



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغزور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande électrique

Présenté par

ACHOURI Abderraouf

BENDIFALLAH Yazid

THEME

**SIMULATION D'UN SYSTEME
PHOTOVOLTAÏQUE BASE SUR UN
CONVERTISSEUR BOOST ENTRELACE PAR
UNE TECHNIQUE AVANCEE.**

Soutenu le /09/2020 devant la commission d'examen composée de :

Mr.	à l'Université de Khenchela	Président
Mr. MENADI Abdelkarim	MCB à l'Université de Khenchela	Encadreur
Mr.	à l'Université de Khenchela	Examineur

Promotion 2019/2020

REMERCIEMENT

Ce mémoire est le résultat d'un travail commun de binôme. En préambule, je veux adresser tous mes remerciements aux personnes avec lesquelles nous avons pu échanger et qui nous ont aidés pour la rédaction de ce mémoire.

*En commençant par remercier tout d'abord Monsieur * MENADI .Abdelkrim*, encadreur de recherche de ce mémoire et docteur dans le département génie industrielle université * Abbes LAGHROR* de Khenchela pour son aide précieuse et pour le temps qu'il nous 'a consacré.*

Nous tenons également à remercier les profs d'avoir accepté jurer notre mémoire.

On tient à témoigner toute notre reconnaissance à toute l'équipe pédagogique de l'université de ABBAS LAGHROR *.*

Enfin, j'adresse mes plus sincères remerciements à nos familles : nos parents, nos sœurs, nos frères et tous nos proches et amis, qui nous ont accompagné, aidé, soutenu et encouragé tout au long de la réalisation de ce mémoire.

DEDICACE

Avec l'expression de ma reconnaissance, je dédie ce modeste travail à ce qui ; quelque soit les termes embrassées ; je n'arriverais jamais à leur exprimer mon amour sincère.

A ma chère mère et mon cher papa qui ont toujours été à mes cotés pour me soutenir et m'encourager

A mes chères sœurs que j'aime

A mon frère Moussaab

A mon oncle et mon grand frère Mounir que je respect

*Sans oublier le petit prince et la joie de notre famille mon neveu *Djoud abd elouadoud* et leur père mon beau frère Mohamed*

A toute ma famille, tous mes proches et mes amis

Puisse dieu vous donne santé, bonheur et surtout réussite.

ACHOURI Abd Erraouf

DEDICACE

Je dédie mon travail avant tous à mes chers parents, mon père qui ne cesse pas de m'encourager, et qui ma toujours soutenu, ma jolie mère symbole de sacrifice et qui est tout pour moi, pour sa tendresse profonde (qu'Allah me les protègent).

*A ma chère épouse et notre petit fils le petit prince **Rissal**.*

*A mes très chères sœurs, mes beaux-frères, et surtout à ma nièce la princesse **Malak Anwar**.*

A mes amis, mes collègues, et tous ceux qui m'ont aidés à réaliser ce mémoire.

BENDIFALLAH Yazid

Résumé

La connexion entre un générateur photovoltaïque (GPV) et une charge de type continu reste encore un sujet d'étude. L'adaptation d'impédance entre un générateur PV et une charge de type continu par le biais d'un convertisseur DC-DC est un problème technologique qui signifie essentiellement le transfert du maximum de puissance du générateur PV à la charge.

Un convertisseur DC-DC doit avoir une bonne fiabilité en fonctionnement de longue durée. Dans lequel, il doit également être de petite taille afin de faciliter l'installation, la maintenance, la perte de puissance et la ténacité et c'est ce que justifie le choix du convertisseur Boost entrelacé.

Ainsi, en raison des caractéristiques électriques fortement non linéaires des cellules PV et de leurs associations, le rendement des systèmes PV peut être amélioré par des solutions à base des techniques MPPT.

Ce mémoire présente une étude et modélisation mathématique des composants du système PV (GPV, convertisseur DC/DC, MPPT et charge). Les résultats de simulation, obtenus à l'aide de l'outil *Matlab Simulink*.

Mots clés :

PV, convertisseur DC-DC, convertisseur BOOST entrelacé, commande MPPT, modélisation, simulation.

Abstract

The connection between a photovoltaic generator (GPV) and a continuous type load is still a subject of study. The impedance matching between a PV generator and a DC-type load through a DC-DC converter is a technological problem which essentially means the transfer of maximum power from the PV generator to the load.

A DC-DC converter must have good reliability in long-term operation. In which, it must also be small in size in order to facilitate installation, maintenance, power loss and toughness and this is what justifies the choice of Interlaced Boost converter.

Thus, due to the strongly nonlinear electrical characteristics of PV cells and their associations, the efficiency of PV systems can be improved by solutions based on MPPT techniques.

This thesis presents a study and mathematical modeling of the components of the PV system (GPV, DC / DC converter, MPPT and load). The simulation results, obtained using the Matlab Simulink tool.

Keywords :

PV system, DC-DC converter, Boost IDDB converter, MPPT command, Modeling, Simulation.

ملخص

لا يزال التّوصيل بين المولّد الكهروضوئي (GPV) والحمولة من نوع التيار المستمر موضوعًا للدراسة. تُعدّ مطابقة المعاوقة بين المولّد الكهروضوئي والحمولة من نوع التيار المستمر DC من خلال محوّل مستمر-مستمر-DC مشكلةً تكنولوجية تعني بشكل أساسي نقل الطّاقة القصوى من المولّد الكهروضوئي إلى الحمولة.

يجب أن يتمّ محوّل DC-DC بموثوقية جيّدة في التّشغيل على المدى الطويل. - حيثُ يجب أن يكون صغير الحجم لتسهيل التثبيت والصيانة- وفقدان الطاقة والمتانة وهذا ما يبرّر اختيار محوّل رافع متشابك Interlaced Boost.

وبالتالي نظرًا للخصائص الكهربائية غير الخطية القوية للخلايا الكهروضوئية و تجميعها، يمكن تحسين كفاءة الأنظمة الكهروضوئية من خلال الحلول القائمة على تقنيات تعقّب النقطة القصوى للطاقة MPPT.

تقدّم هذه الرسالة دراسة ونمذجة رياضية لمكوّنات النظام الكهروضوئي (المولّد الكهروضوئي (GPV), محوّل DC-DC, محوّل رافع متشابك, متعقّب النقطة القصوى للطاقة MPPT والحمولة). تمّ الحصول على نتائج المحاكاة باستخدام *Matlab Simulink*.

الكلمات المفتاحية :

المولّد الكهروضوئي GPV، محوّل DC-DC، محوّل رافع متشابك، متعقّب النقطة القصوى للطاقة MPPT، النّمذجة، المحاكاة.

Sommaire

Introduction générale.....	13
I. Chapitre I: RECHERCHE BIBLIOGRAPHIQUE SUR MPPT.....	15
I.1 Introduction.....	15
I.2 Principe de la recherche du point maximal de puissance:.....	15
I.2.1 Généralités et principe d'une commande MPPT [2]:.....	15
I.3 Les différentes MPPT rencontrées dans la littérature :.....	18
I.3.1 Les premiers types de commande MPPT.....	18
I.3.2 Les commandes MPPT à algorithmes performants :.....	19
I.3.3 Les commandes MPPT basées sur des relations de proportionnalité.....	25
I.3.4 Les commandes MPPT basées sur le principe de la logique floue.....	27
I.3.5 Les commandes MPPT de réseaux de neurones artificiels :.....	29
I.4 Synthèse des commandes MPPT :.....	30
I.5 Conclusion:.....	31
II. CHAPITRE II : Modélisation du Système PV.....	32
II.1 Introduction.....	32
II.2 Cellule photovoltaïque :.....	32
II.2.1 Le Principe de la conversion photovoltaïque [7].....	33
II.2.2 Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque :.....	34
II.2.3 Caractéristiques d'une cellule PV [8].....	35
II.2.4 Equations mathématiques : [9].....	37
II.3 Générateur photovoltaïque GPV.....	39
II.3.1 Conception et caractéristiques du GPV [10].....	39
II.4 Influence de la température et l'ensoleillement sur le rendement [11].....	42
II.4.1 Influence de l'ensoleillement.....	42
II.4.2 Influence de la température.....	43
II.5 Convertisseur continu(DC)-continu(DC) pour le PV : hacheurs.....	44
II.5.1 Les hacheurs[12].....	44
II.5.2 Types des hacheurs [13] :.....	44
II.6 Hacheurs entrelacés [15].....	45
II.6.1 Principe de la technique d'entrelacement.....	46
II.6.2 Avantages de l'entrelacement.....	47
II.7 Modélisation des convertisseurs DC-DC entrelacé.....	47
II.7.1 Modèle moyen des convertisseurs DC-DC.....	47
II.7.2 Modèle moyen du convertisseur boost entrelacé à deux bras.....	47

II.8	Conclusion.....	54
III.	CHAPITRE III La commande du système, simulation et interprétation.....	55
III.1	Introduction.....	55
III.2	Stratégie de commande du convertisseur proposé.....	55
III.2.1	La commande du convertisseur boost IDDB.....	55
III.2.2	Régulateur de courant par mode glissant.....	56
III.3	Simulation et interprétation.....	58
III.3.1	Schéma bloc.....	58
III.4	Conclusion.....	61
	Conclusion générale.....	62

