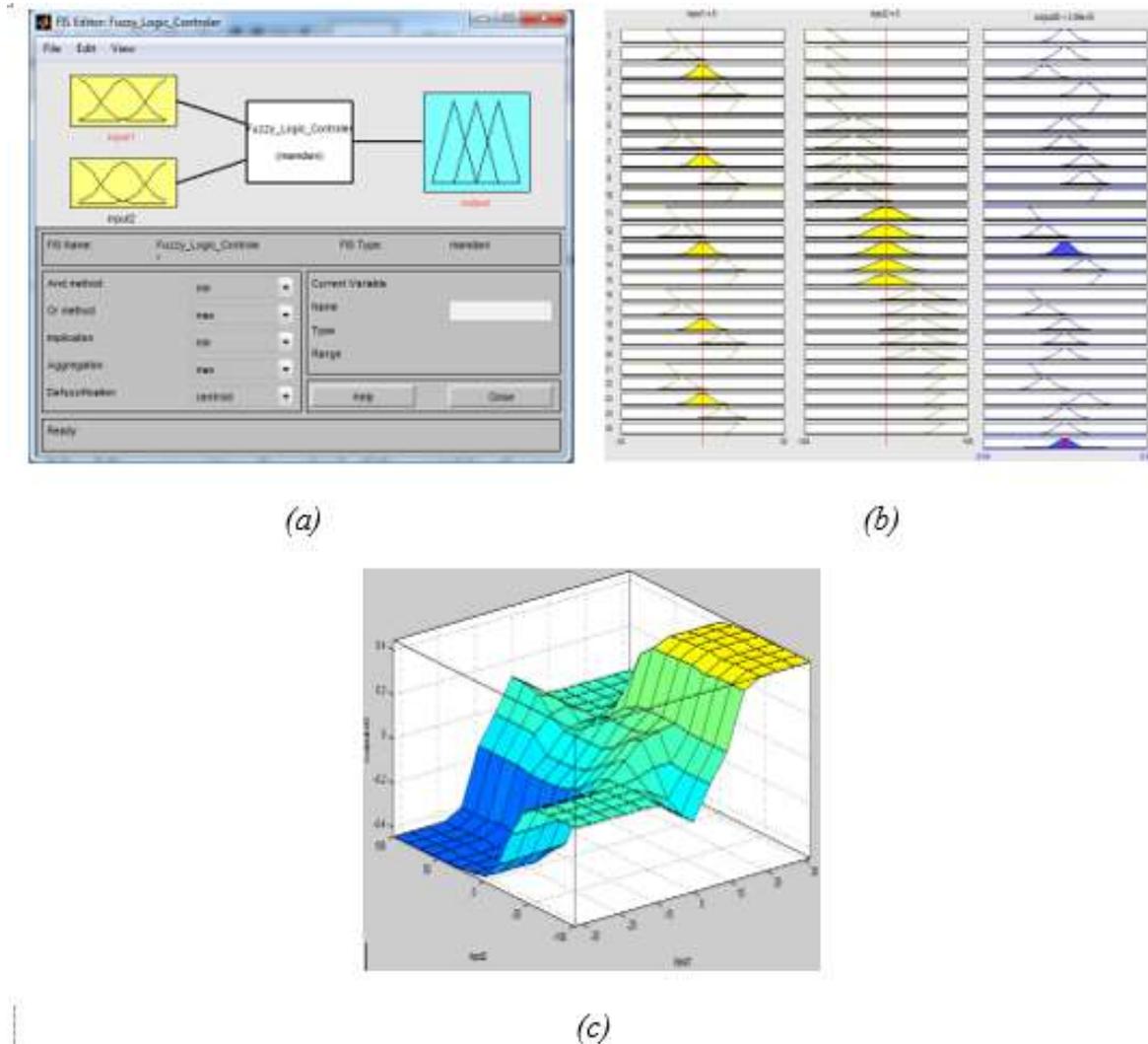


Figure V.10 - a) Représentation du contrôleur de logique floue Mamdani; b) les valeurs de sortie en fonction des combinaisons possibles de variables d'entrée; c) Représentation de la surface utilisée pour le calcul de la variable de sortie ΔD (centre de gravité)

V.4 Modèle de simulation

La représentation mathématique de la section électrique du véhicule solaire est exprimée par les équations (V.1-V.4) avec une définition paramétrique spécifique, qui est définie comme suit: 5 séries de panneaux solaires connectés comprenant 56 cellules photovoltaïques en série, de la

manière indiquée à la Figure 2. avec : $z=56$, $R_p=30\ \Omega$, $R_s=15.10^{-3}\ \Omega$, $E_g=1.1\ \text{eV}$, $n_1=1$; $n_2=2$, $k=1.380 \times 10^{-23}\ \text{J/K}$, $q=1.602 \times 10^{-19}\ \text{C}$, $I_{ph}|_{(T=298.K)} = 3.25\ \text{A}$.

Le convertisseur buck est modélisé par les équations (V.5-V.8) avec des valeurs paramétriques spécifiques: $C_1=C_2 = 5.6\text{mF}$, $L = 3.5\text{mH}$.

La batterie au plomb pour voiture solaire a été modélisée par les équations (V.9-V.10) avec une tension de sortie initiale $V_b = 95\text{V}$ et les paramètres suivants : $R_{bs}= 0.0013\ \Omega$, $R_{b1}= 2.84\ \Omega$, $R_{bp}=10\text{e}^3\ \Omega$, $C_{b1}=2.5\text{mF}$, $C_{bp}=2*45*9*12*36000/ (125^2- 90^2) =4.650\ \text{KF}$.

La valeur initiale de sortie du FLC est définie par $d = 0,1$, et $d = 0,5$ pour le contrôleur P&O.

Les valeurs initiales des entrées du FLC sont réglées à $P = 0\ \text{W}$ et $V = 0\text{V}$, pour le contrôleur P&O sont : $P = 0\text{W}$ et $V = 0\text{V}$.

Les paramètres décrits ci-dessus ont été intégrés aux blocs Simulink illustrés aux figures V.9 et V.10.

