

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET
DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**



المدرسة الوطنية العليا المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Supérieure Polytechnique

Département d'Electronique

Ecole Doctorale en Energies Renouvelables

Mémoire de Magister en Electronique : Option Photovoltaïque

Présenté par

SMARA Zoubeyr

Ingénieur d'Etat en Electronique, Université de Chlef

Thème

**Etude de différentes stratégies de commande
des systèmes de poursuite de la puissance maximale**

Membres du Jury

M. M. HADDADI, Professeur, ENSP	Président
M. M. DRIF, Maître de Recherche, CDER	Rapporteur
M. C. LARBES, Maître de Conférences, ENSP	Examineur
M. M. S.AIT-CHEIKH, Maître de conférences, ENSP	Examineur
M. A. MALEK, Maître de Recherche, CDER	Examineur

Juillet 2009

Remerciements

Je tiens à remercier mon dieu de m'avoir donné la patience et le courage pour terminer ce travail.

Mes remerciements vont à monsieur DRIF Mahmoud, maitre de recherche, CDER, qui m'a honoré en dirigeant ce travail. Je le remercie vivement pour sa présence, sa disponibilité et ses conseils.

Je tiens à remercier tout particulièrement monsieur HADDADI Mourad, professeur, ENSP, qui a fait le grand honneur de présider le jury.

Je voudrais remercier spécialement monsieur MALEK Ali, CDER, pour l'honneur qu'il me fait en participant au jury.

Je remercie aussi, monsieur LARBES Chérif, MC, ENSP, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant d'examiner et de juger ce travail.

Mes remerciements vont aussi vers monsieur AIT-CHEIKH Md Salah, MC, ENSP, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant d'examiner et de juger ce travail.

En fin, je souhaite exprimer toute ma reconnaissance à mes parents, qui m'ont toujours soutenu et guidé tout au long de mes études, je leurs souhaite santé et long vie.

ملخص

المهدف من هذا العمل هو تحسين المردود الطاقوي لسلسلة التحويل الكهروضوئي ، وهذا اعتمادا على الاختيار الأمثل لنوعية المحول مستمر- مستمر الذي يسمح بتتبع نقطة الاستطاعة العظمى ، المقارنات الطاقوية بين الأنواع الثلاثة المدروسة للمحول مستمر-مستمر تسمح لنا بتحديد مجالات استعمالها. المشكل الأساسي للوح الشمسي المكون من مجموعة من الخلايا الموصولة على التسلسل هو تأثير الخلية المعرضة للظل على باقي الخلايا وفي مثل هذه الحالات كل من منحني التيار والاستطاعة بدلالة التوتر يحتوي على أكثر من نقطة استطاعة قصوى. من أجل تخفيض الضياع الطاقوي في الأنظمة الكهروضوئية المعرضة للظل الجزئي ، قمنا بدراسة تأثير هذا الأخير على الألواح الشمسية، و عرضنا تقنية تحكم بواسطة المنطق الغامض، لتعصي أحسن نقطة استطاعة يمكن للوح أن يقدمها.

كلمات مفتاحية : نقطة الاستطاعة العظمى - المحاكاة - المنطق الغامض - الظل الجزئي.

Résumé

Le but de ce travail est d'améliorer le rendement énergétique de la chaîne de conversion photovoltaïque, en se basant particulièrement sur le choix convenable de la topologie du convertisseur DC-DC qui permet de poursuivre le point de puissance maximale. Une étude comparative entre trois topologies du convertisseur est envisagée. Le problème majeur d'un module constitué d'un réseau de cellules solaires connectées entre elles, est l'effet de la diminution des performances d'une cellule sur les performances de l'ensemble du module (due à l'ombrage, à la défaillance d'une cellule). En présence de ce phénomène, les caractéristiques I-V et P-V sont modifiées et présentent une multitude de points de puissance maximale 'PPM'. Afin de minimiser les pertes énergétiques dans les systèmes qui se trouvent face à des problèmes d'ombrage, une étude du comportement du générateur photovoltaïque dans ces conditions est faite et un développement d'une loi de commande 'MPPT' floue est introduit pour remédier au problème d'existence de deux points de puissance maximale.

Mots clés : MPPT – Modélisation – Logique floue – Ombrage partiel.

Abstract

The aim of this work is to improve the energetic efficiency in the Photovoltaic conversion chain basing particularly on the suitable choice of the topology of the DC-DC converter which allows tracking the maximum power point. We have done a comparative study between three DC-DC converters topologies. The major problem of the PV module – which is constituted of cells connected in serial – is the effect of the diminution of the cell's performances on the other cells. In presence of this phenomenon I-V and I-p are modified and can have a lot of MPP. To minimize energetic losses in shadow systems, a study of the PV system comportment in such conditions, then an MPPT strategy based on fuzzy logic is introduced in order to resolving the problem of the existing of two maximum power points .

Keywords: MPPT – Modeling – fuzzy logic – Partial shadow.

Figure I.1	Schéma d'une cellule élémentaire	04
Figure I.2	Modèle électrique et caractéristique I-V d'un générateur photovoltaïque	05
Figure I.3	Effet de la résistance shunte et série sur la caractéristique I.V d'un GPV..	06
Figure I.4	L'effet de l'ensoleillement sur les caractéristiques I(V) et P(V).....	06
Figure I.5	L'effet de la température sur les caractéristiques I(V) et P(V)	07
Figure I.6	Différentes connexions d'un panneau PV et une batterie de tension E_{eq} ..	07
Figure I.7	Système de conditionnement de la puissance	08
Figure I.8	Installation photovoltaïque autonome	09
Figure I.9	Installation photovoltaïque couplée au réseau	09
Figure I.10	Principe de la méthode à contre réaction de tension avec tension de référence en fonction de tension à circuit ouvert du panneau	11
Figure I.11	Principe de la méthode à contre réaction de tension avec tension de référence de la cellule pilote	11
Figure I.12	Principe de la méthode de poursuite à courant de référence en fonction de I_{sc}	12
Figure I.13	Différents cas de déplacement de point de fonctionnement	14
Figure I.14	Organigramme de l'algorithme perturbation et observation amélioré	14
Figure I.15	Organigramme de l'algorithme incrémentale conductance	16
Figure I.16	Schéma synoptique d'une MPPT analogique	17
Figure II.1	Représentation de la sortie d'un commutateur en ouverture/fermeture sur une période T_s	24
Figure II.2	Schéma de principe du convertisseur buck	24
Figure II.3	Circuits équivalents de buck, S fermé en (a), S ouvert en (b).....	25
Figure II.4	Schéma de principe du convertisseur boost	26
Figure II.5	Circuits équivalents de boost, S fermé (a), S ouvert (b)	27
Figure II.6	Schéma de principe du convertisseur buck-boost	28
Figure II.7	Circuits équivalents de buck-boost, S fermé (a), S ouvert (b).....	29
Figure II.8	Impédance d'entrée d'un convertisseur	30
Figure II.9	Variation de l'impédance d'entrée en fonction du rapport cyclique pour les trois convertisseurs étudiés	32
Figure II.10	Caractéristique I-V d'un générateur photovoltaïque	32
Figure II.11	Caractéristique possible de la poursuite avec l'utilisation d'un DC/DC buck	33
Figure II.12	Schéma synoptique du système simulé dans l'environnement Simulink...	34
Figure II.13	Plage de variation du point de fonctionnement	34
Figure II.14	(a) Impédance d'entrée en fonction du rapport cyclique pour différentes charges, (b) puissance délivrée par le GPV en fonction du rapport cyclique pour différentes charge, avec l'utilisation d'un convertisseur buck	35
Figure II.15	Caractéristique possible de la poursuite avec l'utilisation d'un convertisseur boost	36
Figure II.16	Plage de variation du point de fonctionnement	36
Figure II.17	(a) Impédance d'entrée en fonction du rapport cyclique pour différentes charges, (b) puissance délivrée par le GPV en fonction du rapport cyclique pour différentes charges, avec l'utilisation d'un convertisseur boost	37
Figure II.18	Caractéristique possible de la poursuite avec l'utilisation d'un DC/DC buck-boost	38

Figure II.19	Plage de variation du point de fonctionnement	38
Figure II.20	(a) Impédance d'entrée en fonction du rapport cyclique pour différentes charges, (b) puissance délivrée par le GPV en fonction du rapport cyclique pour différentes charges,	38
Figure II.21	Schéma synoptique du système étudié dans l'environnement Simulink.....	39
Figure II.22	Echantillon de test de l'éclairement	39
Figure II.23	Puissance délivrée par les modules photovoltaïques	40
Figure II.24	Puissance délivrée par les modules photovoltaïques.....	41
Figure III.1	Représentation floue de la variable taille	44
Figure III.2	Configuration interne d'un contrôleur par logique floue	45
Figure III.3	Fuzzification avec cinq fonctions d'appartenance	46
Figure III.4	Principe de différentes méthodes de défuzzification	48
Figure III.5	Régulateur flou MPPT.....	48
Figure III.6	Ecriture du jeu de règles grâce à une analyse temporelle	49
Figure III.7	Caractéristique $P=f(I)$ d'un générateur photovoltaïque	49
Figure III.8	Fonction d'appartenance des variables d'entrées et de sortie (a)erreur 'e', (b) variation de l'erreur 'de', (c) la sortie 'du'	51
Figure III.9	Fonction d'appartenance des variables d'entrées et de sortie (a)erreur 'e', (b) variation de l'erreur 'de', (c) la sortie 'du'	59
Figure III.10	Schéma synoptique d'un système photovoltaïque doté d'un contrôleur MPPT Flou de la méthode contre réaction de puissance sous Simulink	54
Figure III.11	Schéma synoptique d'un système photovoltaïque doté d'un contrôleur MPPT Flou de la méthode contre réaction de tension sous Simulink	54
Figure III.12	La puissance du module, la tension du PPM et de la commande 'u' pour un ensoleillement de 1000W/m ² et une température de 25°C	55
Figure III.13	La puissance du module, la tension du PPM et de la commande 'u' pour un ensoleillement de 1000W/m ² et une température variable	56
Figure III.14	Variation de la puissance du module, la tension du PPM et de la commande 'u' pour un ensoleillement variable, une température constante de 25°C	57
Figure III.15	La puissance du module, la tension du PPM et de la commande 'u' pour un ensoleillement variable, charge variable et T constantes	58
Figure III.16	La puissance du module, la tension de la PPM et de la commande 'u' pour des conditions variables	59
Figure III.17	Recherche et recouvrement du Point de Puissance Maximale	60
Figure IV.1	Le schéma équivalent et le modèle mathématique d'une cellule conduite dans la partie négative de tension	63
Figure IV.2	Caractéristique I-V de la cellule PV sur toute la plage de tension pour différents niveaux de l'éclairement	64
Figure IV.3	Effet du point chaud sur les modules photovoltaïques	65
Figure IV.4	Caractéristique I V de deux cellules PV différentes, et leur caractéristique résultante	66
Figure IV.5	Implémentation d'un module PV de 36 cellules dont une est ombragée dans l'environnement Matlab/Simulink	67
Figure IV.6	Caractéristique I-V d'un module PV de 36 cellules, dont une cellule ombragée	67
Figure IV.7	Caractéristique I-V et P-V d'un module de 36 cellules, dont une cellule ombragée pour différents pourcentage	68

Figure IV.8	Caractéristiques I-V et P-V de la cellule ombragée pour différents pourcentages d'ombrage	68
Figure IV.9	Effet du nombre de cellules ombragées sur la caractéristique I-V et P-V d'un module photovoltaïque	69
Figure IV.10	Caractéristique I V de deux cellules PV différentes, et leur caractéristique résultante en présence de la protection par les diodes by-pass	69
Figure IV.11	Effet de la diode by-pass pour différents pourcentage d'ombrage sur les caractéristiques I-V, P-V d'un module photovoltaïque	70
Figure IV.12	Effet du nombre de diode by-pass sur les caractéristiques I-V, P-V d'un module photovoltaïque	70
Figure IV.13	Pertes de puissance causées par l'effet d'ombrage partiel	71
Figure IV.14	Variation journalière du pourcentage et de la position d'ombre sur un module photovoltaïque	72
Figure IV.15	Estimation de la situation des points de puissances maximales	73
Figure IV.16	Circuit extérieur de mesure de Voc et Isc	74
Figure IV.17	Circuit extérieur de mesure de Voc et Isc	74
Figure IV.18	Emplacement de point fonctionnement en fonction de la commande 'u' ...	75
Figure IV.19	Organigramme de l'algorithme amélioré	76
Figure IV.20	Variation de la puissance, la tension du module, et de la commande ' α ' pour les deux algorithmes classique et amélioré	77
Figure IV.21	Variation de la puissance, la tension du module, et de la commande ' α ' pour les deux algorithmes classique et amélioré	78
Figure IV.22	Parcours suivi par l'algorithme MPPT amélioré	79

PPM	: Point de puissance maximale ;
GPV	: Générateur photovoltaïque ;
PV	: Photovoltaïques ;
N _p	: Nombre de cellules en parallèle ;
N _s	: Nombre de cellules en série ;
P _{pv}	: Puissance de générateur photovoltaïque ;
I _{pv}	: Courant de générateur photovoltaïque (A) ;
V _{pv}	: Tension de générateur photovoltaïque (V);
I_d	: Le courant de saturation de la diode (A) ;
n	: Facteur de pureté de la diode ;
R_s	: La résistance série(Ω) ;
R_p	: La résistance parallèle (Ω) ;
T	: La température absolue en Kelvin ;
Q	: La charge élémentaire ;
k	: la constante de Boltzmann ($1,380 \cdot 10^{-23} J/K$) ;
I_{ph}	: Le photo-courant ;
I _{sc}	: Le courant de court circuit ;
V _{oc}	: Tension à circuit ouvert ;
V _{op}	: Tension optimale ;
I _{opt}	: Courant optimal ;
R _{opt}	: Charge optimale ;
P _{max}	: puissance maximale ;
CS	: Convertisseur statique ;
PWM	: Signal à modulation large impulsion ;

α	: Le rapport cyclique du commutateur ;
Vref	: tension de référence ;
AGs	: Algorithmes génétique ;
ANN	: Les réseaux de neurones artificiels ;
P and O	: Perturbation et observation ;
DC	: Continu ;
AC	: Alternative ;
Ts	: Période de commutation ;
S	: Interrupteur ;
RL	: Charge résistive ;
Ri	: L'impédance d'entrée du convertisseur ;
DCM	: Mode discontinue ;
CCM	: Mode continue ;
a	: Facteur de correction ;
VBr	: Tension d'avalanche ;
nn	: Facteur de claquage ;
cF	: Cellule à caractéristique forte ;
cf	: Cellule à caractéristique faible ;
V cf	: Tension de la cellule cf ;
V cF	: Tension de la cellule Cf ;
f_s	: Transmittance d'ombrage ;
Q	: Le pourcentage d'ombrage ;

sommaire

Introduction Générale	01
Chapitre I	
Techniques de recherche du point de puissance maximale	
I.1. Introduction	03
I.2. Généralités sur les systèmes photovoltaïques	04
I.2.1 Principe photovoltaïque	04
I.2.2 Caractéristiques électriques d'un générateur photovoltaïque	05
I.2.2.1 Influence de la résistance shunt et série sur le courbe I(V)	06
I.2.2.2 Influence de l'ensoleillement sur les courbes I(V), P(V)	06
I.2.2.3 Influence de la température sur les courbes I(V), P(V)	07
I.3 Système de conditionnement de la puissance	07
I.4 Chaîne de conversion électrique	08
I.5. Classification des commandes du MPPT	10
I.5.1. Méthodes à contre réaction de tension	10
I.5.1.1 Méthode à tension de référence fixe	10
I.5.1.2. Méthode à tension de référence en fonction de V_{oc}	10
I.5.1.3 Tension de référence externe (Cellule pilote)	11
I.5.2. Méthodes à contre réaction de courant	12
I.5.3. Méthode à contre réaction de puissance	13
I.5.3.1. Algorithme 'perturbation et observation' amélioré	13
I.5.3.2. Algorithme 'incrémentale conductance'	15
I.5.4. Méthode de poursuite analogique	16
I.5.5 .Technique de balayage du courant (current sweep)	17
I.6. Techniques intelligentes pour la commande du MPPT	18
I.6.1. Commande par les algorithmes génétiques	18
I.6.2. Commande par la logique floue	19
I.6.3. Commande par réseau de neurones	19
I.6.4. Commande par réseaux neuro-flous	19
I.7. Les caractéristiques majeures des techniques MPPT	20
I.8. Conclusion	20

Chapitre II

Etude du choix de la topologie appropriée du convertisseur DC/DC

II.1 Introduction	22
II.2 Les différentes topologies des convertisseurs	23
II.2.1 Hacheur série (dévolteur)	24
II.2.1.1 Schéma de principe	24
II.2.1.2 Fonctionnement	25
II.2.1.3 Modélisation mathématique	25
II.2.2 Hacheur survolteur (ou parallèle).....	26
II.2.2.1 Schéma de principe	26
II.2.2.2 Fonctionnement	27
II.2.2.3 Modélisation mathématique	27
II.2.3 Hacheur buck boost	28
II.2.3.1 Schéma de principe	28
II.2.3.2 Fonctionnement	28
II.2.3.3 Modélisation mathématique	29
II.3 Choix de la topologie d'un convertisseur DC/DC	30
II.3.1 Introduction	30
II.3.2 Impédance d'entrée d'un convertisseur DC/DC connecté à une charge RL...	30
II.3.3 Etude de la possibilité de poursuite du point de puissance maximale	32
II.3.3.1 Analyse de la topologie Buck	33
II.3.3.1 Analyse de la topologie Boost	35
II.3.3.3 Analyse de la topologie buck-Boost	37
II.4 Simulation comparative	39
II.4.1 Résultats de simulation pour un éclairage non linéaire	39
II.4.1.1 Résultats de simulation pour une charge de 50 ohms	40
II.4.1.2 Résultats de simulation pour une charge de 5 ohms	40
II.5 Conclusion	41

Chapitre III

Conception d'algorithmes MPPT flous pour un GPV totalement éclairé

III.1 Introduction	42
III.2 Principe de la logique floue	43
III.3 Les bases théoriques de la logique floue	43
III.4 Principe d'un contrôleur flou	44
III.4 .1 La fuzzification	45
III.4 .2 Inférence	46
III .4.3 La défuzzification	47
III.5 Conception des régulateurs MPPT flous	48
III.5.1 Méthode de contre réaction de puissance	49
a) Fuzzification	50

b) Inférence	51
c) Dufizzification	51
III.5.2 Méthode de contre réaction de tension	52
a) Fuzzification	52
b) Inférence	53
c) Dufizzification	53
III.6 Résultats de simulation et discussions	53
III.6.1 Simulation du fonctionnement sous des conditions standard (constantes).	55
III.6.2 Simulation pour T variable et phi constant	56
III.6.3 Simulation pour phi variable et T constante	57
III.6.4 Charge variable, éclairnement variable et température constante	58
III.6.5 Simulation pour des conditions aléatoires de la température, l'éclairnement, et la charge	59
III.7 Conclusion	61

Chapitre IV

Développement d'algorithmes MPPT flous pour un GPV ombragé

IV.1 Introduction	62
IV.2 Modèle mathématique de la cellule PV en polarisation inverse	63
IV.3 Occultations partielles du module solaire et point chaud	65
IV.3.1 Influence du pourcentage d'ombrage	68
IV.3.2 Influence du nombre de cellules ombragées	69
IV.4 La protection par diodes by-pass	69
IV.5 Pertes de puissance causée par l'effet d'ombrage partiel	71
IV.6. Recherche du point de puissance maximale	72
IV.6.1 Théorie de la technique	72
IV.6.2 Mesure en dynamique de la tension Voc et le courant Isc	73
IV.7 Développement d'un algorithme flou pour la recherche de PPM en présence d'ombrage	75
IV.8. Résultats de simulation et discussions	77
IV.8.1 Premier cas : $P_{max1} > P_{max2}$	77
IV.8.2 Deuxième cas : $P_{max1} < P_{max2}$	78
IV.9. Conclusion	79
Conclusion générale et perspectives	81
Bibliographie	83
Annexe	85

INTRODUCTION GENERALE

L'augmentation du coût des énergies conventionnelles d'une part, et la limitation de leurs ressources d'autre part, font que l'énergie solaire devient de plus en plus une solution parmi les options énergétiques prometteuses avec des avantages comme l'abondance, l'absence de toute pollution et la disponibilité en plus ou moins grandes quantités en tout point du globe terrestre. Actuellement, on assiste à un regain d'intérêt pour les installations utilisant l'énergie solaire, surtout dans les régions ayant des conditions climatiques favorables. Cependant les inconvénients majeurs de cette énergie sont le prix du générateur qui reste encore élevé ainsi que le rendement énergétique relativement bas.

Une des difficultés engendrées lors de l'utilisation d'une chaîne de conversion photovoltaïque est focalisée dans le problème du couplage non parfait entre le générateur photovoltaïque proprement dit et la charge de type continu ou alternatif. Ceci est dû principalement à :

- Un mal dimensionnement du système, c.-à-d. : un sous-dimensionnement implique un déficit d'énergie, donc une défaillance dans le système. Un surdimensionnement implique un excédant d'énergie qui engendre des pertes importantes de production, ce qui rend l'énergie plus chère que prévue.
- L'absence d'un dispositif assurant le transfert optimal de la puissance. Pour pallier à ce problème, il est recommandé d'intercaler un convertisseur DC/DC faisant liaison entre le générateur PV et le reste de la chaîne PV, couramment appelé un système de poursuite de point de puissance maximale (MPPT).

Les modules solaires connaissent aujourd'hui un développement important dans l'habitat, voire même pour l'automobile. Beaucoup de travaux de recherche ont porté sur l'exploitation

de la totalité de la puissance fournie par le générateur photovoltaïque quelque soient les fluctuations dues aux conditions climatiques (éclairage, température).

Dans ce sens, plusieurs algorithmes de recherche et suivi du point de puissance maximale ont été développés afin d'améliorer le rendement énergétique du système PV. Le problème majeur dans les applications intégrées aux bâtiments (BIPV), est l'effet de la diminution des performances (due à l'ombrage, à la défaillance d'une cellule) d'une cellule sur les performances de l'ensemble du module. En présence de ce phénomène, les caractéristiques I-V et P-V seront modifiées et présentent une multitude de points de puissance maximale 'PPM'. L'objectif de cette étude est d'améliorer le rendement et maximiser la puissance délivrée par le générateur, en se basant sur les trois voies suivantes:

- Le choix correct de la topologie approprié du convertisseur DC/DC.
- La conception de deux lois de commande à base de la logique floue pour la recherche du 'PPM'.
- Le développement d'un algorithme de recherche du point de puissance maximale approprié qui tient en compte le problème d'ombrage.

Ce mémoire est donc structuré en quatre parties interdépendantes, dans le premier chapitre, nous rappelons le principe de fonctionnement d'un générateur photovoltaïque et nous traitons principalement les différentes techniques de son fonctionnement en MPPT.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude des convertisseurs DC/DC et leur utilisation dans le conditionnement de la puissance des systèmes photovoltaïques. Lors de cette étude nous faisons une comparaison énergétique entre trois structures de convertisseur DC/DC.

Dans le troisième chapitre, nous élaborons deux lois de commande non linéaire floues pour la poursuite du point de puissance maximale.

Enfin, dans le quatrième chapitre nous présentons les diverses caractéristiques du module photovoltaïque en présence d'ombrage, et nous proposons un développement d'une loi de commande pour la poursuite du 'PPM' dans le cas d'un module partiellement ombragé.

Nous terminerons ce travail par une conclusion générale dans laquelle nous proposerons des perspectives qui peuvent être prises en considération pour la continuité de ce travail.

CHAPITRE I

ETAT DE L'ART : TECHNIQUES DE RECHERCHE

DU POINT DE PUISSANCE MAXIMALE

I.1 Introduction

La transformation du rayonnement solaire en électricité par le processus photovoltaïque est un des moyens d'exploitation du gisement solaire. Elle est réalisée par des cellules photovoltaïques (PV), ce sont des convertisseurs instantanés, qui ne pourront fournir une énergie sous forme électrique que s'ils reçoivent une énergie sous forme de rayonnement. Une cellule sous obscurité totale va se comporter comme un composant passif. La cellule solaire ne peut être assimilée à aucun autre générateur classique d'énergie électrique de type continu. Elle n'est ni une source de tension constante ni une source de courant constant. Elle possède des caractéristiques électriques non linéaires dépendant de l'éclairement et de la température.

Actuellement, le rendement de conversion d'énergie solaire en énergie électrique est encore faible (souvent inférieur à 15 %) [1], et sous un ensoleillement nominal de 1000 W/m^2 , 6.6m^2 de panneaux PV sont nécessaires pour fournir 1 kW crête. Ce qui induit un coût élevé du watt crête. Ce rendement faible ainsi que le coût élevé de la source photovoltaïque ont incité les utilisateurs à exploiter le maximum de puissance électrique disponible au niveau du générateur PV. Ce maximum est généralement obtenu en assurant une bonne adaptation entre le générateur PV et le récepteur associé (charge). Cette adaptation est effectuée à l'aide de convertisseurs statiques contrôlés (hacheurs MPPT) [1].

Dans ce chapitre, les principales caractéristiques de la source photovoltaïque seront rappelées. Puis, les différentes techniques de fonctionnement optimal du générateur photovoltaïque et plus particulièrement la recherche du point maximal de puissance (Maximum Power Point Tracking : MPPT).

I.2 Généralités sur les systèmes photovoltaïques

I.2.1 Principe photovoltaïque

Une cellule photovoltaïque est assimilable à une diode photosensible, son fonctionnement est basé sur les propriétés des matériaux semi conducteurs. La cellule photovoltaïque permet la conversion directe de l'énergie lumineuse en énergie électrique. Son principe de fonctionnement repose sur l'effet photovoltaïque. Une cellule est constituée de deux couches minces d'un semi conducteur. Ces deux couches sont dopées différemment. Pour la couche N, c'est un apport d'électrons périphériques et pour la couche P c'est un déficit d'électrons. Les deux couches présentent ainsi une différence de potentiel. L'énergie des photons lumineux captés par les électrons périphériques (couche N), leur permet de franchir la barrière de potentiel et d'engendrer un courant électrique continu. Pour effectuer la collecte de ce courant, des électrodes sont déposées par sérigraphie sur les deux couches de semi conducteur (Fig I.1.). L'électrode supérieure est une grille permettant le passage des rayons lumineux. Une couche anti reflet est ensuite déposée sur cette électrode afin d'accroître la quantité de lumière absorbée [2].

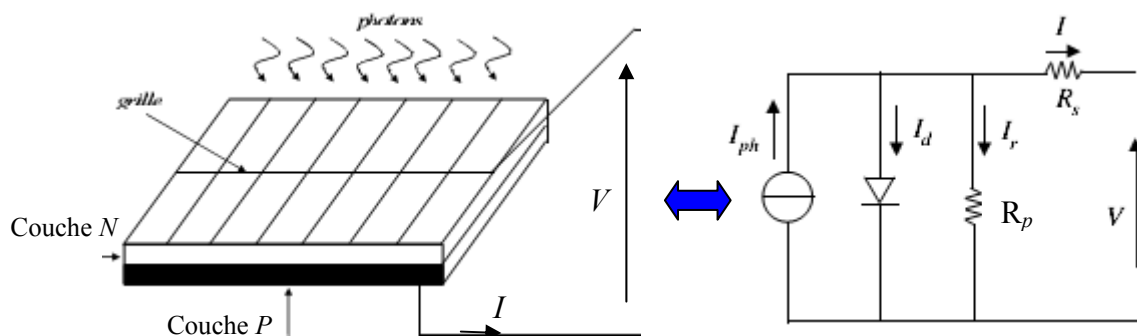


Figure I.1: Schéma d'une cellule élémentaire

En associant les cellules PV en série (somme des tensions de chaque cellule) ou en parallèle (somme des intensités de chaque cellule), on peut constituer un générateur PV selon les besoins des applications visées. Les deux types de regroupement sont en effet possibles et souvent utilisés afin d'obtenir en sortie des valeurs de tension et intensité souhaitées. Ainsi, pour N_s cellules en série, constituant des branches elles-mêmes (N_p) en parallèle, la puissance disponible en sortie du générateur PV est donnée par :

$$P_{pv} = N_s * V_{pv} * N_p * I_{pv}$$

I.2.2 Caractéristiques électriques d'un générateur photovoltaïque

Lorsque la jonction est éclairée, elle présente la particularité de pouvoir fonctionner en générateur, en produisant un courant I_{ph} proportionnel à l'éclairement. Ce comportement en statique peut être décrit par l'équation électrique $I = f(V)$ suivante :

$$I = I_{ph} - I_d \left[e^{\frac{q(V+I.R_s)}{nkT}} - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_p} \tag{I-1}$$

I_d Est le courant de saturation de la diode; n facteur 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. L'équation contient également la charge élémentaire constante q ($1,602 \cdot 10^{-19}.C$) et la constante de Boltzmann k ($1,380 \cdot 10^{-23} J/K$). Le photo-courant I_{ph} . atteint à une insolation standard le courant de court circuit I_{sc} telle que ;

$$I_{ph.} = I_{sc} \frac{\phi}{1000} \tag{I-2}$$

Pour un générateur photovoltaïque de N_s cellules en série et N_p cellules en parallèle, le modèle électrique de sa caractéristique I-V est donné comme suit:

$$I = N_p I_{ph} - N_p I_d \left[e^{\frac{q \left(\frac{V}{N_s} + \frac{IR_s}{N_p} \right)}{nkT}} - 1 \right] - \frac{N_p}{R_p} \left(\frac{V}{N_s} + \frac{IR_s}{N_p} \right) \tag{I.3}$$

Le modèle électrique et la caractéristique I-V d'un générateur photovoltaïque sont représentés dans la figure I.2 :

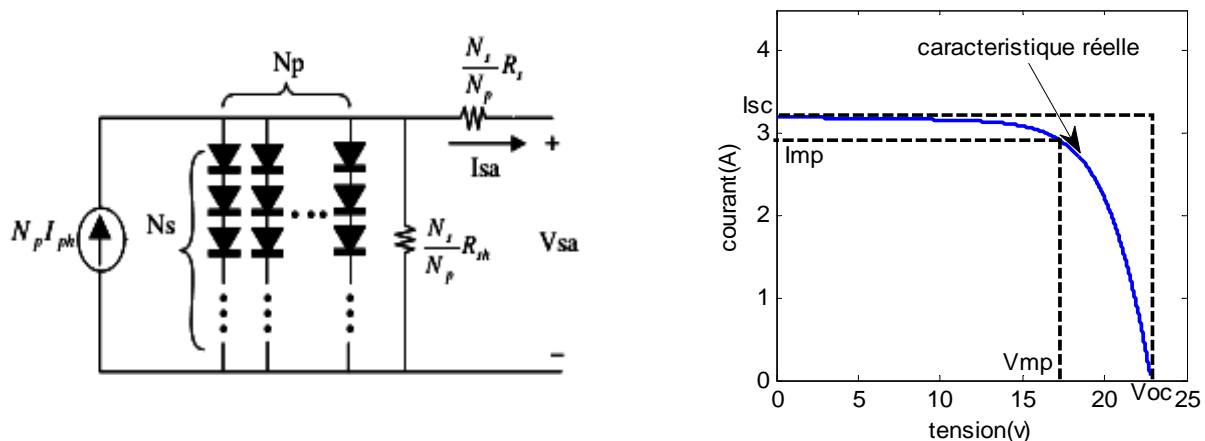


Figure I.2: Modèle électrique et caractéristique I-V d'un générateur photovoltaïque

Il est difficile de donner un caractère source de courant ou de tension à un panneau photovoltaïque sur toute l'étendue de la caractéristique courant tension. Par conséquent, le panneau photovoltaïque est considéré comme une source de puissance avec un point P_{max} où la puissance est maximale. Il est donc intéressant de se placer sur ce point pour tirer le maximum d'énergie et ainsi exploiter au mieux la puissance crête installée. Il est important de noter que certains régulateurs solaires réalisent une adaptation d'impédance afin qu'à chaque instant on se trouve proche de ce point P_{max} [3].

D'après l'équation I-1, la caractéristique I-V est influencée par l'éclairement, la température, la résistance shunt, et la résistance série.

I.2.2.1 Influence de la résistance shunt et série sur la courbe I(V)

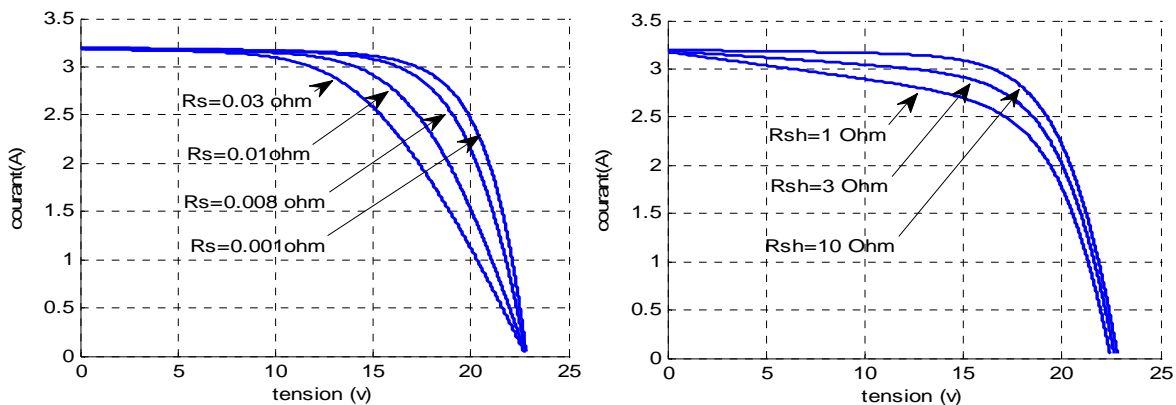


Figure I.3 : Effet de la résistance shunt et série sur la caractéristique I.V d'un GPV

Les performances d'une cellule photovoltaïque sont d'autant plus dégradées que la résistance série est grande ou que la résistance shunt est faible.

I.2.2.2 Influence de l'ensoleillement sur les courbes I(V), P(V)

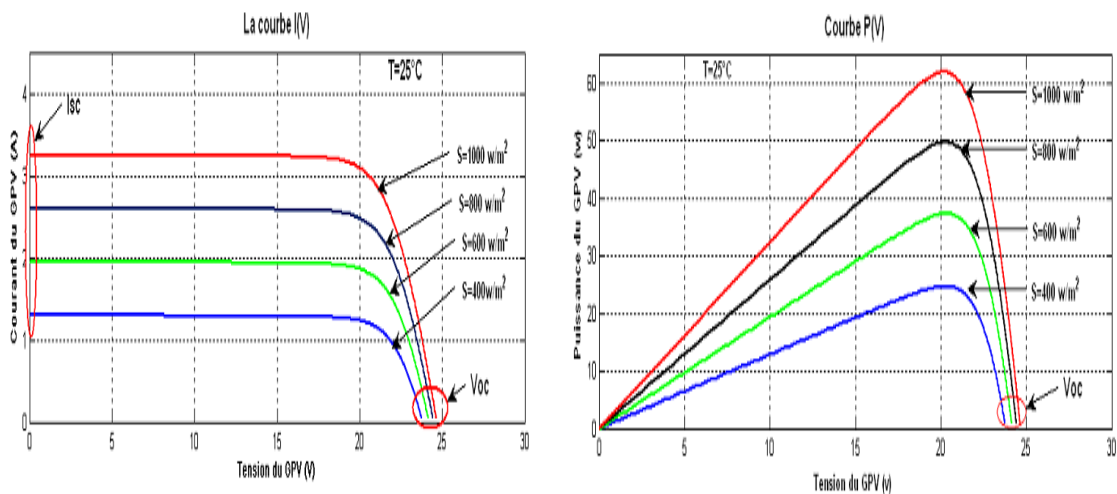


Figure I.4: L'effet de l'ensoleillement sur les caractéristiques I(V) et P(V)

I.2.2.3 Influence de la température sur les courbes I(V), P(V)

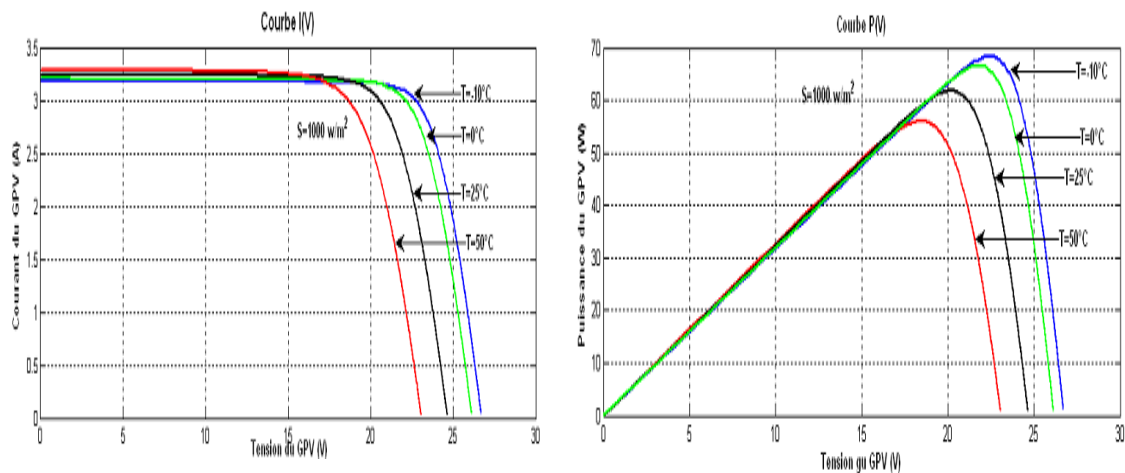


Figure I.5: L'effet de la température sur les caractéristiques I(V) et P(V)

Le photo-courant I_{ph} est pratiquement proportionnel à l'éclairement. Par contre, la température a une influence négligeable sur la valeur du courant. L'augmentation de la température se traduit aussi par une diminution de la puissance maximale disponible.