Liste des Tableaux

TABLEAU	TITRE
Tableau I.1	Exemple d'une table de vérité pour une commande logique floue
Tableau I.2	Caractéristiques majeures des commandes MPPT
Tableau II.1	Facteur A dépendant de la technologie du PV

Liste des figures :

Figure	Titre
Figure I.1	Schématisation d'une chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque.
Figure I.2	Recherche et recouvrement du Point de Puissance Maximal a) suite à une variation d'ensoleillement au niveau du GPV, b) suite à une variation de consommation de charge, c) suite à une variation de température au niveau du GPV.
Figure I.3	Principe de la première commande MPPT numérique
Figure I.4	Illustration du principe de la commande MPPT type « P&O »
Figure I.5	Algorithme type de la méthode P&O
Figure I.6	Divergence de la commande P&O lors de variations d'irradiation.
Figure I.7	Relation entre PPM et le rapport cyclique D du convertisseur statique
Figure I.8	Algorithme type de la commande Hill Climbing
Figure I.9	Positionnement du point de fonctionnement suivant : a) le signe de $dPPV/dVPV$ sur la caractéristique de puissance b) le signe de la valeur de $\Delta IPV/\Delta VPV$ sur la caractéristique de courant.
Figure I.10	Algorithme d'une commande MPPT basée sur la méthode Incrément de conductance
Figure I.11	Structure de base de la commande floue.
Figure I.12	Exemple d'un réseau de neurones
Figure I.1	Coupe transversale basique d'une cellule photovoltaïque à base de silicium Adaptée de Pastor
Figure II.2	Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque.
Figure II.3	Caractéristique I-V d'une cellule photovoltaïque
Figure II.4	Caractéristique P-V d'une cellule photovoltaïque
Figure II.5	Constitution d'un générateur photovoltaïque
Figure II.6	Caractéristiques courant-tension pour différents assemblage de modules PV
Figure II.7	Caractéristiques courant-tension pour $N_p.N_s$ modules
Figure II.8	Caractéristiques puissance-tension pour $N_p.N_s$ modules
Figure II.9	Courbes I(V) d'un panneau à divers ensoleillements à $T=25^\circ\text{C}$
Figure II.10	Courbes P(V) d'un panneau à divers ensoleillements à $T=25^\circ\text{C}$
Figure II.11	Courbes I(V) d'un générateur PV pour différentes températures à $G=1000\text{W/m}^2$
Figure II.12	Courbes P(V) d'un générateur PV pour différentes températures à $G=1000\text{W/m}^2$
Figure II.13	schéma électrique du hacheur Buck
Figure II.14	schéma électrique de l'hacheur Boost
Figure II.15	schéma électrique du hacheur Buck-Boost

Figure II.16	Topologies des convertisseurs entrelacés : (a) Convertisseur boost, (b) Convertisseur buck
Figure II.17	Formes d'ondes dans le cas d'entrelacement de deux bras du convertisseur boost/ buck: (a) Courants circulant dans les inductances, i_{L1}, i_{L2} et le courant total $i_{L\text{ buck}}, i_{e\text{ boost}}$ / , (b) Signaux des commandes pour un rapport cyclique égal à $D= 1/3$
Figure II.18	Convertisseur boost entrelacé fonctionnant dans le <i>mode I, phase I</i> ($D<0.5$, $T_1=ON, T_2=OFF, d_1=OFF$ et $d_2=ON$)
Figure II.19	Convertisseur boost entrelacé fonctionnant dans le <i>mode I, phase II ou phase IV</i> ($D<0.5, T_1=OFF, T_2=OFF, d_1=ON$ et $d_2=ON$)
Figure II.20	Convertisseur boost entrelacé fonctionnant dans le <i>mode I, phase III</i> ($D<0.5, T_1=OFF, T_2=ON, d_1=ON$ et $d_2=OFF$)
Figure II.21	Formes d'ondes des courants circulant dans les inductances, i_{L1}, i_{L2} et le courant total $i_{L\text{ buck}}, i_{e\text{ boost}}$ dans le cas d'entrelacement de deux bras du convertisseur boost/ buck et les signaux de commande pour un rapport cyclique égal à $D= 3/2$
Figure II.22	Convertisseur boost entrelacé fonctionnant dans le <i>mode II, phase I ou phase III</i> ($D>0.5, T_1=ON, T_2=ON, d_1=OFF$ et $d_2=OFF$)
Figure II.23	Convertisseur boost entrelacé fonctionnant dans le <i>mode II, phase II</i> ($D>0.5, T_1=ON, T_2=OFF, d_1=OFF$ et $d_2=ON$)
Figure II.24	Convertisseur boost entrelacé fonctionnant dans le <i>mode II, phase IV</i> ($D>0.5, T_1=OFF, T_2=ON, d_1=ON$ et $d_2=OFF$)
Figure III.1	L'architecture de la stratégie de commande.
Figure III.2	Simulation du convertisseur IDDB avec la commande MPPT
Figure III.3	Comparaison entre la puissance d'entrée et la puissance de sortie
Figure III.4	Le courant d'entrée I_{pv}
Figure III.5	Le courant de sortie I_{ch} .
Figure III.6	La tension d'entrée V_{pv}
Figure III.7	La tension de sortie V_{ch}

Abréviations et Symboles

PV : photovoltaïque

GPV : Générateur photovoltaïque

DC : courant continu

MPPT : maximum power point tracker

I : courant

V : Tension

P : puissance

P&O : Perturb et Observe

I_{PV} : courant de la cellule photovoltaïque

V_{PV} : Tension de la cellule photovoltaïque

D : Rapport cyclique

G : ensoleillement

V_{OC} : Tension de circuit ouvert

I_{CC} : Courant de court circuit

G_i : Source de courant parfaite.

R_p: Résistance shunt qui prend en compte les fuites inévitables de courant qui intervient entre les bornes opposées positive et négative d'une cellule.

R_s : Résistance série qui est due aux différentes résistances électriques que le courant rencontre sur son parcours (résistance de contact)

IDDB : interleaved dual double boost

Introduction générale

Les nombreuses énergies fossiles existantes susceptibles d'être emmagasinées (pétrole, gaz, uranium, carbone,... etc.) sont insuffisantes et en voie de disparition, en plus de cela elles présentent des inconvénients qui se traduisent par la pollution de l'atmosphère, une pollution chimique et radioactive. Cependant les besoins de l'homme en énergie augmentent de jour en jour, ce qui l'amène à rechercher constamment une énergie nouvelle disponible et non polluante.

L'énergie solaire est une source d'énergie renouvelable qui atteint la maturité technologique, son exploitation technique est relativement non polluante pour l'environnement, une source inépuisable, surabondante et gratuite, semble très prometteuse, disponible dans tous les pays et chaque jour, solution potentielle aux problèmes écologiques.

Le système photovoltaïque constitue le moyen de transformation de cette énergie solaire en électricité étant donné que c'est la forme d'utilisation la plus prépondérante. Le problème d'électrification des sites isolés, représente un lourd fardeau financier, l'extension du réseau pour des demandes relativement faibles et isolées ne pourra pas résoudre le problème et n'est pas rentable.

L'exploitation de l'énergie photovoltaïque pour la production de l'électricité représente un intérêt non négligeable, l'Algérie par exemple, à l'instar des pays en voie de développement, est confronté au problème d'alimentation électrique des zones isolées et montagneuses. L'application des systèmes photovoltaïques apparaît comme une alternative prometteuse, car notre pays bénéficie d'une situation géographique très favorable pour l'utilisation de l'énergie solaire et elle dispose d'une durée d'ensoleillement et d'une quantité d'énergie incidente très importantes.

La facilité d'installation du système photovoltaïque est également un atout majeur, l'utilisation, l'entretien et la maintenance sont relativement simples. Bien que l'énergie photovoltaïque porte beaucoup d'avantage soit connue depuis de nombreuses années comme source pouvant produire de l'énergie électrique allant de quelques milliwatts au mégawatt, elle reste encore à un stade peu connu et ne se développe pas encore dans de grandes proportions, notamment à cause du coût d'investissement trop élevé. De plus, plusieurs problèmes techniques doivent être résolus pour amener ces systèmes à un degré de maturité suffisant pour en faire des produits industriels à part entière. Les problèmes concernent autant le matériau de conversion photovoltaïque, qui reste cher à synthétiser, que la chaîne de conversion électrique, qui présente beaucoup de pertes lors d'une utilisation mal adaptées. Outre la durée de vie de la cellule qui est affecté par l'ondulation de courant débité. Le convertisseur DC-DC de type élévateur de tension (boost) est généralement utilisé dans les applications photovoltaïques, il permet d'avoir une tension de sortie plus élevée et améliore le rendement du système PV. En outre il permet de réduire le nombre de panneau utilisé dans le système PV.