La figure V.9 décrit le système PV implémentant l'algorithme P & O dans Simulink afin de contrôler le convertisseur Buck et de récolter la puissance maximale pour le modèle de véhicule.

Sur la figure V.11, les mêmes blocs sont conservés alors que le bloc de P & O a été remplacé par un bloc à logique floue.

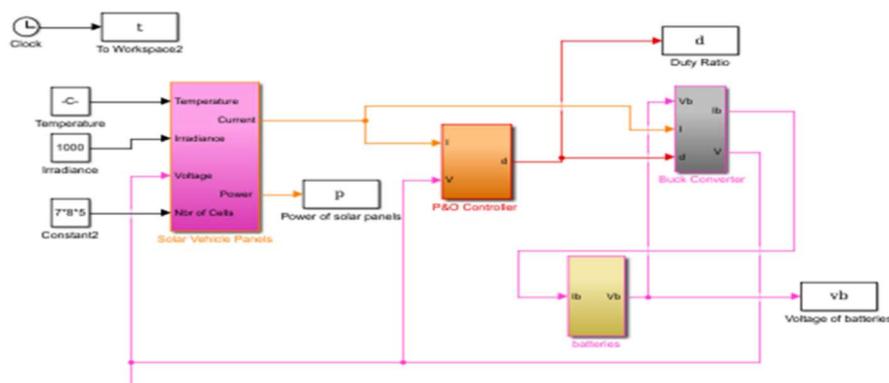


Figure V.11 - Simulation de systèmes photovoltaïques de véhicules solaires sous Matlab / Simulink avec contrôleur P & O

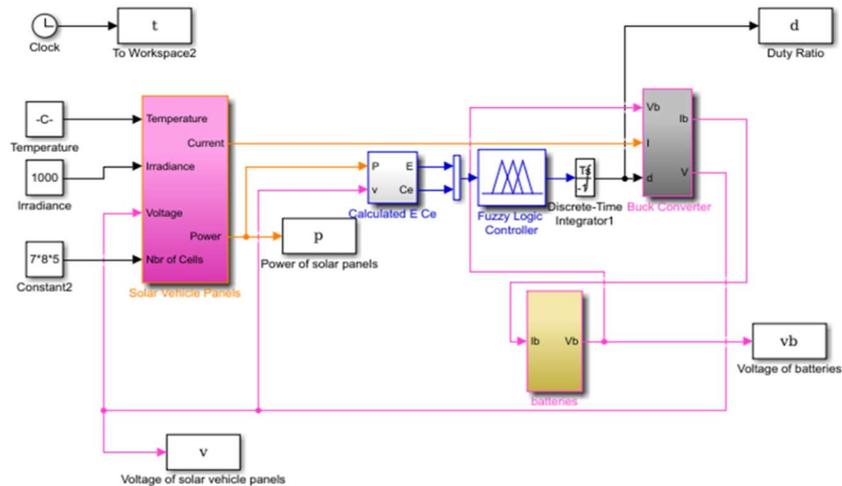


Figure V.12 - Système photovoltaïque de véhicule solaire simulé dans Matlab / Simulink avec un contrôleur à logique floue

V.5. Résultats de simulation

Dans le but d'évaluer l'amélioration des performances d'un MPPT FLC appliquée à un système de véhicule solaire, nous avons analysé ses capacités d'extraction de puissance et sa stabilité par rapport au contrôleur P & O traditionnel. Dans cette simulation, le modèle de véhicule solaire a été mis en marche avec un contrôleur à logique floue et un contrôleur P & O dans différentes conditions climatiques, qui représentent le déplacement d'un véhicule solaire, c'est-à-dire avec des changements rapides d'insolation et de température.

V.5.1 Résultats de la simulation pour une augmentation rapide de l'insolation

La première comparaison de performances entre le contrôleur flou et le contrôleur P & O classique est réalisée pour une température fixe de $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ et une augmentation quasi instantanée de l'insolation de 100 Wm^{-2} à 1100 Wm^{-2} , qui se produit à $t = 25\text{ s}$ (Figure V.13). Comme on pouvait s'y attendre, nous notons qu'avec l'augmentation rapide de l'insolation, la puissance récoltée a également augmenté. Dans le cas du contrôleur P & O, nous notons qu'il y a un très grave dépassement du signal de puissance. Le signal de puissance du contrôleur P & O augmente rapidement, puis chute brutalement pour atteindre progressivement un état de puissance maximale apparemment stable. Cependant, lors du zoom avant, nous notons que le signal généré par le contrôleur P & O oscille en réalité autour d'une moyenne et n'est pas stable. Des dépassements similaires sont obtenus pour les tensions de fonctionnement des panneaux solaires et des batteries solaires dans le cas du contrôleur P & O. Cela conduit non seulement à réduire l'énergie récoltée,

mais également à des changements électriques récurrents et cycliques sur les éléments avec une réduction possible du cycle de vie. Nous notons une bien meilleure performance du contrôleur basé sur la logique floue. Tout d'abord, pour tous les signaux (tension et puissance), le signal d'état stationnaire est très stable. De plus, nous notons que le temps de réponse pour détecter le PPM et d'obtenir une récolte de puissance maximale est plus court que celui du contrôleur P & O avec dépassement limité.