I.3 Système de conditionnement de la puissance

L'utilisation directe de l'énergie sortant d'un générateur PV est possible. Par exemple, un panneau PV peut être directement connecté à une charge. Il faut cependant que la charge accepte la tension et le courant continus délivrés par le générateur.

Cependant, dans ce cas de connexion directe, le panneau n'est exploité au mieux qu'au point de fonctionnement pour lequel la tension nominale de la charge est égale à la tension optimale du générateur V_{opt} . Comme l'illustre la figure I.6, pour une charge de type batterie, si sa tension $E_{eq} < V_{opt}$ ou $E_{eq} > V_{opt}$, le panneau PV délivre une puissance inférieure à sa puissance maximale P_{max} [4].

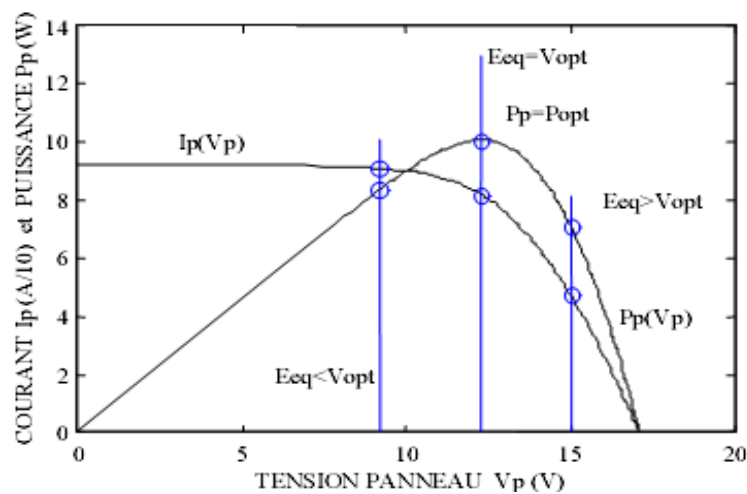


Figure I.6: Différentes connexions d'un panneau PV et une batterie de tension E_{eq}

Une connexion indirecte entre la charge et le générateur par l'intermédiaire d'un convertisseur statique DC/DC est parfois nécessaire. Les raisons sont de plusieurs types :

- Les formes des tensions et des courants délivrés par le générateur ne sont pas compatibles avec la charge (cas d'une charge devant être alimentée en sinusoïdal) [4].
- La tension nécessaire à la charge est très élevée par rapport à celle délivrée par un panneau.
- La tension et/ou le courant de la charge doivent être contrôlés,
- La production de la puissance du générateur PV doit être maximisée par l'intermédiaire d'une loi de commande de type MPPT [5].

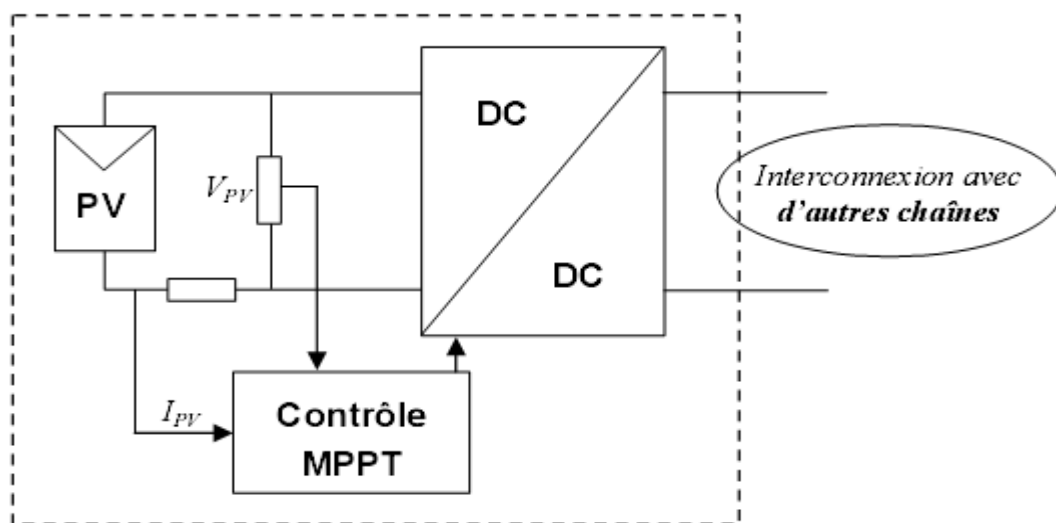


Figure I.7: Système de conditionnement de la puissance

Le circuit de la figure I.7 permet de conditionner au point de puissance maximale une source de puissance (générateur PV) dont le graphe de la puissance en fonction de la tension ou du courant présente un maximum.

I.4 Chaîne de conversion photovoltaïque

Dans le cas d'installations autonomes, l'énergie produite par les panneaux solaires photovoltaïques est utilisée immédiatement (pompage, ventilation, etc....) ou stockée dans des batteries pour une utilisation différée. Le courant continu produit alimente directement des appareils prévus à cet effet ou est transformé en 220 Volts alternatif [6][7][8].

La chaîne de puissance d'un GPV où une charge est alimentée par un générateur à travers un convertisseur statique (CS) commandé par une MPPT peut être représentée comme indiqué sur la figure I.8 :

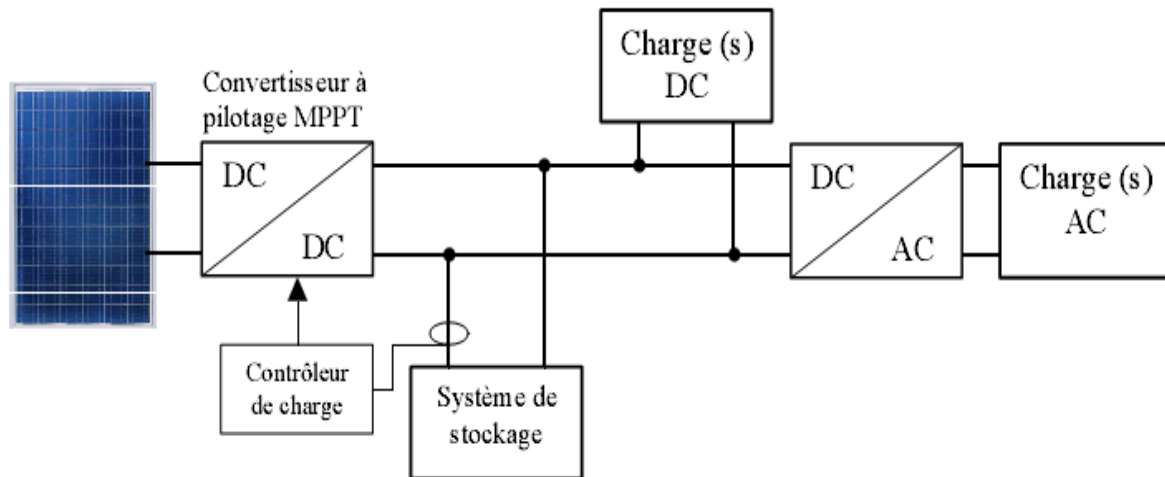


Figure I.8: Installation photovoltaïque autonome

Le système peut également être connecté au réseau. L'avantage du raccordement est de se dispenser du coûteux et problématique de stockage de l'électricité [9] [10]. Pour des raisons de sécurité, l'onduleur ne peut fonctionner qu'en présence du réseau, une éventuelle panne de ce dernier rend le système de production d'origine renouvelable inopérant. Un redresseur est nécessaire si on a une charge à courant continu. Si la consommation locale est supérieure à la production de la centrale, l'appoint est fourni par le réseau. Dans le cas contraire, l'énergie est fournie au réseau public et sert à alimenter les consommateurs voisins [9].

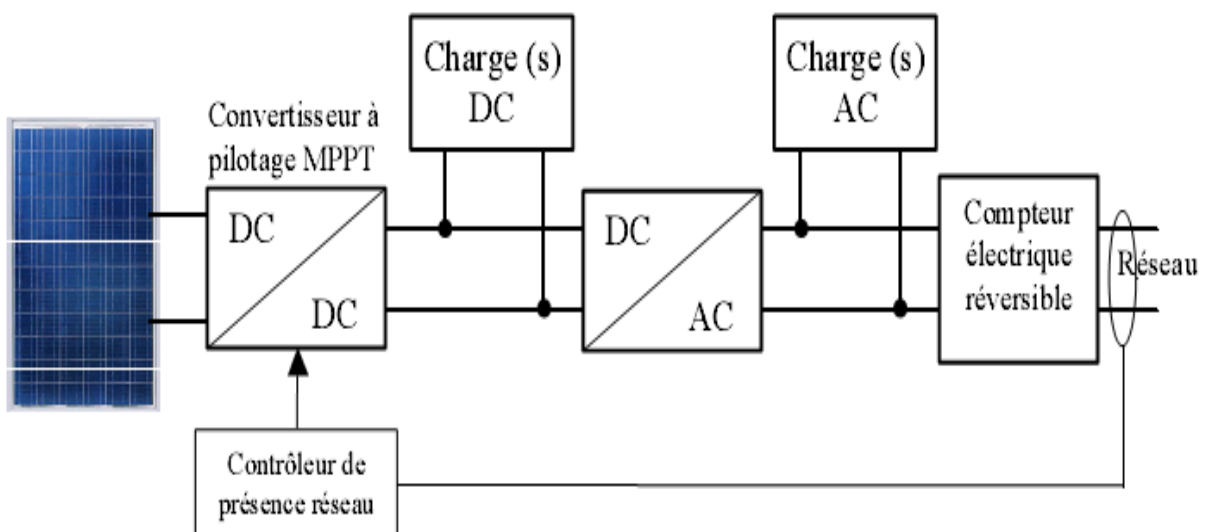


Figure I.9 : Installation photovoltaïque couplée au réseau

La commande du MPPT fait varier le rapport cyclique du convertisseur de telle sorte que la puissance fournie par le GPV soit la P_{max} disponible à ses bornes. L'algorithme MPPT peut être plus ou moins compliqué pour rechercher le PPM, mais en général il est basé sur la

variation du rapport cyclique du convertisseur jusqu'à se placer sur le PPM en fonction des évolutions des paramètres d'entrée (I_{pv} et V_{pv}). Dans la section suivante, nous présentons un bilan sur la classification de différents types d'algorithmes MPPT présentés dans la littérature [9].

I.5 Classification des commandes du MPPT

Nous pouvons classer d'une manière générale les commandes du MPPT selon le type d'implémentation électronique: analogique, numérique ou mixte. Il est cependant plus intéressant de les classer selon le type de recherche qu'elles effectuent et selon les paramètres d'entrée de la commande du MPPT. Bien qu'il existe un grand nombre de publications scientifiques qui présentent des commandes du MPPT plus ou moins complexes, nous nous centrerons sur quelques-unes [9] [11].

I.5.1 Méthodes à contre réaction de tension

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

I.5.1.1 Méthode à tension de référence fixe

C'est la méthode basée sur une simple comparaison entre la tension de sortie du panneau avec une tension de référence prédéfinie pour ajuster continuellement le rapport cyclique α du convertisseur DC-DC. Cette tension correspond à la tension moyenne de l'intervalle des points des puissances maximales relevée par des tests sous différentes conditions d'ensoleillement et de température en agissant simplement sur les différents facteurs de pondération lors de la mise au point afin de générer le maximum de puissance [12][13].

I.5.1.2 Méthode à tension de référence en fonction de V_{oc}

Cette méthode exploite la relation quasi linéaire entre la tension de fonctionnement en puissance maximale et la tension du circuit ouvert V_{oc} du panneau. Cette tension est prélevée régulièrement par le débranchement du panneau pour une courte durée pour ajuster la tension de référence précédente à une certaine proportionnalité généralement égale à 0.8 [14], ainsi pour un ensoleillement et température donnés la tension qui correspond à la puissance maximale du panneau est exprimée comme une fonction linéaire de la tension du circuit ouvert du panneau [15][16].

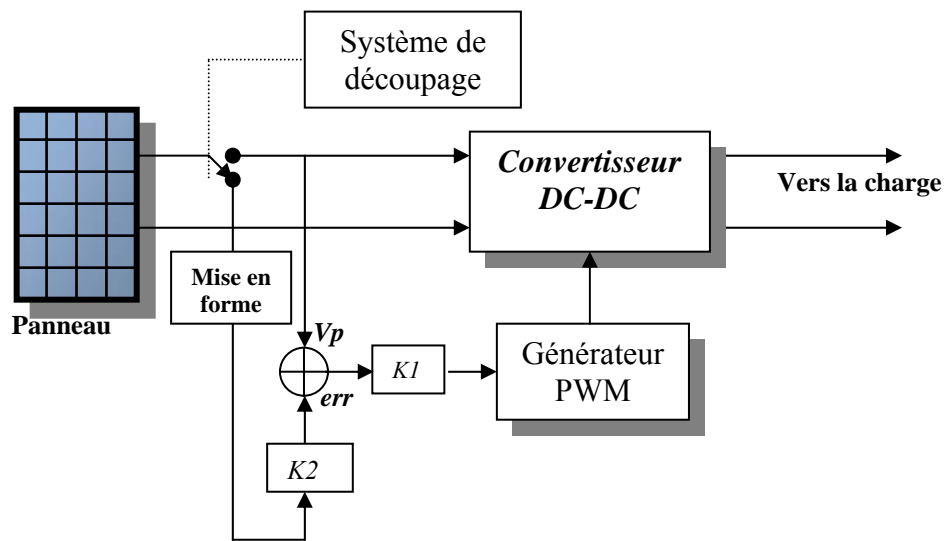


Figure I.10: Principe de la méthode à contre réaction de tension avec tension de référence en fonction de la tension V_{OC} du panneau

I.5.1.3 Tension de référence externe (Cellule pilote)

Dans la méthode précédente l'interruption de fonctionnement du circuit pour mesurer V_{oc} cause des pertes de puissance et un bruit dans les circuits électriques, pour éviter ces problèmes une cellule pilote est ajoutée au panneau solaire, la tension de circuit ouvert de cette cellule mesurée continuellement va nous donner une information implicite sur la tension du circuit ouvert de l'ensemble des panneaux solaires, nous multiplions cette tension par le nombre de cellules en série [17].

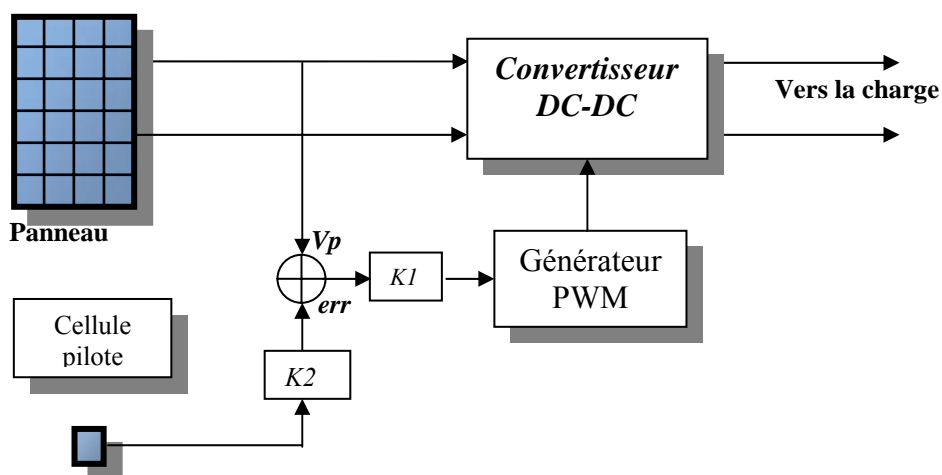


Figure I.11: Principe de la méthode à contre réaction de tension avec tension de référence de la cellule pilote

Cette méthode évite l'interruption du système. Puisque l'influence de l'ensoleillement sur la tension V_{oc} est insensible, alors cette technique présente des résultats acceptables malgré qu'elle repose sur une estimation de la tension de référence.

I.5.2 Méthodes à contre réaction de courant

I.5.2.1 Technique de maximisation du courant de sortie

Cette technique est fondée sur l'hypothèse que lorsque la charge est constituée par des batteries la tension de la charge est approximativement constante, c'est à dire que la maximisation de la puissance de sortie revient à maximiser le courant I_b de la batterie. Ceci signifie qu'au lieu de trouver et de réduire le rapport $\frac{dp}{dt}$ au minimum, cette technique cherche à commander et réduire au minimum le rapport $\frac{dI_b}{dt}$.

L'avantage de cette méthode est qu'elle n'est pas complexe, contrairement à d'autres, mais elle est valable que dans le cas où la charge est une batterie, car dans le cas contraire tel qu'un moteur à courant continu ou une charge résistive il sera alors impossible de synthétiser le MPP seulement par la composante du courant mesuré [17].

I.5.2.2 Méthode à courant de référence en fonction du courant de court-circuit I_{sc}

Par analogie avec les méthodes à contre réaction de tension, le courant de court-circuit I_{sc} du panneau solaire permet de savoir la valeur du courant optimal dans lequel doit fonctionner le panneau pour extraire le maximum de puissance. Le courant optimal est proportionnel au courant de court circuit [18], cette proportionnalité est généralement égale à 0.9 [14].

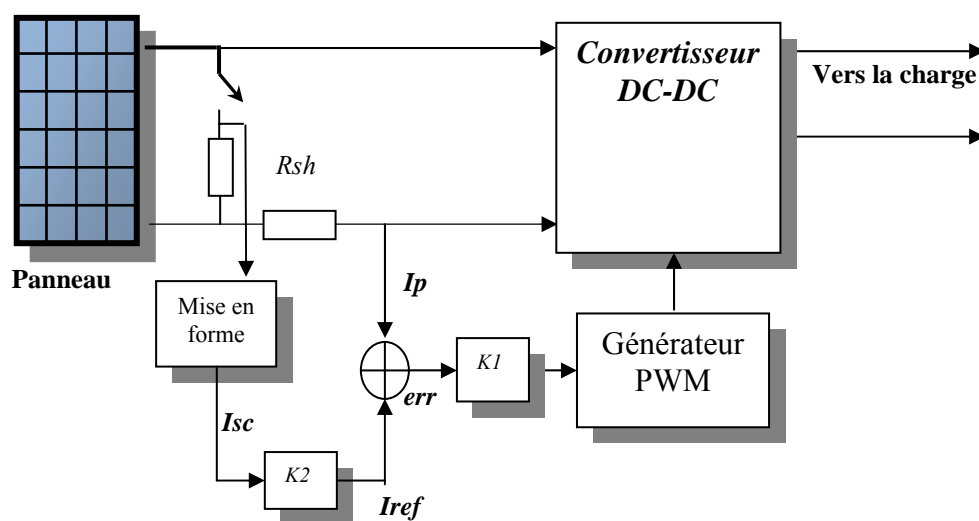


Figure I.12 : Principe de la méthode de poursuite à courant de référence en fonction du I_{sc}

I.5.3 Méthode à contre réaction de puissance

Ces méthodes sont basées sur des algorithmes de recherche itérative pour trouver le point de fonctionnement du panneau pour que la puissance générée soit maximale sans interruption de fonctionnement du système, elles ne sont pas basées sur des valeurs de références prédéfinies ou à partir des paramètres opérationnels, mais sur la maximisation permanente de la puissance générée par les panneaux solaires. Ainsi pour un point donné on fait la recherche dans certain sens si on a une augmentation de la puissance du panneau alors on maintient cette direction de recherche, sinon on cherche dans le sens opposé [19].

La puissance extraite du panneau est calculée à partir des mesures de courant I et de tension V du panneau et la multiplication de ces deux grandeurs $P=V.I$. Le sens de variation de la puissance P est connu par le calcul d'une manière approximative de la dérivée $dP \approx \Delta P(k) = P(k) - P(k-1)$ sur un temps d'échantillonnage qui représente la vitesse d'exécution du microprocesseur ou du microcontrôleur.

I.5.3.1 Algorithme 'perturbation et observation' amélioré

C'est l'algorithme de poursuite le plus utilisé, et comme son nom l'indique il est basé sur la perturbation du système par l'augmentation ou la diminution de V_{ref} où en agissant directement sur le rapport cyclique du convertisseur DC-DC, puis l'observation de l'effet sur la puissance de sortie du panneau. L'algorithme proposé pour améliorer la poursuite du PPM est basé sur les règles suivantes (figure I.14) [20,21]:

- lorsque $\Delta P = P(k) - P(k-1) > 0$, on est dans le bon sens de la poursuite du PPM. Le pas de perturbation sera de $\Delta\alpha$ (cas a et c de la figure I.13).
- lorsque $\Delta P = P(k) - P(k-1) < 0$, on est dans le sens inverse de la direction du PPM. Donc, il faut inverser le sens de la poursuite du PPM et le pas de perturbation sera de $2\Delta\alpha$ (cas b et d de la figure I.13).
- $\Delta P / \Delta V = P(k) - P(k-1) / V(k) - V(k-1) > 0$, il faut donc incrémenter la valeur de référence.
- $\Delta P / \Delta V = P(k) - P(k-1) / V(k) - V(k-1) < 0$, il faut donc décrémenter la valeur de référence.

La figure I.13 illustre les quatre cas définis au dessus ;

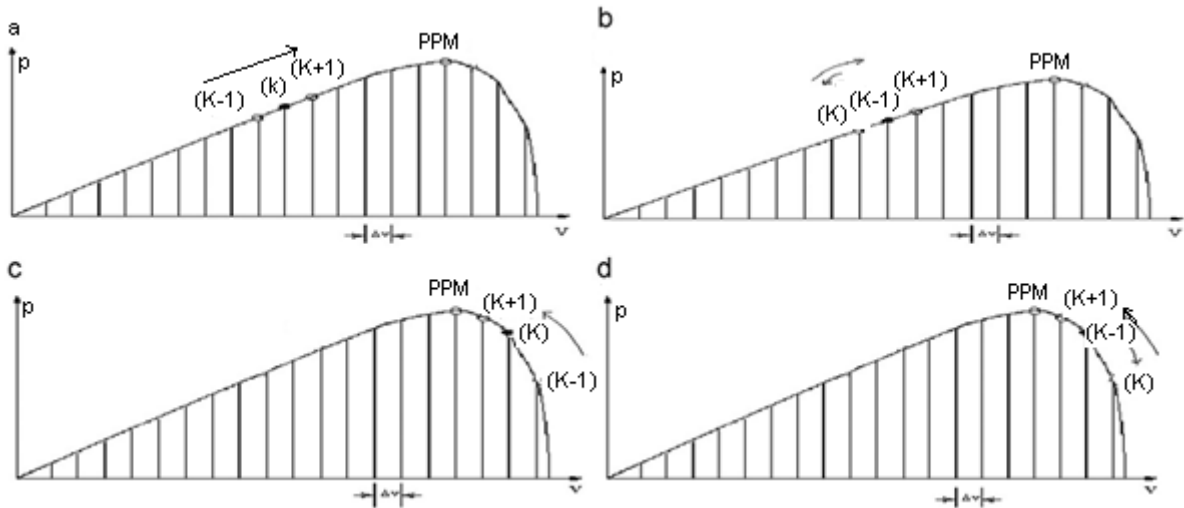


Figure I.13: Différents cas de déplacement du point de fonctionnement

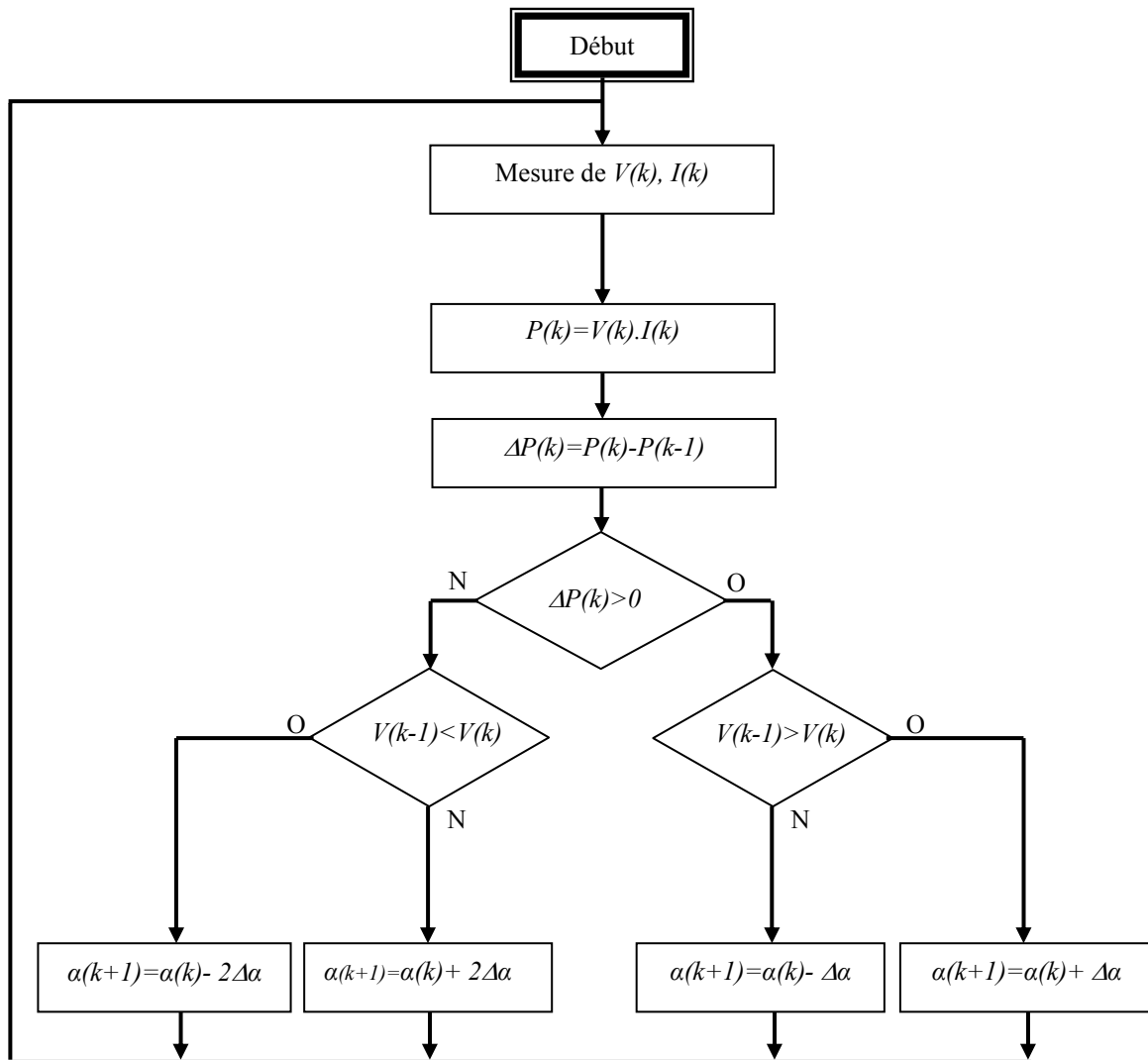


Figure I.14: Organigramme de l'algorithme perturbation et observation amélioré

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

I.5.3.2 Algorithme ‘incrémental de la conductance’

Dans cet algorithme la dérivée de la puissance de sortie du panneau est calculée d'une autre manière. Elle est calculée en fonction de la tension V et sa différence dV et du courant I et sa différence dI . Cette dérivée est nulle au point de puissance maximale est positive à gauche du point MPP et négative à droite [22, 23].

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

$$\frac{dP}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (I.4)$$

$$\frac{1}{V} \frac{dP}{dV} = \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} \quad (I.5)$$

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

Puisque la tension V du panneau est toujours positive, la relation (I.4) 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 [17].

Cette méthode est plus efficace que la méthode de perturbation, et indépendante des caractéristiques des différents composants utilisés.

Les tensions et courants du panneau sont monitorés, de telle manière que le contrôleur peut calculer la conductance et la conductance incrémentale, et décider son comportement. Cet algorithme implique un nombre important de calculs de dérivées.

La figure I.15 représente les différentes étapes de l'organigramme de l'algorithme incrémental de la conductance :

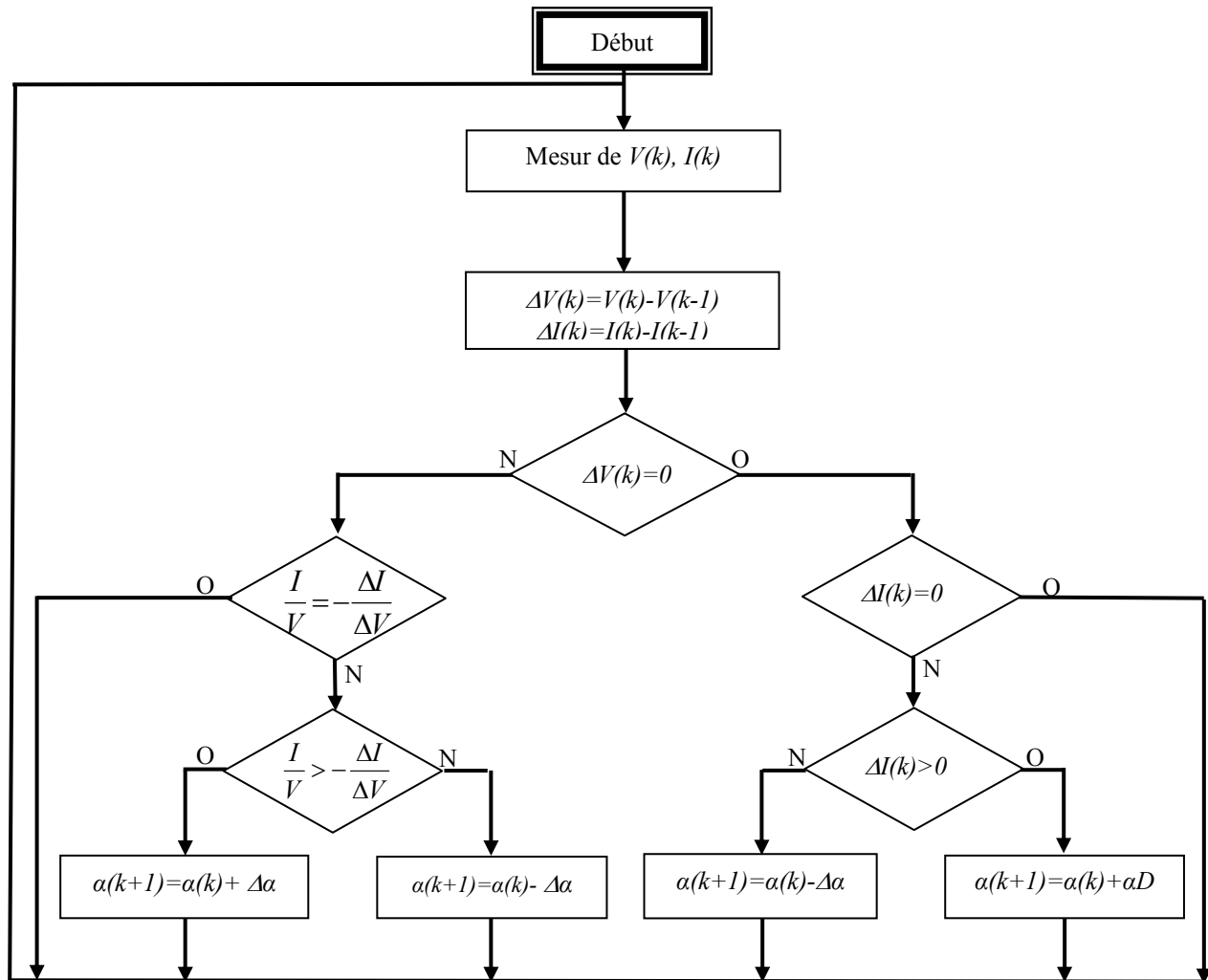


Figure I.15: Organigramme de l'algorithme incrémentale conductance

Parmi les techniques d'implémentation existantes, on site :

I.5.4 Méthode de poursuite analogique

Cette méthode utilise directement la tension et le courant du panneau pour la poursuite du PPM. L'image de la puissance du panneau est obtenue par la multiplication des grandeurs précédentes, pour déduire le sens de variation de la puissance deux filtres RC de constantes de temps différentes créent des retards différents pour les deux branches P1, P2 (figure I.16), en association avec un comparateur de tension ces deux signaux génèrent un signal qui représente la dérivée $\frac{dP}{dt}$. Lorsque la puissance diminue la sortie du comparateur est négative, le cas contraire elle est positive, ces créneaux attaquent une bascule JK où sa sortie bascule pour chaque front montant ou descendant du comparateur, la sortie de la bascule est intégrée

par un circuit RC passe bas pour générer une tension continue qui sert comme tension de référence pour la génération de la PWM [24].

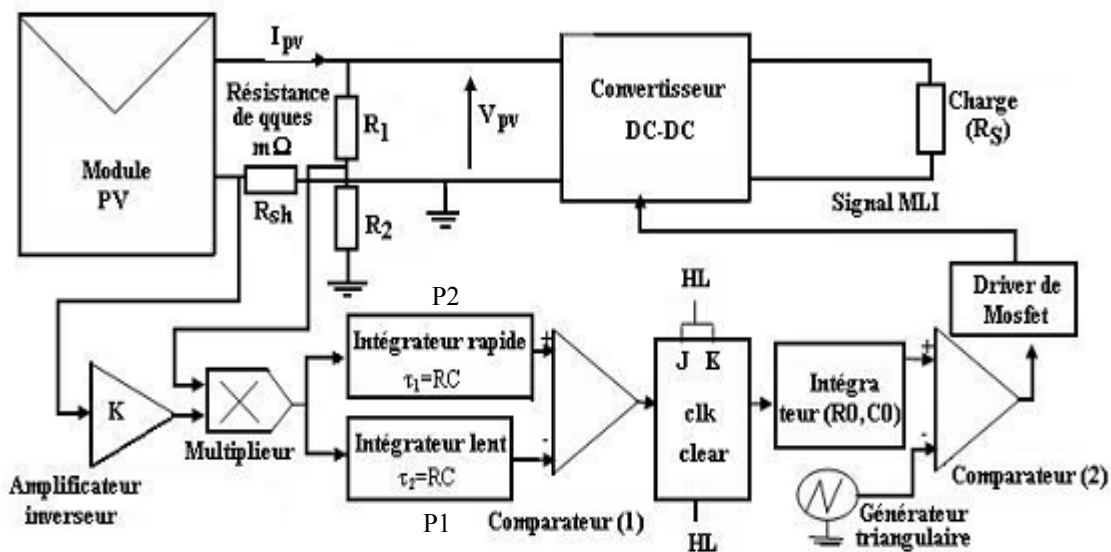


Figure I.16: Schéma synoptique d'une MPPT analogique

L'implantation de cette commande ne fait intervenir que des composants analogiques et logiques sans aucun calcul nécessaire. La dynamique du système ne dépend que du temps de retard des composants analogiques qui est généralement très faible. Nous tenons à préciser que la conception de cette commande est indépendante de la structure du convertisseur statique utilisé. Elle peut s'appliquer aussi bien à des convertisseurs abaisseurs qu'à des élévateurs [25].

L'avantage de cette technique réside dans sa simplicité d'implémentation et son bas prix.

I.5.5 Technique de balayage du courant (current sweep)

Cette méthode utilise des formes d'onde du courant de panneau PV, sachant que la caractéristique I-V du panneau est obtenue et fixée à des intervalles du temps bien précis, on peut donc calculer la tension V_{mpp} de la caractéristique de la courbe pendant les mêmes intervalles du temps [26].

La fonction choisie pour ces formes d'onde est directement proportionnelle à sa dérivée

$$f(t) = k \frac{df(t)}{dt} \quad (I.6)$$

k est la constante de proportionnalité, la puissance du panneau PV est donnée par :

$$p(t) = v(t)i(t) = v(t)f(t) \quad (I.7)$$

Au point MPPT :

$$\frac{dp}{dt} = v(t) \frac{df(t)}{dt} + f(t) \frac{dv(t)}{dt} = 0 \quad (I.8)$$

substituant (I.5) de (I.7) :

$$\frac{dp}{dt} = \left[v(t) + k \frac{dv(t)}{dt} \right] \frac{df(t)}{dt} = 0 \quad (I.9)$$

L'équation différentielle (III.5) a comme solution :

$$f(t) = C \exp \left[\frac{t}{k} \right] \quad (I.10)$$

'C' est choisi pour être égal au courant maximal I_{MAX} du panneau PV et k négative, le résultat est la diminution de la fonction exponentielle avec un temps constant $\tau = -k$

$$f(t) = I_{max} \exp -\frac{t}{\tau} \quad (I.11)$$

Le courant en (I.10) peut être facilement obtenu en employant une décharge du courant par un condensateur ; pour que la dérivée de (I.10) ne soit pas nulle, l'équation (I.8) peut être divisé par $\frac{df(t)}{dt}$ est la même équation donne alors :

$$\frac{dp(t)}{di(t)} = v(t) + k \frac{dv(t)}{dt} = 0 \quad (I.12)$$

Cette technique MPPT est seulement faisable si la consommation de puissance pendant le tracking du MPP est inférieure à l'augmentation de la puissance qu'elle peut apporter à tout le système PV [26].

I.6 Techniques intelligentes pour la commande du MPPT

Dans la partie précédente, les méthodes classiques et les mécanismes de poursuite de puissances maximales les plus rencontrés dans la littérature ont été présentés. Cette partie décrit des techniques intelligentes nouvellement introduites dans le monde de contrôle des MPPT. Il s'agit principalement des réseaux de neurones artificiels et les différentes structures de commande qui leurs sont associées, la logique floue, les systèmes neuro-flous et algorithmes génétiques lesquels font actuellement leur apparition dans la commande électrique.