L'objet de notre travail est orienté vers l'optimisation de la puissance du générateur PV, sous différents paramètres « éclairage, température », par l'incorporation d'un convertisseur continu-continu de type « boost » entrelacé commandé par un algorithme de recherche du point de la puissance maximale (MPPT).

Dans le premier chapitre, nous allons décrire les différentes méthodes de recherches de puissance maximale.

Le deuxième chapitre sera consacré à la description de la cellule PV et ses caractéristiques, courbes et sa modélisation ainsi que le convertisseur boost entrelacé après avoir cité les différents types des convertisseurs DC-DC et leurs schémas électriques.

Dans le troisième chapitre, sera consacré à la commande du notre système élevée

Le dernier chapitre, sera consacré aux résultats obtenus par la simulation de tout les composants d'un système PV leurs interprétations. Enfin, nous terminerons notre travail par une conclusion générale.

I. Chapitre I: RECHERCHE BIBLIOGRAPHIQUE SUR MPPT

I.1 Introduction

Pour convertir l'énergie solaire avec un meilleur rendement, il est indispensable de travailler avec un point de fonctionnement à puissance maximale. Le générateur photovoltaïque fournit sa pleine puissance en un point de fonctionnement bien déterminé dans la caractéristique $I=f(V)$.

En effet, il serait judicieux de se positionner en ce point précis, mais malheureusement il fluctue dans de larges proportions à cause des variations de la température et de l'éclairement. Pour pallier à ce problème et augmenter le rendement énergétique du système, un dispositif électronique basé sur un convertisseur DC-DC, est intercalé entre le générateur photovoltaïque et la charge. Le maintien de ce point de fonctionnement au point de puissance maximale (MPP) est assuré par le contrôle continu du rapport cyclique de ce convertisseur de puissance. Néanmoins, ce dispositif nécessite beaucoup d'attention que ce soit sur l'aspect dimensionnement, contrôle ou asservissement afin d'éviter l'instabilité du système [1].

I.2 Principe de la recherche du point maximal de puissance:

I.2.1 Généralités et principe d'une commande MPPT [2]:

Il existe des lois de commandes spécifiques nommées dans la littérature « commande extrême » pour des dispositifs physiques devant fonctionner à des points maximums de leurs caractéristiques même si, a priori ces points ne sont pas connus à l'avance, ces derniers pouvant même à n'importe quel moment se modifier pour diverses raisons. Pour le cas de sources énergétiques, cela se traduit par la présence d'un à plusieurs Points de Puissance Maximum (PPM). Ce type de commande est souvent nommé dans la littérature « Recherche du Point de Puissance Maximum » ou bien « Maximum Power Point Tracking » en anglo-saxon (MPPT) lorsqu'il est appliqué aux systèmes énergétiques. Le principe de ces systèmes de gestion est d'effectuer à la fois une recherche du PPM tout en assurant une parfaite adaptation entre le générateur et sa charge de façon à transférer le maximum de puissance produite vers la charge. La *figure (I.1)* représente une chaîne élémentaire typique de conversion photovoltaïque associée à une commande MPPT fournissant une puissance électrique à une charge DC. Comme le montre cette chaîne, la commande MPPT est nécessairement associée à un quadripôle (convertisseur statique) possédant un à plusieurs degrés de liberté en fonction de sa structure, permettant d'adapter à chaque instant l'impédance du GPV à celle de la charge. Dans le cas de la conversion de l'énergie solaire en électricité, le quadripôle peut être réalisé à l'aide d'un simple convertisseur statique DC-DC à un degré de liberté noté D et correspondant au rapport cyclique, de telle sorte que la puissance fournie par le GPV à son entrée corresponde à la puissance maximale (P_{MAX}) qu'il puisse générer à chaque instant. De plus cette puissance doit pouvoir être transférée simultanément et totalement directement à la charge.

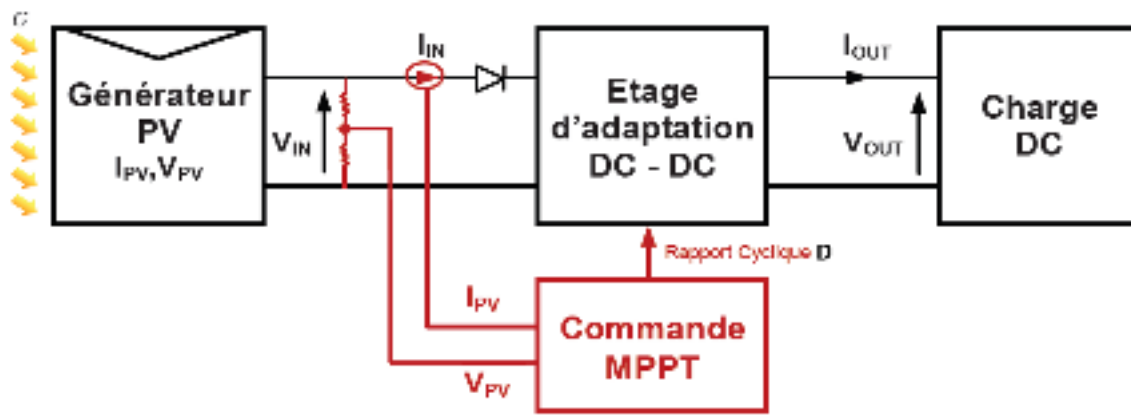


Figure I.1 : Schématisation d'une chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque.

La technique de contrôle communément utilisée consiste à agir sur le rapport cyclique de manière automatique pour amener le générateur à sa valeur optimale de fonctionnement, quelles que soient les instabilités météorologiques ou les variations brutales de charges qui peuvent survenir à tout moment. La **figure (I.2)** illustre trois cas de perturbations possibles. Suivant le type de perturbation, le point de fonctionnement bascule du point de puissance maximal noté PPM1 vers un nouveau point de fonctionnement noté P'1, 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 maximum qui correspond à PPM2. Pour une variation de charge (cas b), impliquant une nouvelle caractéristique de la charge, on peut également constater qu'une modification du point de fonctionnement est nécessaire pour rechercher une nouvelle position optimale grâce à la recherche d'un nouveau rapport cyclique. Un autre cas de variation de point de fonctionnement peut se produire, lié par exemple aux variations de température de fonctionnement du GPV (cas c). Bien qu'il faille également agir au niveau de la commande en imposant un autre niveau de rapport cyclique, ce dernier n'a pas les mêmes contraintes temporelles que les deux cas précédents et n'implique aucune contrainte de dimensionnement de la commande. De façon générale, le suivi du PPM est réalisé au moyen d'une commande spécifique nommée MPPT qui agit sur le rapport cyclique du convertisseur statique (CS) pour rechercher à chaque instant le PPM du GPV sans connaître à priori l'origine de la variation du point de fonctionnement.