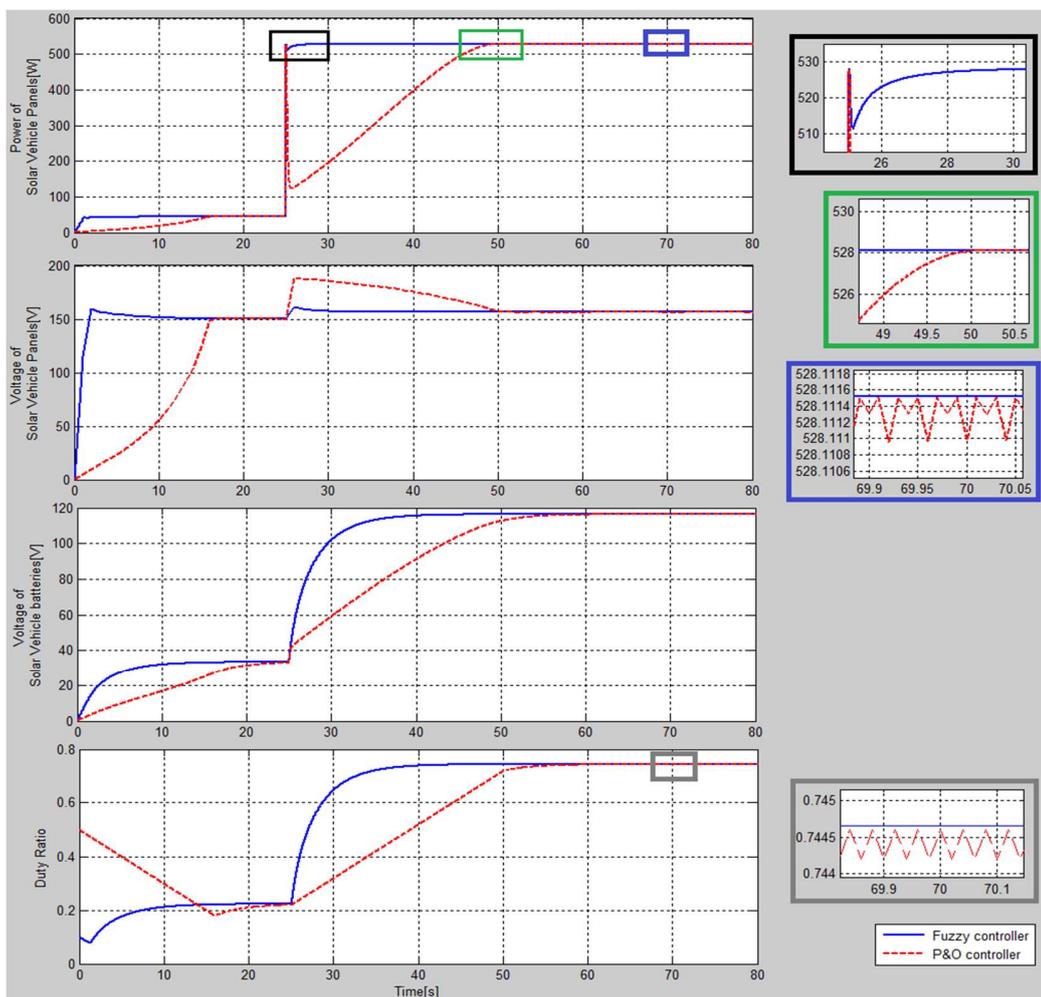


Figure V.13 - Comparaison des performances des contrôleurs P & O et à logique floue pour une augmentation instantanée de l'insolation de 100 Wm⁻² à 1100 Wm⁻² à t = 25s pour une température fixe de 25°C

V.5.2 Résultats de simulation pour une diminution rapide de l'insolation

Dans ce cas, nous comparons les performances relatives du contrôleur de logique floue à celles d'un contrôleur P & O classique pour une température fixe de 25 °C et une diminution quasi instantanée de l'insolation de 1000Wm^{-2} à 400Wm^{-2} à $t = 25\text{s}$ (Figure V.14). Des avantages similaires sont remarqués pour le contrôleur FLC avec une réponse temporelle plus courte pour une identification maximale du point de puissance et une stabilisation de la puissance. Cependant, la disparité de performances entre les deux contrôleurs est inférieure au cas précédent d'augmentation rapide de l'insolation. Dans ce cas, le principal avantage du contrôleur de logique floue réside dans le fonctionnement en régime permanent avec une augmentation de la stabilité de la puissance et de la tension et une réduction du dépassement.