I.6.1 Commande par algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques sont des algorithmes d'optimisation stochastiques fondés sur les mécanismes de la sélection naturelle et de la génétique, inspirés de la théorie de survie de Darwin. En raison des performances remarquables des AGs, ces derniers ont envahi plusieurs domaines de recherche dans lesquels ils ont apporté des satisfactions appréciables en raison de leurs avantages à savoir : la rapidité et la possibilité de résoudre des équations non linéaires à plusieurs variables.

Les algorithmes génétiques comptent parmi les approches intelligentes utilisées pour la poursuite du point de puissance maximale (PPM) des cellules photovoltaïques pour pouvoir ainsi profiter au maximum de l'énergie solaire et poursuivre rapidement ce point. Beaucoup de travaux ont montré que les AGs donnent des résultats très intéressants dans lesquels la convergence est assurée, avec des temps de calcul et des opérations simples. Néanmoins, les algorithmes génétiques présentent un inconvénient qui réside dans l'utilisation des relations de probabilité rendant ainsi le résultat parfois imprévisible et les performances moins contrôlées [27].

I.6.2 Commande par la logique floue

Dans le domaine du génie électrique, la commande par logique floue a fait l'objet de plusieurs travaux : dans la commande des convertisseurs statiques, dans la commande des machines électriques et dans la navigation de robots mobiles. Toutes ces applications ont démontré qu'un régulateur à logique floue est plus robuste qu'un régulateur conventionnel [28].

I.6.3 Commande par réseau de neurones

Les réseaux de neurones artificiels (ANN) sont des modèles électroniques basés sur la structure neuronale du cerveau lesquels sont souvent utilisés pour l'optimisation de l'algorithme du MPPT. En effet les réseaux de neurone peuvent être utilisés afin de trouver la position du point maximum de puissance avec un nombre réduit d'itérations pour atteindre le PPM et une réduction au minimum des oscillations autour de ce dernier.

I.6.4 Commande par réseaux neuro-flous

En outre, les réseaux neuro-flous ont été employés dans le même contexte. Enonçons par exemple l'étude présentée par Della et autre, ce qui mène à un cheminement optimal en ligne de point d'opération d'un GPV qui alimente un moteur à induction par l'intermédiaire d'un onduleur de tension PWM [27].

I.7 Les caractéristiques majeures des techniques MPPT

Le tableau suivant représente les caractéristiques majeures des techniques du MPPT abordées dans ce chapitre.

TECHNIQUES MPPT	Dépendance Du panneau PV	Analogique ou digitale	Vitesse de convergence	Complexité d'implémentation	Paramètres sensibles
Contre réaction De tension	Oui	Les deux	Rapide	Moyenne	Tension
Méthode à tension de référence fixe	Oui	Les deux	Moyenne	Moyenne	Tension
MPPT avec mesure de V_{OC} du panneau	Oui	Les deux	Moyenne	Moyenne	Tension
MPPT avec cellule pilote	Oui	Les deux	Moyenne	Moyenne	Tension
La P and O	Oui	Les deux	Variable	Faible	Tension / courant
Incrémentation d'inductance	Oui	Digitale	Variable	Moyenne	Tension/ courant
Maximisation De courant	Non	Les deux	Rapide	faible	courant
Balayage du courant	Oui	Digitale	Lente	Elevée	Tension/ courant
Les algorithmes génétiques	Oui	Digitale	Rapide	Elevée	Variables
La logique floue	Oui	Digitale	Rapide	Elevée	Variables
Les réseaux de neurones	Oui	Digitale	Rapide	Elevée	Variables
Les réseaux neuro-flous	Oui	Digitale	Rapide	Elevée	Variables

Tableau I.3: Caractéristiques majeures des techniques du MPPT

I.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis en évidence que la conception de systèmes photovoltaïques optimisés est par nature difficile. En effet, côté source, pour un générateur photovoltaïque, la production de puissance varie fortement en fonction de l'éclairement, de la température et la charge, mais aussi du vieillissement global du système. Côté charge, que ce soit de nature continue (DC), ou bien alternative (AC), comme dans le cas du réseau électrique, chacune a son comportement propre qui peut être aléatoire. En effet il a été montré que pour qu'un tel générateur fonctionne le plus souvent possible dans son régime optimal, la solution communément adoptée est alors d'introduire un convertisseur statique qui jouera le

rôle d'adaptateur source-charge. La commande MPPT permet de faire fonctionner un générateur photovoltaïque de façon à produire en permanence le maximum de sa puissance. Ainsi, quelles que soient les conditions météorologiques (température et irradiation), la commande du convertisseur place le système au point de fonctionnement maximum ($V_{op-1opt}$),

Dans ce contexte plusieurs méthodes de poursuite et algorithmes ont été mis en application, chacun présente des avantages comme des inconvénients.

Le chapitre suivant sera consacré à l'étude des convertisseurs statiques DC/DC.

CHAPITRE II***ETUDE DU CHOIX DE LA TOPOLOGIE APPROPRIÉE
DU CONVERTISSEUR DC/DC*****II.1 Introduction**

Les convertisseurs continu-continu ont pour fonction de fournir une tension continue variable à partir d'une tension continue fixe. La tension continue du départ peut être un réseau alternatif redressé et filtré, une batterie d'accumulateurs, une alimentation stabilisée.

On distingue deux types de convertisseurs continu-continu. Ceux qui sont non isolés, et ceux qui comportent un transformateur assurant l'isolation galvanique, (cas des alimentations de PC...). Par la suite, nous étudierons que les premiers [29].

Pour obtenir un rendement élevé, les convertisseurs électroniques de puissance utilisent des éléments de commande (transistors,...) en tout ou rien, c'est-à-dire comme des interrupteurs (mais à des fréquences beaucoup plus élevées que ce qu'un interrupteur mécanique pourrait supporter) qui se comportent soit comme des circuits ouverts, soit comme des courts-circuits. Nous représenterons ces éléments de commande comme des interrupteurs dans les schémas pour ne pas préjuger de leur nature (transistors bipolaires ou MOS, IGBT...). Soit T_s la période du cycle interne de fonctionnement (habituellement beaucoup plus courte que les temps caractéristiques de variation des grandeurs à l'entrée et à la sortie du convertisseur). L'interrupteur est fermé (tension nulle) pendant une partie αT_s de la période T_s . Il est ouvert

(courant nul) pendant le reste $(1-\alpha)T_s$ de la période. Le nombre α , compris entre 0 et 1, porte le nom de rapport cyclique [30].

Comme, à chaque instant, le courant est nul ou la tension est nulle, la puissance dissipée dans l'interrupteur, qui est le produit de la tension par le courant, est en permanence nulle. En pratique, la tension n'est pas tout à fait nulle pendant le temps de conduction, et la commutation d'un état à l'autre n'est pas instantanée, de sorte qu'on a une perte d'énergie dans les interrupteurs [30].

Les convertisseurs DC/DC se comportent extérieurement comme des transformateurs à courant continu, en ce sens que les tensions et courants d'entrée (I_e , V_e respectivement) et de sortie (I_s , V_s respectivement) sont reliés (approximativement) par l'équation

$$\frac{V_e}{V_s} = \frac{I_s}{I_e} = k \quad (\text{II.1})$$

Où K est le rapport de transformation, habituellement réglable.

L'équation II.1 suppose la négligence des pertes de puissance, autrement dit, la conservation de la puissance entre l'entrée et la sortie:

$$V_e \cdot I_e = V_s \cdot I_s \quad (\text{II.2})$$

On remarquera que, lorsque le convertisseur abaisse le niveau de tension, il augmente le niveau de courant. Inversement, s'il élève le niveau de tension, il diminue le niveau de courant.

II.2 Les différentes topologies des convertisseurs

Dans les convertisseurs non isolés, on distingue:

- Les survolteurs (boost) dans lesquels $V_s > V_e$,
- Les dévolteurs (buck) dans lesquels $V_s < V_e$.
- Il y a aussi un type (buck-boost), mélange entre les deux précédents, tel que V_s est inversée par rapport à V_e [29].

Pendant le fonctionnement du hacheur, le transistor sera commuté à une fréquence constante f_s avec un temps de fermeture égal à αT_s et un temps d'ouverture égal à $(1-\alpha) T_s$, où :

T_s est la période de commutation qui est égale à $1/f_s$

α représente le rapport cyclique du commutateur $0 < \alpha < 1$

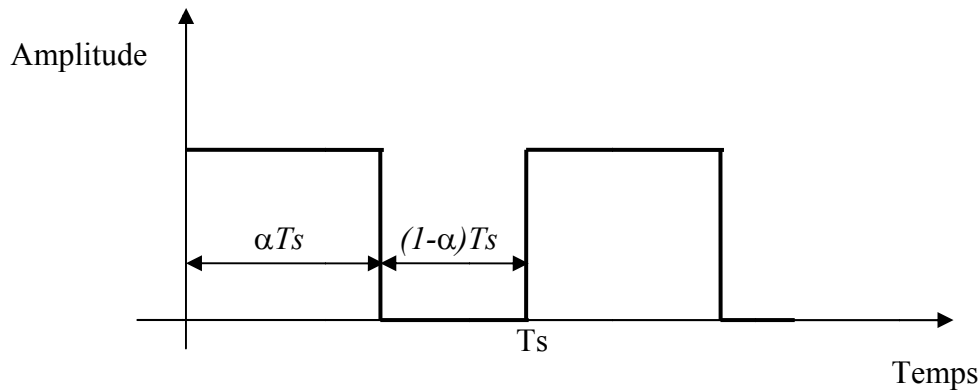


Figure II.1: Représentation de la sortie d'un commutateur en ouverture/fermeture sur une période T_s

II.2.1 Hacheur série (dévolteur)

Ce nom est lié au fait que la tension moyenne de sortie est inférieure à celle de l'entrée. Il comporte un interrupteur à amorçage et à blocage commandés (transistor bipolaire, transistor MOS ou IGBT...) et un interrupteur à blocage et amorçage spontanés (diode) [29].

II.2.1.1 Schéma de principe

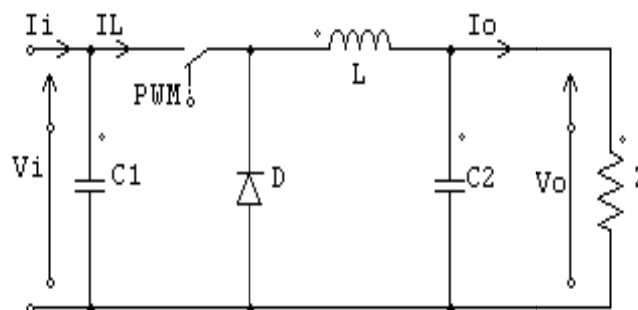


Figure II.2: Schéma de principe du convertisseur buck

La charge est constituée par l'impédance Z . Les éléments L et C_2 forment un filtre dont le but est de limiter l'ondulation résultante du découpage sur la tension et le courant de sortie. Si ces éléments sont correctement calculés, on peut supposer que i_s et v_s sont continus (on néglige l'ondulation résiduelle). L'ensemble (filtre + charge) peut être composé différemment, mais nous raisonnerons sur cet exemple par la suite.

II.2.1.2 Fonctionnement

Le cycle de fonctionnement, de période de hachage T_s ($T_s=1/f_s$), comporte deux étapes. Lors de la première, on rend le transistor passant, la diode se bloque car elle sera polarisée en inverse. Cette phase dure de 0 à αT_s , avec α compris entre 0 et 1. α Est appelé rapport cyclique. Lors de la seconde, on bloque le transistor. La diode devient passante. Cette phase dure de αT_s à T_s .

II.2.1.3 Modélisation mathématique

Nous allons être amenés à distinguer deux cas : la conduction continue et la conduction discontinue.

- Dans le premier, le courant de sortie est suffisamment fort et le courant dans l'inductance ne s'annule jamais, même avec l'ondulation due au découpage.
- Dans le second, le courant de sortie moyen est bien entendu positif, mais, en raison de sa faible valeur moyenne, l'ondulation du courant dans l'inductance peut amener ce dernier à s'annuler. Or, les interrupteurs étant unidirectionnels, le courant ne peut changer de signe et reste à 0.

Les modélisations données par la suite supposent que le fonctionnement est dans le cas de la conduction continue [29].

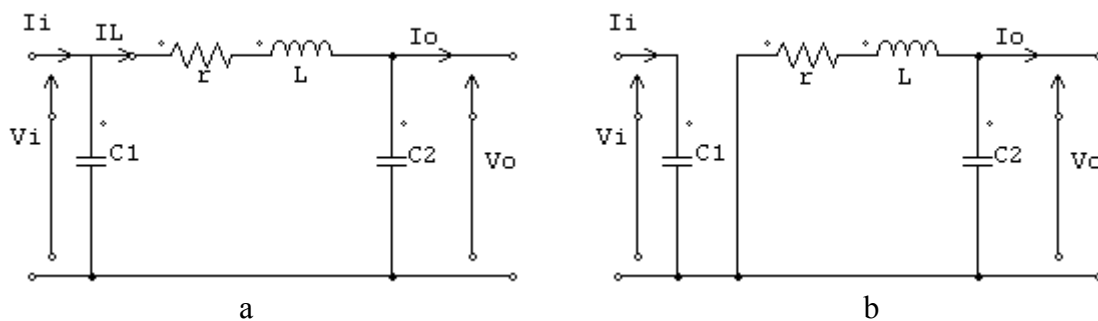


Figure II.3: Circuits équivalents du buck, S fermé en (a), S ouvert en (b)

En appliquant les lois des courants et des tensions de Kirchhoff sur les deux circuits de la figure II.3, on obtient les systèmes d'équations suivants [31]:

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dv_i}{dt} = i_i - i_L \\ i_{C2} = C_2 \frac{dv_o}{dt} = i_L - i_o \\ v_L = L \frac{di_L}{dt} + r.i_L = v_i - v_o \end{cases} \quad 0 < t < \alpha T_s \quad (\text{II.3})$$

Pour : $\alpha Ts < t < Ts$

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dv_i}{dt} = i_i \\ i_{C2} = C_2 \frac{dv_o}{dt} = i_L - i_o \\ v_L = L \frac{di_L}{dt} + r.i_L = -v_o \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Pour trouver une représentation dynamique valable pour toute la période Ts , on utilise généralement l'expression suivante [31]:

$$\left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle_{Ts} = \frac{dx}{dt} \Big|_{(\alpha Ts)} \cdot \alpha Ts + \frac{dx}{dt} \Big|_{((1-\alpha)Ts)} \cdot (1-\alpha)Ts \quad (\text{II.5})$$

En appliquant la relation (II.5) sur les systèmes d'équations (II.3) et (II.4), et après arrangement, on obtient les équations qui régissent le système sur une période entière:

Pour : $0 < t < Ts$

$$\begin{cases} i_o = i_L - C_2 \frac{dv_o}{dt} \\ i_L = \frac{1}{\alpha} \left(i_i - C_1 \frac{dv_i}{dt} \right) \\ v_i = \frac{1}{\alpha} \left(v_o + r.i_L + L \frac{di_L}{dt} \right) \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

II.2.2 Hacheur parallèle (survolteur)

Dans ce hacheur, la tension moyenne de sortie est supérieure à la tension d'entrée, comme son nom l'indique. Cette structure demande un interrupteur à amorçage et blocage commandé (Bipolaire, MOS, IGBT...) et une diode (amorçage et blocage spontanés).

II.2.2.1 Schéma de principe

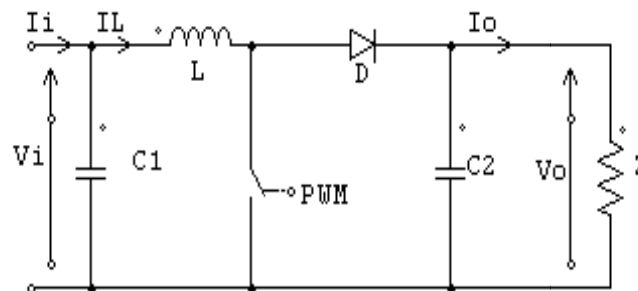


Figure II.4: Schéma de principe du convertisseur boost

L'inductance permet de lisser le courant appliqué par la source. La capacité C2 permet de limiter l'ondulation de la tension en sortie.

II.2.2.2 Fonctionnement.

Lors de la première partie du cycle de fonctionnement, de 0 à $\alpha.T_s$, l'interrupteur commandé est fermé (passant). Cette fois, la source et la charge ne sont pas en contact durant cette phase. La diode est alors bloquée.

Lors de la seconde partie du cycle, de $\alpha.T_s$ à T_s , on ouvre l'interrupteur commandé et la diode devient passante. C'est alors que la source et la charge sont reliées.

II.2.2.3 Modélisation mathématique

Comme pour le circuit buck, l'application des lois de Kirchhoff sur les deux circuits équivalents (voir figure II.5) des deux phases de fonctionnement nous donne:

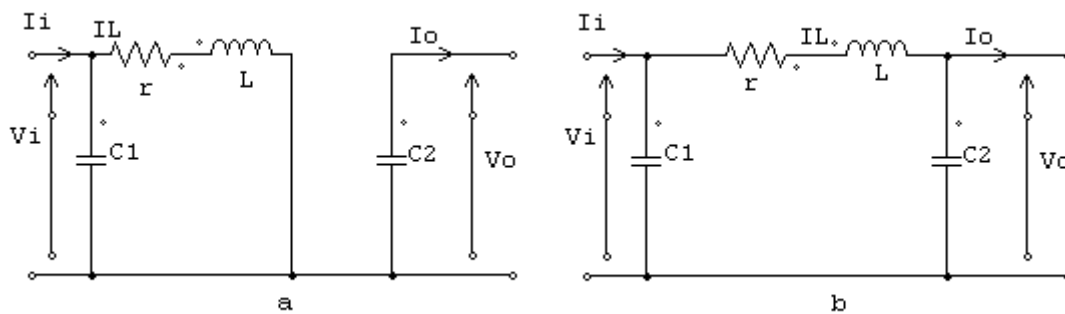


Figure II.5: Circuits équivalents du boost, S fermé (a), S ouvert (b)

Pour $0 < t < \alpha T_s$:

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dvi}{dt} = i_i - i_L \\ i_{C2} = C_2 \frac{dv_o}{dt} = -i_o \\ v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_i - r.i_L \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Pour $\alpha T_s < t < T_s$:

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dvi}{dt} = i_i - i_L \\ i_{C2} = C_2 \frac{dv_o}{dt} = i_L - i_o \\ v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_i - v_o - r.i_L \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

En appliquant la relation (II.5) sur les systèmes d'équations (II.7) et (II.8), comme pour le buck, on trouve le modèle en valeur moyenne du boost:

$$\begin{cases} i_L = i_i - C_1 \frac{dv_i}{dt} \\ i_o = (1 - \alpha)i_L - C_2 \frac{dv_o}{dt} \\ v_i = (1 - \alpha)v_o + r.i_L + L \frac{di_L}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

II.2.3 Hacheur 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 [29].

II.2.3.1 Schéma de principe

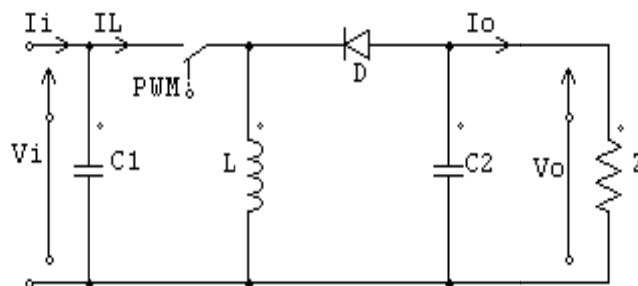


Figure II.6: Schéma de principe du convertisseur buck-boost

II.2.3.2 Fonctionnement

Lors de la première partie du cycle de fonctionnement, de 0 à $\alpha.T_s$, l'interrupteur commandé est fermé (passant). La diode est ouverte et l'inductance stocke l'énergie fournie par le générateur d'entrée.

Lors de la seconde partie du cycle, de $\alpha.T_s$ à T_s , on ouvre l'interrupteur commandé et la diode devient passante. L'inductance restitue son énergie à la charge.

Il faut noter que le sens de la tension de sortie est inversé par rapport à la tension d'entrée (contrairement aux deux convertisseurs précédents).

II.2.3.3 Modélisation mathématique

La figure II.7 montre les deux schémas équivalents du buck-boost pour les deux cycles de fonctionnement.

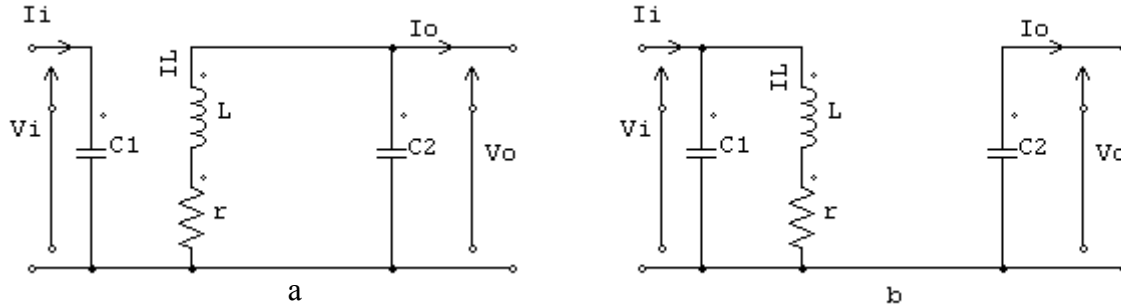


Figure II.7: Circuits équivalents du buck-boost, S fermé (a), S ouvert (b)

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

Pour $0 < t < \alpha Ts$:

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dvi}{dt} = i_i - i_L \\ i_{C2} = C_2 \frac{dv_o}{dt} = -i_o \\ v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_i - r.i_L \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Pour $\alpha Ts < t < Ts$:

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dvi}{dt} = i_i \\ i_{C2} = C_2 \frac{dv_o}{dt} = -i_o - i_L \\ v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_o - r.i_L \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

En appliquant la relation (II.5) sur les systèmes d'équations (II.10) et (II.11), on trouve le modèle en valeur moyenne du buck-boost :

$$\begin{cases} i_L = \frac{1}{\alpha} \left[i_i - C_1 \frac{dvi}{dt} \right] \\ i_o = -(1-\alpha)i_L - C_2 \frac{dv_o}{dt} \\ v_i = \frac{1}{\alpha} \left[-(1-\alpha)v_o + r.i_L + L \frac{di_L}{dt} \right] \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

II.3 Choix d'une topologie d'un convertisseur DC/DC pour la commande MPPT

II.3.1 Introduction

Le point de fonctionnement (V_p, I_p) d'un générateur PV connecté à une charge résistive R_L est défini par l'intersection de sa caractéristique électrique avec celle de la charge. Seule une charge dont sa caractéristique passe par le point (V_{opt}, I_{opt}) permet d'en extraire la puissance optimale disponible dans les conditions considérées et l'impédance statique optimale de la charge vaut alors $R_{opt} = V_{opt}/I_{opt}$ [2]. En générale le point de fonctionnement n'est pas le point de puissance maximale (PPM), ce qui cause des pertes dans le système PV. Les convertisseurs DC/DC sont utilisés pour minimiser ces pertes, ils sont largement utilisés dans les systèmes PV comme des interfaces entre le GPV et la charge pour forcer le GPV de fonctionner au point de puissance maximale.

L'objectif visé de notre travail est de chercher des solutions optimales en fonction des applications. Pour illustrer nos propos, nous faisons tout d'abord une étude mathématique pour établir la possibilité de poursuite de point de puissance maximale pour les trois convertisseurs mentionnés précédemment, ainsi que de ses limites. La recherche du PPM étant en effet le premier point délicat à assurer. Nous allons consacrer la suite de ce paragraphe pour établir un bilan pour le bon choix du convertisseur.

II.3.2 Impédance d'entrée d'un convertisseur DC/DC connecté à une charge R_L

La figure II.8 représente un panneau solaire connecté à un convertisseur DC/DC et une charge R_L , l'impédance R_i représente l'impédance d'entrée vue par le GPV, elle est en fonction de la charge R_L [32].

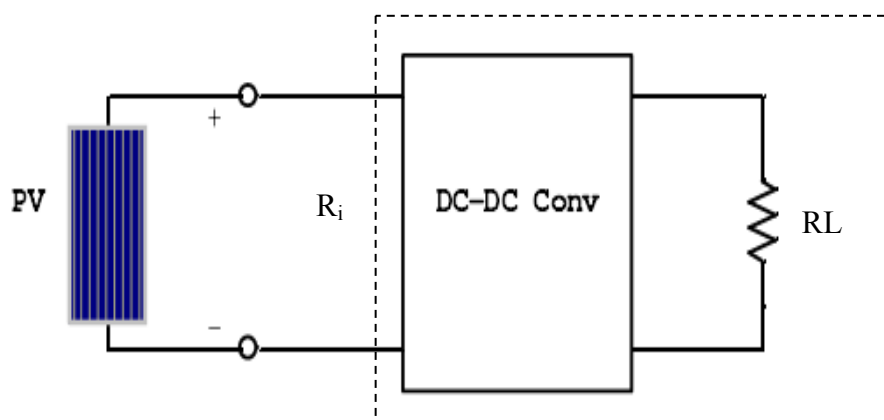


Figure II.8: Impédance d'entrée d'un convertisseur

Le tableau II.1 montre le rapport entre l'impédance d'entrée du convertisseur R_i et la charge R_L en fonction du rapport cyclique α pour les deux modes de fonctionnement [33,34].

Convertisseur	K_{crit}	$R_i(\text{CCM})$	$R_i(\text{DCM})$
Buck	$1-\alpha$	R_L/α^2	$\frac{R_L}{4} \left(1 + \sqrt{1 + 4K/\alpha^2}\right)^2$
Boost	$\alpha(1-\alpha)^2$	$R_L (1-\alpha)^2$	$4R_L / (1 + \sqrt{1 + \alpha^2/k})^2$
Buck-Boost	$(1-\alpha)^2$	$R_L \frac{(1-\alpha)^2}{\alpha^2}$	$\frac{K.R_L}{\alpha^2}$

Tab II.1: Tableau récapitulatif d'impédances d'entrée de différents convertisseurs

Avec $K = \frac{2L}{R_L T}$

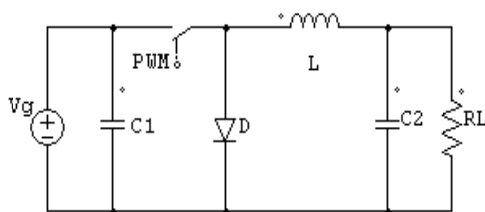
Tel que : T : la période de commutation

Si $K \leq K_{crit}$ le convertisseur fonctionne au mode discontinue DCM

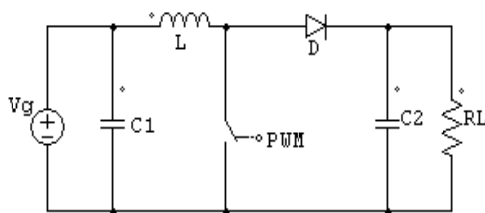
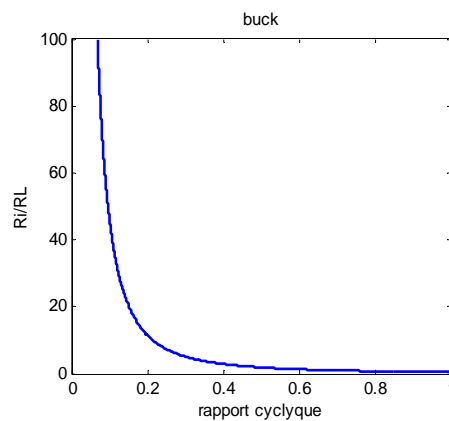
Si K excède la valeur critique, le convertisseur fonctionne au mode continue CCM

La valeur de K_{crit} varie d'un convertisseur à un autre [34].

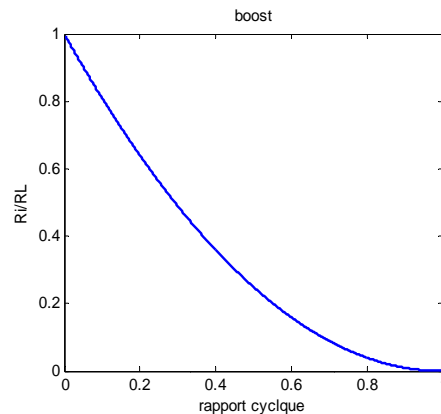
La figure II.9 illustre le rapport entre l'impédance d'entrée et la charge en fonction du rapport cyclique



(a) Convertisseur buck



(b) Convertisseur boost



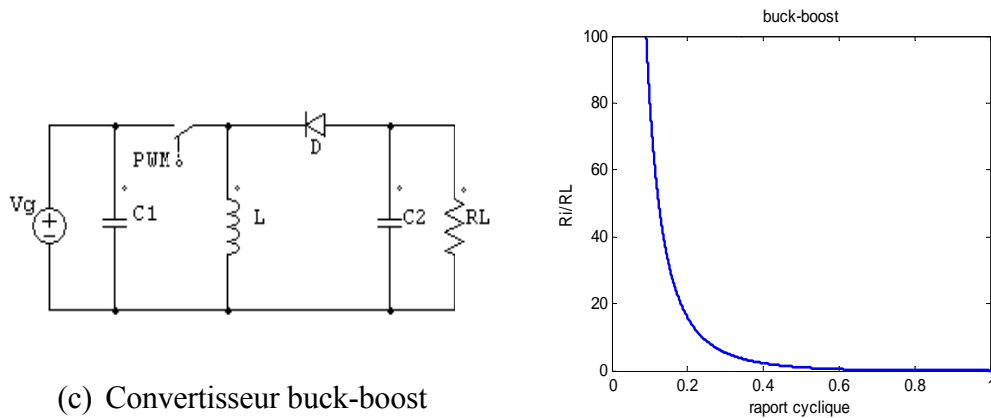


Figure II.9: Variation de l'impédance d'entrée en fonction du rapport cyclique pour les trois convertisseurs étudiés

II.3.3 Etude de la possibilité de poursuite du point de puissance maximale

La figure II.10 illustre la caractéristique I.V d'un générateur PV connecté à un convertisseur DC/DC présenté par son impédance d'entrée R_i .

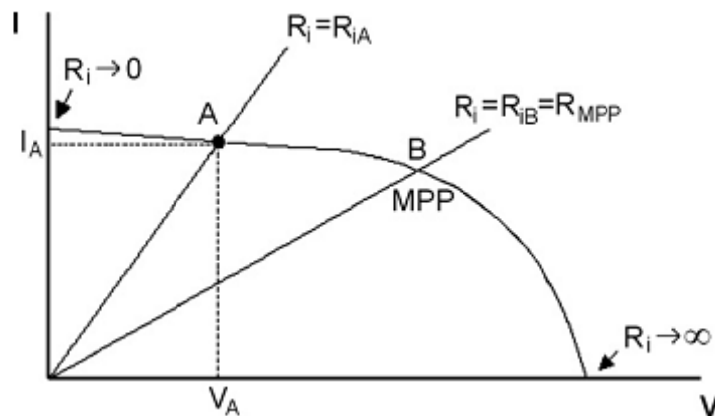


Figure II.10: Caractéristique I-V d'un générateur photovoltaïque

Le point de puissance maximale est le point B dont l'impédance d'entrée R_i égale à une valeur optimale R_{MPP} .

Si A est le point de fonctionnement, alors la tension et le courant générés sont V_A et I_A respectivement. L'impédance d'entrée du convertisseur $R_i = V_A / I_A$.

En générale, l'objectif d'un système de poursuite du point de puissance maximale est d'ajuster l'impédance d'entrée du convertisseur de telle sorte qu'elle atteigne la valeur optimale R_{MPP} .

II.3.3.1 Analyse de la topologie Buck

D'après le tableau II.1 :

$$\lim_{\alpha \rightarrow 0} R_{i-CCM} = \lim_{\alpha \rightarrow 0} \frac{R_L}{\alpha^2} = \infty \quad (\text{II.13})$$

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} R_{i-CCM} = \lim_{\alpha \rightarrow 1} \frac{R_L}{\alpha^2} = R_L \quad (\text{II.14})$$

$$\lim_{\alpha \rightarrow 0} R_{i-DCM} = \lim_{\alpha \rightarrow 0} \frac{R_L}{4} \cdot \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{\alpha^2}}\right)^2 = \infty \quad (\text{II.15})$$

$$R_{i-DCM} = \frac{R_L}{4} \cdot \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{\alpha^2}}\right)^2 \geq R_L \quad (\text{II.16})$$

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} R_{i-DCM} = \lim_{\alpha \rightarrow 1} \frac{R_L}{4} \cdot \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{\alpha^2}}\right)^2 \quad (\text{II.17})$$

Dans le mode DCM $K \leq K_{crit} = 1 - \alpha$ alors

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} R_{i-DCM} \leq \lim_{\alpha \rightarrow 1} \frac{R_L}{4} \cdot \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4(1-\alpha)}{\alpha^2}}\right)^2 = R_L \quad (\text{II.18})$$

Lorsque α varie de 0 à 1 d'une façon continue, la valeur de R_i se trouve toujours dans l'intervalle $[R_L, \infty]$.

$R_i = R_{MPP}$ est la condition de fonctionnement du GPV à son point de puissance maximale. Si R_{MPP} n'appartient pas à l'intervalle $[R_L, \infty]$, la capture du MPP est impossible.

Donc pour $R_L > R_{MPP}$ on définit la zone dont le MPP est non capturé.

La figure II.11 illustre l'effet graphiquement:

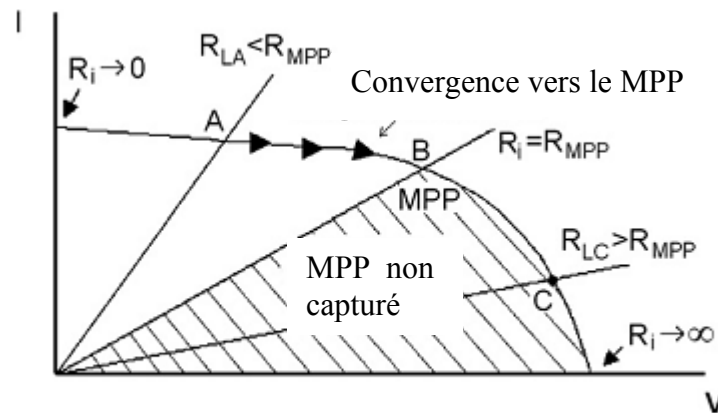


Figure II.11: Caractéristique possible de la poursuite avec l'utilisation d'un convertisseur buck

L'impédance d'entrée d'un convertisseur buck est toujours supérieure ou égale à la charge R_L , pour cela la capture du PPM est possible que si $R_L \leq R_{MPP}$.

Afin d'établir une relation entre la puissance délivrée par le générateur PV et le rapport cyclique α , nous aborderons le système suivant:

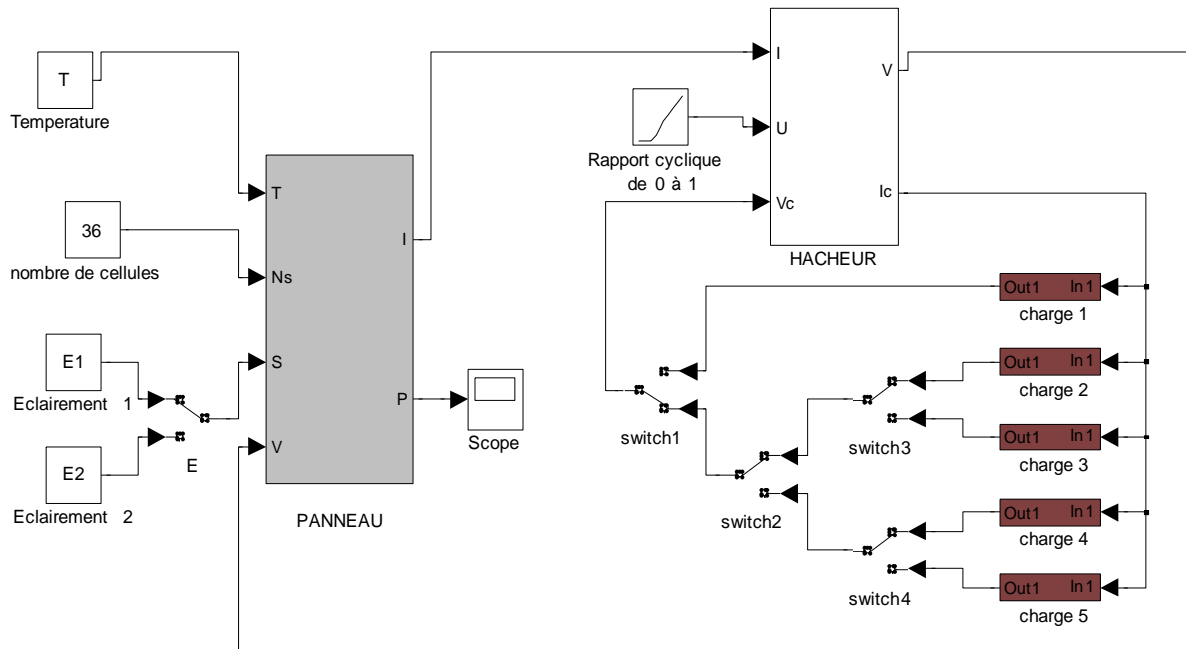


Figure II.12: Schéma synoptique du système simulé dans l'environnement Simulink

La figure II.13 représente la plage de variation du point de fonctionnement pour deux niveaux de l'éclairement; (a) avec une charge inférieure à la charge optimale, (b) avec une charge supérieure à la charge optimale, le convertisseur utilisé est de type buck.