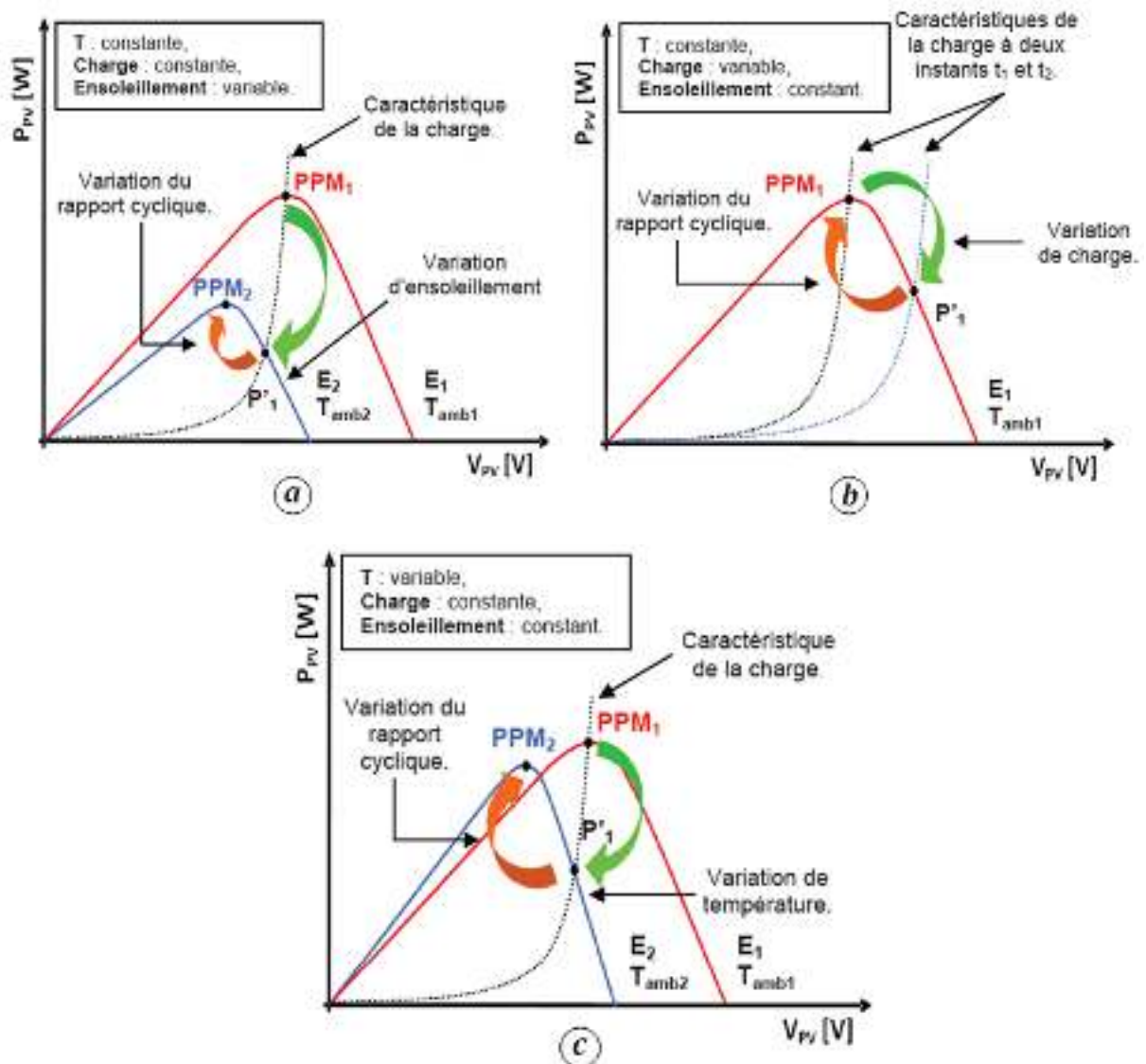


Figure 1.2 : Recherche et recouvrement du Point de Puissance Maximal [2]
 a) suite à une variation d'ensoleillement au niveau du GPV,
 b) suite à une variation de consommation de charge,
 c) suite à une variation de température au niveau du GPV.

Il existe plusieurs principes de fonctionnement des commandes MPPT plus ou moins performantes en fonction de leur complexité. Nous pouvons classer d'une manière générale les commandes MPPT selon le type d'implémentation électronique (analogique, numérique ou mixte) ou selon le type de recherche qu'elles effectuent et selon les paramètres d'entrée ou de sortie de la commande MPPT. Certaines d'entre elles se basent sur la caractéristique physique en température d'une jonction PN d'une diode proche de celle d'une cellule PV, d'autres déduisent la tension optimale V_{opt} à partir de la tension de circuit ouvert VOC du GPV en effectuant des estimations plus ou moins précises. D'autres types de commandes MPPT sont basées sur la régulation du courant du GPV supposant que ce dernier soit une image proportionnelle à PMAX. Egalement, certaines se basent sur les paramètres de sortie du convertisseur tels que la tension ou le courant de sortie du CS. Selon le type de contrôle, certaines sont basées sur des techniques de « Hill Climbing » où la commande MPPT essaye de faire « monter » le point

Il consiste à calculer la puissance à l'instant (t_i) à partir des mesures de (I_{PV}) et (V_{PV}), et de la comparer à celle stockée en mémoire, correspondant à l'instant (t_{i-1}).

De là, un nouveau rapport cyclique (D) est calculé et est appliqué au convertisseur statique. Ce principe est toujours valable du point de vue théorique et appliqué de nos jours sur des algorithmes numériques plus performants. Cependant, le temps de réaction a été amélioré ainsi que la précision de la recherche du PPM associée à un certain nombre de précautions pour ne pas perdre le PPM même temporairement.

I.3.2 Les commandes MPPT à algorithmes performants :

I.3.2.1 Principe des commandes "Perturb and Observe" (P&O) :

Le principe des commandes MPPT de type **P&O** consiste à perturber la tension (V_{PV}) d'une faible amplitude autour de sa valeur initiale et d'analyser le comportement de la variation de puissance (P_{PV}) qui en résulte [4]. Ainsi, comme l'illustre la **figure (I.4)**, on peut déduire que si une incrémentation positive de la tension V_{PV} engendre un accroissement de la puissance (P_{PV}), cela signifie que le point de fonctionnement se trouve à gauche du PPM.

Si au contraire, la puissance décroît, cela implique que le système a dépassé le PPM. Un raisonnement similaire peut être effectué lorsque la tension décroît. A partir de ces diverses analyses sur les conséquences d'une variation de tension sur la caractéristique PPV(VPV), il est alors facile de situer le point de fonctionnement par rapport au PPM, et de faire converger ce dernier vers le maximum de puissance à travers un ordre de commande approprié.

En résumé, si suite à une perturbation de tension, la puissance PV augmente, la direction de perturbation est maintenue. Dans le cas contraire, elle est inversée pour reprendre la convergence vers le nouveau PPM.

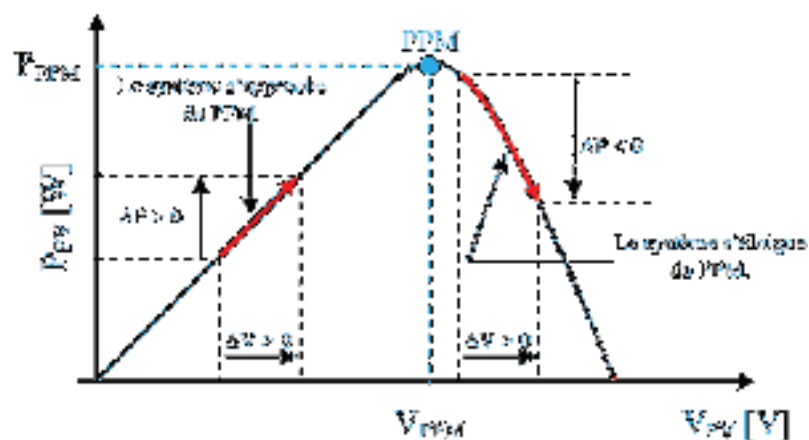


Figure I.4 : Illustration du principe de la commande MPPT type « P&O »

La **figure (I.5)** représente l'algorithme classique associé à une commande MPPT de type P&O, où l'évolution de la puissance est analysée après chaque perturbation de tension. Pour ce type de commande, deux capteurs (courant et tension du GPV) sont nécessaires pour déterminer la puissance du PV à chaque instant.

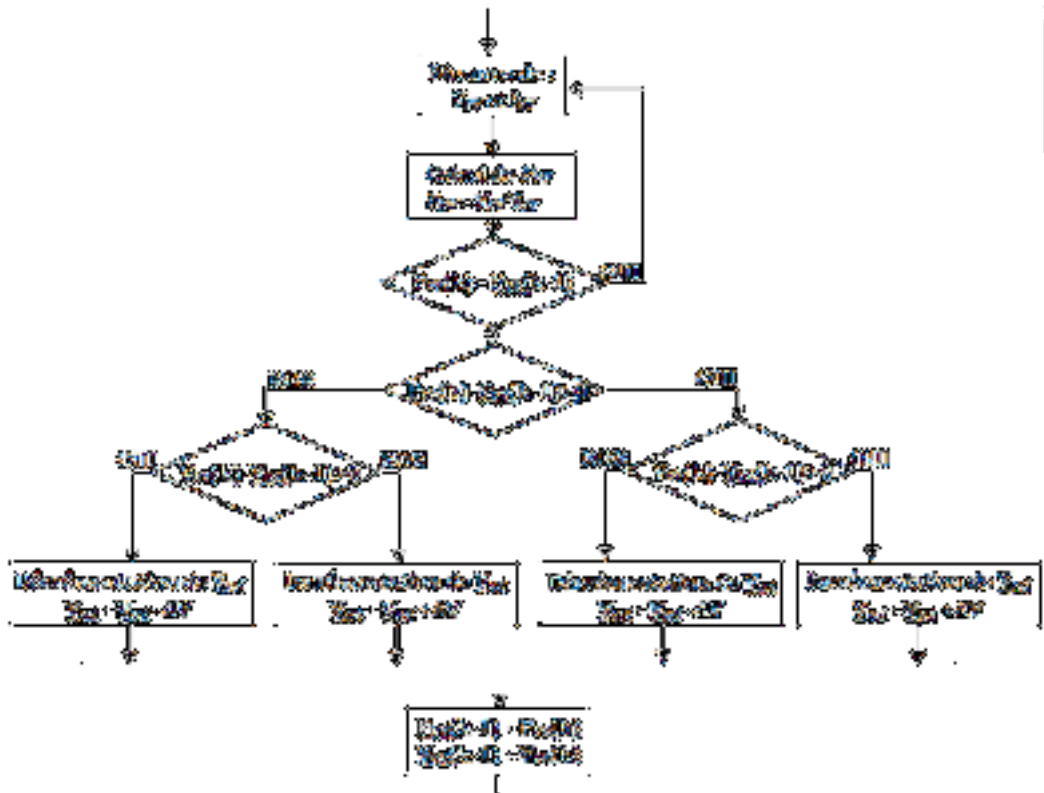


Figure I.5: Algorithme type de la méthode P&O.