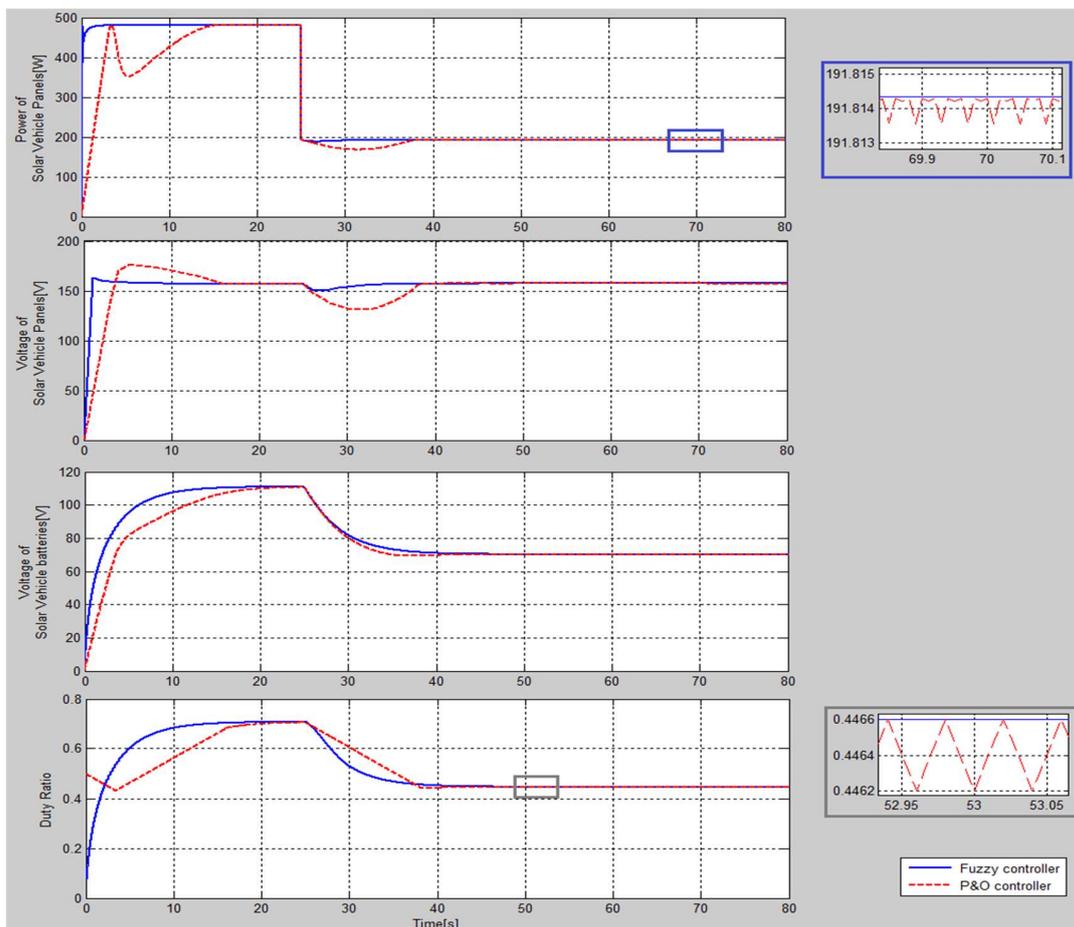


Figure V.14 - Comparaison des performances entre P & O et logique floue pour une diminution instantanée de l'insolation de 1000 Wm^{-2} à 400 Wm^{-2} à $t = 25\text{s}$ à une température fixe de 25°C

V.5.3 Résultats de la simulation pour une augmentation rapide de la température

En raison de l'influence de la température, qui nuit à l'efficacité des systèmes photovoltaïques, il est essentiel d'étudier le comportement des deux régulateurs en cas de variations brusques de la température. Les deux contrôleurs FLC et P & O seront soumis à une augmentation instantanée de la température de 10°C à 50°C avec une insolation fixe de 1000 Wm^{-2} (Figure V.15). Les performances du contrôleur FLC sont nettement plus appréciables avec un meilleur temps de réponse, une réduction des dépassements et une réduction des oscillations en régime permanent.

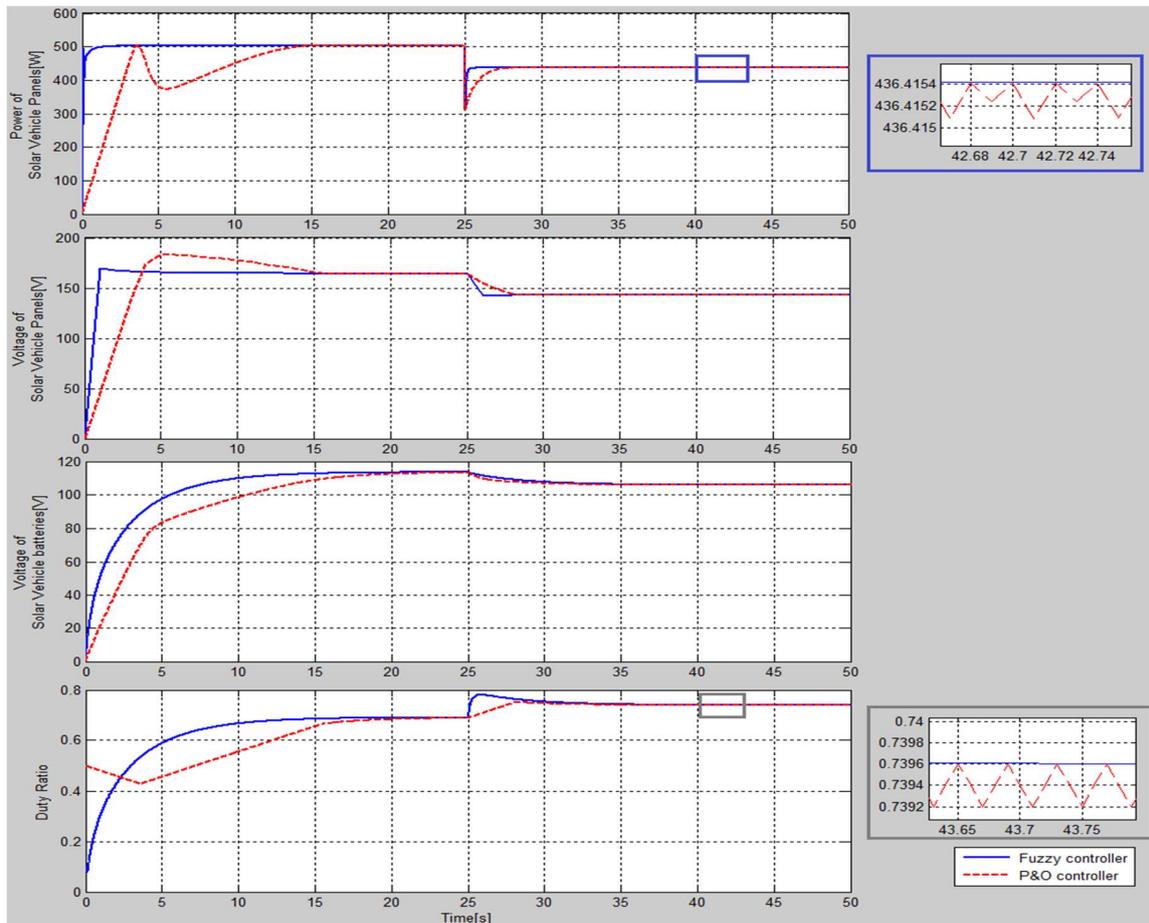


Figure V.15 - Comparaison des performances entre P & O et logique floue pour une augmentation instantanée de la température de 10°C à 50°C (à $t = 25\text{ s}$) avec une insolation fixe de 1000 Wm^{-2}

V.5.4 Résultats de simulation pour une diminution rapide de la température

Dans un deuxième essai, où la température chute brusquement de 60°C à 05°C avec une insolation fixe de 1000 Wm^{-2} , les mêmes performances que celles décrites ci-dessus sont observées avec un meilleur temps de réponse, un dépassement limité dans le régime permanent. Cet état représente un gain de temps et d'énergie précieux pour le véhicule qui change de position tout le temps, ce qui entraîne des changements soudains d'insolation et de température (Figure V.16).