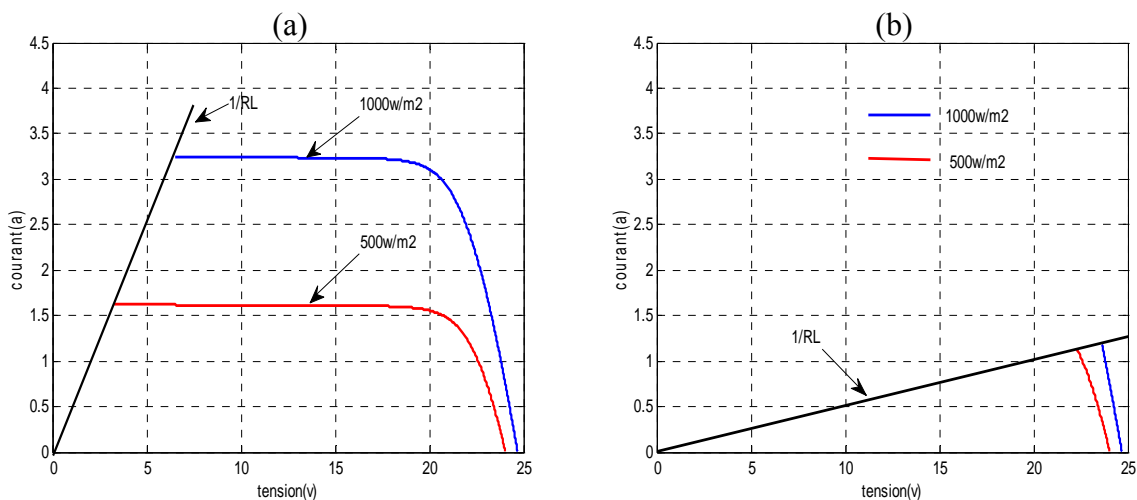


Figure II.13: Plage de variation du point de fonctionnement, (a) avec une charge inférieure à la charge optimale, (b) avec une charge supérieure à la charge optimale

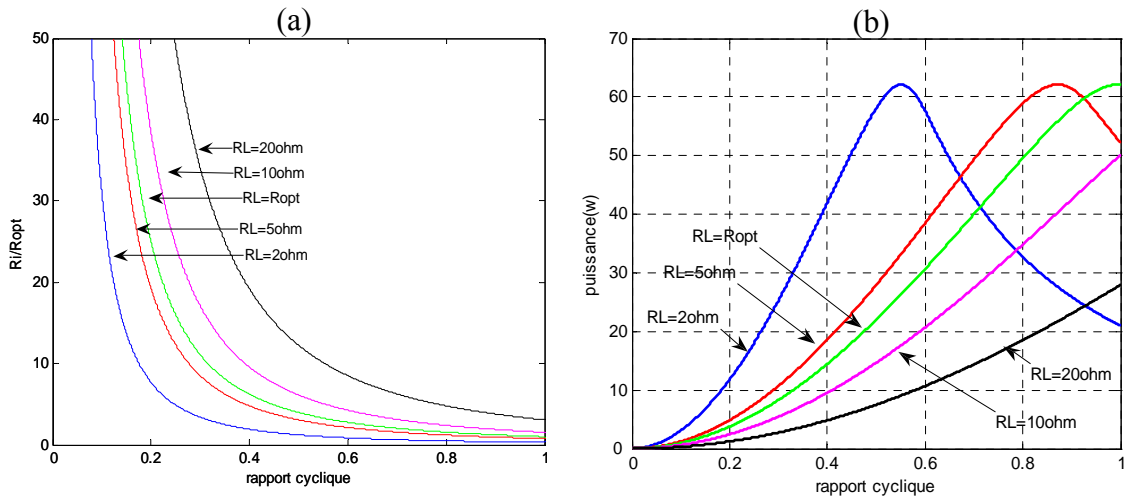


Figure II.14: (a) Impédance d'entrée en fonction du rapport cyclique pour différentes charges, (b) puissance délivrée par le GPV en fonction du rapport cyclique pour différentes charges, pour un convertisseur buck

Il est clair que pour des charges supérieures à la charge optimale R_{opt} , la puissance ne peut jamais atteindre sa valeur maximale quelque soit la valeur du 'α'. Pour le cas contraire il existe une seule valeur de 'α' pouvant maximiser la puissance fournie par le GPV (figure II.14 b).

II.3.3.2 Analyse de la topologie boost

D'après le tableau II.1 :

$$\lim_{\alpha \rightarrow 0} R_{i-CCM} = \lim_{\alpha \rightarrow 0} R_L \cdot (1 - \alpha)^2 = R_L \quad (\text{II.19})$$

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} R_{i-CCM} = \lim_{\alpha \rightarrow 1} R_L \cdot (1 - \alpha)^2 = 0 \quad (\text{II.20})$$

$$\lim_{\alpha \rightarrow 0} R_{i-DCM} = \lim_{\alpha \rightarrow 0} \frac{4R_L}{\left(1 + \sqrt{1 + \frac{4\alpha^2}{K}}\right)^2} = R_L \quad (\text{II.21})$$

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} R_{i-DCM} = \lim_{\alpha \rightarrow 1} \frac{4R_L}{\left(1 + \sqrt{1 + \frac{4\alpha^2}{K}}\right)^2} \quad (\text{II.22})$$

Pour le mode DCM

$$K \leq K_{crit}, \text{ donc } K \leq \alpha(1 - \alpha^2), \quad (\text{II.23})$$

On injecte cette condition dans l'équation (II.22) on trouve

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} R_{i-DCM} \leq \lim_{\alpha \rightarrow 1} \frac{4R_L}{\left(1 + \sqrt{1 + \frac{4\alpha^2}{K_{crit}}}\right)^2} = \lim_{\alpha \rightarrow 1} \frac{4R_L}{\left(1 + \sqrt{1 + \frac{4\alpha^2}{\alpha(1 - \alpha^2)}}\right)^2} = 0 \quad (\text{II.24})$$

Lorsque α varie de 0 à 1 d'une façon continue, la valeur de R_i se trouve cette fois dans l'intervalle $[0, R_L]$.

Pour faire fonctionner le GPV à son point de puissance maximale, il faut que $R_i = R_{MPP}$, cette condition n'est possible que si R_{MPP} appartient à l'intervalle $[0, R_L]$, c-a-d $R_L \geq R_{MPP}$.

Donc pour $R_L < R_{MPP}$ on définit la zone dont le MPP est non capturé.

La figure II.15 illustre l'effet graphiquement.

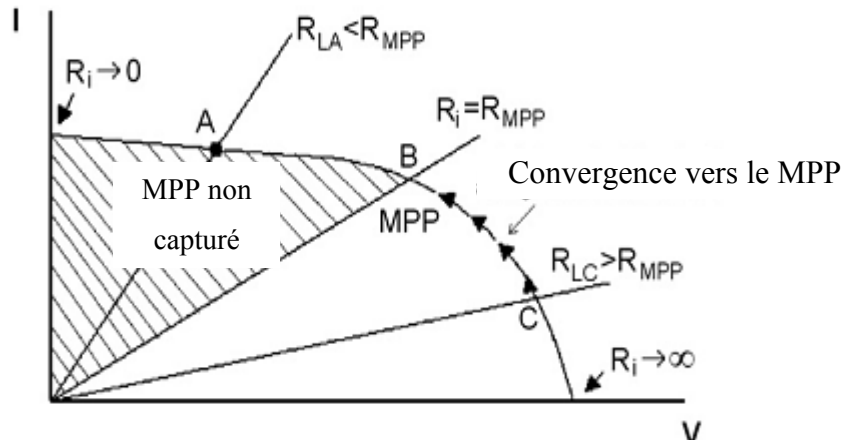


Figure II.15: Caractéristique possible de la poursuite avec l'utilisation d'un convertisseur boost

L'impédance d'entrée d'un convertisseur buck est toujours inférieure ou égale à la charge R_L . Pour cela la capture du MPP est possible que si $R_L \geq R_{MPP}$

En utilisant le même circuit illustré dans la figure II.12, en changeant seulement le convertisseur buck par un boost, nous pouvons obtenir les résultats donnés par la figure II.16 qui illustre la plage de variation du point de fonctionnement d'un module photovoltaïque pour deux charges différentes, l'une se trouve à gauche de PPM, et l'autre à droite.

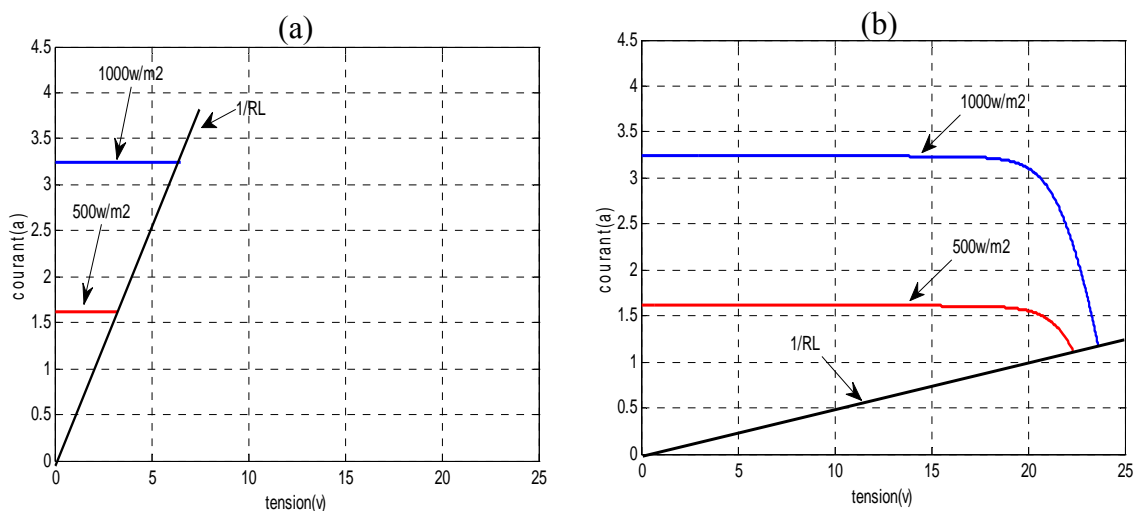


Figure II.16: Plage de variation du point de fonctionnement, (a) avec une charge inférieure à la charge optimale, (b) avec une charge supérieure à la charge optimale, pour un convertisseur boost

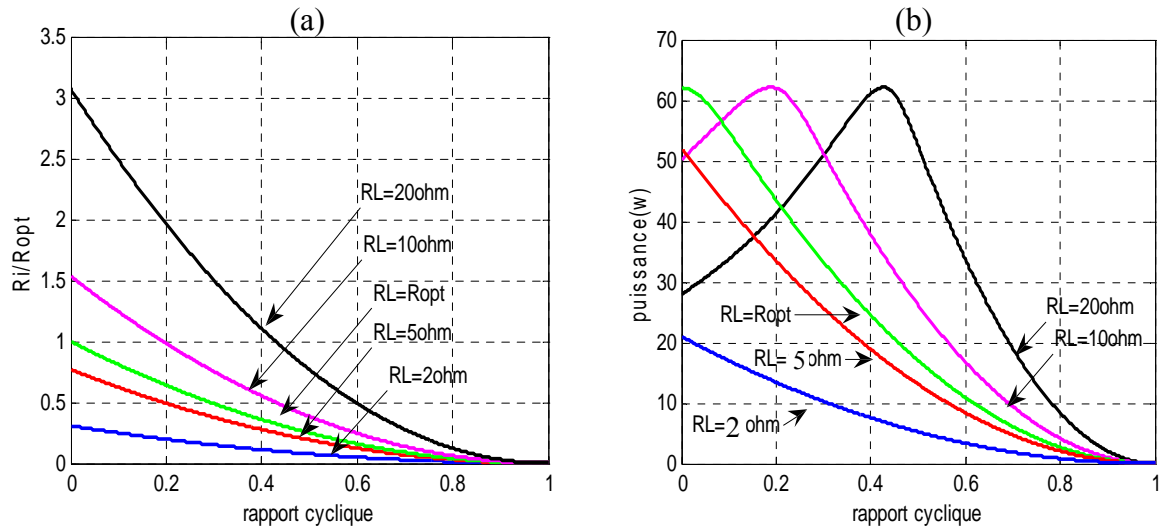


Figure II.17: (a) Impédance d'entrée en fonction du rapport cyclique pour différentes charges, (b) puissance délivrée par le GPV en fonction du rapport cyclique pour différentes charges, pour un convertisseur boost

Il est clair aussi que pour des charges inférieures à la charge optimale R_{opt} , la puissance ne peut jamais atteindre sa valeur maximale quelque soit la valeur du 'α'. Pour le cas contraire il existe une seule valeur de 'α' pouvant maximiser la puissance fournie par le GPV (figure II.17 b).

II.3.3.3 Analyse de la topologie buck-boost

D'après le tableau II.1:

$$\lim_{\alpha \rightarrow 0} R_{i-CCM} = \lim_{\alpha \rightarrow 0} \frac{R_L \cdot (1-\alpha)^2}{\alpha^2} = \infty \quad (II.25)$$

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} R_{i-CCM} = \lim_{\alpha \rightarrow 1} \frac{R_L \cdot (1-\alpha)^2}{\alpha^2} = 0 \quad (II.26)$$

$$\lim_{\alpha \rightarrow 0} R_{i-DCM} = \lim_{\alpha \rightarrow 0} \frac{K \cdot R_L}{\alpha^2} = \infty \quad (II.27)$$

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} R_{i-DCM} = \lim_{\alpha \rightarrow 1} \frac{K \cdot R_L}{\alpha^2} \quad (II.28)$$

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} R_{i-CCM} \leq \lim_{\alpha \rightarrow 1} \frac{K_{crit} \cdot R_L}{\alpha^2} = \lim_{\alpha \rightarrow 1} \frac{(1-\alpha)^2 \cdot R_L}{\alpha^2} = 0 \quad (II.29)$$

R_i peut prendre n'importe quelle valeur réelle positive, par conséquent, elle n'existe alors aucune condition sur R_L pour faire fonctionner le GPV à son point de puissance maximale (contrairement aux autres topologies).

La figure II.18 illustre l'effet graphiquement

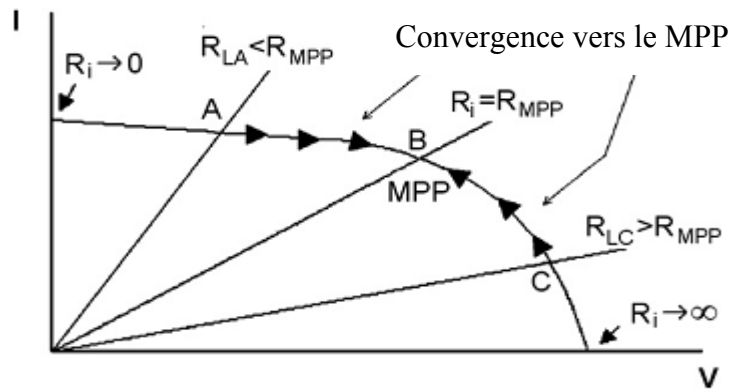


Figure II.18: Caractéristique possible de la poursuite pour un convertisseur buck-boost

La figure II.19 représente la plage de variation du point de fonctionnement d'un module PV pour deux charges différentes, l'une se trouve à gauche de PPM, et l'autre à droite.

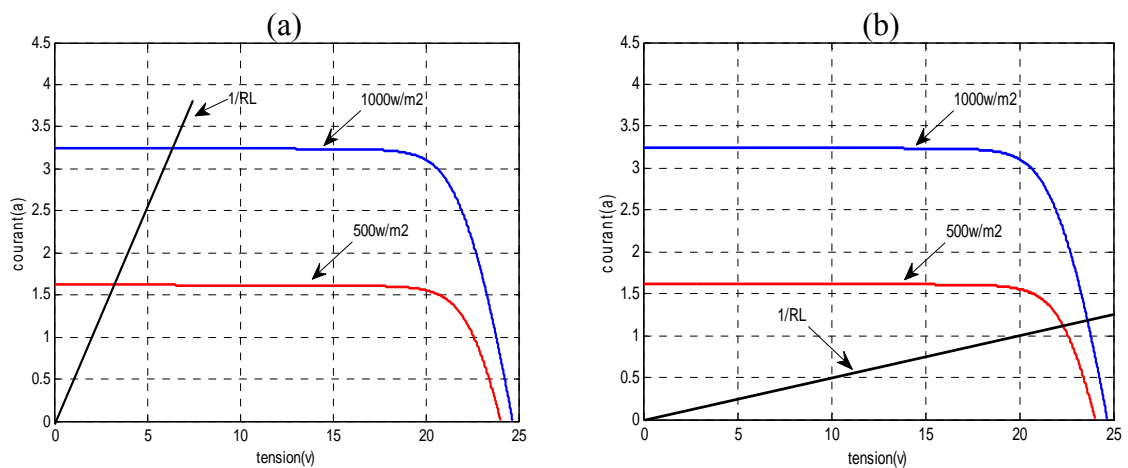


Figure II.19: Plage de variation du point de fonctionnement, (a) avec une charge inférieure à la charge optimale, (b) avec une charge supérieure à la charge optimale

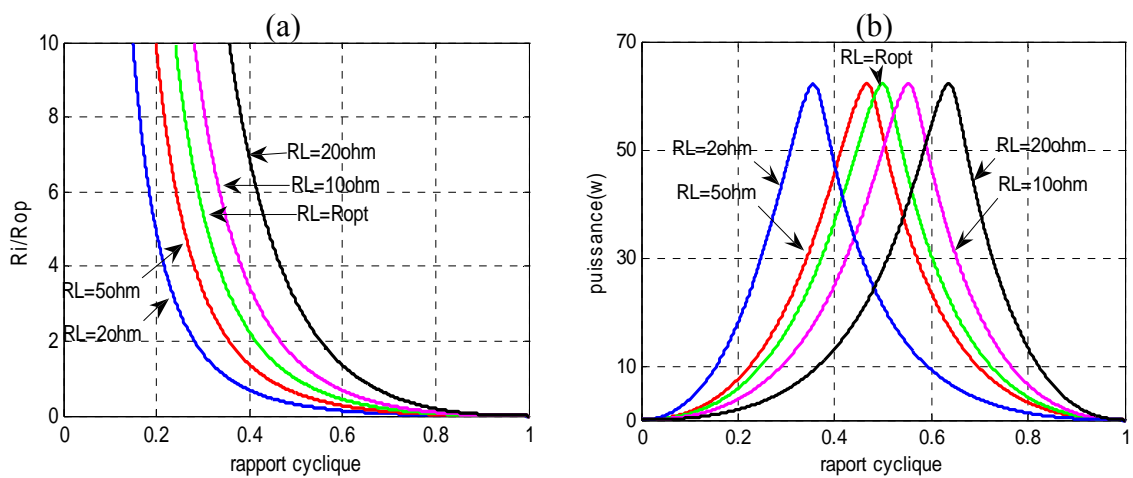


Figure II.20: (a) Impédance d'entrée en fonction du rapport cyclique pour différentes charges, (b) Puissance délivrée par le GPV en fonction du rapport cyclique pour différentes charges, pour un convertisseur buck-boost

Contrairement aux deux premiers, ce type de convertisseur, permet de faire fonctionner le GPV à son PPM indépendamment de la valeur de la charge (le point de fonctionnement en connexion directe), comme l'indique la figure II.20 b.

II.4 Simulation comparative entre les trois topologies

Pour valider les résultats obtenus précédemment, on a simulé trois systèmes photovoltaïques dans l'environnement MATLAB/Simulink, chaque système est connecté à un type de convertisseurs (buck, boost, et buck-boost) alimentant des charges résistives. Une loi de commande MPPT est utilisée afin de permettre au générateur photovoltaïque de fonctionner à son point de puissance maximale.

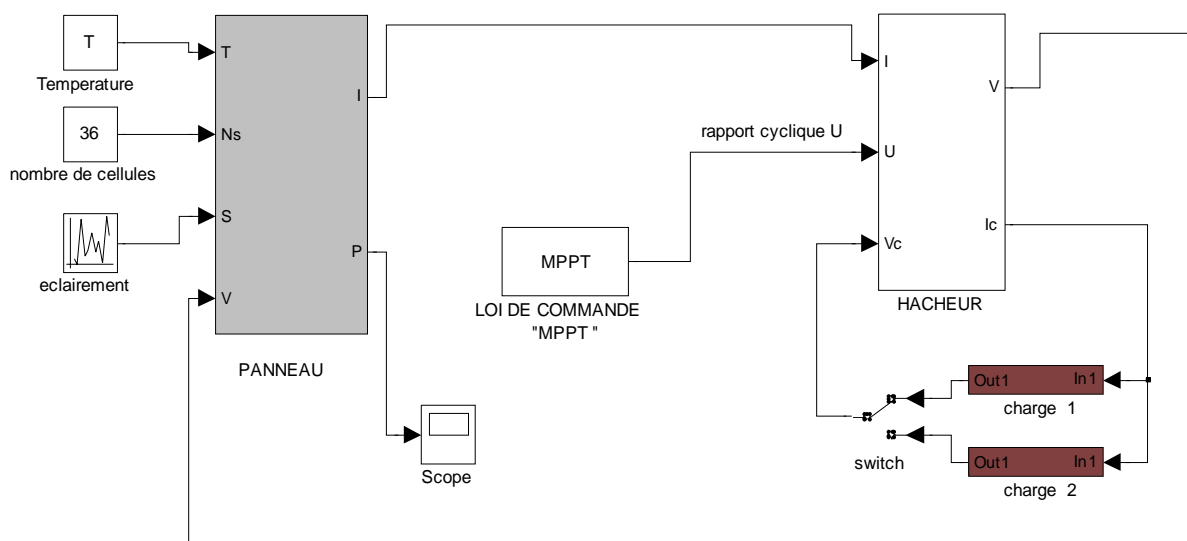


Figure II.21: Schéma synoptique du système étudié dans l'environnement Simulink

II.4.1 Résultats de simulation pour un éclairement non linéaire.

Les simulations, qui concernent la recherche du point de puissance maximale, sont effectuées pour l'échantillon de test de l'éclairement représenté par la figure II.22 :

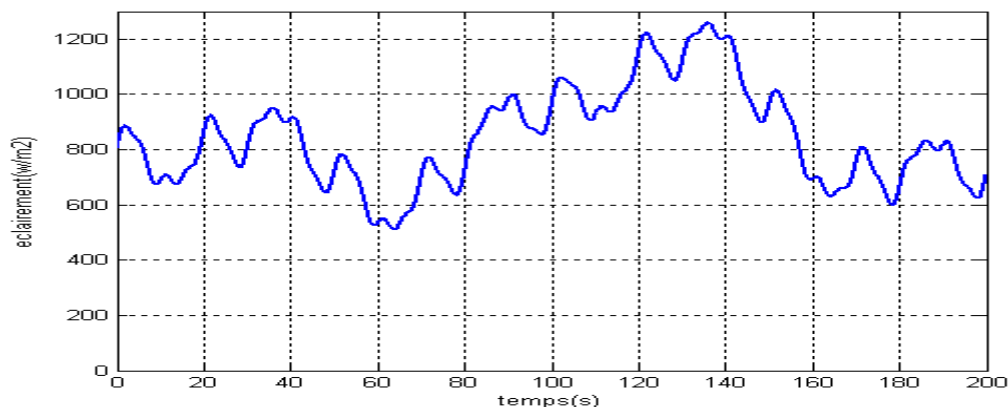


Figure II.22 : Echantillon de test de l'éclairement

II.4.1.1 Résultats de simulation pour une charge de 50 Ohms

Pour une charge de 50 ohms, les résultats obtenus sont présentés par la figure II.23

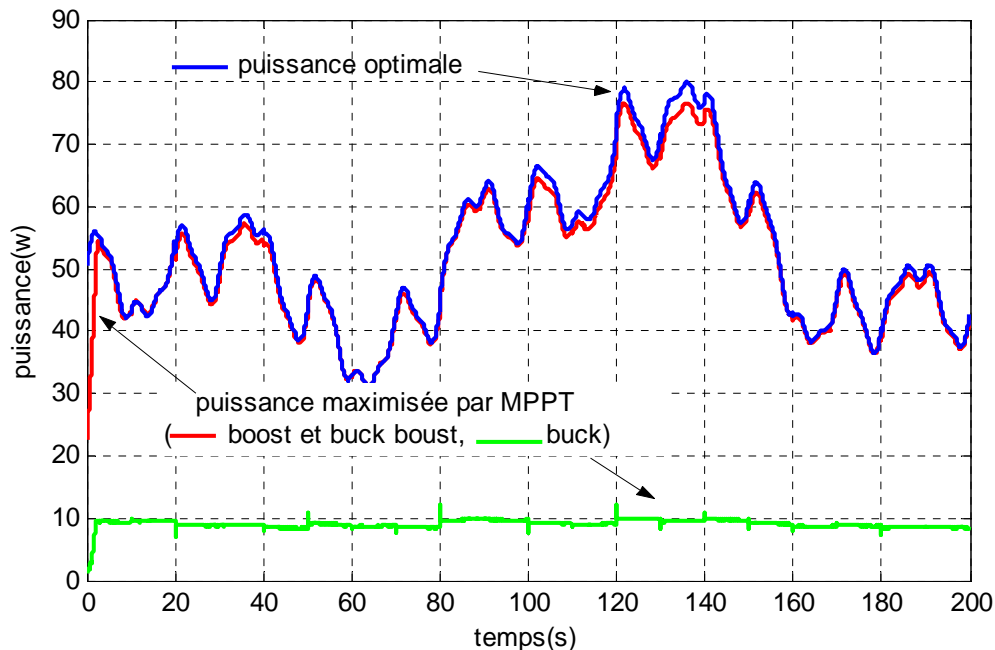


Figure II.23: Puissances délivrées par les modules photovoltaïques

La figure II.23 illustre les trajectoires de la puissance maximisée par le MPPT pour différents types de convertisseur. La puissance optimale est également donnée. Elle est calculée par la relation :

$$P_{max} = 0.8V_{oc} + 0.9 I_{sc} [14].$$

La différence entre la puissance issue du MPPT et la puissance optimale se traduit alors par une perte en puissance.

On constate que la puissance issue du MPPT pour les deux convertisseurs boost et buck-boost se rapproche de l'optimum pour toute l'étendue de l'éclairement de l'échantillon de la figure II.22.

Par contre la puissance issue du MPPT pour le convertisseur buck est limitée à une puissance qui ne dépasse jamais la puissance de fonctionnement dans le cas d'une connexion directe entre le générateur photovoltaïque et la charge.

II.4.1.2 Résultats de simulation pour une charge de 5 Ohms

On utilise le même système de la figure II.21, mais cette fois pour une charge de 5 ohms, les résultats obtenus sont présentés dans la figure II.24 :

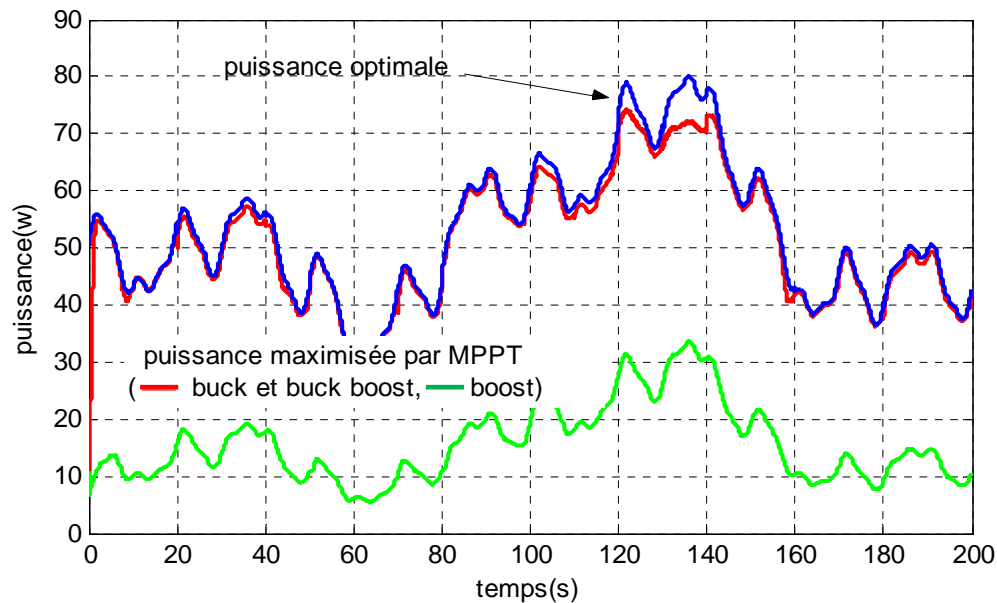


Figure II. 24: Puissances délivrées par les modules photovoltaïques.

Contrairement à la simulation précédente, pour une charge située parfaitement à droite de 'PPM', on constate que la puissance issue du MPPT pour les deux convertisseurs buck et buck-boost se rapproche de l'optimum, alors que la puissance issue de la MPPT pour le convertisseur boost est limitée à une puissance qui ne dépasse jamais la puissance de fonctionnement dans le cas d'une connexion directe entre le générateur photovoltaïque et la charge.

II.5 Conclusion

- Le but de ce chapitre est d'établir l'importance du choix correct d'un convertisseur DC/DC dans les applications photovoltaïques, dont la poursuite du point de puissance maximale est possible.
- La simulation faite dans ce chapitre nous a permis de constater que la topologie buck-boost est la meilleure par rapport aux autres topologies (buck et boost), car elle garantit un fonctionnement optimal sans tenir compte à la situation de la charge.
- En principe, l'utilisation des convertisseurs électroniques et d'un dispositif de poursuite du point optimum de fonctionnement permet d'augmenter la puissance fournie. Ces convertisseurs doivent être choisis ou conçus en tenant compte des conditions particulières d'utilisation propres aux installations photovoltaïques.

CHPITRE III

CONCEPTION D'ALGORITHMES 'MPPT' FLOUS POUR UN GENERATEUR TOTALEMENT ECLAIRE

III.1 Introduction

Comme nous l'avons dit précédemment, pour qu'un générateur PV délivre sa puissance maximale il est nécessaire d'intercaler entre ce dernier et la charge un convertisseur DC-DC piloté par un algorithme MPPT. L'objectif de ce chapitre est d'élaborer deux algorithmes MPPT par logique floue, dont le détail est donné dans ce qui suit.

La logique floue est une technique pour le traitement de connaissances imprécises basées sur des termes linguistiques; elle donne les moyens de convertir une commande linguistique basée sur le raisonnement humain, en une commande automatique, permettant ainsi la commande des systèmes complexes dont les informations sont exprimées d'une façon vague et mal définie [35].

Dans le domaine du génie électrique, la commande par logique floue a fait l'objet de plusieurs travaux : dans la commande des convertisseurs statiques, dans la commande des machines électriques et dans la navigation de robots mobiles. Toutes ces applications ont démontré qu'un régulateur par logique floue est plus robuste qu'un régulateur conventionnel [28].

Les performances que la commande floue peut apporter par comparaison avec les commandes classiques, sont essentiellement dues à la méthode de conception de ces régulateurs [36]. En effet, ces derniers ne nécessitent pas la connaissance des modèles mathématiques du système. Par contre ils ont besoin d'un ensemble de règles basées essentiellement sur les connaissances d'un opérateur qualifié manipulant le système.

III.2 Principe de la logique floue

Une des caractéristiques du raisonnement humain est qu'il est généralement fondé sur des données imprécises ou même incomplètes. En effet les connaissances dont nous disposons sur un système quelconque sont généralement incertaines ou vagues, soit parce que nous avons un doute sur leur validité ou alors nous éprouvons une difficulté à les exprimer clairement [37].

- Exemple : Déterminer si une personne est de petite ou grande taille est facile pour n'importe lequel d'entre - nous, et cela sans nécessairement connaître sa taille exacte. Un ordinateur, lui, devrait non seulement connaître la taille exacte mais également posséder un algorithme divisant inmanquablement une population en deux ensembles rigides: les grands et les petits. Supposons que la limite soit 1m70cm.

Je mesure 1m69cm, suis-je vraiment petit?

En logique floue, une proposition pourra à la fois être vraie et fausse, tout comme un élément pourra appartenir à un ensemble et à son contraire. Une personne de 1m69 pourra être à la fois grande et petite. Il apparaît en pratique que la méthode de la logique floue correspond effectivement mieux à la réalité que la logique binaire classique.

III.3 Les bases théoriques de la logique floue

Les éléments de base de la logique floue sont les suivants [38]:

- * les ensembles flous (*fuzzy sets*) pour la représentation de variables linguistiques (taille).
 - * les fonctions d'appartenance (*memberships functions*) qui décrivent le degré d'appartenance de grandeurs physiques (taille) à un ensemble flou (Petit, Moyen, Grand).
 - * les opérateurs flous qui permettent l'énonciation de relations logiques entre les assertions floues (conclusion du genre « Si, Alors »).
- L'inférence floue c'est à dire la déduction de nouvelles informations déjà disponibles sur la base des règles linguistiques.

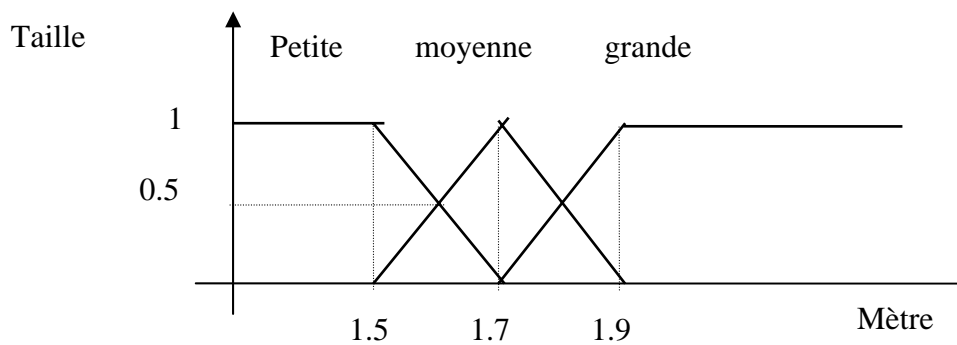


Figure III. 1 : Représentation floue de la variable taille

III.4 Principe d'un contrôleur flou

Le réglage par logique floue se prête particulièrement bien à deux domaines d'applications [39]:

- Conception de régulateurs pour des processus mal modélisables.
- Conception de régulateurs non linéaires pour des processus modélisables.

Un contrôleur flou (figure III.2) ne diffère pas tellement d'un contrôleur traditionnel. On retrouve à chaque fois un bloc de traitement, un bloc d'entrée (quantification, calculs préalables...) et un bloc de sortie (pour la détermination de la commande u) [39].

Deux blocs supplémentaires apparaissent dans le cas d'un contrôleur flou: un bloc de fuzzification et un bloc de défuzzification. Le bloc de fuzzification constitue l'interface entre le monde physique et celui des sous-ensembles d'inférence (*inférence engine*) et une base de règles (*rules base*). Le rôle de ce dernier bloc sera d'échafauder le raisonnement.

Le bloc de fuzzification convertira les valeurs d'entrées en sous-ensembles flous. Le moteur d'inférence activera les règles dont les prémisses seront vérifiées. Chaque règle activée donnera lieu à un sous-ensemble de sortie. Il restera au bloc de défuzzification à agréger ceux-ci et en extraire une action précise et réalisable au niveau de la commande.

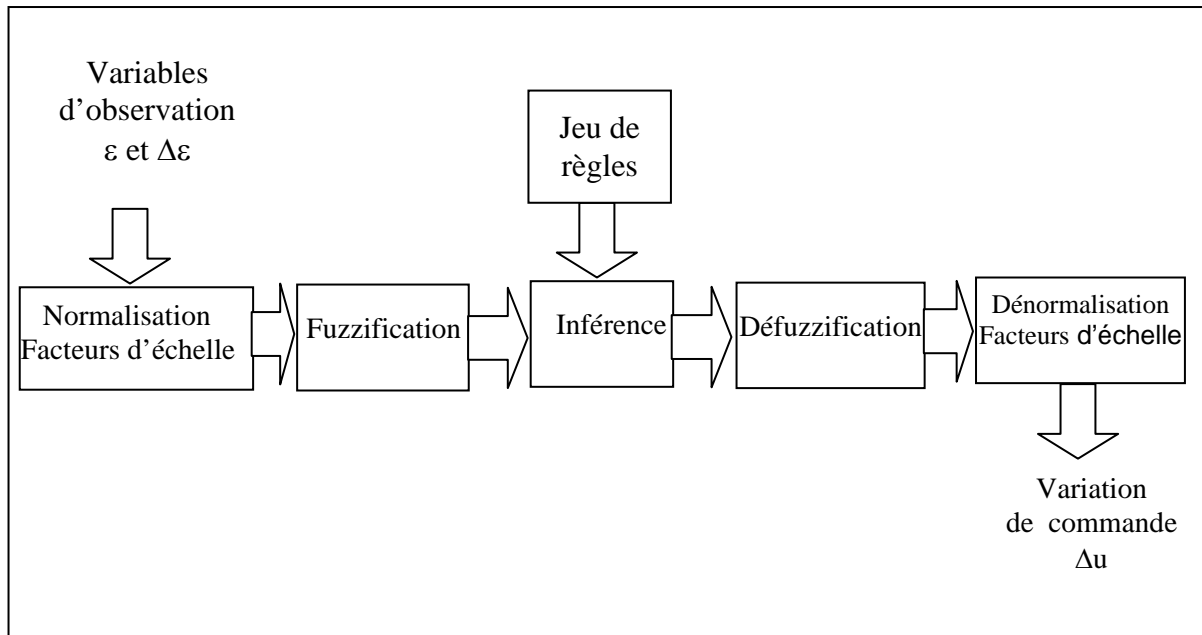


Figure III .2 : Configuration interne d'un contrôleur par logique floue.

III.4.1 La fuzzification

La fuzzification proprement dite consiste à définir les fonctions d'appartenance pour les différentes variables d'entrée et de sortie. Dans le cas du réglage par logique floue, on utilise en général des formes trapézoïdales et triangulaires pour les fonctions d'appartenance.