La méthode P&O est aujourd'hui largement utilisée de par sa facilité d'implémentation. Cependant elle présente quelques problèmes liés aux oscillations autour du PPM qu'elle engendre en régime établi car la procédure de recherche du PPM doit être répétée périodiquement, obligeant le système à osciller en permanence autour du PPM, une fois ce dernier atteint. Ces oscillations peuvent être minimisées en réduisant la valeur de la variable de perturbation. Cependant, une faible valeur d'incrément ralentit la recherche du PPM, il faut donc trouver un compromis entre précision et rapidité. Ce qui rend cette commande difficile à optimiser.

En effet, si on analyse en détail ce mode de recherche, il présente des erreurs d'interprétation au niveau de la direction à suivre pour atteindre le PPM lorsque des variations brusques des conditions climatiques ou/et de charge apparaissent, comme cela est décrit sur la **figure (I.6)**.

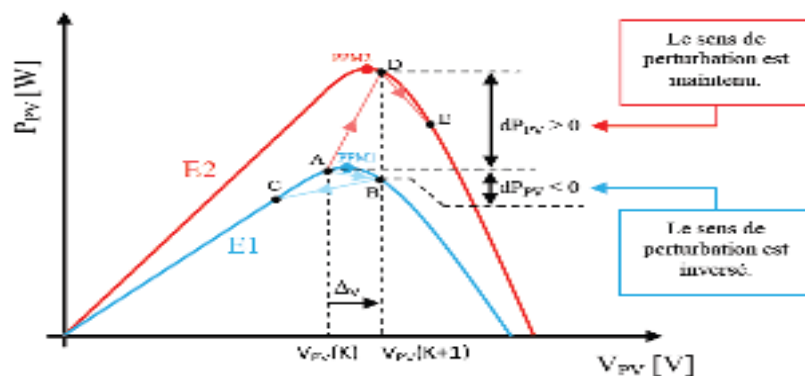


Figure I.6: Divergence de la commande P&O lors de variations d'irradiation.

I.3.2.2 Principe des commandes “Hill Climbing”:

La technique de contrôle nommée Hill Climbing[d] consiste à faire « monter » le point de fonctionnement le long de la caractéristique du générateur présentant un maximum. Pour cela, deux pentes sont possibles. La recherche s'arrête théoriquement quand le point de puissance maximal est atteint. Cette méthode est basée sur la relation entre la puissance du panneau et la valeur du rapport cyclique appliqué au CS. Mathématiquement, le PPM est atteint lorsque dP_{PV}/dD est forcé à zéro par la commande, comme le montre la **figure (I.7)**.

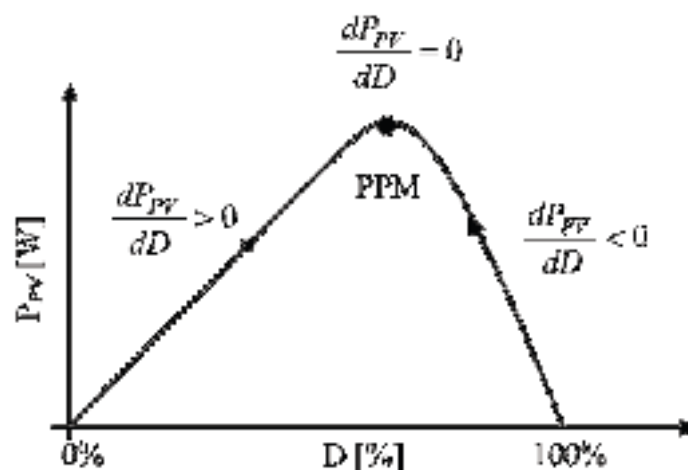


Figure I.7 : Relation entre PPM et le rapport cyclique D du convertisseur statique

L'algorithme de cette méthode est illustré sur la **figure (I.8)**. La variable *Slope* correspond à une variable qui prend la valeur « 1 » ou « -1 » suivant la direction que l'on doit donner à la recherche pour augmenter la puissance en sortie du panneau. (D) et $(P_{PV}(k))$ représentent respectivement le rapport cyclique et la puissance du générateur, (a) symbolise la variable d'incrément du rapport cyclique. Périodiquement, la puissance (P_{PV}) est comparée à la valeur

déterminée précédemment ($P_{PV}(k-1)$), en fonction du résultat de la comparaison, le signe de la valeur *Slope* change ou reste identique. Ce qui a pour effet d'incrémenter ou de décrémenter la valeur du rapport cyclique. Une fois le PPM atteint, le système oscille autour de ce dernier indéfiniment rejoignant alors les compromis à faire entre rapidité et précision comme la méthode précédente et les pertes liées à ces oscillations [4].

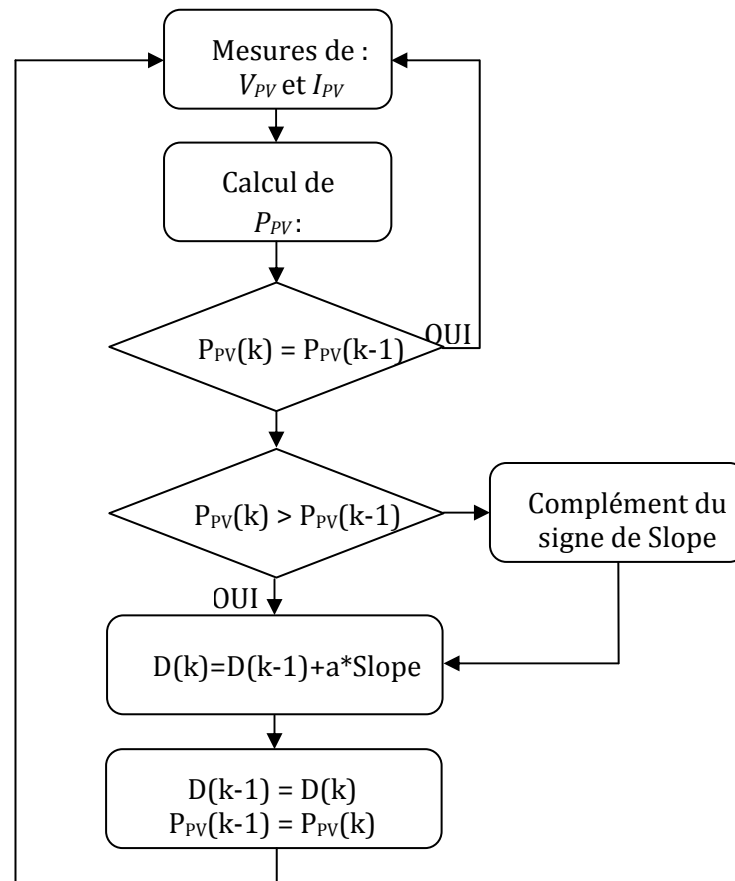


Figure I.8 : Algorithme type de la commande Hill Climbing

L'avantage de cette dernière technique est qu'elle est simple à mettre en œuvre. Par contre, elle possède les mêmes inconvénients que la méthode P&O concernant des oscillations autour du PPM en régime établi et une perte occasionnelle de la recherche du PPM lors de changement rapide des conditions climatiques.

I.3.2.3 Principe des commandes "Incrément de conductance" (IncCond) :

Pour rechercher les PPM, cette autre technique se base sur la connaissance de la variation de conductance du GPV et des conséquences sur la position du point de fonctionnement par rapport à un PPM. Ainsi, la conductance du module photovoltaïque est définie par le rapport entre le courant et la tension du GPV comme indiqué ci-dessous :

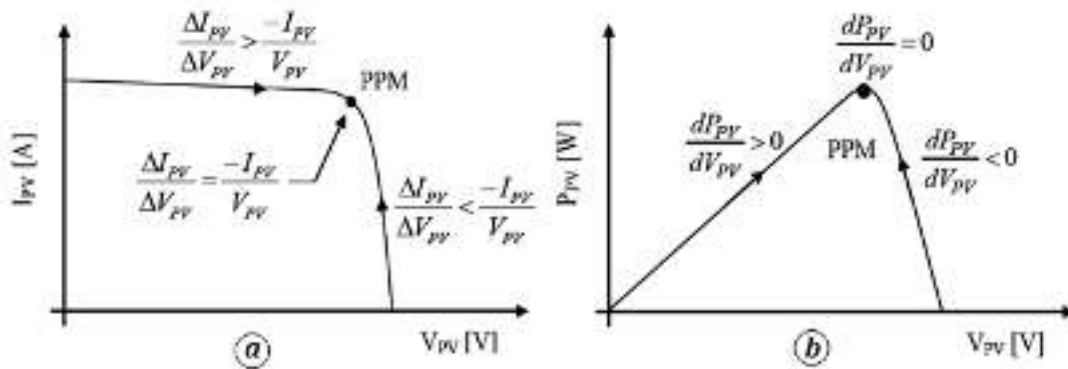
$$G = \frac{I_{PV}}{G_{PV}} \quad (I.1)$$

Et une variation élémentaire (incrément) de conductance peut être définie par :

$$dG = \frac{dI_{PV}}{dG_{PV}} \quad (I.2)$$

D'autre part, l'évolution de la puissance du module (P_{PV}) par rapport à la tension (V_{PV}) donne la position du point de fonctionnement par rapport au PPM. Lorsque la dérivée de puissance est nulle, cela signifie que l'on est sur le PPM, si elle est positive le point d'opération se trouve à gauche du maximum, lorsqu'elle est négative, on se situe à droite. La *figure (I.9)* permet d'écrire les conditions suivantes :

- Si $dG = \frac{dP_{PV}}{dG_{PV}} > 0$, le point de fonctionnement est à gauche du PPM,
 - Si $dG = \frac{dP_{PV}}{dG_{PV}} = 0$, le point de fonctionnement est sur le PPM,
 - Si $dG = \frac{dP_{PV}}{dG_{PV}} < 0$, le point de fonctionnement à droite du PPM,
- $\left. \vphantom{\begin{matrix} \bullet \\ \bullet \\ \bullet \end{matrix}} \right\} (I.3)$



Fig

ure I.9 : Positionnement du point de fonctionnement suivant :

a) le signe de dP_{PV}/dV_{PV} sur la caractéristique de puissance

b) le signe de la valeur de $\Delta I_{PV}/\Delta V_{PV}$ sur la caractéristique de courant.