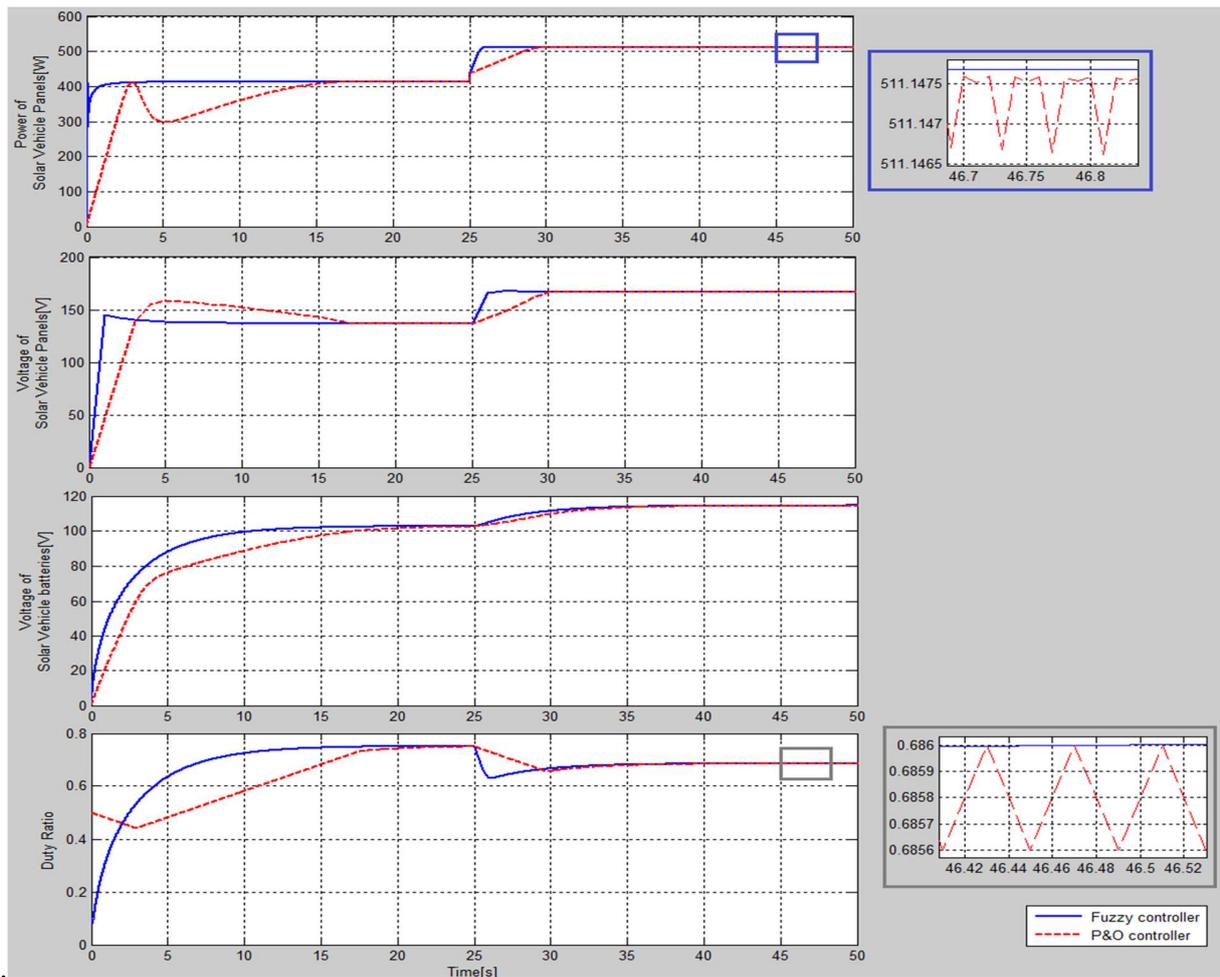


Figure V.16 - Comparaison des performances entre P & O et logique floue pour une diminution instantanée de la température de 60°C à 5°C (à $t = 25\text{ s}$) avec une insolation fixe de 1000 Wm^{-2}

V.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons détaillé toutes les étapes pour faire le Suivi du point de puissance maximal d'un véhicule solaire basé sur la logique floue.

Dans le but d'évaluer l'amélioration des performances d'un MPPT FLC appliquée à un système de véhicule solaire, nous avons analysé ses capacités d'extraction de puissance et sa stabilité par rapport au contrôleur P & O traditionnel.

Des simulations, sur le modèle de véhicule solaire avec contrôleur à logique floue ont été comparées à un contrôleur P & O dans différentes conditions climatiques, ont montrées que le FLC présente de meilleurs performances.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le coût initial de l'énergie solaire est un problème majeur par rapport à son énorme potentiel de développement. L'extraction de puissance maximale est un paramètre important pour réduire le coût total des systèmes photovoltaïques et permet de mieux rentabiliser les projets photovoltaïques.

Dans ce travail, nous avons concentré notre analyse sur les véhicules fonctionnant à l'énergie solaire photovoltaïque. Notre but était de réguler la tension des modules PV d'un véhicule solaire afin de se positionner au PPM de leurs caractéristique P-V quelles que soient les conditions de température et d'ensoleillement. Ce qui mène à une extraction maximale d'énergie du véhicule solaire.

Pour cela une commande par contrôleur à base sur la logique floue a été développée. Dans la conception du régulateur flou nous avons choisi une composition spéciale des entrées, des sorties et de règles floue du contrôleur FLC ainsi qu'une décomposition de forme gaussienne des sous-ensembles des fonctions d'appartenance composant les entrées et les sorties.

Pour optimiser les résultats du régulateur flou on s'est basés sur les essais multiples qui ont donné une bonne expérience sur le comportement du système PV.

Afin de mettre en valeur les performances de ce nouveau contrôleur, un modèle Matlab-Simulink® a été construit et des simulations ont été effectuées pour différents scénarios opérationnels.

Nous avons conclu que nous avons développé un CLF optimisé et amélioré pour faire une parfaite poursuite du point de puissance maximale du modèle de véhicule proposé, en le comparant avec un modèle de contrôleur P&O.