Les différents ensembles flous sont caractérisés par des désignations standards: la signification des symboles est indiquée au tableau (III.1).

Symboles	Significations
NB	Négatif Big
NM	Négatif Middle
NS	Négatif Small
ZE	Environ Zéro
PS	Positif Small
PM	Positif Middle
PB	Positif Big

Tableau III .1 : Désignation standard des ensembles flous

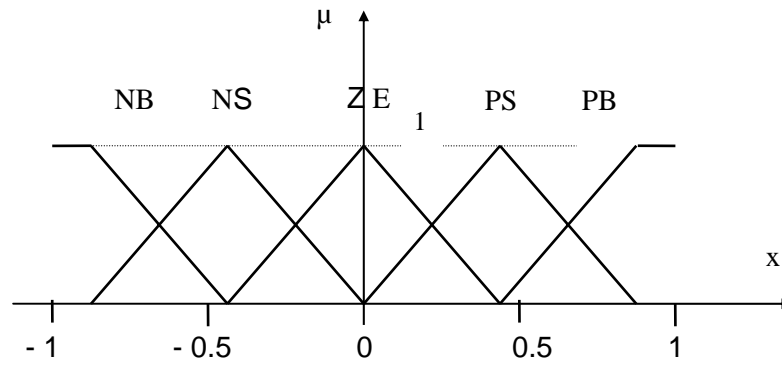


Figure III .3: Fuzzification avec cinq fonctions d'appartenance.

III.4.2 Inférence

Dans cette partie du régulateur les valeurs des variables linguistiques d'entrée et de sortie sont liées par plusieurs règles qui doivent tenir compte du comportement statique et dynamique du système à régler. La stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adoptées.

Pour exprimer les inférences ils existent plusieurs possibilités à savoir par description linguistique et symbolique, ainsi que par tableaux et matrices d'inférence [39].

X_R		X_1				
		NB	NS	ZE	PS	PB
X_2	NB			PB	PS	
	NS			PS	ZE	NS
	ZE	PB	PS	ZE	NS	NB
	PS	PS	ZE	NS		
	PB		NS	NB		

Tableau III.2 : Matrice d'inférence incomplète pour deux variables linguistiques x_1 et x_2

Il existe plusieurs possibilités pour les opérateurs qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance, on utilise en général une des méthodes d'inférence suivantes [39]:

- *Méthode d'inférence Max-Min.*
- *Méthode d'inférence Max-Prod.*
- *Méthode d'inférence Somme-Prod.*

Le nom de la méthode désigne les opérateurs utilisés respectivement pour l'agrégation et l'implication. Le tableau suivant indique la manière de leur utilisation :

Méthodes	Opérateurs sur Prémisses		Opérateur Implication	Opérateur Agrégation
	Ou	Et	Imp	
<i>Max-min</i>	Max	Min	Min	Max
<i>Max-prod</i>	Max	Min	Prod	Max
<i>Som-prod</i>	Som	Prod	Prod	Som

Tableau III .3 : Operateurs utilisés dans les méthodes d'inférence

III.4.3 La défuzzification

La dernière étape du contrôle, appelée défuzzification consiste à définir précisément quelle doit être l'action sur le processus. En effet, le procédé ne peut pas interpréter des ordres du type « Petit » ou « Grand », etc...., on doit lui envoyer une valeur physique.

Les méthodes d'inférences fournissent une fonction d'appartenance résultante $\mu_{rés}(x_R)$ pour la variable de sortie x_R . L'opération de défuzzification permet de calculer à partir de cette dernière la valeur réelle de la variable de sortie à appliquer au processus. On doit souvent prévoir un traitement du signal de sortie et sa conversion numérique - analogique

Le choix d'une méthode de défuzzification est un point très délicat lors de l'élaboration d'une technique de contrôle en logique floue. Celui-ci conditionnera en effet grandement l'évolution dynamique de la commande. On distingue trois méthodes différentes (figure III.4): celle du maximum, celle de la moyenne des maxima et celle du centre de gravité (ou centroïde). Il est toutefois reconnu que la méthode de centre de gravité donne les meilleurs résultats [35] [37].

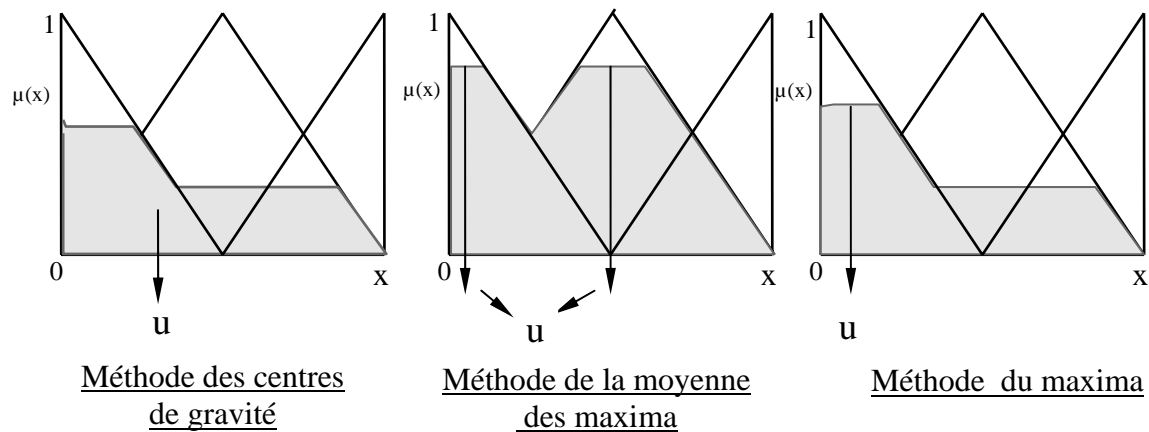


Figure III.4: Principe de différentes méthodes de défuzzification

III.5 Conception des régulateurs MPPT flous

Dans le cadre de la régulation (asservissement), on utilise fréquemment l'erreur (observation) et la variation de l'erreur (dynamique du processus). A partir de ces deux entrées, traduites sous la forme de variables floues, il est possible de déterminer les règles dans le domaine temporel et on peut construire une matrice *Situation/Action* reprenant toutes les possibilités linguistiques de celles-ci [35].

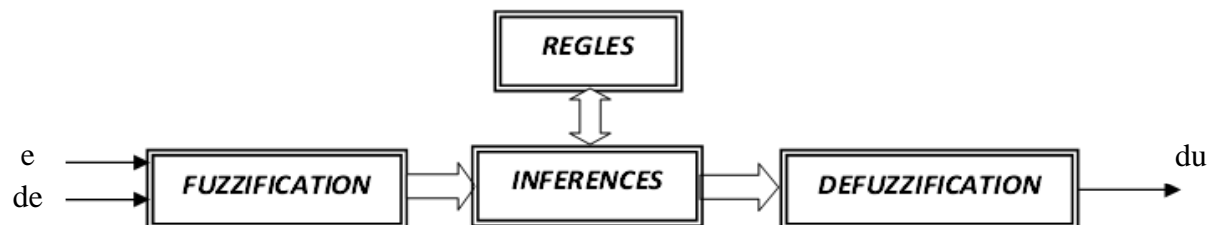


Figure III.5 : Régulateur flou MPPT

Dans notre cas on va proposer deux méthodes de recherche du point de puissance maximale, on se basant sur l'analyse temporelle, qui doit conduire à établir les règles du contrôleur flou. Les fonctions d'appartenance des variables d'entrée (e , de) sont définies comme suit :

NB : Negative Big	(Negative Grande)	PB : Positive Big	(Positive Grande)
NS : Negative Small	(Négative Petite)	PS : Postive Small	(Positive Petit)

On définit le jeu de règles sous la forme suivante :

- 1 Si $e = PB$ Et $de = ZE$ Alors $du = PB$ (départ, commande importante)

- 3 Si $e = \text{PM}$ Et $de = \text{NS}$ Alors $du = \text{PS}$ (faible augmentation de u pour ne pas dépasser)
- 3 Si $e = \text{PS}$ Et $de = \text{NS}$ Alors $du = \text{ZE}$ (freinage du processus)
- 4 Si $e = \text{NS}$ Et $de = \text{NS}$ Alors $du = \text{NS}$ (freinage et inversion de la variation de la commande)
- 5 Si $e = \text{NS}$ Et $de = \text{PS}$ Alors $du = \text{ZE}$ (convergence vers l'équilibre correct)
- 6 Si $e = \text{ZE}$ Et $de = \text{ZE}$ Alors $du = \text{ZE}$ (équilibre)

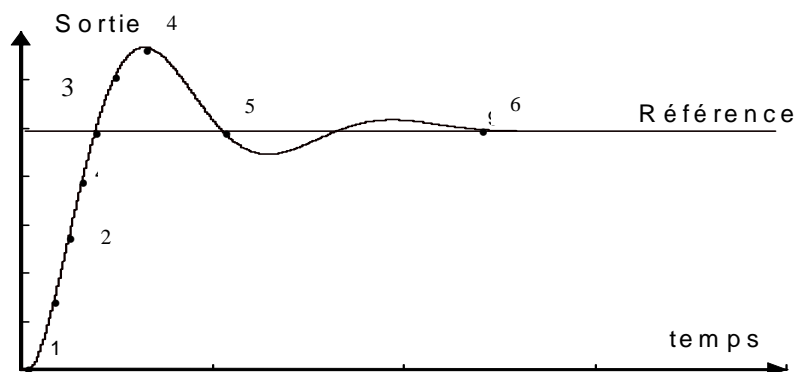


Figure III.6: Ecriture du jeu de règles grâce à une analyse temporelle

Pour qu'on puisse exprimer toutes les possibilités existantes, on doit augmenter le nombre de points indiqués sur la réponse du système.

III.5.1 Méthode de contre réaction de puissance

Cette méthode est basée sur la caractéristique $P=f(I)$

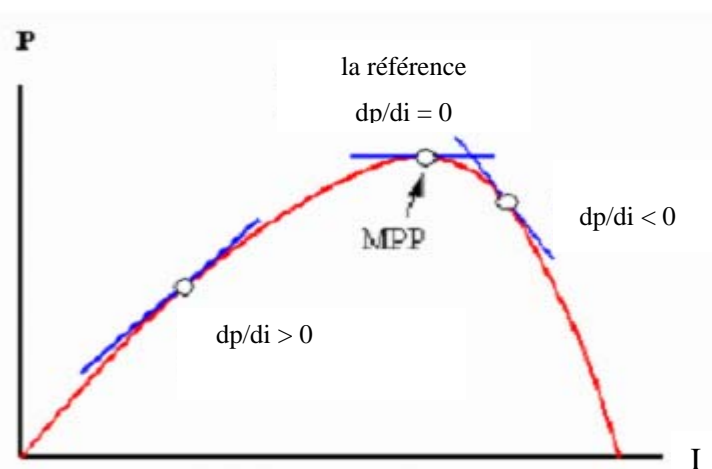


Figure III.7: Caractéristique $P=f(I)$ d'un générateur photovoltaïque

Les deux variables d'entrées du contrôleur flou proposé, sont:

- l'erreur (e) et le changement de l'erreur (de).

La variable (e) est exprimée comme suit:

$$e = \left. \frac{dp}{di} - \frac{dp}{di} \right|_{ref} \quad (\text{III.1})$$

$$\text{Tel que } \left. \frac{dp}{di} \right|_{ref} = 0 \quad (\text{III.2})$$

La tension et le courant actuels du générateur photovoltaïque sont mesurés instantanément par un convertisseur A/N, et la puissance peut être ainsi calculée :

$$P(k) = i(k) \cdot v(k)$$

$$\text{Donc } e = \frac{P(k) - P(k-1)}{i(k) - i(k-1)} \quad (\text{III.3})$$

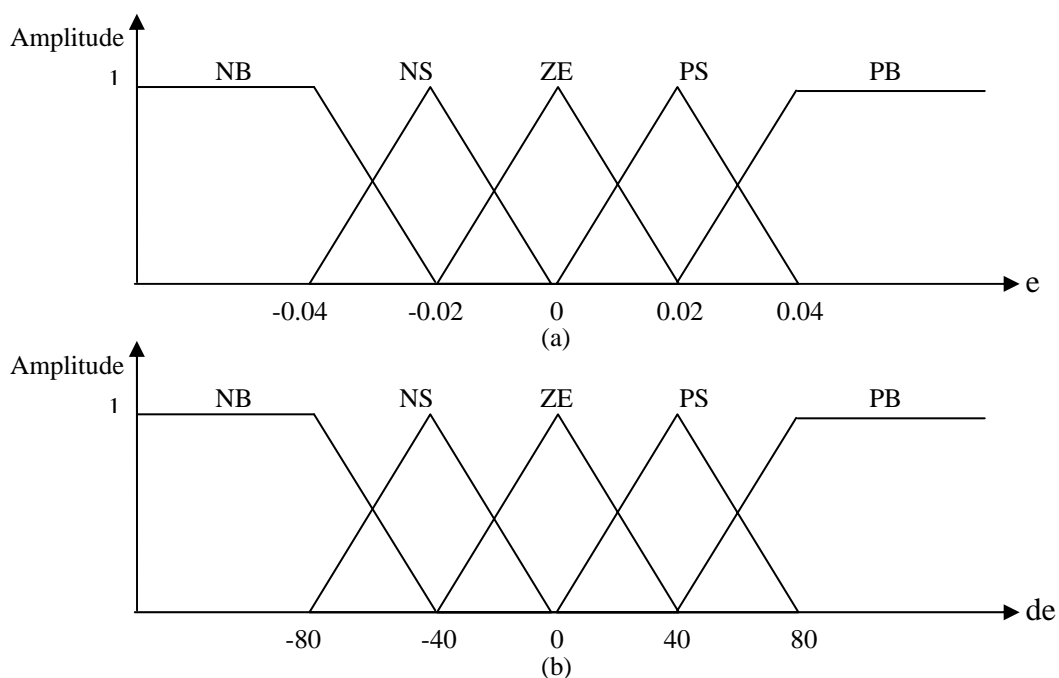
$$de = e(k) - e(k-1) \quad (\text{III.4})$$

La valeur de $e(k)$ montre si le point de fonctionnement pour la charge utilisée à l'instant k se situe du côté gauche ou du côté droit du point de puissance maximale sur la caractéristique de la courbe $P(I)$. La valeur $de(k)$ exprime le sens de déplacement de ce point.

a) Fuzzification

Le domaine d'existence, ou univers de discours, a été partagé en cinq intervalles pour chacune des trois variables qui sont les deux entrées e et de et la sortie du .

Ces intervalles sont décrits par les fonctions d'appartenances montrées en figure III.8.



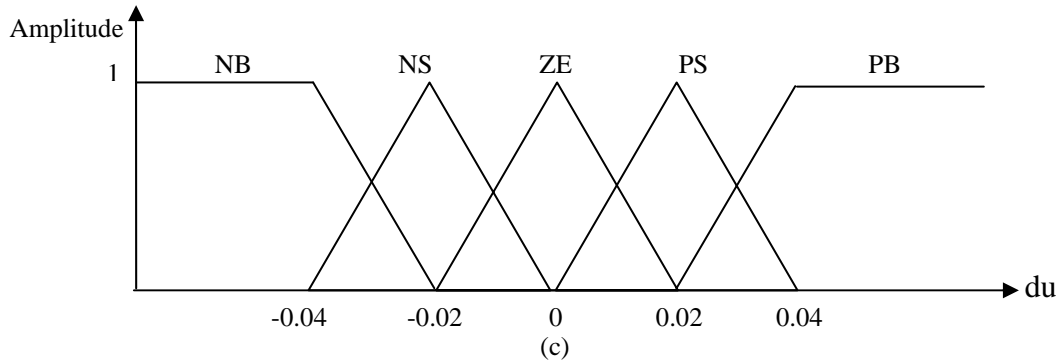


Figure III.8: Fonctions d'appartenance des variables d'entrées et de sortie
 (a)erreur 'e', (b) variation de l'erreur 'de', (c) la sortie 'du'

b) Inférence

En décrivant point par point le comportement du processus et l'action de variation de commande à appliquer, on en déduit la table du contrôleur flou de base (figure III.4). Les règles d'inférences choisies ont été obtenues à partir de règles générales appliquées à tout système susceptible d'être commandé.

dè	NB	NS	ZE	PS	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PB
PS	NS	ZE	PS	PM	PB
ZE	NM	NS	ZE	PS	PM
NS	NB	NM	NS	ZE	PS
NB	NB	NB	NM	NS	ZE

Tableau III.4: Matrice d'inférence du régulateur flou à contre réaction de puissance

Les éléments de la diagonale représentent les cas d'un passage au point de puissance maximale.

c) Défuzzification

La méthode choisie pour la dernière étape de la conception du régulateur flou est la méthode du centre de gravité. Le rapport cyclique du convertisseur DC-DC est donné par:

$$u = \frac{\sum_{j=1}^n \mu (du_j) - du_j}{\sum_{j=1}^n \mu (du_j)} \tag{III.5}$$

III.5.2 Méthode de contre réaction de tension

Cette méthode est basée sur la tension de référence V_{ref} de la cellule pilote, tel que l'erreur et la variation d'erreur sont définies comme suit

$$e = V - V_{ref} \quad (III.6)$$

$$de = e(k) - e(k-1) \quad (III.7)$$

a) Fuzzification

Le domaine d'existence, ou univers de discours, a été partagé en cinq intervalles pour chacune des trois variables qui sont les deux entrées e et de et la sortie du .

Ces intervalles sont décrits par les fonctions d'appartenance montrées en figure III.9

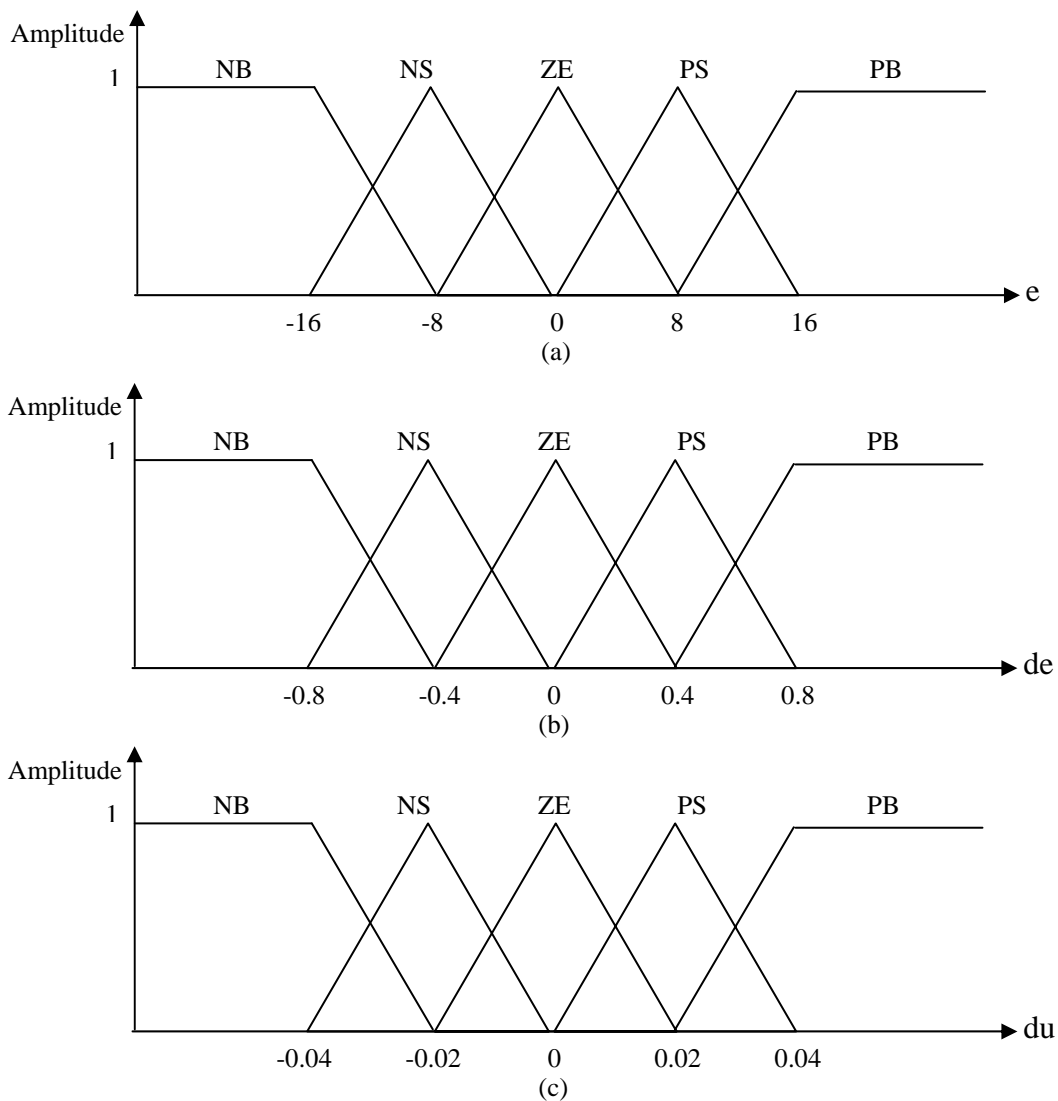


Figure III.9: Fonctions d'appartenance des variables d'entrées et de sortie

(a) erreur ' e ', (b) variation de l'erreur ' de ', (c) la sortie ' du '

b) Inférence

En décrivant point par point le comportement du processus et l'action de variation de commande à appliquer, on en déduit la table du contrôleur flou de base (figure III.4). Les règles d'inférences choisies ont été obtenues à partir de règles générales appliquées à tout système susceptible d'être commandés.

$\begin{matrix} e \\ \text{de} \end{matrix}$	NB	NS	ZE	PS	PB
PB	ZE	NS	NM	NB	NB
PS	PS	ZE	NS	NM	NB
ZE	PM	PS	ZE	NS	NM
NS	PB	PM	PS	ZE	NS
NB	PB	PB	PM	PS	ZE

Tableau III .5: Matrice d'inférence du régulateur flou

Nous constatons que la matrice d'inférence de ce régulateur est antisymétrique en raison que la tension du point de fonctionnement est soit supérieure ou inférieure à la tension de référence (la consigne V_{ref}), les éléments de la diagonale représentent les cas d'un passage au point de puissance maximale.

c) Défuzzification

La méthode choisie pour la dernière étape de la conception du régulateur flou est la méthode du centre de gravité. Le rapport cyclique du convertisseur DC-DC donné par:

$$u = \frac{\sum_{j=1}^n \mu(du_j) \cdot du_j}{\sum_{j=1}^n \mu(du_j)} \quad (\text{III.8})$$

III.6 Resultats de simulation et discussions

Les deux systèmes photovoltaïques utilisés sont composés de blocs suivants : Un générateur photovoltaïque, un hacheur de type buck- boost, une charge resistive, un bloc de calcul de l'erreur et la variation d'erreur, et un contrôleur MPPT flou. Les details de ces deux systemes sont presentés dans les figures III.10 et III.11:

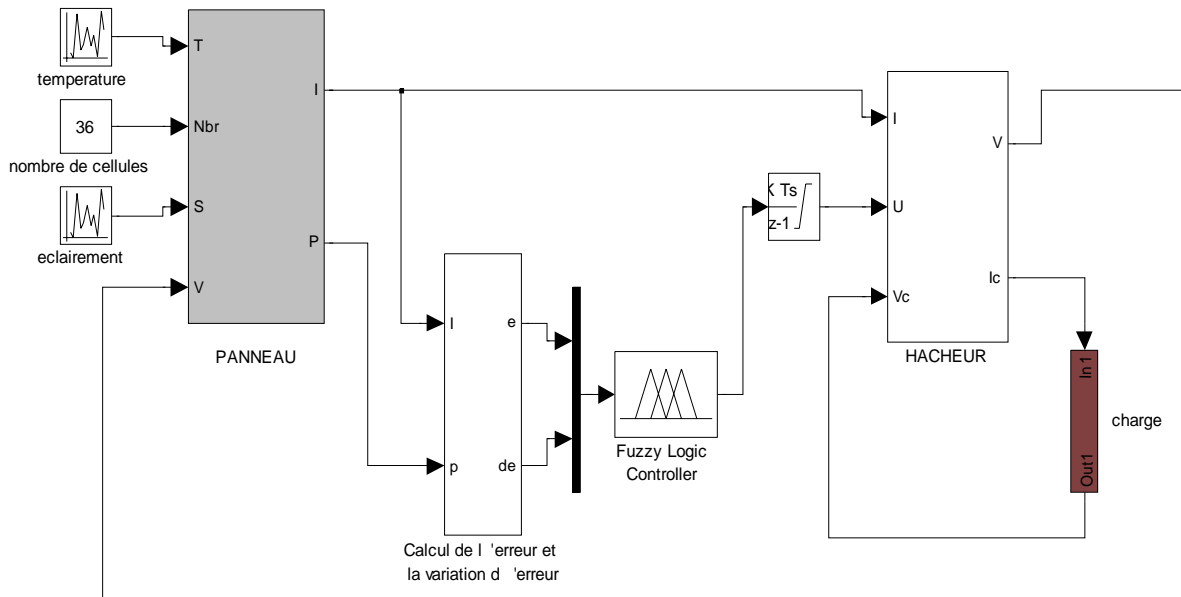


Figure III.10: Schéma synoptique d'un système photovoltaïque doté d'un contrôleur MPPT flou de la méthode à contre réaction de puissance sous Simulink

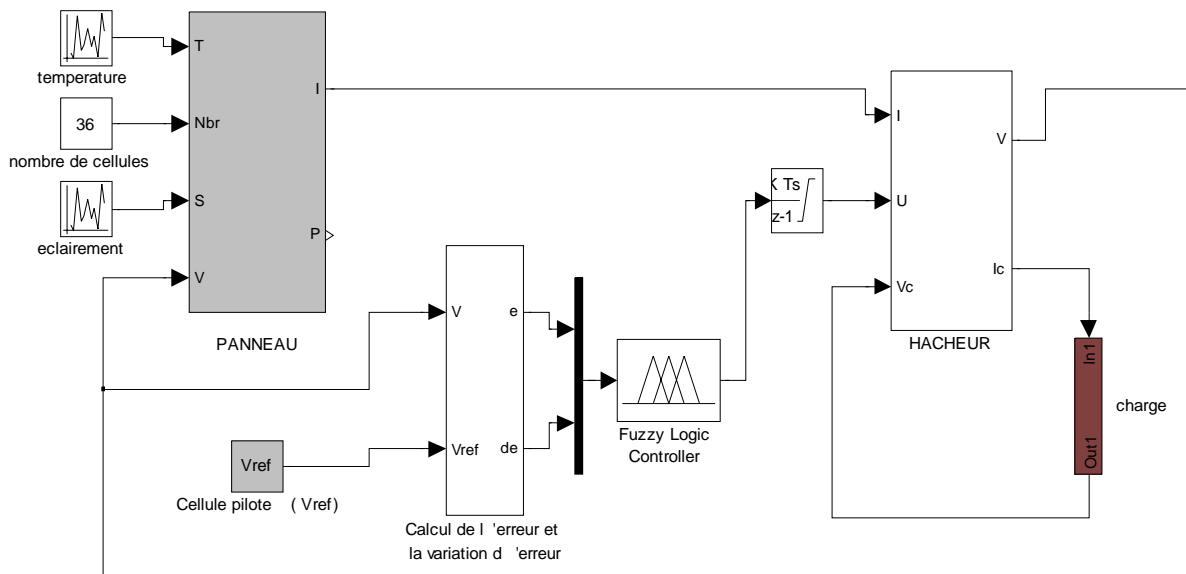


Figure III.11: Schéma synoptique d'un système photovoltaïque doté d'un contrôleur MPPT flou de la méthode à contre réaction de tension sous Simulink

Une simulation numérique a été effectuée pour différentes conditions à savoir ;

- 1) Simulation du fonctionnement du système sous des conditions constantes (standards) ;
- 2) Simulations sous des conditions variables d'ensoleillement où deux cas sont envisagés lesquels consistent en la diminution et l'augmentation respectives de l'ensoleillement ;

- 3) Simulation sous des conditions variables de la température où également deux cas sont considérés : une augmentation et une diminution de la température ;
- 4) Simulation sous des conditions aléatoires de l'ensoleillement, la température, et la charge.

III.6.1 Simulation du fonctionnement sous des conditions standard (constantes)

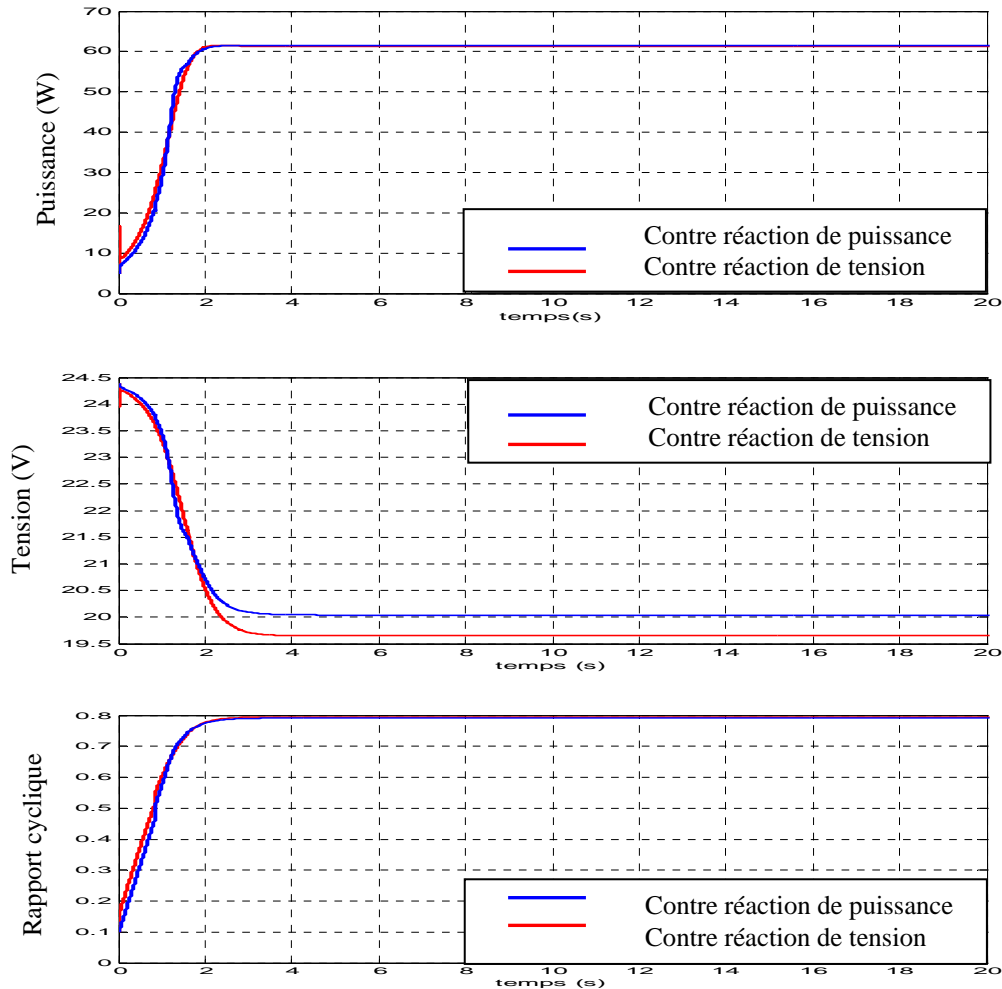


Figure III.12 : La puissance du module, la tension du PPM et de la commande 'u' pour un ensoleillement de 1000W/m² et une température de 25°C

La figure III.12 montre la variation de la puissance du module et la tension du PPM, ainsi que la commande 'u' (le rapport cyclique) en fonction du temps, pour les deux méthodes de recherche du PPM. A l'état permanent, nous remarquons que la valeur de la puissance du deux contrôleurs flou se stabilise à une valeur qui représente le PPM du module. Nous remarquons aussi que le régulateur à contre réaction de puissance est un peu performant que le régulateur à contre réaction de tension, ça est dû à l'approximation utilisée dans le calcul de la tension de référence V_{mp} de la cellule pilote.

III.6.2 Simulation pour T variable et phi constant

Les résultats de simulation sont obtenus pour un éclairement constant, $\phi = 1000 \text{ w/m}^2$

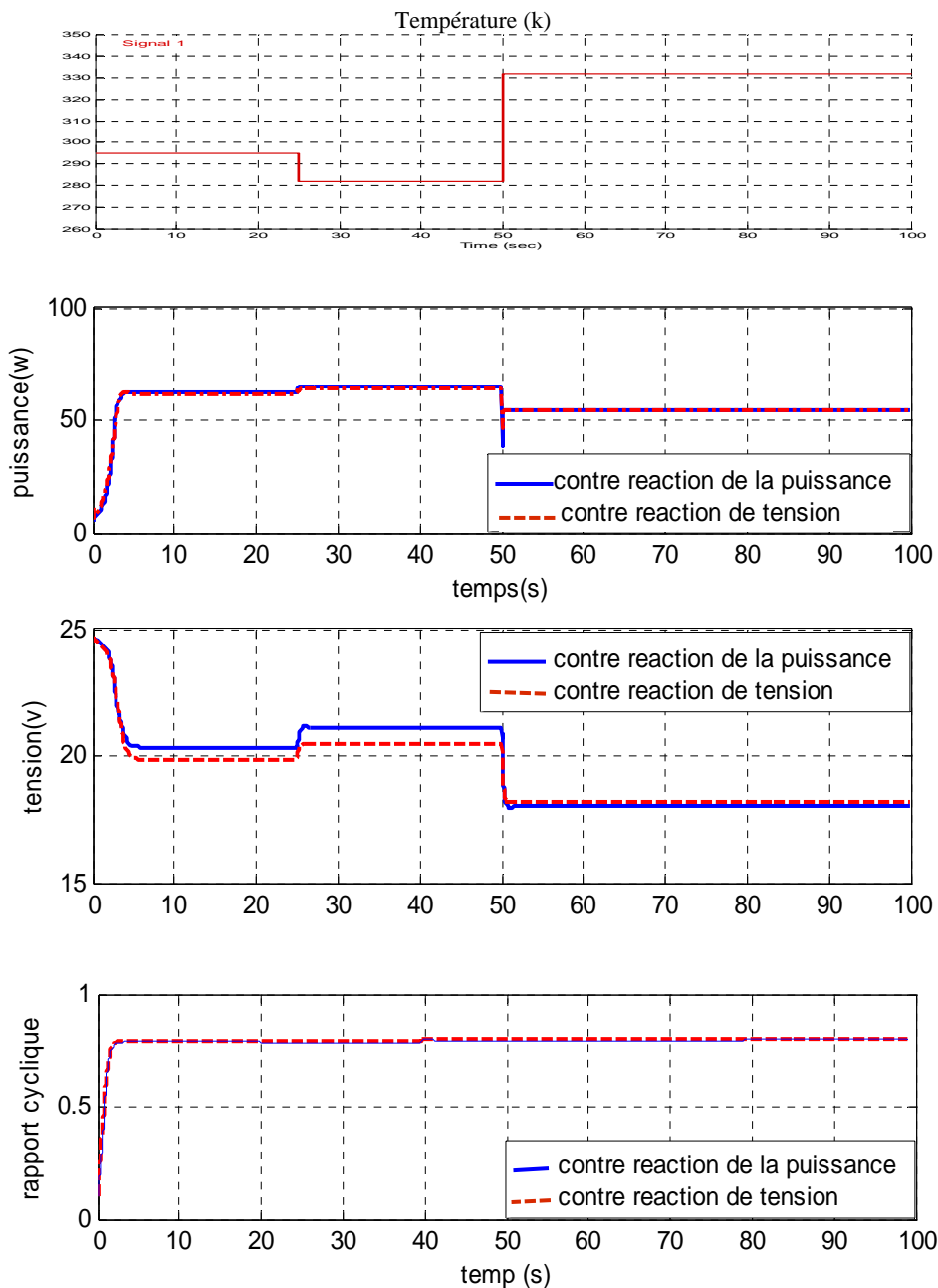


Figure III.13 : La puissance du module, la tension du PPM et de la commande 'u' pour un ensoleillement de 1000 W/m^2 et une température variable

Pour tester la robustesse des contrôleurs proposés, des changements brusques de la température ont été introduites, généralement la variation de la température est très lente et un changement rapide de la température est rarement occasionné (une augmentation rapide de la température ne se produit jamais [40]). Nous remarquons que la puissance produite est inversement proportionnelle à la température, qui a une influence directe sur la tension du PPM.