Le lien entre la conductance donnée par *l'équation (I.2)* et la dérivée de la puissance (dP_{PV}/dV_{PV}) peut être décrit par l'équation suivante :

$$\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} = \frac{d(I_{PV} \times V_{PV})}{dV_{PV}} = I_{PV} + V_{PV} \cdot \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} \cong I_{PV} + I_{PV} \cdot \frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} \quad (I.4)$$

D'où, on peut alors écrire de nouvelles conditions sur la variation de conductance comme celles données par *(I.3)* sur la dérivée de puissance :

- Si $\frac{\Delta P_{PV}}{\Delta G_{PV}} > \frac{-I_{PV}}{V_{PV}}$, le point de fonctionnement est à gauche du PPM,
 - Si $\frac{\Delta P_{PV}}{\Delta G_{PV}} = \frac{-I_{PV}}{V_{PV}}$, le point de fonctionnement est sur le PPM,
 - Si $\frac{\Delta P_{PV}}{\Delta G_{PV}} < \frac{-I_{PV}}{V_{PV}}$, le point de fonctionnement est à droite du PPM,
- (I.5)

Le maximum de puissance peut être alors traqué en effectuant des comparaisons à chaque instant de la valeur de la conductance (I_{PV}/V_{PV}) avec celle de l'incrément de conductance ($\Delta I_{PV}/\Delta V_{PV}$), comme l'illustre l'algorithme de la **figure (I.10)**. (V_r) correspond à la tension de référence et force le GPV à fonctionner à cette valeur. Si on est au PPM, alors la tension (V_r) correspond bien à la tension optimale (V_{OPT}). Une fois le PPM atteint, le point de fonctionnement peut être maintenu sur cette position jusqu'à la détection d'une variation de (ΔI_{PV}). Cela indique alors un changement de conditions climatiques, donc un nouveau PPM à rechercher. Pour cela, l'algorithme incrémente ou décrémente la valeur de (V_r) jusqu'à atteindre le PPM.

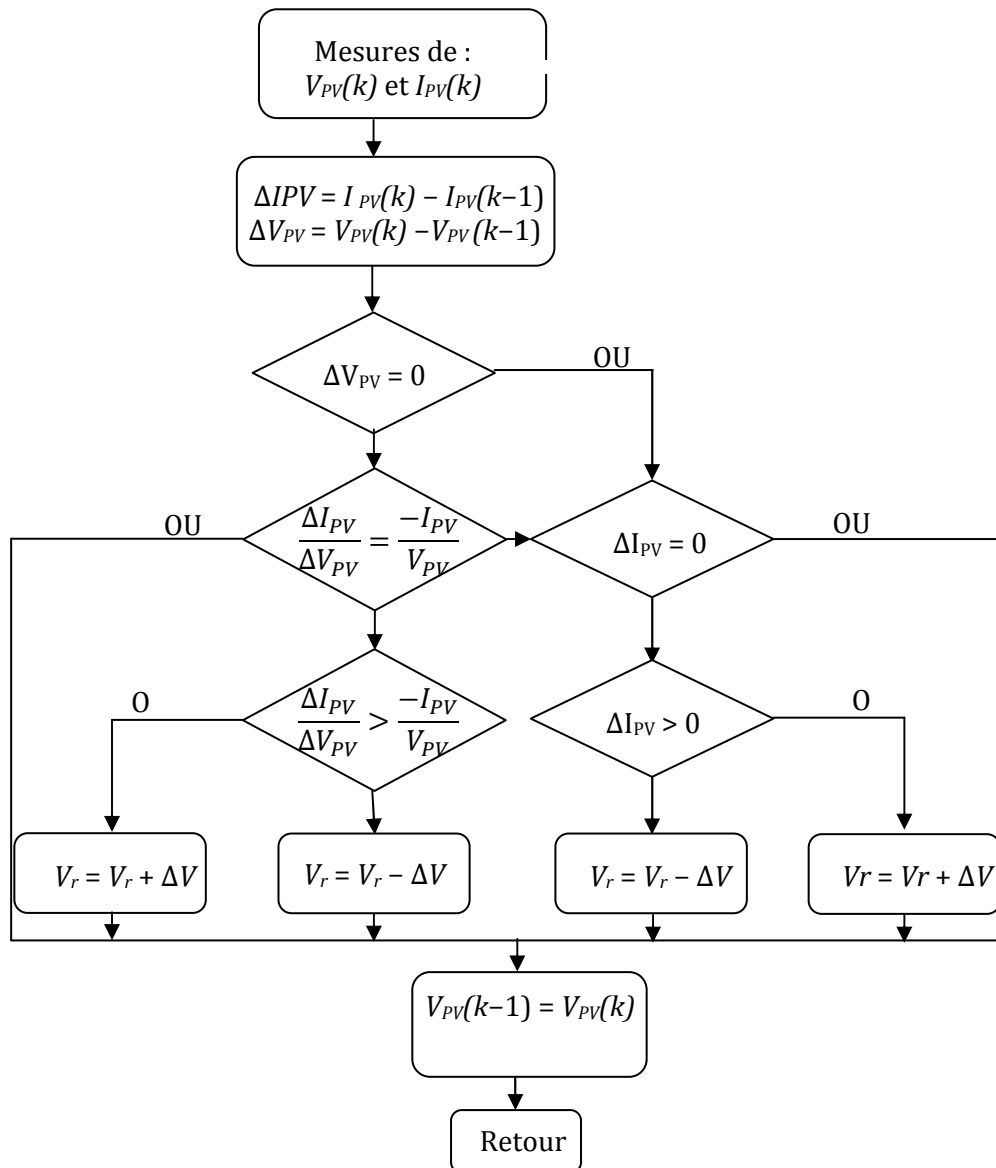


Figure I.10 : Algorithme d'une commande MPPT basée sur la méthode Incrément de conductance.

Théoriquement, avec la méthode de contrôle de type IncCond, il est possible de trouver un PPM et de s'y immobiliser en stoppant la perturbation. Dans ce cas-là, (ΔV_{PV}) est nul et c'est le contrôle de l'apparition de (ΔI_{PV}) qui permet de réactiver l'ajustement de la valeur de (V_r) pour atteindre un nouveau PPM. Ceci se produit par exemple lors de variations d'ensoleillement. Ceci constitue en soi une propriété intéressante par rapport aux deux types de MPPT précédents car en régime établi, il n'y a pas de pertes par rapport au PPM. De plus, cette méthode ne présente pas de risques de divergence par rapport au PPM.

En pratique, le système présente une oscillation comme la commande P&O autour du PPM, à cause du bruit aux niveaux des acquisitions des paramètres d'entrée (I_{PV} et V_{PV}) et de la difficulté au système de bien analyser si la relation

$$\frac{I_{PV}}{V_{PV}} + \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} = 0 \text{ Est bien remplie ou non. Ainsi, en réalité, cette condition n'étant jamais}$$

obtenue, le système est toujours en train de la rechercher. Par rapport à la commande P&O, le temps d'exécution de l'algorithme est plus long car ce dernier est plus complexe. De ce fait, l'intervalle de temps entre deux échantillons de tension et de courant est augmenté engendrant un retard sur la détection des variations climatiques.

L'analyse de ces différentes méthodes de recherche, montre qu'elles ne sont pas trop éloignées sur leur fonctionnement en pratique ni sur les compromis à effectuer entre précision et rapidité au niveau de la valeur de la variable d'incrément. Les divers essais extraits de la littérature montrent que ce type de commande peut être performant dans certaines conditions mais ne permettent pas de dire que tel mode de recherche est plus performant qu'un autre et quand car les conditions de test et les valeurs de variable d'incrément ne sont pas similaires. En revanche, ils donnent une estimation d'un rendement qui peut être élevé et du temps de réponse selon le pas d'incrément choisi, en faisant aujourd'hui des commandes les plus performantes du marché sur les produits commerciaux.

I.3.3 Les commandes MPPT basées sur des relations de proportionnalité

Le mode de fonctionnement de ces commandes est basé sur des relations de proportionnalité entre les paramètres optimaux caractérisant le point de puissance maximal (V_{OPT} et I_{OPT}) et les paramètres caractéristiques du module PV (V_{OC} et I_{CC}).