Le CLF par rapport au contrôleur P&O est très rapide, il permet effectivement d'aller chercher le point de puissance maximale en un temps assez court. Il permet de le faire pour plusieurs configurations selon la température ou l'ensoleillement des panneaux solaires et même de réagir à une combinaison de variations intervenant en même temps.

En outre, le contrôleur FLC, affiche de meilleures performances en termes de temps de poursuite du point de puissance maximale, de stabilité et de robustesse dans tous les cas. Une meilleure stabilité et une robustesse du contrôleur basé sur la logique floue offrent des avantages significatifs dans la réduction des fluctuations de puissance.

Ceci nous amène à affirmer que le modèle FLC proposé et conçu pour le véhicule solaire s'avère être puissant et très efficace et offre de meilleures performances pour résoudre les problèmes d'extraction du maximum d'Énergie, malgré son déplacement et malgré les conditions changeantes qui affecte le véhicule solaire.

Pour la perspective de ce travail, nous proposons d'améliorer les paramètres du FLC par une des méthodes d'optimisation comme les algorithmes génétiques, les algorithmes des abeilles ou les colonies de Fourmies.

Bibliographie

Bibliographie

1. LABOURET, A. and VILLOZ, M. Energie solaire photovoltaïque. Vol. 3. 2006: Dunod.
Disponible à l'adresse :
https://www.toolseurodiscount.com/catalog/pdf/fr/energie_solaire_photovoltaique.pdf
2. LYNN, P.A., Electricity from sunlight: an introduction to photovoltaics. 2011: John Wiley & Sons. Disponible à l'adresse:
<https://www.wiley.com/endoz/Electricity+from+Sunlight:+An+Introduction+to+Photovoltaics-p-9781119965039>
3. MÖLLER, H.J., Semiconductors for solar cells. 1993: Artech House Publishers.
Disponible à l'adresse:
<https://www.worldcat.org/title/semiconductors-for-solar-cells/oclc/27109255>
4. KNOPF, H., Analysis, Simulation, and evaluation of maximum power point tracking (MPPT) methods for a solar powered vehicle. Master of Science in electrical and computer engineering, 1999. Disponible à l'adresse: <https://ci.nii.ac.jp/naid/10015322134/>
5. GOTTSCHALG, R., et al. Comparison of Different Methods for the Parameter Determination of the Solar Cell's Double Exponential Equation'. in 14th European photovoltaic science and engineering conference (PVSEC), Barcelona, Spain. 1997. Disponible à l'adresse:
http://www.academia.edu/download/43103800/Comparison_of_Different_Methods_for_the_20160226-21161-1f08d8y.pdf
6. SALAMEH, Z.M., CASACCA, M.A. and LYNCH, W.A. A mathematical model for lead-acid batteries. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1992. 7(1): p. 93-98.
Disponible à l'adresse : <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/124547/>
7. KASPRZY, K.L, Modelling and analysis of dynamic states of the lead- acid batteries in electric vehicles modelowanie i analiza stanów dynamicznych akumulatorów kwasowo-ołowiowych w pojazdach elektrycznych. eksploatacja i niezawodnosc, 2017. 19(2): p. 229. Disponible à l'adresse:
<http://yadda.icm.edu.pl/baztech/element/bwmeta1.element.baztech-7820df36-41f54945-b07c-8314b071cdc4>
8. LU, C.-F., LIU, C.-C. and WU, C.-J. Dynamic modelling of battery energy storage system and application to power system stability. IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution, 1995. 142(4): p. 429-435. Disponible à l'adresse :
https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-gtd_19951858
9. SALAMEH, Z. and TAYLOR, D. Step-up maximum power point tracker for photovoltaic arrays. Solar energy, 1990. 44(1): p. 57-61. Disponible à l'adresse :
<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0038092X9090027A>
10. HUA, LIN, C., J. and SHEN, C. Implementation of a DSP-controlled photovoltaic system with peak power tracking. IEEE Transactions on Industrial electronics, 1998. 45(1): p. 99-107.
Disponible à l'adresse : <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/661310/>

11. SOBAIHI, K., Étude et Réalisation d'un Hacheur MPPT à Contre Réaction de Tension. Thèse Magister, ENP Algérie, Septembre,
12. HASSAINE, L., Modélisation et Simulation d'un Système de Conditionnement de Puissance pour la Poursuite de Puissance Maximale dans les Systèmes Photovoltaïques'. Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique (ENP), Algeria, 2003
13. SALAS, V., et al., Review of the maximum power point tracking algorithms for standalone photovoltaic systems. *Solar energy materials and solar cells*, 2006. **90**(11): p. 1555-1578. Disponible à l'adresse : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0927024805003582>
14. DOLARA, A., FARANDA, R. and LEVA, S. Energy comparison of seven MPPT techniques for PV systems. *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications*, 2009.1(03): p. 152. Disponible à l'adresse: https://www.scirp.org/html/4-9800133_725.htm
15. YU, G., et al., A novel two-mode MPPT control algorithm based on comparative study of existing algorithms. *Solar Energy*, 2004. **76**(4): p. 455-463. Disponible à l'adresse : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0038092X03003839>
16. MIDYA, P., et al. Dynamic maximum power point tracker for photovoltaic applications. *In* PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. 1996. IEEE. Disponible à l'adresse : <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/548811/>
17. BOEHRINGER, A.F., Self-Adapting dc Converter for Solar Spacecraft Power Supply Selbstanpassender Gleichstromwandler für die Energieversorgung eines Sonnensatelliten. *IEEE Transactions on Aerospace and electronic Systems*, 1968(1): p. 102-111. Disponible à l'adresse: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5408938/>
18. YOUNG, W. Photovoltaics and the automobile. *In* : Conference Record Southcon. 1994. IEEE. Disponible à l'adresse : <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/498073/>
19. KUMAGAI, N. and TATEMOTO, M. . Application of solar cells to the automobile. *In*: recent advances in electric vehicle technology. Future transportation technology conference and exposition, vancouver, bc, Canada, August 7-10, 1989. *In* : Publication of: ENGLISH HISTORIC TOWNS FORUM. 1989. Disponible à l'adresse: <https://www.sae.org/publications/technical-papers/content/891696/>
20. CHAN, C.C. and CHAU, K. An overview of power electronics in electric vehicles. *IEEE transactions on Industrial Electronics*, 1997. **44**(1): p. 3-13. Disponible à l'adresse : <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/557493/>
21. SRIVALI, M., Proposal of an Integrated Photovoltaic Solar Powered Vehicle. *Solar energy*, 2018. **2**: p. 6. Disponible à l'adresse : <https://repositorio.iscteul.pt/handle/10071/19631>
22. BRANT, B., Build your own electric vehicle. 1994: TAB books. Disponible à l'adresse : <https://dl.acm.org/citation.cfm?id=1593778>