III.6.3 Simulation pour phi variable et T constante

Les résultats de simulation sont obtenus pour une température constante, $T=298K$

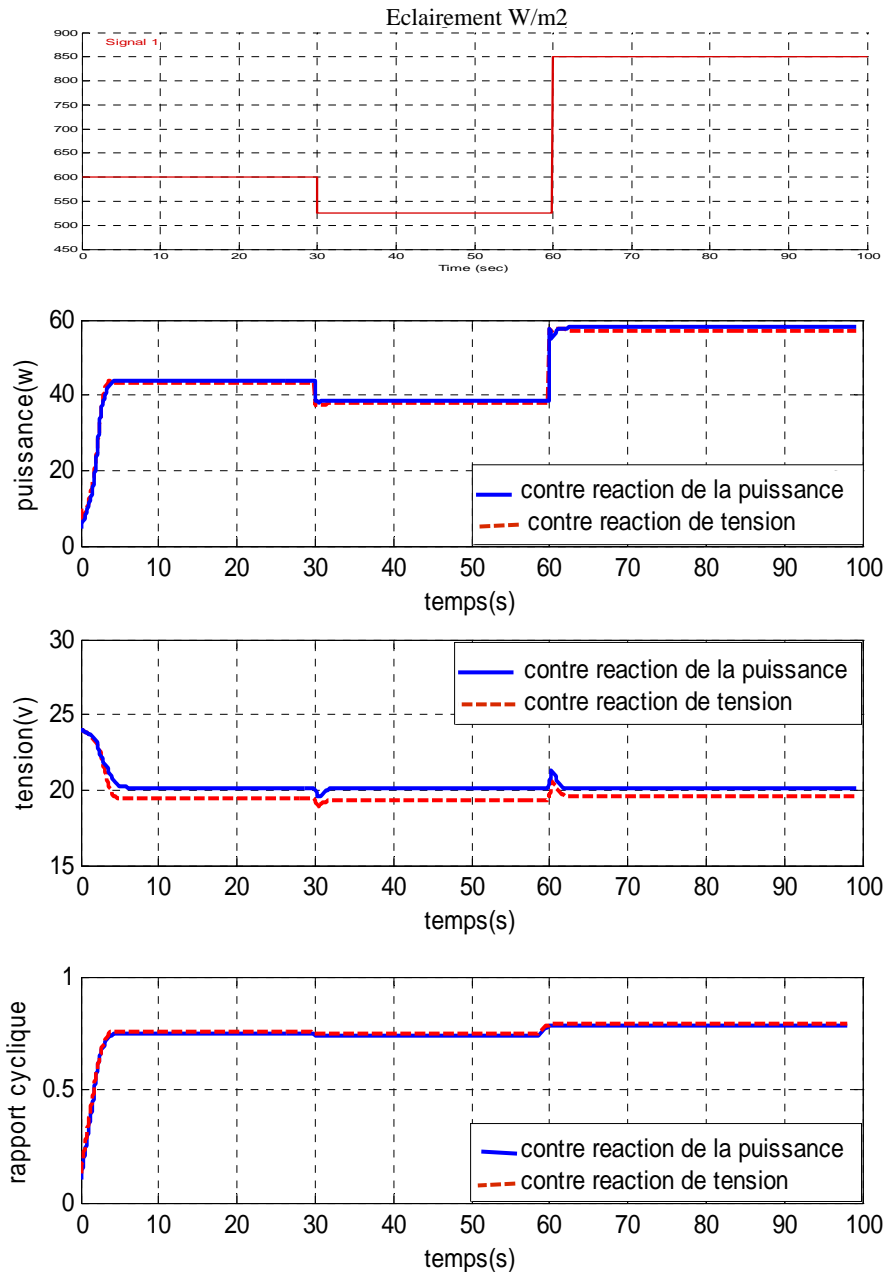


Figure III.14 : Variation de la puissance du module, la tension du PPM et de la commande 'u' pour un ensoleillement variable une température constante de $25^{\circ}C$

Nous remarquons que l'augmentation de l'ensoleillement entraîne systématiquement celle de la puissance comme le montre la figure (III.14). Ce changement subit est instantanément détecté par le mécanisme de poursuite lequel essaye de s'adapter avec cette variation pour atteindre la puissance désirée (Réponse en temps réel).

III.6.4 Charge variable, éclairement variable et température constante

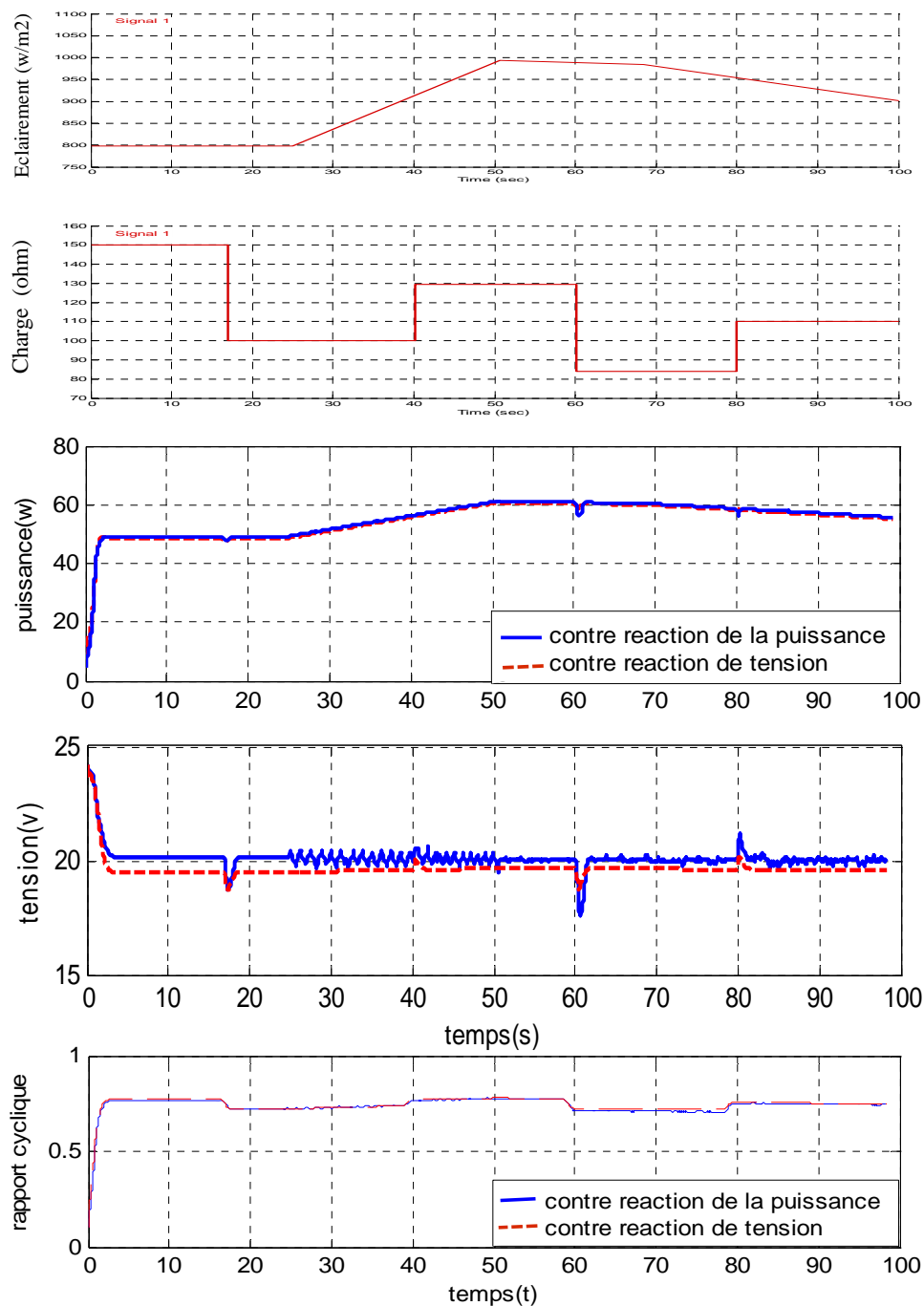


Figure III.15 : La puissance du module, la tension du PPM et de la commande 'u' pour un ensoleillement variable, une charge variable et une température de 25°C

Dans cette simulation, on s'intéresse à l'effet du changement brusque de la consommation, Nous remarquons que ce changement provoque des perturbations au niveau de la tension du module, et par conséquent sa puissance. On constate aussi que dans le cas d'utilisation d'un contrôleur à contre réaction de tension, la tension du module est plus stable que dans le cas d'une contre réaction de puissance.

III.6.5 Simulation pour des conditions aléatoires de la température, l'éclairement, et la charge:

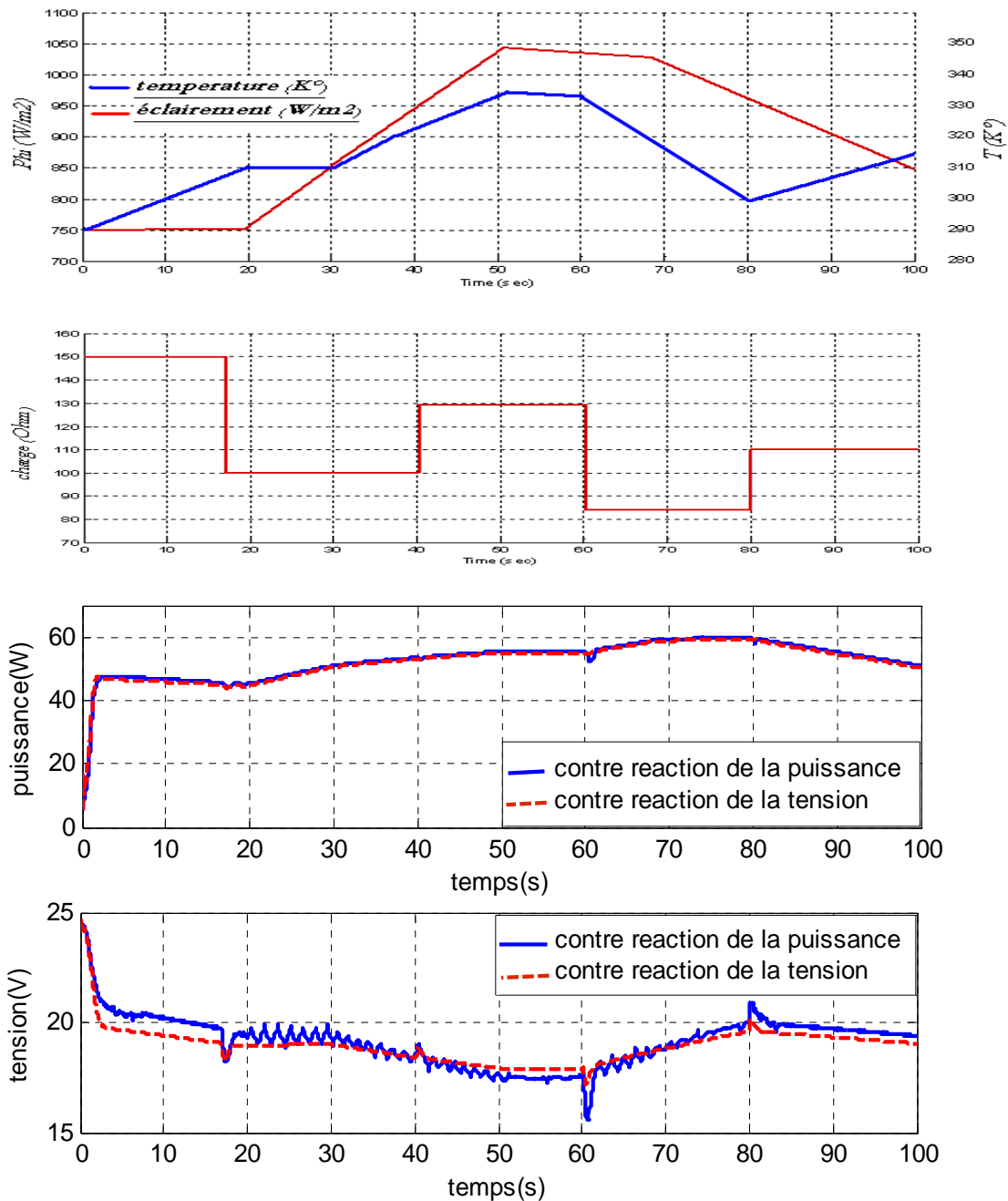
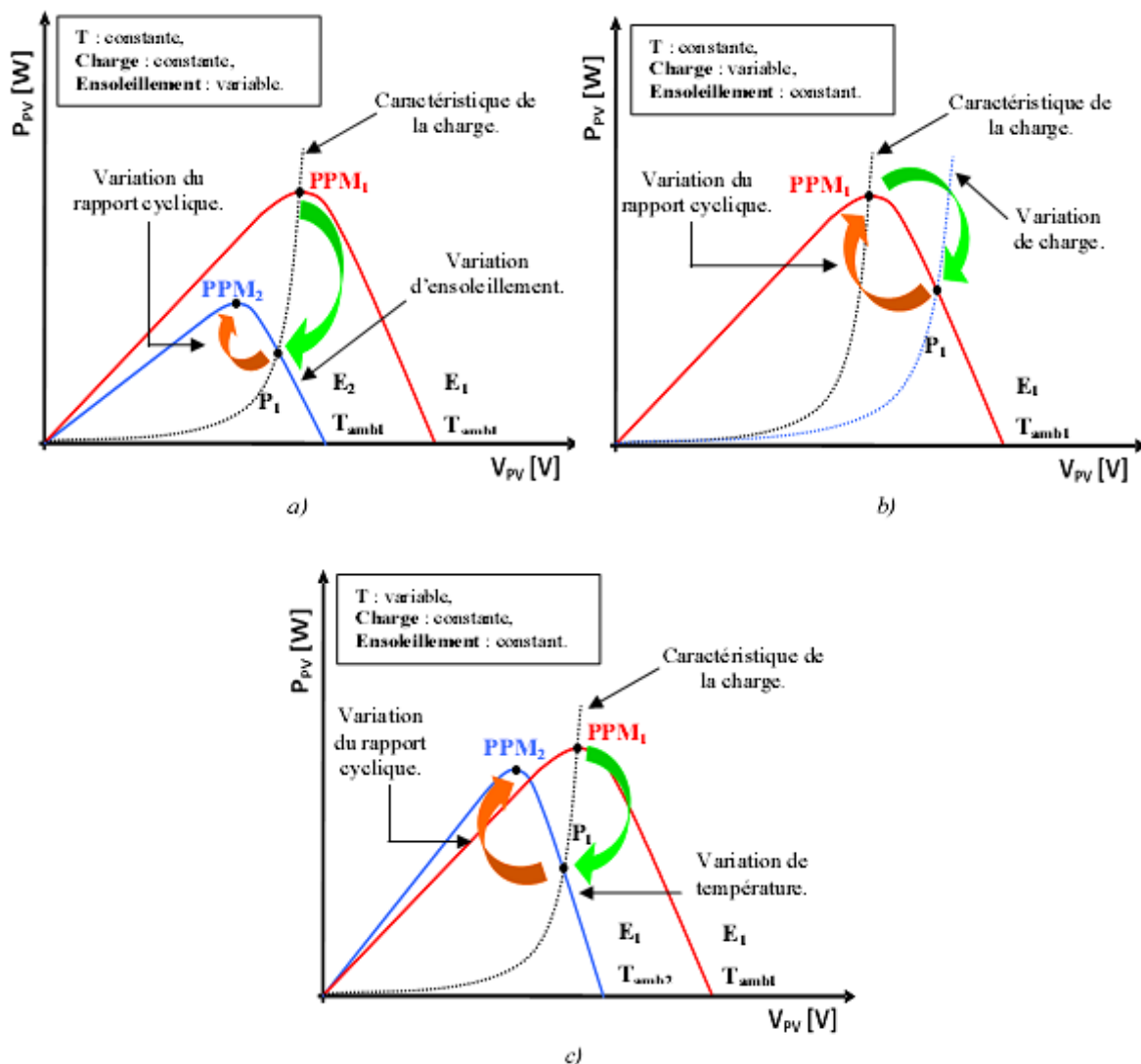


Figure III.16 : La puissance du module, la tension du PPM pour des conditions aléatoires

Dans cette simulation les deux techniques de poursuite du PPM sont soumises à des conditions d'ensoleillement et de température variables, ainsi que la consommation. Le but de cette simulation est de faire un test global de la robustesse des deux contrôleurs MPPT.

La figure III.17 illustre les trois cas de perturbations étudiés dans la simulation précédente. Suivant le type de perturbation, le point de fonctionnement bascule du point de puissance maximale PPM1 vers un nouveau point P1 de fonctionnement plus ou moins éloigné de l'optimum. Pour une variation d'ensoleillement (cas a), il suffit de réajuster la valeur du rapport cyclique pour converger vers le nouveau point de puissance maximale PPM2. Pour une variation de charge (cas b), on peut également constater une modification du point de fonctionnement qui peut retrouver une nouvelle position optimale grâce à l'action d'une commande. Dans une moindre mesure, un dernier cas de variation du point de fonctionnement peut se produire lié aux variations de la température de fonctionnement du GPV (cas c). Bien qu'il faille également agir au niveau de la commande, cette dernière n'a pas les mêmes contraintes temporelles que les deux cas précédents.



Nous constatons aussi que le contrôleur à contre réaction de puissance est plus performant que le contrôleur à contre réaction de tension, ça est dû à l'approximation utilisée dans le calcul de la tension de référence V_{mp} . Malgré la différence de tension du point de puissance maximale entre les deux techniques, les puissances délivrées par les deux systèmes sont très convergées en raison de la quasi stabilité de la puissance au niveau de la coude de la caractéristique P- I de chaque module photovoltaïque.

En résumé, le suivi du PPM est réalisé au moyen d'une commande spécifique nommée MPPT qui agit essentiellement sur le rapport cyclique du convertisseur statique pour rechercher et atteindre le PPM du GPV.

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, les modèles mathématiques de chaque élément du système global ont été implémentés en forme de blocs dans l'environnement Matlab/Simulink ensuite simulés. Un simple circuit convertisseur DC/DC (buck-boost) est utilisé comme interface entre le panneau PV et la charge.

Différents résultats de sortie du générateur photovoltaïque, pour différentes valeurs d'ensoleillement, de température, ainsi que de la charge, ont été obtenus en simulant les contrôleurs MPPT flous. Ces résultats confirment le bon fonctionnement du contrôleur MPPT flou à contre réaction de puissance par rapport au contrôleur MPPT flou à contre réaction de tension à base d'une tension de référence d'une cellule pilote.

CHAPITRE IV

DEVELOPPEMENT D'ALGORITHMES 'MPPT' FLOUS POUR UN GENERATEUR PARTIELEMENT OMBRAGE

IV.1 Introduction

Le secteur du bâtiment consomme aujourd'hui 47% de l'énergie produite et est responsable de 25% des émissions du gaz à effet de serre. Face aux changements climatiques qui en découlent, il est aujourd'hui plus que nécessaire de réduire les consommations d'énergie dans le bâtiment, tant au niveau du neuf que de l'existant, et de substituer aux énergies fossiles des énergies renouvelables [41]. Pour cela, il faut moderniser les méthodes de conception et de rénovation des habitats en intégrant une démarche de *Qualité Environnementale*.

Il est donc impératif et urgent de développer dans le bâtiment des solutions énergétiques fonctionnant directement avec des énergies renouvelables et en particulier l'énergie photovoltaïque. L'intégration au bâtiment de capteurs photovoltaïques provoque de plus en plus de problèmes d'ombrage. Ce phénomène peut engendrer deux principaux effets: un effet extrinsèque provoquant la réduction de l'irradiation solaire, et par conséquent la production énergétique, quant au second effet intrinsèque lui aussi, la répartition non uniforme de l'irradiation sur le plan des modules PV peut causer des pertes électriques par mismatch, voire le problème de hot spot signifiant la destruction des cellules des modules (A titre indicatif, dans le programme allemand de 1000 toits solaires PV, il a été enregistré 41% d'installation affectés par le problème d'ombrage) [42].

Dans ce chapitre, on étudie le comportement du générateur photovoltaïque en présence d'ombrage, ainsi que l'effet de diodes by-pass sur leur caractéristique électrique, et on termine par un développement d'une stratégie de commande floue pour la recherche du point de puissance maximale.

IV.2 Modèle mathématique de la cellule PV en polarisation inverse

Pour la description du comportement électrique d'une cellule photovoltaïque en polarisation directe, le modèle à une diode est couramment utilisé, à titre d'exemple, le modèle proposé par Rauschenbach (le modèle à une diode) [43].

Pour les cellules qui sont conduites dans la partie négative de la tension, un autre modèle est nécessaire, qui décrit la zone de claquage aux tensions négatives élevées. Les tensions négatives aux bornes des cellules peuvent se produire lorsqu'il s'agit d'un générateur photovoltaïque non-uniformément illuminé, particulièrement pendant la nuance partielle du générateur.

Plusieurs programmes de simulation des générateurs photovoltaïques ont été développés pendant les deux dernières décennies, dû au développement des ordinateurs plus puissants, ils sont devenus plus complexes et plus efficaces. Cependant, ces programmes offrent la possibilité de simuler le comportement électrique des générateurs photovoltaïques dans des conditions mal adaptées (ombrage partiel). Pour ce but, un modèle électrique plus général qui permet des simulations quelconques soient les conditions de fonctionnement, a été développé par Bishop en 1988[43]. Des méthodes numériques, comme celles décrites par Press *et al* [43], sont employées pour obtenir une solution pour ce modèle.

Ce modèle contient un terme d'extension, qui décrit le claquage de la diode aux tensions négatives élevées. Le schéma électrique de ce modèle est donné par la figure IV.1.

En appliquant la première loi de *Kirchhoff*, on obtient le rapport entre le courant et la tension de la cellule:

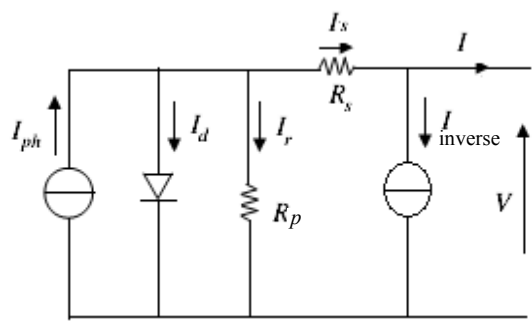
$$I = I_{ph} - I_d \left[e^{\frac{q(V+I.R_s)}{nkT}} - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_p} - a(V + IR_s) \left(1 - \frac{V + IR_s}{V_{Br}} \right)^{-nn} \quad (IV.1)$$


Figure IV.1: Le circuit électrique et le modèle mathématique d'une cellule conduite dans la partie négative de la tension

a : facteur de correction (Ω^{-1}).

V_{Br} : tension d'avalanche en volt.

nn : facteur de claquage.

L'implémentation de ce modèle dans un programme dans l'environnement MATLAB/Simulink, nous a permis de tracer la caractéristique I-V de la cellule photovoltaïque sur toute la plage de tension.

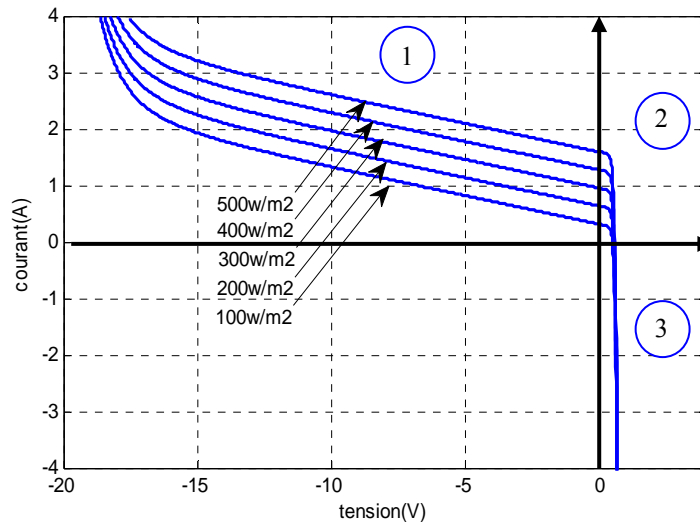


Figure IV.2 : Caractéristique I-V de la cellule PV sur toute la plage de la tension pour différents niveaux de l'éclairement

D'après la figure IV.2, nous distinguons trois zones de fonctionnement :

- Zone 1: elle est caractérisée par sa tension négative et son courant positif. C'est la partie dans laquelle la cellule PV devient réceptrice. Ce phénomène se présente lorsque l'éclairement n'est pas homogène sur une branche de cellules.
- Zone 2: elle est caractérisée par sa tension positive et son courant positif, Dans ce cas de figure la cellule PV devient génératrice. Ce phénomène est dû lorsque l'éclairement est homogène sur toute la branche de cellules.
- Zone 3: elle est caractérisée par sa tension positive et son courant négatif. C'est la partie dans laquelle la cellule PV devient réceptrice. Ce phénomène peut apparaître lorsque plusieurs modules sont connectés en parallèle, ou bien quand une charge en connexion directe peut basculer du mode récepteur au mode générateur, par exemple une batterie durant la nuit. Pour palier à ce problème une diode anti-retour est couramment placée entre le GPV et la batterie.

Pour un module de ' N_s ' cellules raccordées en série, le modèle peut être généralisé comme suit

$$I = I_{ph} - I_d \left[e^{\frac{q \left(\frac{V}{N_s} + IR_s \right)}{nkT}} - 1 \right] - \frac{1}{R_p} \left(\frac{V}{N_s} + IR_s \right) - a \left(\frac{V}{N_s} + IR_s \right) \left(1 - \frac{V/N_s + IR_s}{V_{Br}} \right)^{-nm} \quad (IV.2)$$

IV.3 Occultations partielles du module solaire et point chaud

Le module photovoltaïque étant une association en série de cellules solaires. Lorsqu'une ou plusieurs cellules d'un module PV sont éclairées différemment par rapport à ses proches voisines, un comportement dégradé apparaît pour ce dernier [44,45]. Les cellules recevant moins d'énergie doivent dissiper le surplus du courant délivré par celles qui sont les plus éclairées, créant ainsi des échauffements locaux pouvant aller jusqu'à la destruction d'une partie du module PV si le défaut persiste.



Figure IV.3: Effet du point chaud sur les modules photovoltaïques

Considérons maintenant deux cellules connectées en série cF et cf présentant des caractéristiques différentes (cF = cellule ayant une caractéristique forte, cf = cellule ayant une caractéristique faible); la caractéristique résultante de ce groupement est représentée sur figure IV.4. Les deux cellules étant parcourues par le même courant, la cellule la plus faible cf peut fonctionner en récepteur par application d'une tension négative pour certaines valeurs du courant, donc de la charge. Le cas le plus défavorable apparaît lorsque le groupement est mis en court-circuit : alors $V_{cf} = -V_{cF}$.

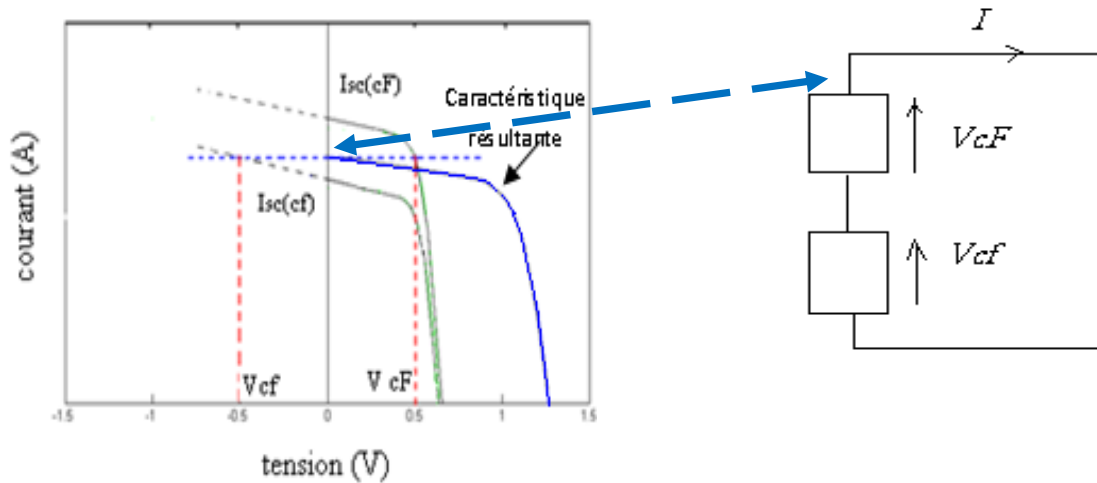


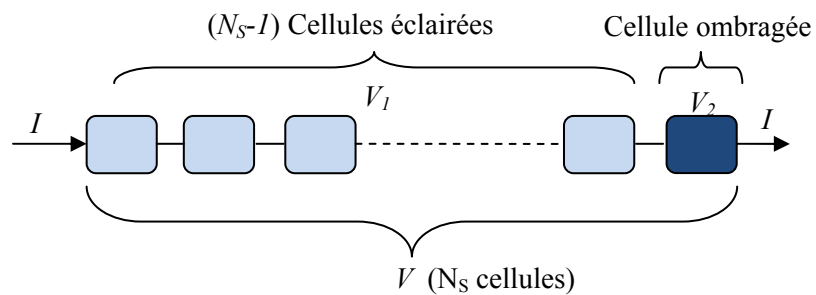
Figure IV.4 : Caractéristiques I-V de deux cellules PV différentes, et leur caractéristique résultante

Considérons maintenant un groupement de ‘ $N_s - 1$ ’ cellules de type cF en série avec une cellule de type cf : dans le cas le plus défavorable du générateur en court-circuit, la cellule cf subit la tension $(N_s - 1) V_{cf}$ appliquée en inverse ; elle peut donc dissiper une puissance importante et être détruite si la contrainte thermique est trop forte ou si la tension d'avalanche est dépassée [2].

Pour obtenir la caractéristique I-V résultante du générateur photovoltaïque, on doit résoudre le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} I=I_1=I_2 \\ V=V_1 + V_2 \end{cases}$$

Tel que:



$$I_1 = I_{ph} - I_d \left[e^{\frac{q \left(\frac{V_1}{N_s - 1} + IR_s \right)}{nkT}} - 1 \right] - \frac{1}{R_p} \left(\frac{V_1}{N_s - 1} + IR_s \right) - a \left(\frac{V_1}{N_s - 1} + IR_s \right) \left(1 - \frac{V_1 / (N_s - 1) + IR_s}{V_{Br}} \right)^{-nm} \quad (IV.3)$$

$$I_2 = I_{ph} - I_d \left[e^{\frac{q(V_2 + I.R_s)}{nkT}} - 1 \right] - \frac{V_2 + IR_s}{R_p} - a(V_2 + IR_s) \left(1 - \frac{V_2 + IR_s}{V_{Br}} \right)^{-nm} \quad (IV.4)$$

Pour résoudre ce système d'équations, nous l'avons implémenté sous un programme dans l'environnement Matlab/Simulink. La figure IV.5 représente le modèle simulé.

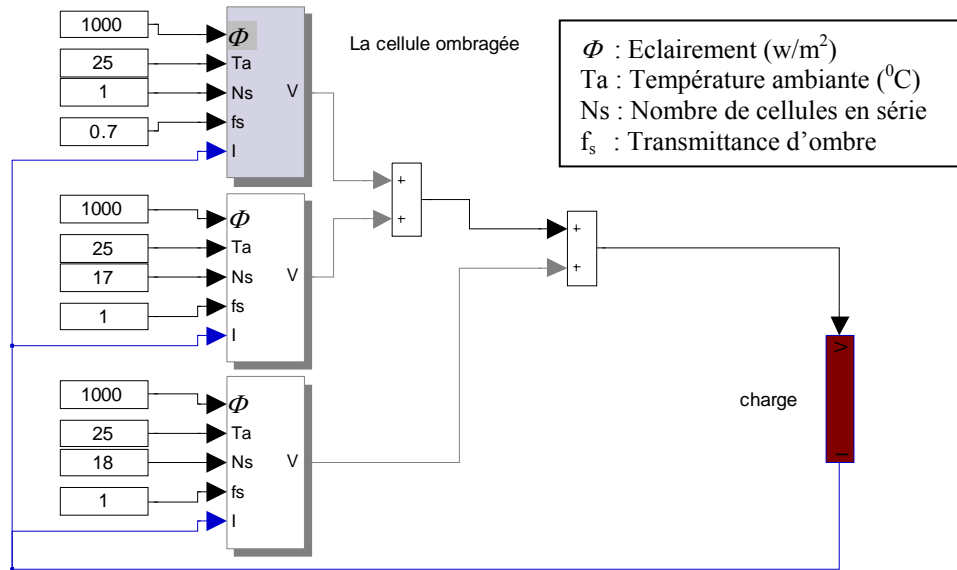


Figure IV.5: Modèle d'un module PV de 36 cellules avec une cellule ombragée dans l'environnement Matlab/Simulink

La figure IV.6 représente les caractéristiques I-V issues de différentes parties d'un module photovoltaïque partiellement ombragé pour un pourcentage d'ombrage $Q = 70\%$.

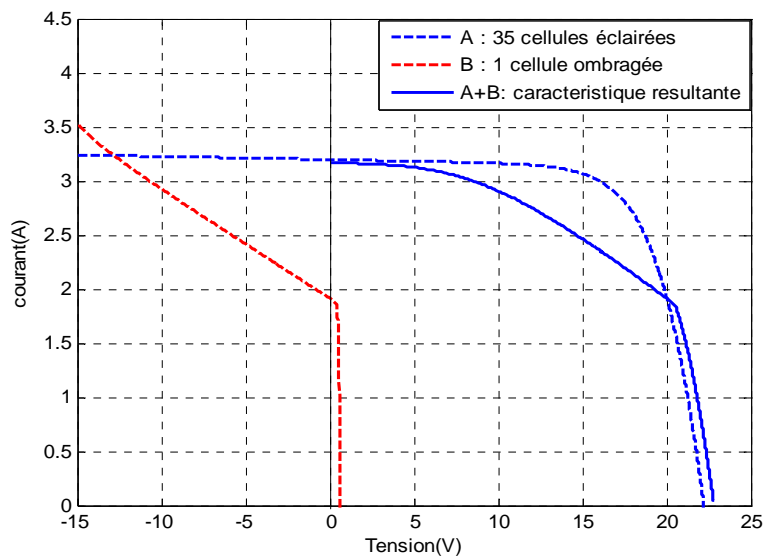


Figure IV.6 : Caractéristique I-V d'un module PV de 36 cellules, avec une cellule ombragée

Nous remarquons que la caractéristique I-V de 35 cellules normales est mieux que la caractéristique I-V de 36 cellules, avec une cellule ombragée, cela est traduit par la dissipation de la puissance dans la cette dernière.

IV.3.1 Influence du pourcentage d'ombrage

L'effet d'ombrage influe directement sur le courant photogénéré I_{ph} (donc sur la puissance délivrée) d'une façon proportionnelle tel que $I_{ph} = I_{SC} \frac{\phi}{1000} * f_s$ (IV.5)

(f_s : est la transmittance d'ombrage, elle varie entre 0 à 1).

Le pourcentage d'ombrage est défini par $Q = 1 - f_s$ (IV.6)

La figure IV.7 représente les caractéristiques I-V et P-V d'un module de 36 cellules, avec une cellule ombragée pour différents pourcentages d'ombrage.

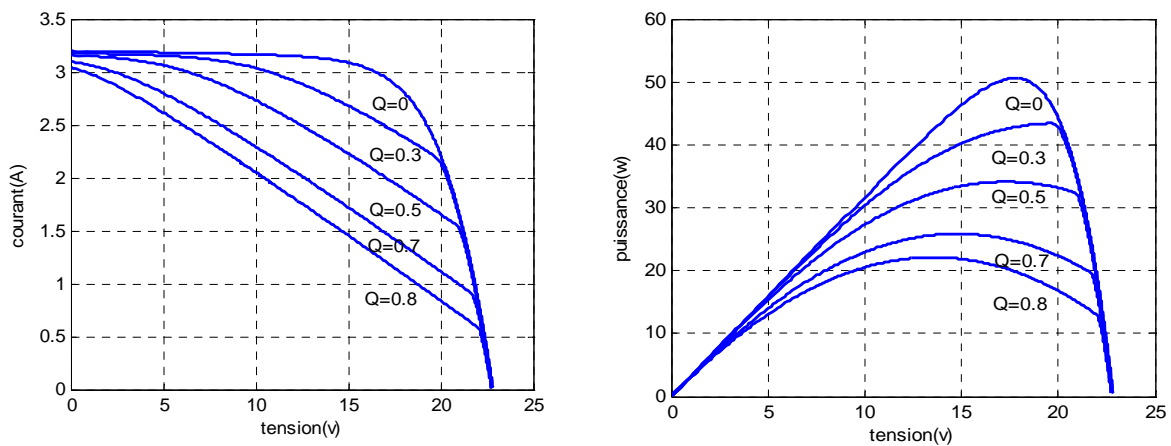


Figure IV.7 : Caractéristiques I-V et P-V d'un module de 36 cellules, avec une cellule ombragée pour différents pourcentages

Sur la figure IV.8, les caractéristiques I-V, P-V de la cellule partiellement ombragée sont données pour les mêmes pourcentages d'ombre. Nous constatons que cette cellule travail dans des tensions négatives très élevées plus que le pourcentage d'ombre est important, dans ces conditions elle dissipe une énergie très importante.