Suivant le paramètre contrôlé, on parle alors de commande en régulation de courant ou de tension.

I.3.3.1 Mesure de VOC (Fraction de VOC) :

Cette technique de recherche du PPM est très simple. Elle consiste à comparer la tension du panneau (V_{PV}) avec une tension de référence qui correspond à la tension optimale (V_{OPT}). L'erreur de tension est alors utilisée pour ajuster le rapport cyclique du CS, afin de faire coïncider les deux tensions. La tension de référence est obtenue à partir de la connaissance de la relation linéaire existante entre V_{OPT} et V_{OC} d'un module PV :

$$V_{OPT} = k_V V_{OC} \quad (\text{I.6})$$

Avec: k_V : correspondant à un facteur de tension dont sa valeur dépend du GPV utilisé et de la température de fonctionnement. Généralement, pour des GPV en Si, il est compris entre 0.71 et 0.78.

A partir de (I.6) et connaissant k_V , il faut cependant mesurer la tension de circuit ouvert (V_{OC}) afin d'en déduire la tension de référence (V_{OPT}) à appliquer au PV. L'inconvénient majeur de cette technique réside dans la nécessité d'effectuer la mesure de V_{OC} de temps en temps et l'obligation de déconnecter la charge du PV durant cette mesure impliquant une perte de transfert de puissance à chaque mesure. Un autre inconvénient est l'hypothèse faite sur l'évolution de k_V dans un GPV suivant les différents points de fonctionnement des caractéristiques de puissance. Beaucoup d'auteurs font l'hypothèse que ce coefficient est constant pour un générateur donné. Ceci est loin d'être vrai pour la plupart des GPV en (Si) qui affichent une variation d'au moins 10 % de ce facteur en fonction de la température de fonctionnement. Ces commandes sont très simples et très robustes mais aujourd'hui ne présentent pas assez de précisions inhérentes à leur principe même de fonctionnement pour être retenues dans des systèmes de conversion récents.

I.3.3.2 Mesure de I_{CC} (Fraction de I_{CC}).

Cette nouvelle méthode est basée sur la connaissance de la relation linéaire en première approche entre (I_{OPT}) et (I_{CC}) comme le montre l'équation (I.7) :

$$I_{OPT} = k_I I_{CC} \quad (\text{I.7})$$

Avec : k_I : correspondant à un facteur de courant qui dépend là aussi du GPV utilisé et est généralement compris entre 0.78 et 0.92.

L'équation (I.7) montre que le courant I_{OPT} peut être déterminé par une mesure de (I_{CC}) et que le PPM peut être atteint en appliquant un courant de référence égal à (I_{OPT}) à la régulation en courant du convertisseur. La mesure de (I_{CC}) implique une perte de transfert de puissance due à la mise en court circuit du GPV. Cependant, cette méthode peut s'avérer plus précise que la précédente car la température n'influence pas trop ce coefficient.

Ces types de commandes ayant besoin uniquement d'un seul capteur, elles ont été très utilisées dans les années 80. Elles s'avéraient alors plus faciles à mettre en œuvre et un peu moins coûteuses que les commandes extrémales citées précédemment. Par contre, la précision de ces commandes est faible notamment à cause des procédés d'estimation des paramètres caractéristiques du module (I_{CC} et V_{CO}) qui ne peuvent pas se faire trop souvent. L'échelle temporelle de réaction est en effet de la minute. De plus, à chaque fois qu'une mesure de courant ou de tension est faite, cela entraîne un arrêt obligatoire de transfert de puissance et donc des pertes énergétiques qui ne sont pas négligeables au cours d'une journée.

I.3.4 Les commandes MPPT basées sur le principe de la logique floue

Les commandes basées sur la logique floue (dans la littérature anglo-saxonne Fuzzy Logic Control) sont de plus en plus populaires grâce à l'évolution des microcontrôleurs. L'avantage de ces techniques est qu'elles peuvent fonctionner avec des valeurs d'entrées peu précises et qu'elles n'ont pas besoin de modèle mathématique de grande précision. De plus, elles peuvent traiter des non linéarités.

Le principe d'une commande floue se base sur deux variables d'entrées qui sont l'erreur (E) et le changement d'erreur (ΔE) et une variable de sortie (ΔD) (variation du rapport cyclique). La valeur de la variable de sortie, qui pilote le convertisseur statique pour rechercher le PPM, est déterminée à l'aide d'une table de vérité et de l'évolution des paramètres d'entrée.

En général, la commande logique floue comprend donc trois étapes communément nommées dans la littérature :

- La fuzzification,
- La lecture de la table de vérité,
- La defuzzification.

Durant la fuzzification, les variables d'entrées numériques sont converties en variable linguistique pouvant prendre les cinq valeurs suivantes :

- NB : Negative Big,
- NS : Negative Small,
- ZE : Zero,
- PS : Positive Small,
- PB : Positive Big.

Comme le montre la structure de base de la commande logique floue illustrée en **figure (I.11)**.

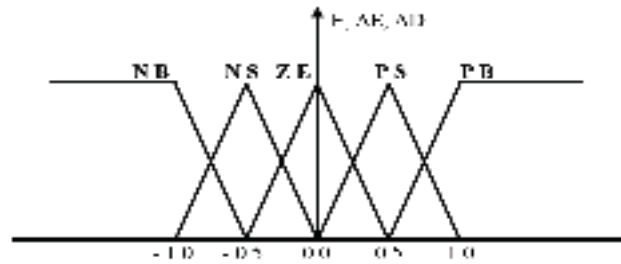


Figure I.11 : Structure de base de la commande floue.

Les paramètres d'entrées E et ΔE sont liés aux équations suivantes :

$$E(n) = \frac{P(n) - P(n-1)}{V(n) - V(n-1)} \quad (I.8)$$

$$\Delta E(n) = E(n) - E(n-1) \quad (I.9)$$

En fonction de leurs évolutions et d'une table de vérité comme indiquée dans le tableau (I.1), une valeur est attribuée au paramètre de sortie (ΔD).

$E \backslash \Delta E$	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	ZE	ZE	NB	NB	NB
NS	ZE	ZE	NS	NS	NS
ZE	NS	ZE	ZE	ZE	PS
PS	PS	PS	PS	ZE	ZE
PB	PB	PB	PB	ZE	ZE

Tableau I.1 : Exemple d'une table de vérité pour une commande logique floue

Par exemple, si les variables d'entrée (E et ΔE), ont comme valeur (**PB**) et (**ZE**) correspondant à un point de fonctionnement très éloigné du PPM, d'après la table de vérité la valeur donnée à la variable de sortie (ΔD) est **PB**, ce qui implique une forte variation positive du rapport cyclique pour atteindre le PPM. En résumé, les variations du rapport cyclique dépendent de la différence de position entre le point de fonctionnement et un PPM. Ainsi, dès que ce dernier s'approche du PPM, les incréments appliqués à (ΔD) s'affinent jusqu'à atteindre le PPM.

La defuzzification, consiste à convertir cette fois, une variable linguistique en variable numérique. Cette étape ne s'applique qu'à la variable de sortie (ΔD), afin de pouvoir piloter le convertisseur de puissance pour atteindre le PPM.

En résumé, cette méthode s'avère être très performante lors de changement des conditions climatiques, cependant sa précision en statique est fortement liée à la complexité de la table de vérité employée entraînant la nécessité du choix obligatoire d'un microcontrôleur ayant une grande capacité de calculs tenant compte des nombreuses disparités des paramètres électriques du panneau. Ici, typiquement, cette commande peut présenter les meilleures performances en termes de précision et de rapidité de recouvrement de PPM mais elle entraîne obligatoirement une consommation énergétique non négligeable liée au microprocesseur ainsi qu'un surcoût.

I.3.5 Les commandes MPPT de réseaux de neurones artificiels :

La technique de réseaux de neurones est, elle aussi, de plus en plus utilisée, car elle offre une grande alternative pour résoudre des problèmes complexes [33-35]. Ces dernières années, l'utilisation de cette méthode dans divers domaines d'application ne cesse d'augmenter car elle fonctionne à partir d'une boîte noire qui n'exige pas d'informations détaillées sur le fonctionnement du système. Elle établit des relations entre les variables d'entrée et de sortie en analysant les précédentes données mémorisées. Un autre avantage est qu'elle peut traiter des problèmes d'une grande complexité grâce à des paramètres interdépendants.

Les réseaux de neurones sont composés généralement de trois couches différenciées, nommées :

- Couche d'entrée (Input layer),
- Couche cachée (Hidden layer),
- Couche de sortie (Output layer).