23. SAINI, S.C. and D. Sharma, Grid Solar Hybrid Speed Controller For Electric Vehicle. International Journal of Advanced Research in Computer Science, 2017. 8(5). Disponible à l'adresse : <https://www.ijarcs.info/index.php/Ijarcs/article/view/4132>
24. BÜHLER, H., Réglage par logique floue. 1994: Presses polytechniques et universitaires romandes. Disponible à l'adresse : <https://infoscience.epfl.ch/record/50223>
25. CHAFAA, K., Etude de la poursuite d'une cible. Thèse de Magister, Université de Batna, 1999.
26. PASSINO, K.M., YURKOVICH, S. and REINFRANK, M., Fuzzy control. Vol. 20. 1998: Citeseer. Disponible à l'adresse :
<http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.131.4494>
27. IDRI, A., Un modèle intelligent d'estimation des coûts de développement de logiciels. 2003. Disponible à l'adresse : http://dic.uqam.ca/upload/files/theses/idri_these.pdf
28. KARAMI, N., MOUBAYED, N. and OUTBIB, R. General review and classification of different MPPT Techniques. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2017. 68: p. 1-18. Disponible à l'adresse : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032116306438>
29. PANDEY, S. and JENA, P.K. A Review on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Systems. 2017. Disponible à l'adresse :
<http://www.academia.edu/download/53814039/IRJET-V4I6324.pdf>
30. CHEIKH, M.A., et al., Maximum power point tracking using a fuzzy logic control scheme. Revue des energies Renouvelables, 2007. 10(3): p. 387-395. Disponible à l'adresse :
<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061511002894>
31. WOLFS, P. and LI. Q. A current-sensor-free incremental conductance single cell MPPT for high performance vehicle solar arrays. In Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC'06. 37th IEEE. 2006. IEEE. Disponible à l'adresse :
<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/1711749/>
32. GUPTA, S., et al., Performance and Cost Optimised MPPT for Solar Powered Vehicle. International Journal of Advanced Research in Computer Engineering & Technology (IJARCET), 2013. 2(12): p. 3091-3096. Disponible à l'adresse :
https://www.researchgate.net/profile/Sheifali_Gupta/publication/304603537_Performance_and_Cost_Optimised_MPPT_for_Solar_Powered_Vehicle/
33. YULI, H. and JIAJUN, W. Study on power generation and energy storage system of a Solar Powered Autonomous Underwater Vehicle (SAUV). Energy Procedia, 2012. 16: p. 2049-2053. Disponible à l'adresse : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1876610212003219>
34. RAZMJOO, A., et al., Design and Built a Research AUV Solar Light Weight. International Journal of Energy and Power Engineering, 2015. 4(5): p. 268-274. Disponible à l'adresse :

<http://article.sciencepublishinggroup.org/pdf/10.11648.j.ijepe.20150405.15.pdf>

35. AL-MAJIDI, S.D., ABBOD M.F., and AL-RAWESHIDY, H.S. A novel maximum power point tracking technique based on fuzzy logic for photovoltaic systems. *International Journal of Hydrogen Energy*, 2018. **43**(31): p. 14158-14171. Disponible à l'adresse :

<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0360319918317828>

36. SKAALE, I., PATTERSON, D.J. and PULLEN, H. The development of a new maximum power point tracker for a very high efficiency, compound curve photovoltaic array for a solar powered vehicle. *Renewable Energy*, 2001. **22**(1-3): p. 295-302. Disponible à l'adresse :

<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0960148100000574>

37. RAM, J.P., BABU, T.S. and RAJASEKAR, N. A comprehensive review on solar PV maximum power point tracking techniques. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2017. **67**: p.826-847. Disponible à l'adresse :

<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032116305706>

38. OBEIDI, T., et al., Fuzzy Logic-based Maximum Power Point Tracking for a Solar Electric Vehicle. *Acta Polytechnica Hungarica*, 2018. **15**(7). Disponible à l'adresse :

http://acta.uni-obuda.hu/Obeidi_Larbes_Ilinca_Tchoketch-Kebir_86.pdf

39. MOTAHHIR, S., EL HAMMOUMI, A. and EL GHZIZAL, A. The Most Used MPPT Algorithms: Review and the Suitable Low-cost Embedded Board for Each Algorithm. *Journal of Cleaner Production*, 2019: p. 118983. Disponible à l'adresse :

<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0959652619338533>

40. SARIGIANNIDIS, A.G., STATHIS, S.A. and KLADAS. A.G. Performance evaluation of MPPT techniques for PV array incorporated into electric vehicle roof. *In* :Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2015 International Conference on. 2015. IEEE. Disponible à l'adresse: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7418574/>

41. SWOKOWSKI, E.W., Analyse. 1993: De Boeck Supérieur. Disponible à l'adresse:

<https://www.eyrolles.com/Sciences/Livre/analyse-9782804115944/>

42. CHATTERJEE, A., et al., Augmented stable fuzzy control for flexible robotic arm using LMI approach and neuro-fuzzy state space modeling. *IEEE transactions on industrial electronics*, 2008. **55**(3): p. 1256-1270. Disponible à l'adresse :