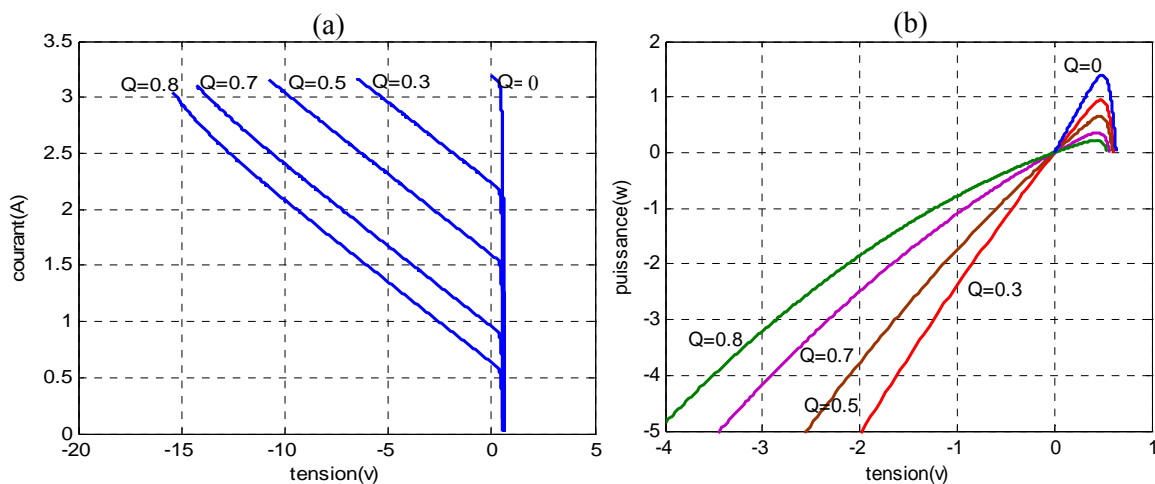


Figure IV.8 : Caractéristiques I-V (a), P-V (b) de la cellule ombragée pour différents pourcentages d'ombrage

IV.3.2 Influence du nombre de cellules ombragées

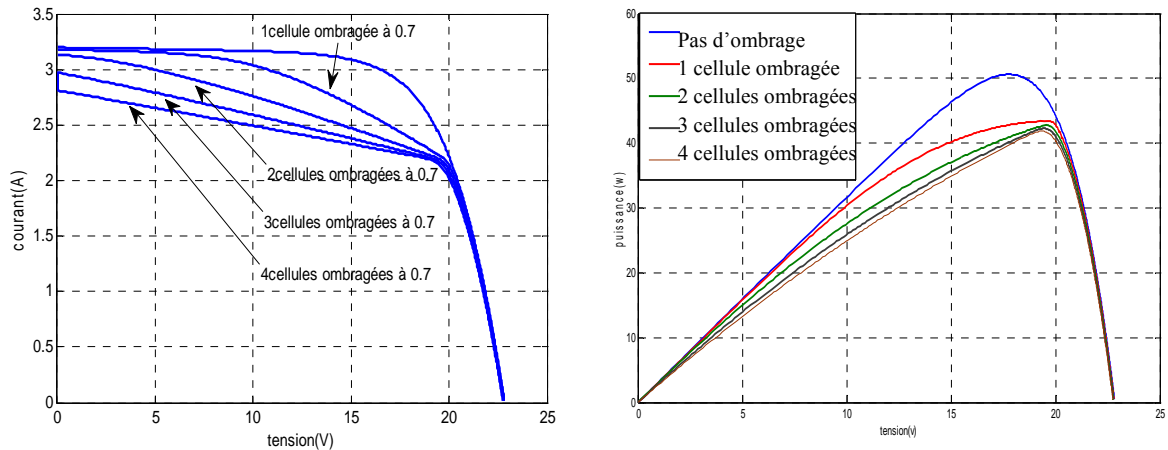


Figure IV.9 : Influence du nombre de cellules ombragées sur la caractéristique I-V et P-V d'un module photovoltaïque ($Q = 70\%$) .

D'après la figure IV.9, nous constatons que plus que le nombre de cellules ombragées augmente, plus que le courant de court circuit diminue, le Point de Puissance Maximale demeure presque le même.

IV.4 La protection par diodes by-pass

Pour éviter le problème d'ombrage, il suffit de disposer d'une diode D_p connectée en parallèle, appelée également diode de by-pass, aux bornes d'un groupement élémentaire de cellules en série. L'amorçage spontané de cette diode parallèle, dès l'apparition d'une tension en inverse aux bornes de ce groupement limite cette dernière à la valeur V_d de la tension directe de conduction de la diode choisie et la puissance dissipée à $V_d I$. La figure IV.10 illustre ce principe pour deux cellules montées en série.

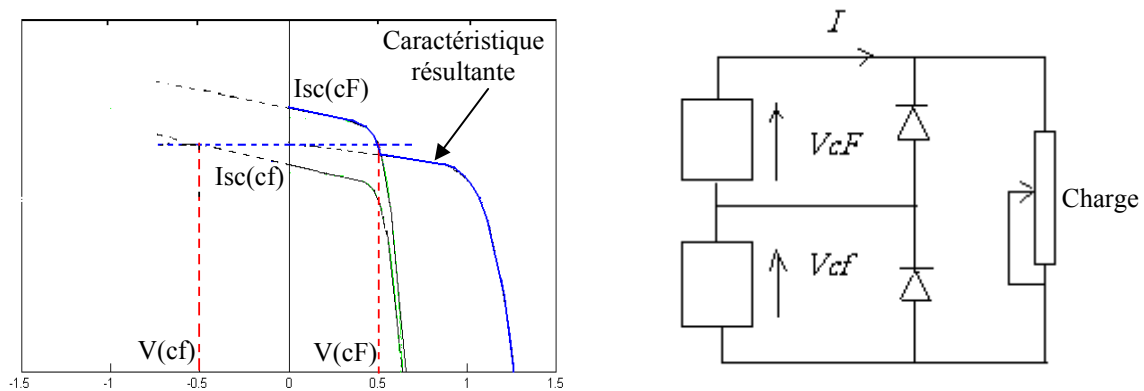


Figure IV.10 : Caractéristique I-V de deux cellules PV non identiques, et leur caractéristique résultante en présence de la protection par diodes by-pass

➤ Il faut noter que le nombre de cellules d'un groupement élémentaire de cellules est choisi de façon à ne pas dépasser la tension d'avalanche relative à la technologie des cellules utilisées, soit 30 à 40 pour des cellules au silicium [46]. De nombreux modules commercialisés incluent maintenant ces diodes parallèles pour la protection contre les tensions inverses.

L'effet d'ombre provoque l'apparition de deux PPM, dépendant du pourcentage d'ombre. Le point maximum parmi les deux existant est aléatoire. La figure IV.11 montre l'influence d'ombre sur les caractéristiques I-V et P-V d'un module PV protégé par 2 diodes.

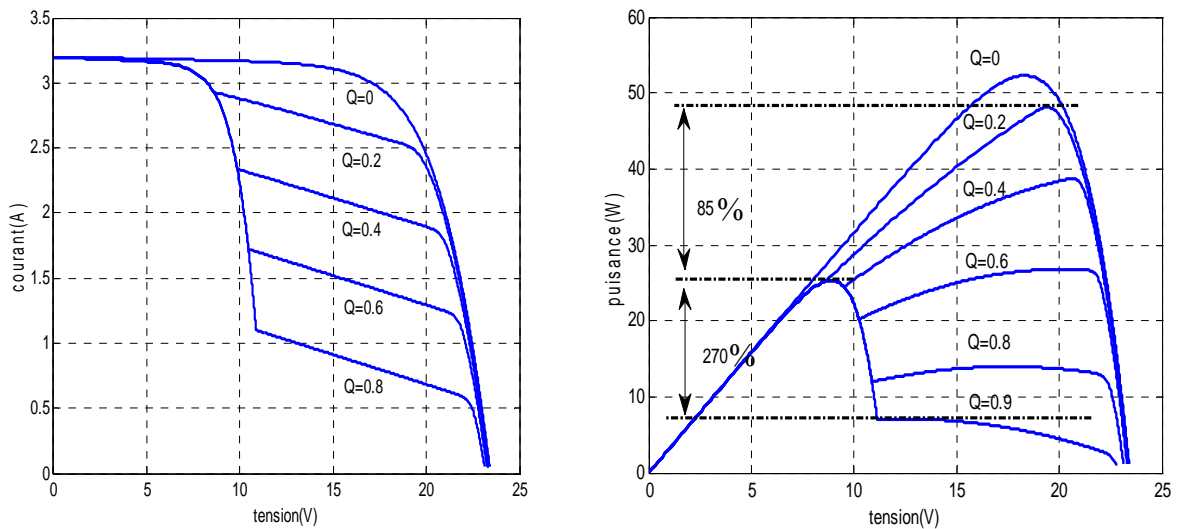


figure IV.11: Effet de diodes by-pass sur les caractéristiques I-V, P-V d'un module photovoltaïque protégé, pour différents pourcentage d'ombrage.

L'effet du nombre de diodes by-pass sur les caractéristiques I-V, P-V d'un module photovoltaïque est illustré sur la figure IV.12.

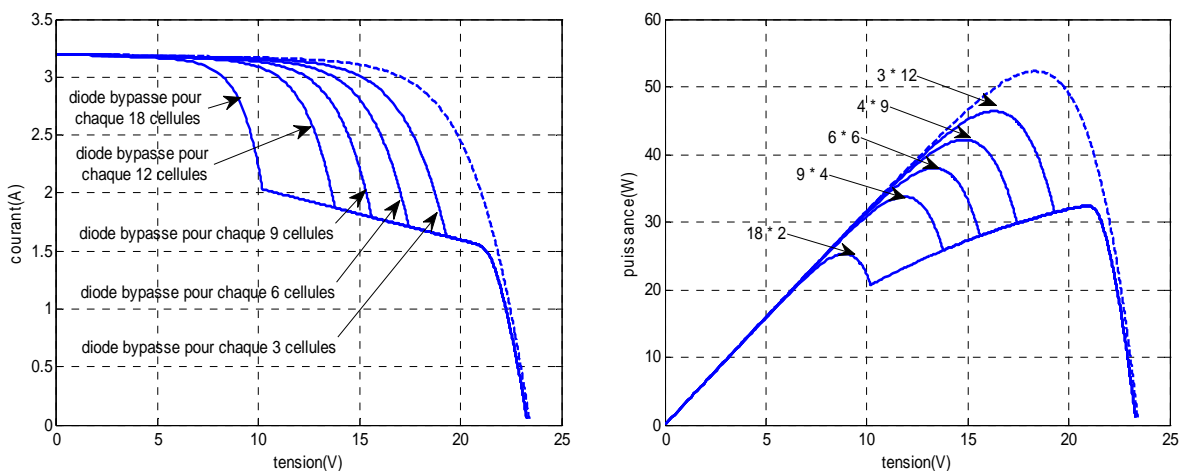


Figure IV.12 : Effet du nombre de diodes by-pass sur les caractéristiques I-V, P-V d'un module photovoltaïque

Nous constatons que plus que le nombre de diodes by-pass augmente plus que le nombre de cellules isolées diminue et plus que la puissance du module augmente ce qui rend le prix de ce dernier très élevé (figure VI.12).

La figure VI.13 représente l'effet de l'éclairement sur les caractéristiques I-V, P-V, il est clair que pour des mêmes pourcentages d'ombre, la position du PPM le plus grand reste la même et sa valeur varie avec l'éclairement d'une façon proportionnelle.

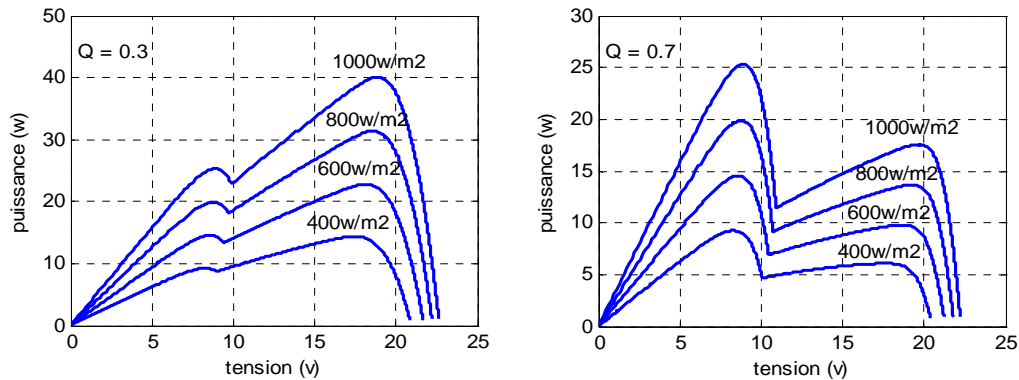


Figure IV.13 : Influence de l'éclairement sur un module partiellement ombragé

IV.5 pertes de puissance causées par l'effet d'ombrage partiel

Pour établir l'influence d'ombrage sur le rendement énergétique d'une installation photovoltaïque, des résultats expérimentaux d'un système connecté au réseau ont été présentés par le laboratoire de systèmes solaires (L2S) en France, le générateur PV constitué de neuf modules connectés en série, puis en trois branches connectées en parallèle, chacune d'elles possède trois modules connecté en série. Les modules PV utilisés sont de type Photowatt PW1650 (chacun possède 4 diodes by-pass) [47]. La figure IV.14 illustre les résultats obtenus.






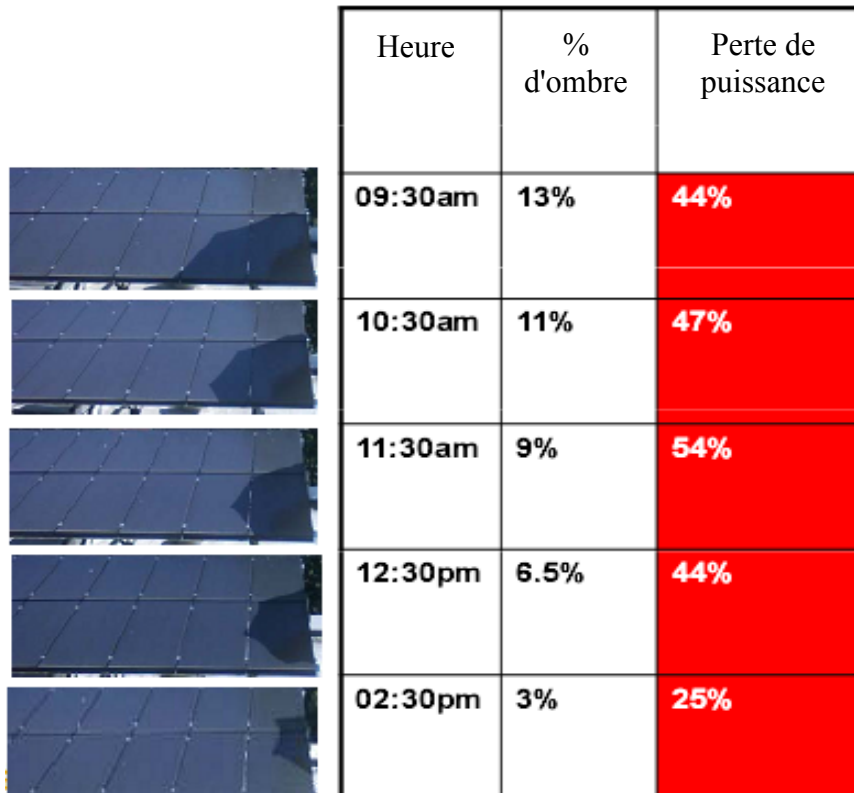
	Pourcentage d'ombrage	Perte de puissance (connexion série)	Perte de puissance (connexion 3*3)
	0.15%	3.7%	1.7%
	2.6%	16.7%	7%
	13.9%	22%	36.8%
	11.1%	36.5%	30.5%
	12.5%	18.3%	17%

Figure IV.14: Pertes de puissance causées par l'effet d'ombrage partiel

Nous constatons que pour des faibles pourcentages d'ombre, la puissance se dégrade fortement, il est clair aussi que cette dégradation est en fonction de l'emplacement d'ombre. Notez que le pourcentage et la position d'ombre sur les installations photovoltaïques varient en fonction du temps au long d'une journée, comme exemple le cas de BIPV (Building Integrated PhotoVoltaic systems). La figure IV.15, donnée par le même laboratoire (L2S), illustre cet effet [47].



Heure	% d'ombre	Perte de puissance
09:30am	13%	44%
10:30am	11%	47%
11:30am	9%	54%
12:30pm	6.5%	44%
02:30pm	3%	25%

Figure IV.15: Variation journalière du pourcentage et de la position d'ombre sur un module photovoltaïque

IV.6 Recherche du point de puissance maximale

En présence du problème d'ombrage, les caractéristiques I-V et P-V sont modifiées et présentent deux points de puissance maximale (le cas d'un module à deux diodes by-pass). La différence entre ces deux points peut atteindre plus de 200% environ (le cas de la figure IV.11). La plupart d'algorithmes de recherche du point de puissance maximale (PPM) ne tient pas en compte de ce problème. Dans la suite, nous allons proposer un algorithme de recherche du PPM qui permet au générateur photovoltaïque de fonctionner au plus grand point de puissance.

IV.6.1 Théorie de la technique

En absence d'ombrage, la puissance maximale est estimée par [14] :

$$P_{max} = 0.8V_{oc} * 0.9I_{sc} \quad (IV.7)$$

En présence d'ombrage deux points de puissance maximale sont apparus, le premier point P_{max1} est représenté par sa tension qui se situe dans l'intervalle $[0.4V_{oc}, V_{oc}]$

Le deuxième point P_{max2} est celui du string non ombragé, il est estimé à

$$P_{max2} = 0.4V_{oc} * 0.9I_{sc} \quad (IV.8)$$

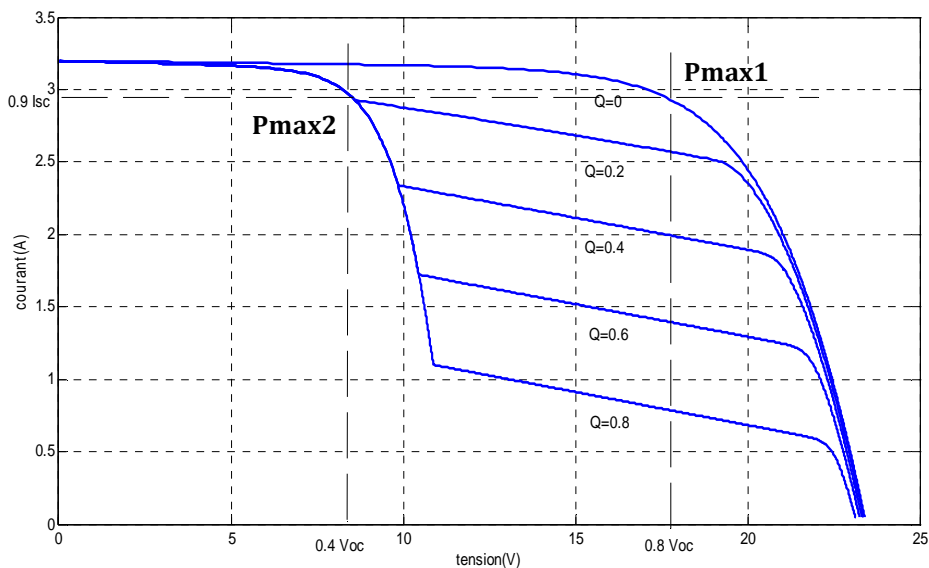


Figure IV.16: Estimation de la situation des points de puissance maximale

Pour trouver le vrai PPM, on force le générateur de travailler dans l'intervalle où la P_{max1} se trouve, lorsqu'il atteint cette puissance, on compare la puissance de ce point P_{max1} à celle du deuxième point $P_{max2} = 0.4V_{oc} * 0.9I_{sc}$

- Si $P_{max1} \geq P_{max2}$ alors on garde le même endroit de recherche.
- Si $P_{max1} < P_{max2}$ alors on change l'endroit de recherche.

IV.6.2 Mesure en dynamique de la tension V_{oc} et du courant I_{sc}

La mesure de la tension V_{oc} et le courant I_{sc} se fait à travers deux techniques. La première est de déconnecter le générateur PV pour une petite durée suffisante de prendre les mesures de V_{oc} et I_{sc} à l'aide d'un circuit extérieur (Figure IV.17) [14].

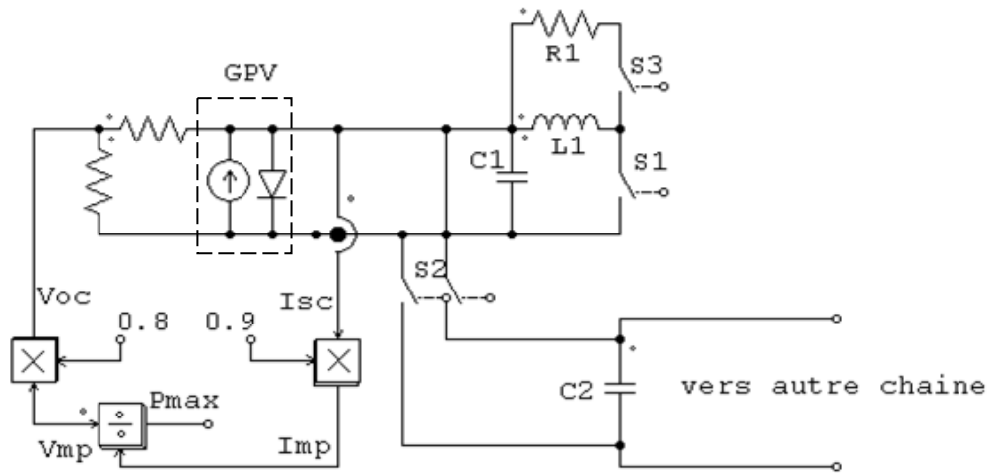


Figure IV.17: Circuit extérieur pour la mesure de Voc et Isc

La deuxième technique est valable pour la topologie buck-boost, grâce à l'interrupteur qui se trouve en série avec le générateur (Figure IV.18). L'application d'une impulsion large sur l'interrupteur permet de le mettre en conduction, et par l'intermédiaire d'un circuit extérieur on peut prendre l'image du courant de court circuit (courant qui circule dans L_1 et R_S) [48]. L'application d'une tension nulle sur la gâchette de l'interrupteur le rend bloqué, par conséquent le générateur devient isolé, par l'intermédiaire d'un autre circuit extérieur (diviseur de tension R_1 et R_2), la tension de circuit ouvert peut être mesurée [48].

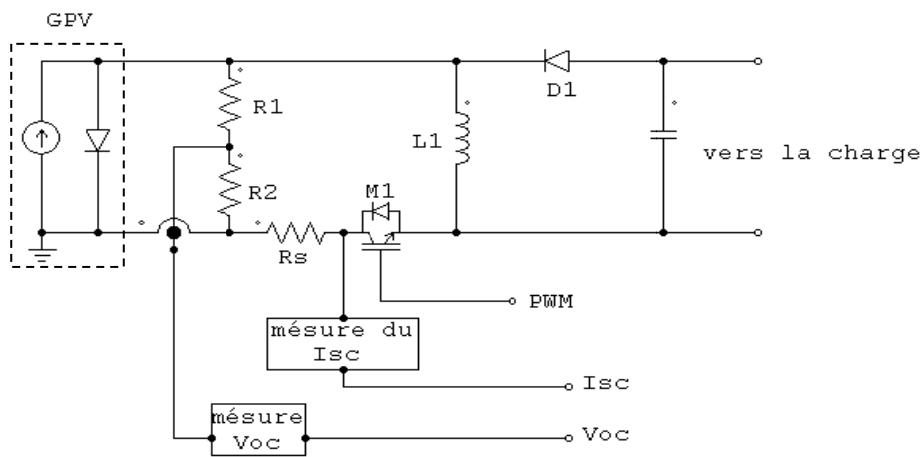


Figure IV.18: Circuit extérieur de mesure de Voc et Isc

Pour notre simulation, nous avons utilisé deux cellules pilotes, une est en court circuit afin de capter l'image du courant de court circuit I_{sc} , l'autre est en circuit ouvert pour mesurer la tension du circuit ouvert V_{oc} .

IV.7 Développement d'un algorithme flou pour la recherche du PPM en présence d'ombrage

Il est clair que les deux algorithmes flous de recherche du PPM proposés au chapitre III, ne prennent pas en considération le phénomène d'existence de deux PPM. Afin de le prendre en compte, un de ces deux algorithmes sera alors la cible de quelques modifications en suivant les instructions présentées précédemment. Compte tenu de ses performances et sa précision, l'algorithme de contre réaction de puissance a été alors choisi comme cible de ces modifications.

Les instructions introduites sont traduites comme suit:

- Initialisation du rapport cyclique : Pour faire fonctionner le GPV dans l'endroit où se trouve la puissance Pmax1, nous avons initialisé le rapport cyclique par $\alpha = 0.1$ car:

D'après l'étude faite au chapitre II, l'impédance d'entrée d'un convertisseur DC/DC buck-boost connecté à une charge est donnée par:

$$\lim_{\alpha \rightarrow 0} R_{i-CCM} = \lim_{\alpha \rightarrow 0} \frac{R_L \cdot (1 - \alpha)^2}{\alpha^2} = \infty$$

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} R_{i-CCM} = \lim_{\alpha \rightarrow 1} \frac{R_L \cdot (1 - \alpha)^2}{\alpha^2} = 0$$

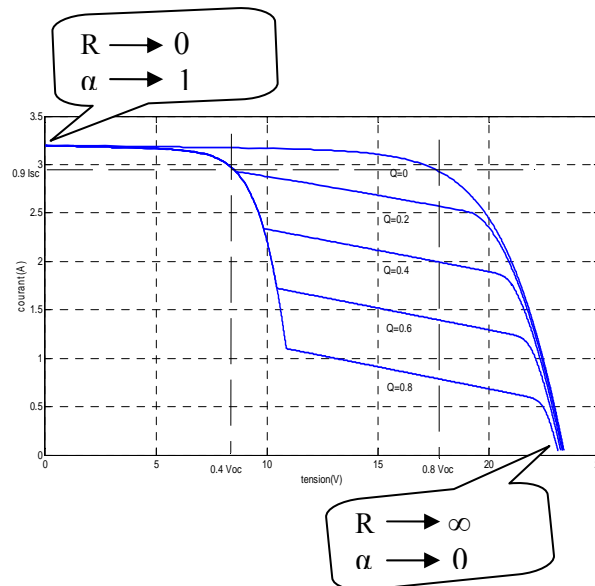


Figure IV.19 : Emplacement du point de fonctionnement en fonction de la commande 'alpha'

L'algorithme flou ajuste le rapport cyclique pour maintenir le point de fonctionnement au point 'Pmax1'

- Si la condition $P_{max1} < P_{max2}$ est satisfaite, alors on doit changer l'endroit de recherche, donc le rapport cyclique bascule vers la valeur $\alpha = 0.9$, de même l'algorithme flou ajuste le rapport cyclique pour maintenir le point de fonctionnement au point 'Pmax2'.
- En raison que les puissances Pmax1 et Pmax2 sont en fonction du pourcentage d'ombre, on doit refaire la mesure de 'Voc' et 'Isc' et réinitialiser le rapport cyclique par ' $\alpha = 0.1$ ' chaque période 'T' choisie selon l'application.

Nous avons regroupé toutes ces instructions dans l'organigramme suivant:

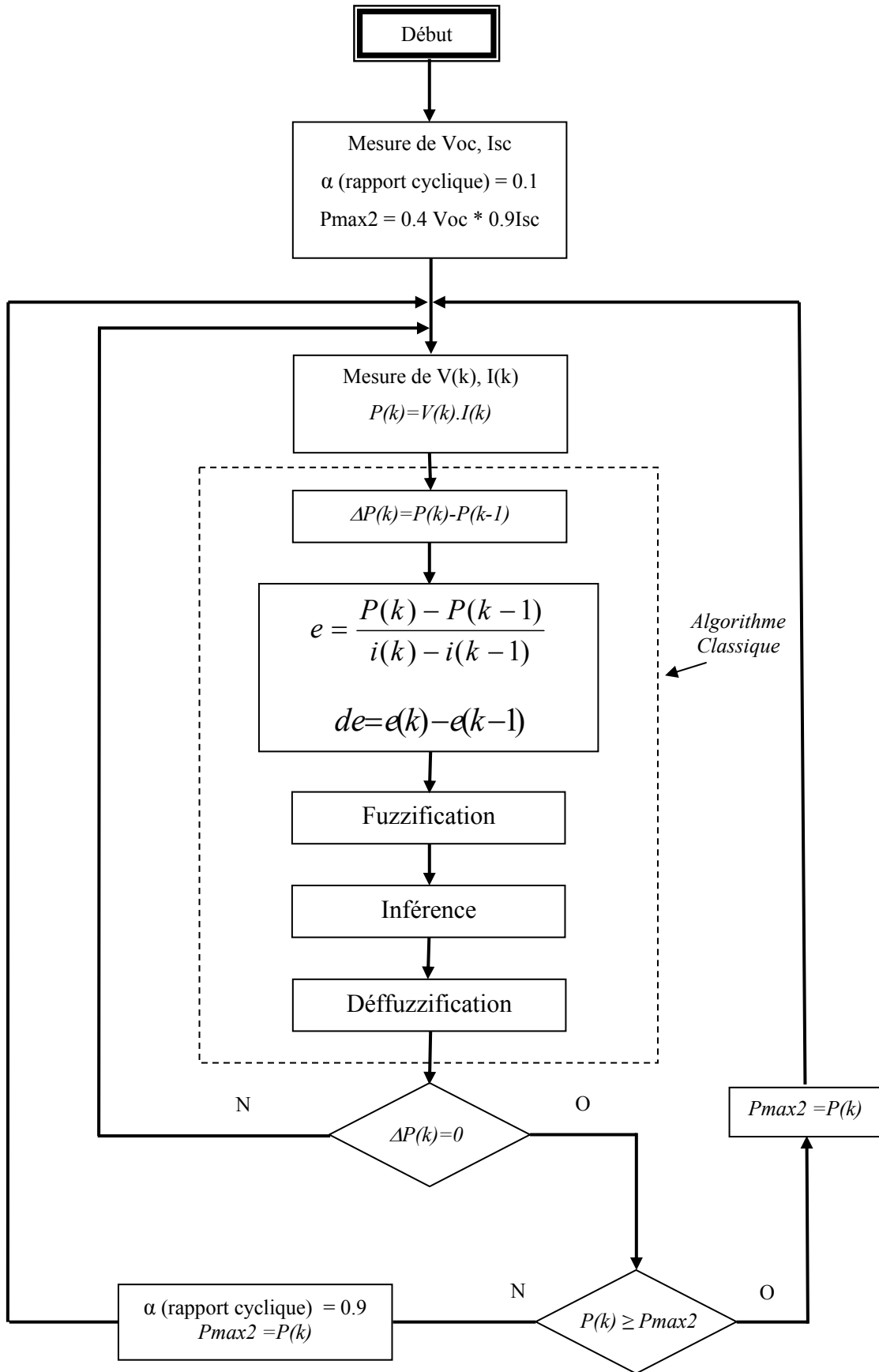


Figure IV.20: Organigramme de l'algorithm amélioré

IV.8 Résultats de simulation et discussions

IV.8.1 Premier cas : $P_{max1} > P_{max2}$

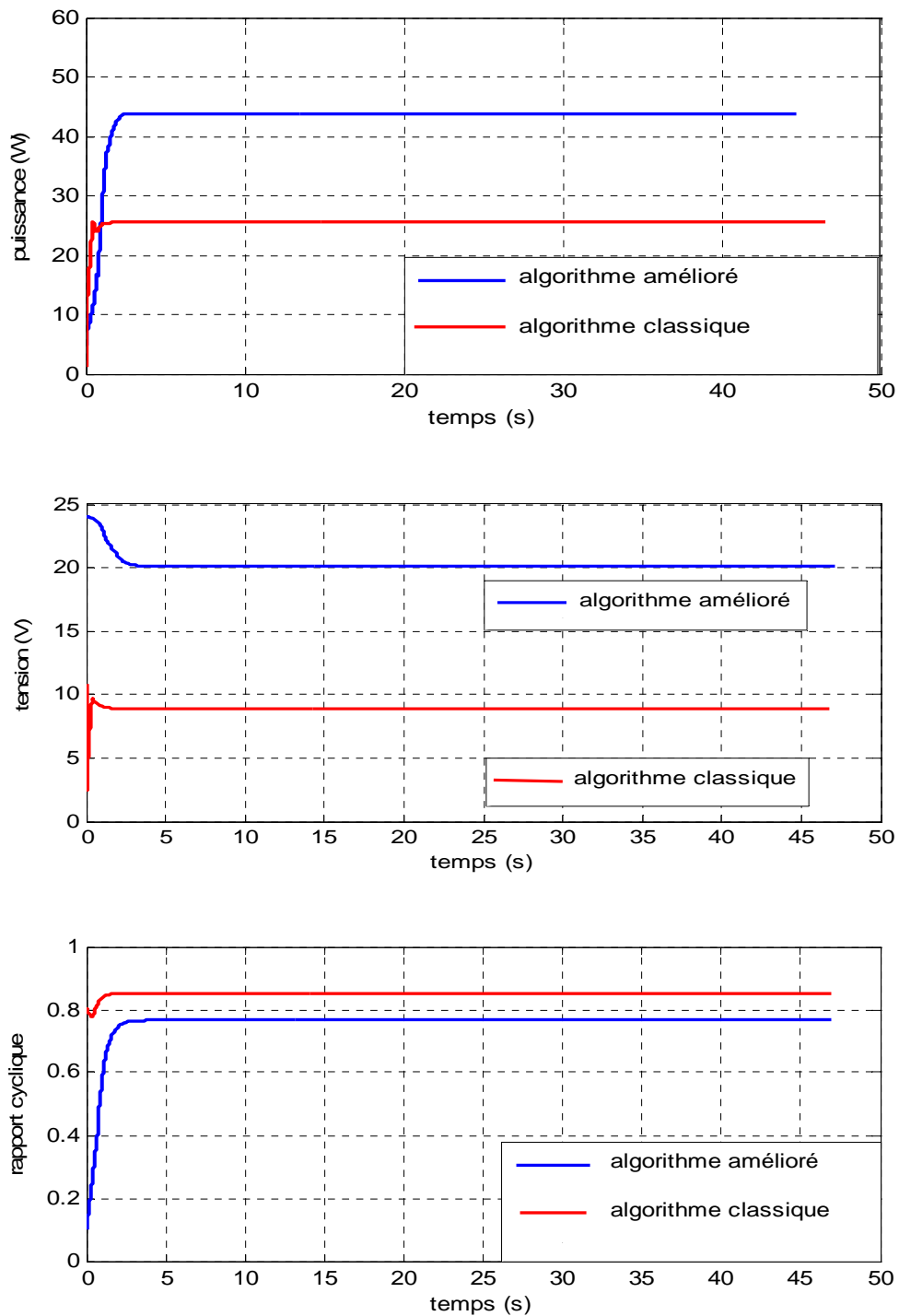


Figure IV.21: Variation de la puissance, la tension du module, et de la commande ' α '

pour les deux algorithmes classique et amélioré

IV.8.2 Deuxième cas : $P_{max1} < P_{max2}$

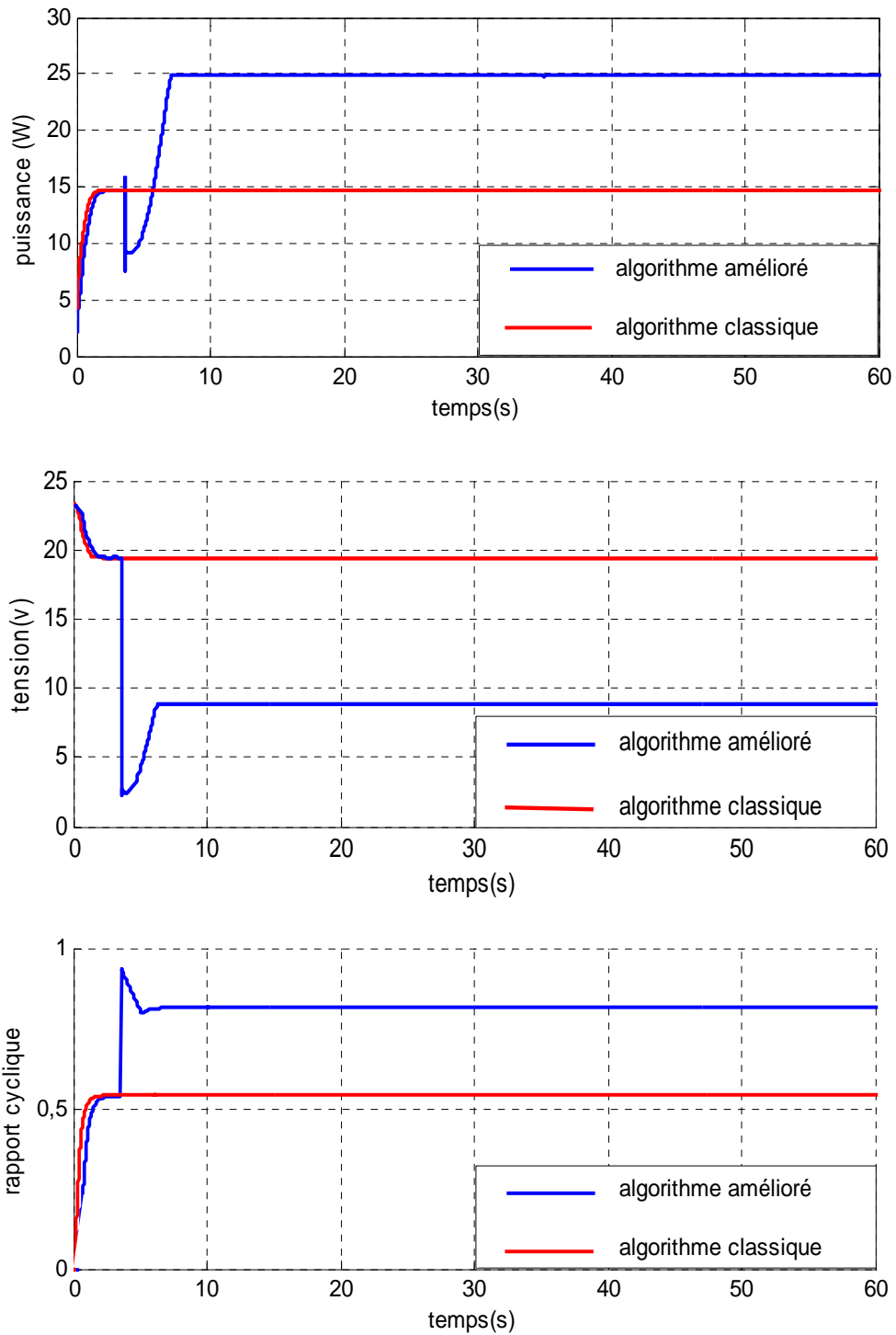


Figure IV.22: Variation de la puissance, la tension du module, et de la commande ' α '
pour les deux algorithmes classique et amélioré

Le but de cette simulation est de faire un test global de la robustesse du contrôleur MPPT amélioré dans le cas d'ombrage.