<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/4397079/>

43. HAIDEGGER, T., et al., Simulation and control for telerobots in space medicine. *Acta Astronautica*, 2012. **81**(1): p. 390-402. Disponible à l'adresse :

<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0094576512002482>

44. CHEDDADI, Y., ERRAHIMI, F. and ES-SBAI, N. Design and verification of photovoltaic MPPT algorithm as an automotive-based embedded software. *Solar Energy*, 2018. **171**: p. 414-425. Disponible à l'adresse :

<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0038092X18306364>

45. MAKHSOOS, A., et al., Design, simulation and experimental evaluation of energy system for an unmanned surface vehicle. *Energy*, 2018. **148**: p. 362-372. Disponible à l'adresse : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0360544218301865>
46. YILMAZ, U., KIRCA, A. and BOREKCI, S. PV system fuzzy logic MPPT method and PI control as a charge controller. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2018. **81**: p. 994-1001. Disponible à l'adresse : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032117311978>
47. PATCHARAPRAKITI, N., PREMRUDEEPREECHACHARN, S. and SRIUTHAISIRIWONG, Y. Maximum power point tracking using adaptive fuzzy logic control for grid-connected photovoltaic system. *Renewable Energy*, 2005. **30**(11): p. 1771-1788. Disponible à l'adresse : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S096014810400463X>
48. ONAT, N., Recent developments in maximum power point tracking technologies for photovoltaic systems. *International Journal of Photoenergy*, 2010. **2010**. Disponible à l'adresse : <https://www.hindawi.com/journals/ijp/aip/245316.pdf>
49. LARBES, C., et al., Genetic algorithms optimized fuzzy logic control for the maximum power point tracking in photovoltaic system. *Renewable energy*, 2009. **34**(10): p. 2093- 2100. Disponible à l'adresse : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0960148109000135>
50. KHALIGH, A. and ONAR, O.C. Energy harvesting: solar, wind, and ocean energy conversion systems. 2009: CRC press. Disponible à l'adresse : <https://www.routledge.com/Energy-Harvesting-Solar-Wind-and-Ocean-Energy-Conversion-Systems/Khaligh-Onar/p/book/9781439815083>
51. KUMAR, J. and BAHRANI, P. Comprehensive Review on maximum power point tracking methods for SPV system. 2017. Disponible à l'adresse : <https://www.academia.edu/download/55496596/IRJET-V4I12299.pdf>
52. NAKIR, I., et al., A new MPPT algorithm for vehicle integrated solar energy system. *Journal of Energy Resources Technology*, 2016. **138**(2): p. 021601. Disponible à l'adresse : <https://asmedigitalcollection.asme.org/energyresources/articleabstract/138/2/021601/474563>
53. KEBIR, G.T. and FILIZ, G. Commande des hacheurs MPPT par la logique floue. Mémoire de Magistère, ENP Alger, 2006.
54. OBEIDI, T., Application des algorithmes génétiques dans la commande des hacheurs MPPT. 2006, École nationale supérieure polytechnique.
55. TCHOKETCH KEBIR, G., et al., Study of the Intelligent Behavior of a Maximum Photovoltaic Energy Tracking Fuzzy Controller. *Energies*, 2018. **11**(12): p. 3263. Disponible à l'adresse : <https://www.mdpi.com/1996-1073/11/12/3263>
56. KO, S.-H. and CHAO, R.-M. Photovoltaic dynamic MPPT on a moving vehicle. *Solar Energy*, 2012. **86**(6): p. 1750-1760. Disponible à l'adresse :

<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0038092X12001193>

57. HARAUBIA, M.A., ESSOUNBOULI, N. and HAMZAOUI. A. Optimisation of fuzzy controller for tracking the maximum power point in PV systems. *In Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC), 2015 3rd International*. 2015. IEEE. Disponible à l'adresse: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7455067/>

58. RAI, A., et al., A review of maximum power point tracking techniques for photovoltaic system. *International Journal of Engineering Research*, 2016. **5**(6): p. 539-545. Disponible à l'adresse : <http://www.indianjournals.com/ijor.aspx?target=ijor:ijer&volume=5&issue=6&article=026>

59. TOFOLI, F.L., DE CASTRO PEREIRA, D. and DE PAULA, W.J. Comparative study of maximum power point tracking techniques for photovoltaic systems. *International Journal of Photoenergy*, 2015. Disponible à l'adresse : <https://www.hindawi.com/journals/ijp/2015/812582/abs/>

60. JAFARI, R. and YU, W. Fuzzy Modeling for Uncertainty Nonlinear Systems with Fuzzy Equations. *Mathematical Problems in Engineering*, 2017. **2017**. Disponible à l'adresse : <https://www.hindawi.com/journals/mpe/2017/8594738/abs/>

61. VRKALOVIC, S., TEBAN, T.-A. and BORLEA, I.-D. Stable Takagi-Sugeno fuzzy control designed by optimization. *Int. J. Artif. Intell*, 2017. **15**(2): p. 17-29. Disponible à l'adresse: https://www.aut.upt.ro/~rprecup/IJAI_48.pdf

62. HUŠEK, P. and CERMAN, O. Fuzzy model reference control with adaptation of input fuzzy sets. *Knowledge-Based Systems*, 2013. **49**: p. 116-122. Disponible à l'adresse : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0950705113001536>

63. PIEGAT, A., Fuzzy modeling and control. Vol. 69. 2013: Physica. Disponible à l'adresse : <https://www.springer.com/gp/book/9783790813852>

64. CASACCA, M.A. and SALAMEH, Z.M Determination of lead-acid battery capacity via mathematical modeling techniques. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 1992. **7**(3): p. 442-446. Disponible à l'adresse: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/148564/>

65. SOOMRO, A., et al., Development of a simplified method for the determination of ampere-hour capacity of lead-acid battery. *Energy & Environment*, 2018. **29**(1): p. 147- 161. Disponible à l'adresse : <https://journals.sagepub.com/doi/abs/10.1177/0958305X17741745>

66. XU, X., et al., Application and modeling of battery energy storage in power systems. *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, 2016. **2**(3): p. 82-90. Disponible à l'adresse : <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7562828/>