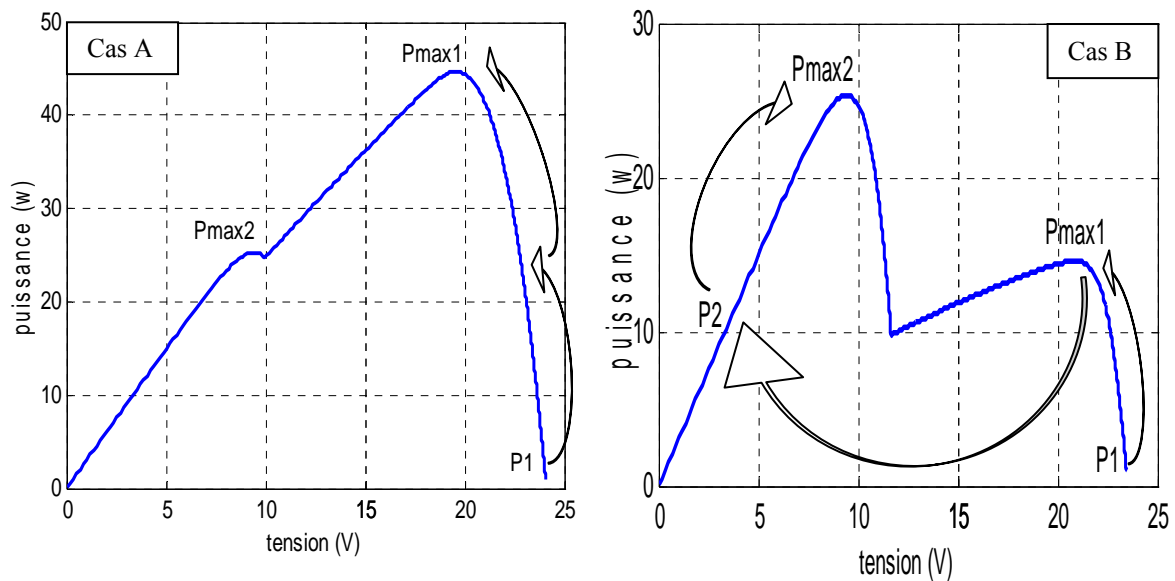


Figure IV.23 : Parcours suivi par l'algorithme MPPT amélioré

Cas A : $P_{max1} > P_{max2}$

Cas B : $P_{max1} < P_{max2}$

La figure IV.23 illustre les deux cas étudiés dans cette simulation. L'algorithme commence la recherche à partir du point P1 (correspond à un rapport cyclique $\alpha = 0.1$) et ajuste la valeur du rapport cyclique jusqu'à ce qu'il atteigne le point qui correspond à la puissance maximale Pmax1.

Si la puissance de ce dernier est plus grande que celle du point Pmax2 (cas A), on garde le même endroit de recherche. Dans le cas contraire on bascule vers un point de fonctionnement P2 (cas B) plus ou moins éloigné de l'optimum (correspond à un rapport cyclique $\alpha = 0.9$), il suffit de réajuster la valeur du rapport cyclique pour converger vers le point de puissance maximale Pmax2, cela est assuré bien sûr par l'algorithme MPPT.

IV.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé un algorithme MPPT tenant en compte le problème d'ombrage après une étude du comportement du GPV en présence de ce phénomène. Cet algorithme permet effectivement de poursuivre le PPM le plus grand parmi les deux points existants, il est basé sur une approche linéaire d'estimation de la puissance maximale (en fonction du I_{sc} et V_{oc}). La combinaison de cette approche et d'autre

instructions à un algorithme de recherche classique a permis d'améliorer le rendement de la poursuite du point de fonctionnement optimal des systèmes PV influencés par l'effet d'ombre.

Les résultats de simulation ont montré que l'efficacité de poursuite du point de puissance maximale par cette nouvelle technique est nettement meilleure que celle obtenue par d'autres techniques normales (classiques).

CONCLUSION GENERALE

Pour exploiter la totalité de la puissance fournie par un générateur photovoltaïque des systèmes de poursuite du point de puissance maximale « MPPT » sont souvent utilisés. Ces systèmes sont munis de contrôleurs qui ont pour rôle la minimisation de l'erreur entre la puissance de fonctionnement et la puissance maximale de référence quelques soient les perturbations dues à la charge et les conditions climatiques.

Comme le dispositif de poursuite se compose principalement de deux unités : une unité de contrôle, il s'agit de l'étage de commande et une unité de puissance, il s'agit du convertisseur DC-DC. Dans le présent travail nous avons effectué une étude de simulation détaillée sur trois topologies de convertisseurs usuellement connues (buck, boost et le buck-boost) afin de choisir la topologie appropriée qui assure un fonctionnement optimal.

Les résultats obtenus montrent que le convertisseur buck-boost est le mieux adapté du point de vue énergétique. Quant à la partie commande, nous avons élaboré deux lois de commande à base de la logique floue qui tiennent en compte le fonctionnement en conditions normales (générateur uniformément éclairé).

Par ailleurs, nous avons développé une loi de commande floue pour faire fonctionner un générateur photovoltaïque partiellement ombragé à son point de puissance maximale parmi ceux existants.

Les résultats de simulation ainsi obtenus montrent l'efficacité de cet algorithme proposé par rapport à d'autres algorithmes classique.

Enfin, ce modeste travail pourra servir de guide technique pour les concepteurs des dispositifs de poursuite du point de puissance maximale. Et en vue d'améliorer ce travail, nous

préconisons d'étudier la possibilité de mesurer la puissance maximale de référence d'un GPV en dynamique en étudiant les deux circuits de mesure rappelés dans ce mémoire, de plus nous proposons également d'étudier d'autres types de convertisseurs à savoir : Cuk, Sepic...

Ce travail est une initiation à la recherche dans un domaine récemment étudié. On espère qu'il pourra contribuer à aider les personnes qui s'intéressent à ce domaine dans l'élaboration de leurs travaux.

- [1] Y. PANKOW, « *Etude de l'intégration de la production décentralisée dans un réseau basse tension, Application au générateur photovoltaïque* », Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure d'Art et Métiers, Décembre 2004.
- [2] L. PROTIN et S. ASTIER, « *Convertisseurs photovoltaïques* ». Techniques de l'ingénieur, D 3360, 1996.
- [3] A. LEARRETA, « *Réalisation de commandes MPPT numériques* », Rapport de Stage Projet Fin d'Etudes, Septembre 2006.
- [4] C. ALONSO, « *Contribution à l'optimisation, la gestion et le traitement de l'énergie* », Thèse de Doctorat, Décembre 2003.
- [5] D. CHRISTOPHE, « *demande de brevet d'invention* », Institut national de la propriété industrielle, Paris 2006.
- [6] O. GERGAUD, « *Modélisation énergétique et optimisation économique d'un système de production éolien et photovoltaïque couplé au réseau et associé à un accumulateur* », Thèse de Doctorat, École Normale Supérieure de Cachan, Décembre 2002.
- [7] J. LABBE, « *l'hydrogène électrolytique comme moyen de stockage d'électricité pour systèmes photovoltaïques isolés* », Ecole des Mines de Paris, Thèse de Doctorat, Décembre 2006.
- [8] S. BUSQUET, « *Etude d'un système autonome de production d'énergie couplant un champ photovoltaïque, un électrolyseur et une pile à combustible : réalisation d'un banc d'essai et modélisation* », Ecole des Mines de Paris, Thèse de Doctorat, Décembre 2003.
- [9] M. Angel CID PASTOR, « *Conception et réalisation de modules photovoltaïques électroniques* », Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, Thèse de Doctorat, Septembre 2006.
- [10] E. MOGOS, « *Production décentralisée dans les réseaux de distribution. Étude pluridisciplinaire de la modélisation pour le contrôle des sources* », Ecole Nationale Supérieure d'art et métiers, Thèse de Doctorat 2005.
- [11] I. VECHIU, « *Modélisation et analyse de l'intégration des énergies renouvelables dans un réseau autonome* », Thèse de Doctorat, Université du HAVRE, 2005.
- [12] L. VAN DER MERWE, J.VAN DER MERWE, « *maximum power point tracking-Implementation strategies* », Industrial Electronic, IEEE international symposium, pp 214-217 vol.1, Johannesburg, South Africa, 1998.
- [13] S.YUVARAJAN, « *New current control based MPPT technique for single stage grid connected PV systems* », Journal of power sources 135, 2004.
- [14] K. KOBAYASHI, I. TAKANO, Y. SAWADA, « *A study of a two stage maximum power point tracking control of a photovoltaic system under partially shaded insolation conditions* », Solar Energy Materials & Solar Cells 90, August 2006.
- [15] H. JOHAN, R. ENSLIN, « *Integrated Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Converter* », IEEE transactions on industrial electronics, VOL. 44, NO. 6, December 1997.
- [16] W. CHEN, « *Evaluation of performance of MPPT devices in PV systems with storage batteries* », Renewable Energy 32, 2007.
- [17] K. SOBAIHI, « *Etude et réalisation d'un hacheur de tracking (MPPT) à contre réaction de tension* », Mémoire de Magister, ENP, Algérie, 2003.
- [18] S. NEIL, A. LUIZ, C. LOPES, « *Peak current control based maximum power point trackers for faster transient responses* », Concordia University, Ottawa, May 2006.
- [19] S. JAIN, V. Agarwal « *New current control based MPPT technique for single stage grid connected PV systems* », Energy Conversion and Management 48, 2007.
- [20] T. TAFTICHT, K. AGBOSSOU, « *Développement d'une méthode MPPT pour les systèmes photovoltaïques* », Electrical and computer engineering, Canadian Conference, pp 1123-1126, vol2, 2004.
- [21] T. TAFTICHT, K. AGBOSSOU, « *An improved maximum power point tracking method for photovoltaic systems* », Renewable Energy 33, 2008.
- [22] Z. YAN, L. FEI, Y. JINJUN, D. SHANX, « *Study on Realizing MPPT by Improved Incremental Conductance Method with Variable Step-size* », Huazhong University of Science and Technology, Wuahn 430074, Hubei province, China, IEEE, 2008.
- [23] F.LIU, S. DUAN, F. LIU, B. LIU, « *A variable step size INC MPPT method for PV systems* », IEEE transactions on industrial electronics, VOL. 55, NO. 7, July 2008.

- [24] K. KASSIMI, « *Conception et modélisation d'un système photovoltaïque adapté par une commande MPPT analogique* », Revue des Energies Renouvelables Vol. 10 N°4, Algérie, 2007.
- [25] V. POMMIER, M. BUDINGER, « *Etude et optimisation du fonctionnement d'un système photovoltaïque* », DAS/ENSICA- Toulouse, 2003.
- [26] T. ESRAM, L. CHAPMAN, « *Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques* », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 22, n. 2, June 2007.
- [27] O.THAMEUR, « *Application des algorithmes génétiques dans la commande des hacheurs MPPT* », Magister, ENP, Algérie, 2006.
- [28] B. DEMAYA, « *Commande floue des systèmes à dynamiques complexes- Application à la commande d'un moteur thermique* », Thèse de Docteur LAAS Toulouse, 17 Octobre 1994.
- [29] Cours d'Electronique De Puissance, IUT GEII – 2ième année – Option EEP, 2004/2005.
- [30] www.lei.ucl.ac.be/matagne/SOLAIRE/SEM04/S04P10.html.
- [31] H. KNOPF, « *Analyses, Simulation, and Evaluation of maximum power point tracking (MPPT) methods for a solar powered vehicle* », Master of Science in Electrical Engineering Portland State University, 1999.
- [32] A. OI, « *design and simulation of photovoltaic water pumping system* », Master of Science in Electrical Engineering, California Polytechnic State University San Luis Obispo, September, 2005.
- [33] J.M. ENRIQUE, « *Anew Application of the Coupled-Inductors SEPIC Converter to obtain I-V and P-V Curves of Photovoltaic Modules* », Solar Energy, 2005.
- [34] J.M. ENRIQUE, « *Theoretical assessment of the maximum power point tracking efficiency of photovoltaic facilities with different converter topologies* », Solar Energy 81, 2007.
- [35] R. KETATA, « *Méthodologies de régulation numérique incluant la logique floue* », Thèse de Docteur L.A.A.S Toulouse, 1992.
- [36] P. GLORONNEC, « *Algorithme d'apprentissage pour systèmes d'inférences floues* », INSA de Rennes (IRISIA), 1999.
- [37] B. DEMAYA, « *Commande floue des systèmes à dynamiques complexes- Application à la commande d'un moteur thermique* », Thèse de Docteur LAAS, Toulouse, 17 Octobre 1994.
- [38] K. ZINSER, R. SCHREIBER, « *La logique floue: une nouveauté prometteuse de la technique d'automatisation* », La Technique moderne, N° 1-2- 1994.
- [39] H. BUHLER, « *Réglage par logique floue* », Presse polytechniques et universitaires Romandes, Suisse, 1994.
- [40] G.F.TCHOKETCH, « *Commande des hacheurs MPPT par la logique floue* », Magister, ENP, Algérie 2006.
- [41] J. VIRGONE, « *Commande des systèmes multi-énergies pour les bâtiments a haute performance énergétique* », Journée Thématique SFT-IBPSA Mars, 2006.
- [42] S. VIGHETTI, B. VALLET, « *photovoltaïque raccordé au réseau. Choix et optimisation des étages de conversion* », JCGE'08, LYON, 16 et 17 Décembre 2008.
- [43] V. QUASCHNING, « *Numerical simulation of current-voltage characteristics of photovoltaic systems with shaded solar cells* », Solar Energy Vol.56, N.6, pp.513-520, 1996
- [44] www.cipcsp.com/tutorial/panneau-solaire.html.
- [45] www.ef4.be
- [46] C.S. SOLANKI, « *Solar Photovoltaic Technologies* », IIT Bombay, August 2008.
- [47] N. CHAINTREUIL, F. BARRUEL, X. LE PIVERT, « *Effects of shadow on a grid connected pv system* », INES R.D.I., Laboratory for Solar Systems (L2S), France, September 2008.
- [48] S. YUVARAJAN, J. SHOEB. « *A Fast and Accurate Maximum Power Point Tracker for PV Systems* », Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC IEEE, pp.167-172, 24-28, Fev. 2008.

Différents paramètres utilisés

1- Paramètres du module photovoltaïque

Resistance parallel: $R_{sh}=7 \text{ ohm}$;

Resistance série: $R_s = 0.008 \text{ ohm}$;

Tension de circuit ouvert de la cellule: $V_{oc} = 0.6 \text{ volt}$;

Courant de court circuit de la cellule : $I_{sc} = 3.2 \text{ A}$;

$m = 1.96$;

$a = 2e-3 \Omega^{-1}$;

$V_{br} = -21.29 \text{ V}$;

$n=3$;

$I_o=1.061e-5 \text{ A}$;

2- Paramètre du hacheur

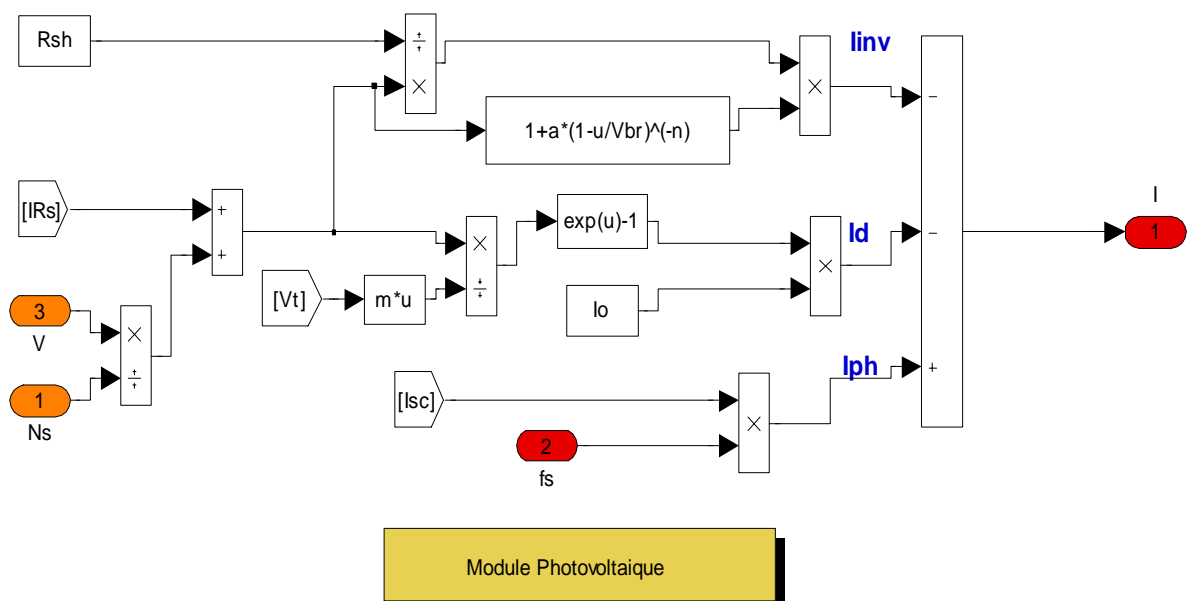
$C_1 = 5, 6 \text{ mF}$

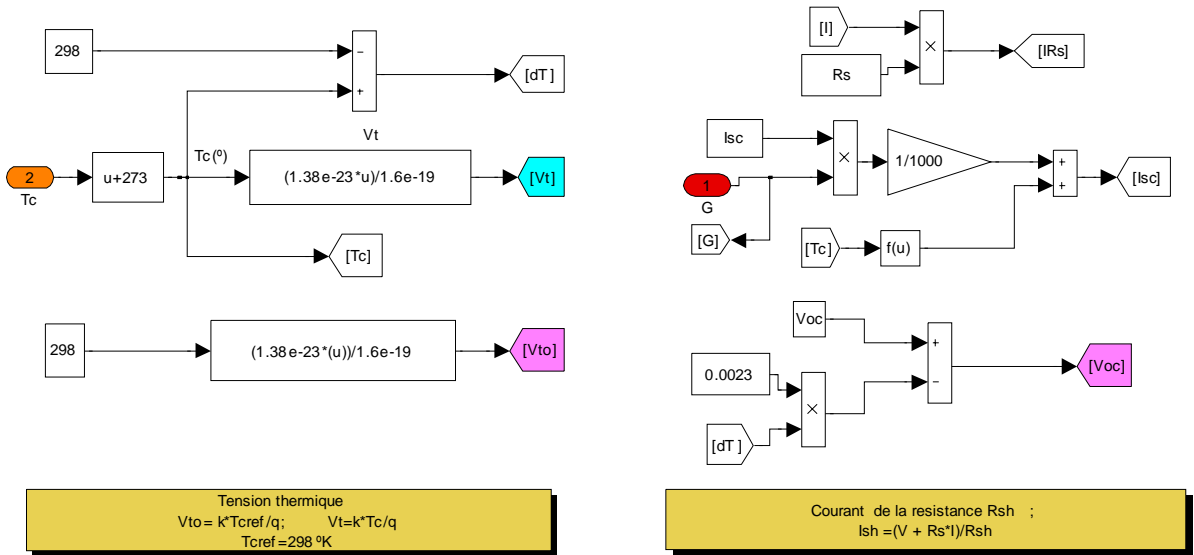
$C_2 = C_1$

$L = 3.5 \text{ mH}$

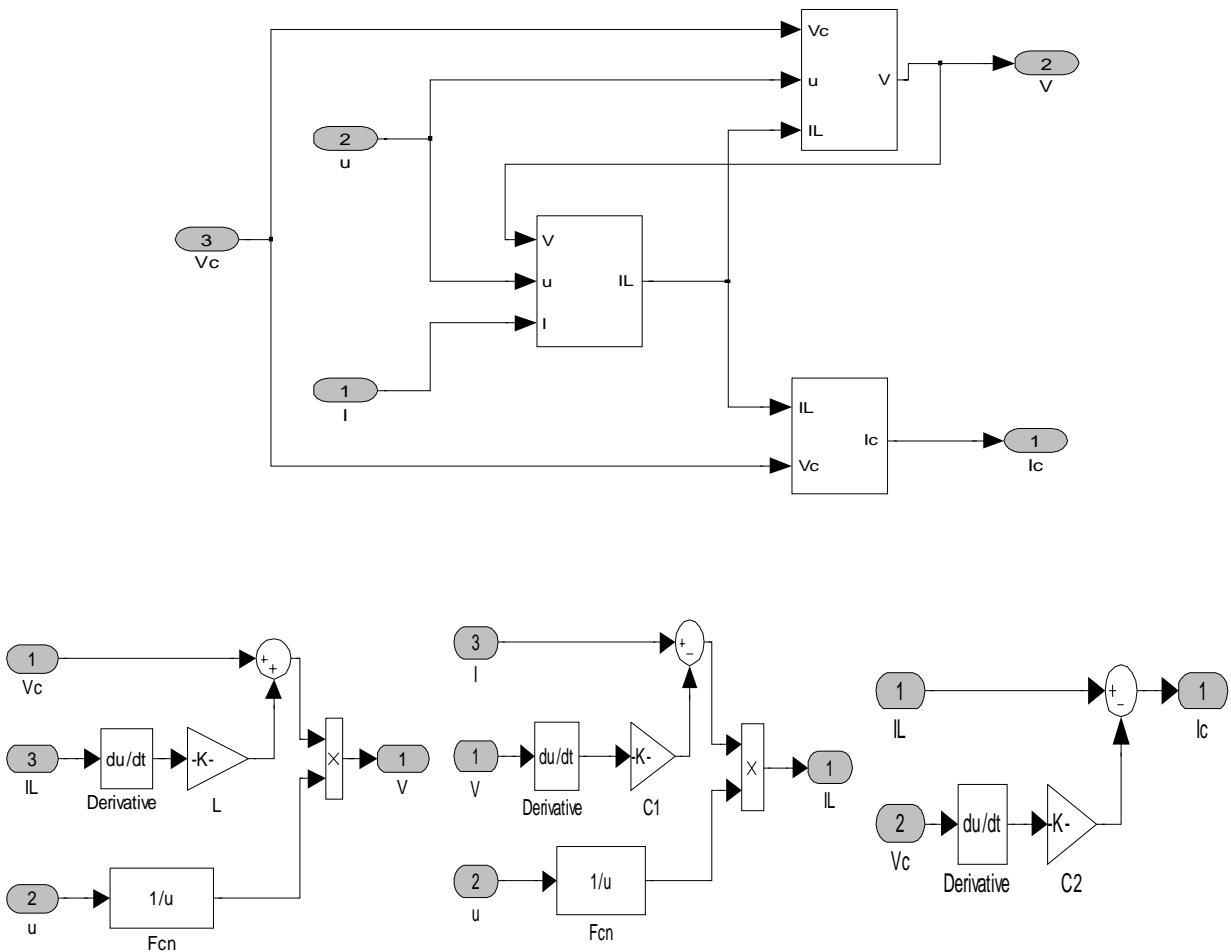
Différents blocs de 'SIMILINK'

1- Module photovoltaïque

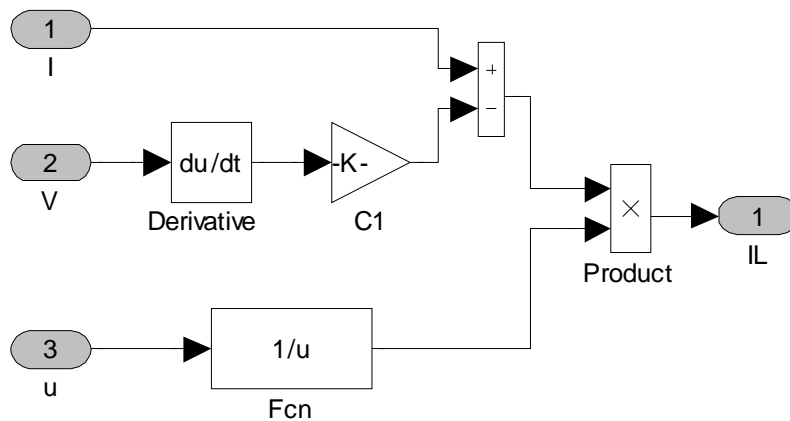
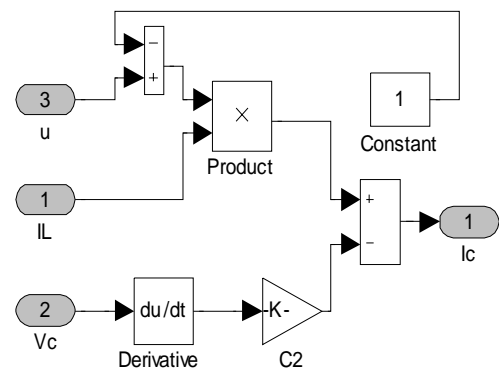
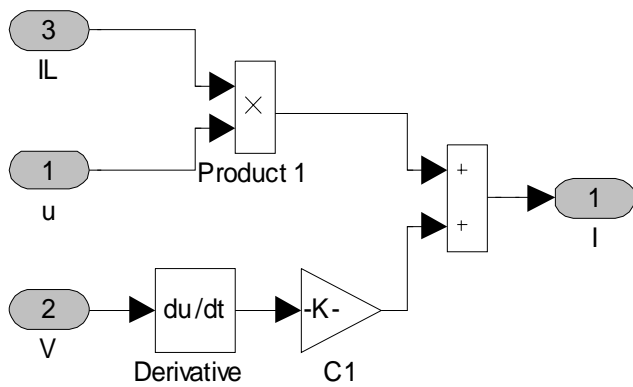
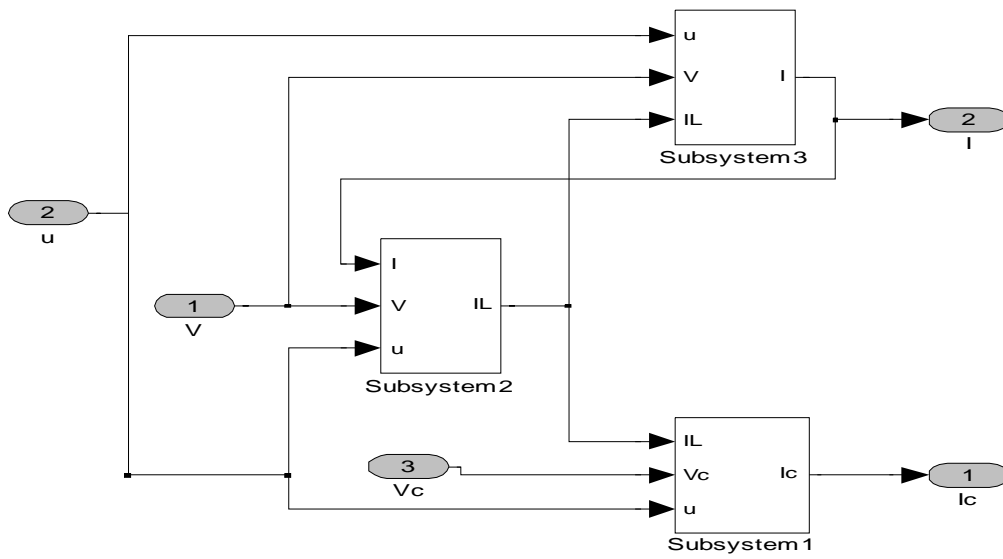




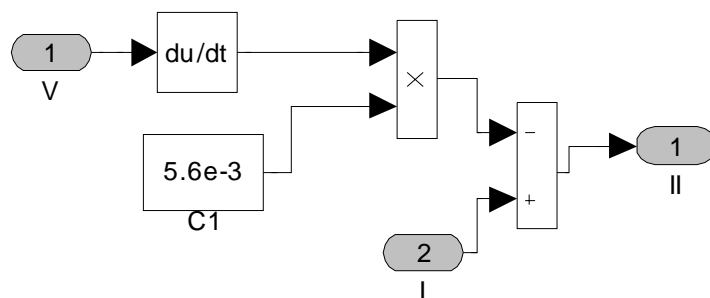
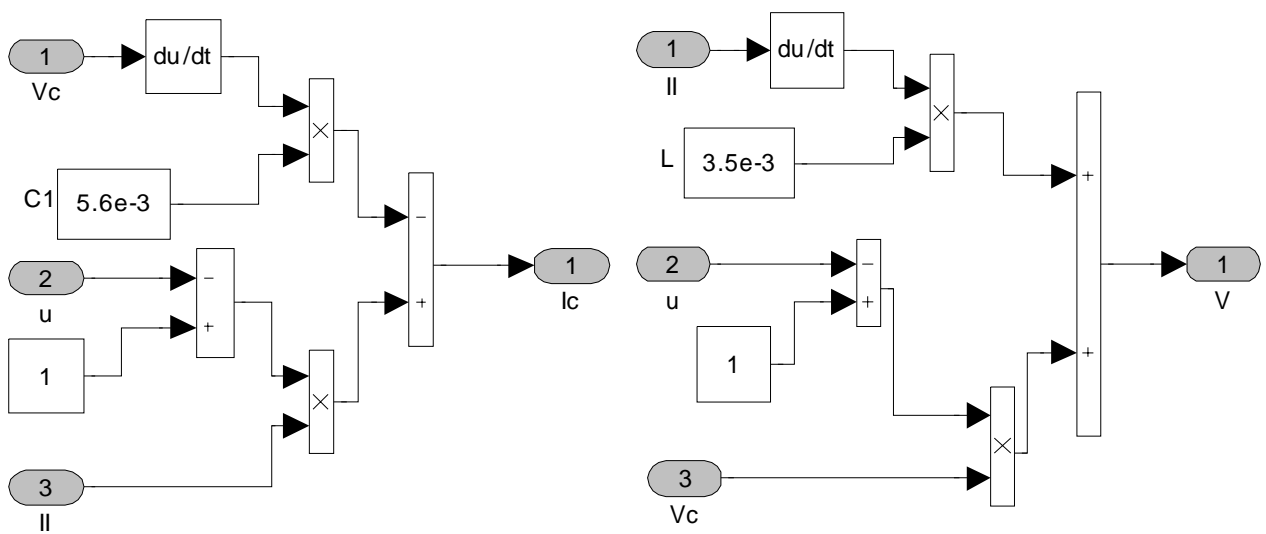
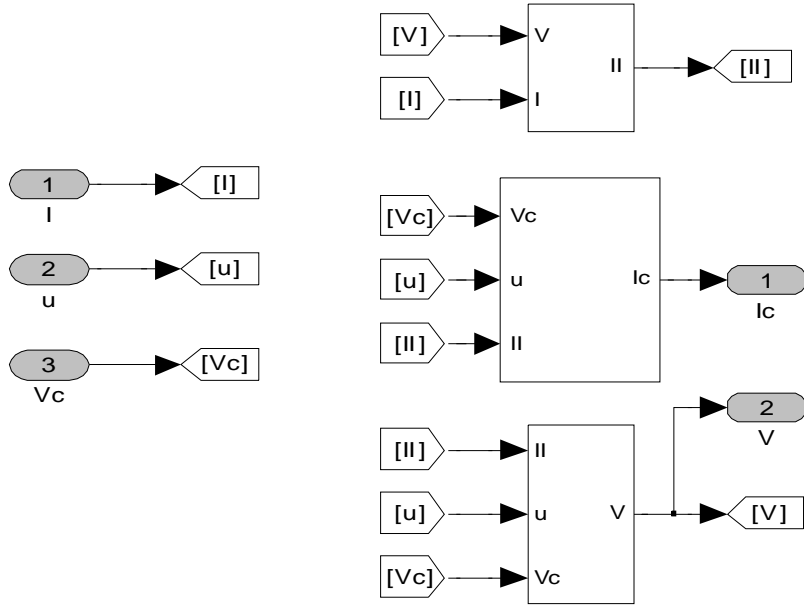
2- Hacheur buck



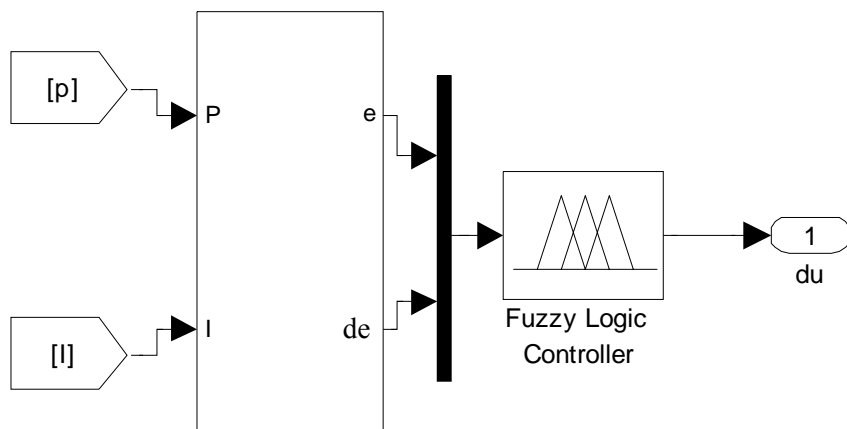
3- Hacheur buck-boost



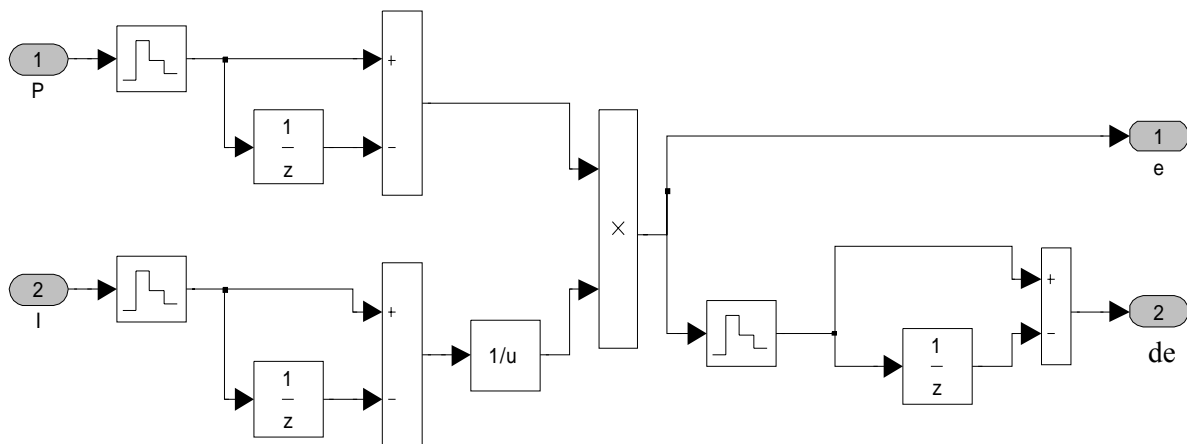
4- Hacheur boost



5- Contrôleur MPPT à contre réaction de puissance

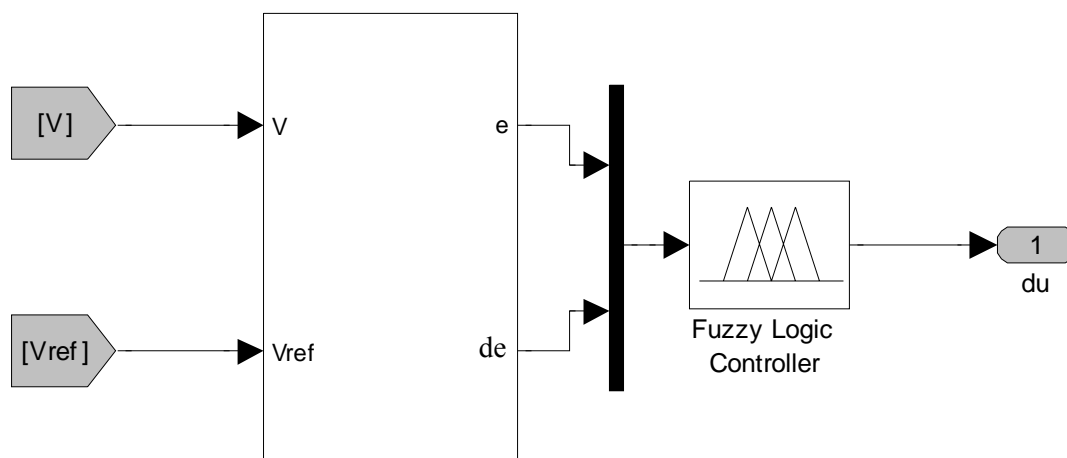


**Contrôleur MPPT à contre
réaction de puissance**

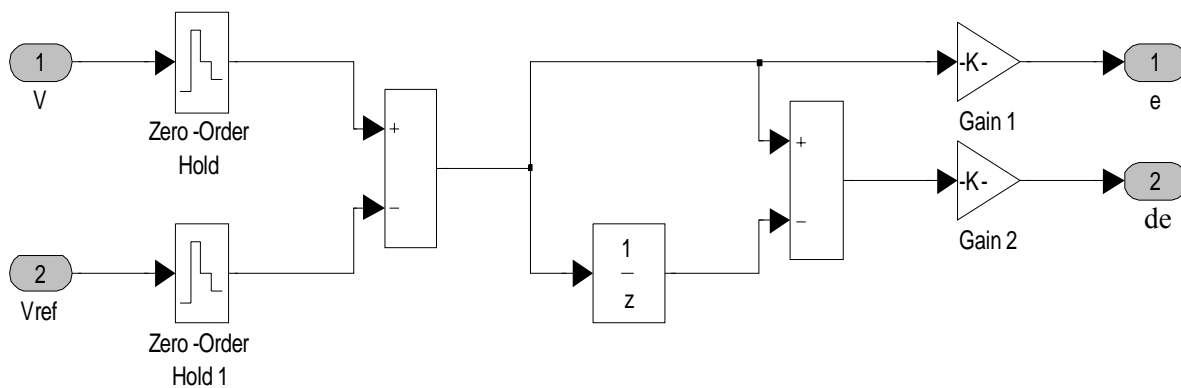


Bloc de calcul de l'erreur et la variation d'erreur

6- Contrôleur flou à contre réaction de tension



Contrôleur MPPT à contre réaction de tension



Bloc de calcul de l'erreur et la variation d'erreur

7- Module photovoltaïque protégé par deux diodes by-pass