Comme le montre la *figure (I.12)* :

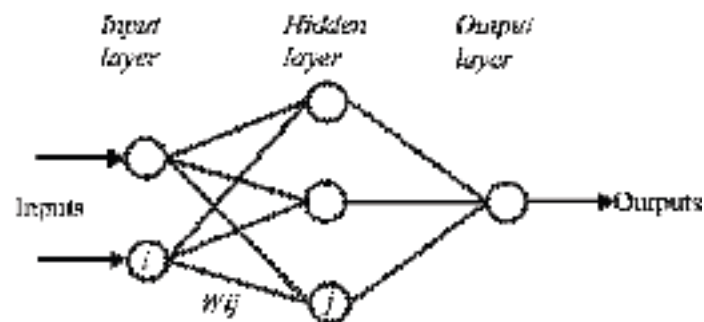


Figure I.12 : Exemple d'un réseau de neurones.

Le nombre de nœuds au niveau des différentes couches est variable en fonction du degré d'apprentissage souhaité et de la précision de la commande souhaitée. Pour une commande MPPT, les variables d'entrées peuvent donc être les paramètres caractéristiques d'un GPV (V_{OC} , I_{CC}) associées ou non à des données atmosphériques comme la température ou l'irradiation ou bien une combinaison de ces dernières. La sortie est généralement un ou plusieurs signaux de référence comprenant au moins le rapport cyclique permettant de commander le CS pour fonctionner le plus souvent possible au PPM. La qualité de la recherche du PPM dépend essentiellement de l'algorithme utilisé dans la couche cachée et de la construction proprement dite du réseau. Ainsi, l'importance entre deux nœuds de la valeur du poids choisi (W_{ij}) est à prendre en compte. Pour identifier avec précision les différents PPM éventuels, les poids (W_{ij}) doivent être initialement déterminés avec le plus de soin possible à travers des procédures d'apprentissage laborieuses et spécifiques à chaque GPV, chaque site d'implantation et chaque type de charge. De plus, cet apprentissage doit être révisé régulièrement (typiquement chaque mois) pour mettre à jour les relations entre les entrées et les sorties du réseau. Ce qui rend cette commande fastidieuse en entretien et en maintenance.

I.4 Synthèse des commandes MPPT :

Le *tableau (I.2)* résume les caractères majeurs des différentes techniques MPPT dont nous avons rappelé les principes ci-dessus. Nous avons adopté plusieurs critères pour pouvoir les évaluer sans mesure et très rapidement. Ainsi, nous avons choisi leur degré de dépendance à la source GPV employée. Ce critère est pour nous important pour savoir le degré de généralité de ces commandes et le degré d'intervention humaine à prévoir pour effectuer par exemple des pré-réglages. Leur mode de conception donnant une idée sur le coût de revient, l'encombrement, la puissance consommée. Leur précision maximale théorique escomptée et leur temps de réponse minimum à prévoir en recouvrement de PPM. Pour les commandes utilisant une variable d'incrément, nous avons vu d'après la littérature que les performances en termes de rendement et de temps de réponse dépendent considérablement de la valeur de l'incrément choisi. Ainsi, le terme « *variable* » au niveau du tableau signifie que ces commandes peuvent être très performantes si le réglage de cet incrément est maîtrisé.

En résumé, il ressort de la littérature une complexité de ce domaine et un manque de critères de références d'évaluation qui serait reconnu par la communauté. Nous avons ainsi recherché pour pouvoir évaluer notre travail par rapport à l'existant des modes de critères plus

précis que ceux indiqués dans le tableau II. Nous commençons par rappeler dans ce chapitre ceux liés aux définitions originales sur les rendements qui nous ont servi tout au long de nos travaux. Nous verrons lors des mesures comment nous mettons du point de vue pratique ces critères.

MPPT Technique	η MPPT (%)	Connaissance technologique du GPV nécessaire	Mise à jour périodique manuelle nécessaire	Mode d'implantation analogique ou numérique	Vitesse de recouvrement	Complexité d'implémentation	Nombre et type de capteurs
P&O (incrément fixe)	Variabile 81.5% à 96.5%	NON	NON	Les deux	Variable	Basse	01 Tension 01 Courant
IncCond (incrément fixe)	Variabile 89.9% à 98.2%	NON	NON	Numérique	Variable	Moyenne	01 Tension 01 Courant
Hill Climbing (incrément fixe)	Variabile 95.5% à 99.1%	NON	NON	Les deux	Variable	Basse	01 Tension 01 Courant
Fraction de VCO	88.1%	OUI	OUI	Les deux	Moyenne	Basse	01 Tension
Fraction de I_{cc}	N. S.	OUI	OUI	Les deux	Moyenne	Moyenne	01 Courant
Logique Floue	N. S.	OUI	OUI	Numérique	Rapide	Haute	Variable
Réseau de neurones	N. S.	OUI	OUI	Numérique	Rapide	Haute	Variable

Tableau (I.2) : Caractéristiques majeures des commandes MPPT [4].

I.5 Conclusion:

La commande MPPT adapte le générateur PV à la charge: transfert de la puissance maximale fournie par le générateur PV.

Les commandes MPPT ne se limitent pas au photovoltaïque, ainsi pour rester dans les domaines des énergies renouvelables, il serait intéressant d'étudier, compte tenu des dynamiques beaucoup plus lentes, les commandes MPPT spécifiques associées aux aérogénérateurs.

II. CHAPITRE II : Modélisation du Système PV

II.1 Introduction

Tous les jours, le soleil fournit de l'énergie à la Terre. Nous pouvons utiliser cette énergie gratuite grâce à une technologie appelée photovoltaïque, qui transforme l'énergie solaire en électricité.

Les modules ou panneaux photovoltaïques sont composés de semi-conducteurs qui permettent de transformer directement la lumière du soleil en électricité. Ces modules peuvent s'avérer une source d'énergie qui est sûre, fiable, sans entretien et non polluante pendant très longtemps. La majorité des modules sur le marché aujourd'hui sont pourvus de garanties de plus de 20 ans, et ils fonctionneront bien au-delà de cette période.

Les problèmes concernent autant le matériau de conversion photovoltaïque, qui reste cher à synthétiser, que la chaîne de conversion électrique, qui présente beaucoup de pertes lors d'une utilisation mal adaptée. Outre la durée de vie de la cellule qui est affecté par l'ondulation de courant débité. Le convertisseur DC-DC de type élévateur de tension (boost) est généralement utilisé dans les applications photovoltaïques, il permet d'avoir une tension de sortie plus élevée et améliore le rendement du système PV. En outre il permet de réduire le nombre de panneau utilisé dans le système PV.

Afin de minimiser l'amplitude des ondulations du courant à l'entrée du convertisseur une structure « entrelacée » peut-être envisagée. Cette structure permet de prolonger la durée de vie du panneau photovoltaïque et aussi diminuer les pertes de conduction et le poids du convertisseur. [5]

II.2 Cellule photovoltaïque :

Une **cellule photovoltaïque** est un composant électronique qui, exposé à la lumière (photons), produit de l'électricité grâce à l'effet photovoltaïque qui est à l'origine du phénomène. La tension obtenue est fonction de la lumière incidente. La cellule photovoltaïque délivre une tension continue.

Les cellules photovoltaïques les plus répandues sont constituées de semi-conducteurs, principalement à base de silicium (Si) et plus rarement d'autres semi-conducteurs : sélénium de cuivre et d'indium ($\text{CuIn}(\text{Se})_2$ ou $\text{CuInGa}(\text{Se})_2$), tellure de cadmium (CdTe), etc. Elles se présentent généralement sous la forme de fines plaques d'une dizaine de centimètres de côté,

prises en sandwich entre deux contacts métalliques, pour une épaisseur de l'ordre du millimètre.

Les cellules sont souvent réunies dans des modules solaires photovoltaïques ou panneaux solaires, en fonction de la puissance recherchée [6].

II.2.1 Le Principe de la conversion photovoltaïque [7].

Une cellule photovoltaïque est un matériau semi-conducteur qui convertit les photons des rayonnements solaires en énergie électrique par l'effet photovoltaïque. Cette conversion s'effectue en trois étapes :

- ✓ L'absorption de la lumière par le matériau ;
- ✓ Le transfert d'énergie des photons aux électrons ;
- ✓ La collecte des charges.

Le semi-conducteur en tant que matériau combine les propriétés physiques des isolants et des conducteurs, ce qui le rend capable de convertir le rayonnement solaire en électricité. A l'état pur le semi-conducteur ne conduit pas bien le courant. On lui incorpore donc des atomes d'impuretés afin qu'il conduise mieux ; cette manipulation est appelé dopage.

Une cellule photovoltaïque est constituée de deux couches de silicium pour la plupart. Dans le principe physique, ces deux couches sont dopées différemment : l'une de type N par ajout d'atomes de phosphore, ce qui favorise la conduction par des électrons et l'autre de type P par ajout d'atomes de bore ce qui provoque une conduction essentiellement par des trous. La zone séparant ces deux régions forme une jonction PN avec une barrière de potentiel. La collecte des charges est réalisée par des électrodes déposées sur les deux couches de semi-conducteur.

La tension V_{OC} mesurée aux bornes de la cellule photovoltaïque lorsque le courant est nul, est d'environ 0,6 V. Le courant I_{SC} de la cellule photovoltaïque court-circuité lorsque la tension est nulle dépend fortement de l'intensité du rayonnement solaire (figure II.1) [7].

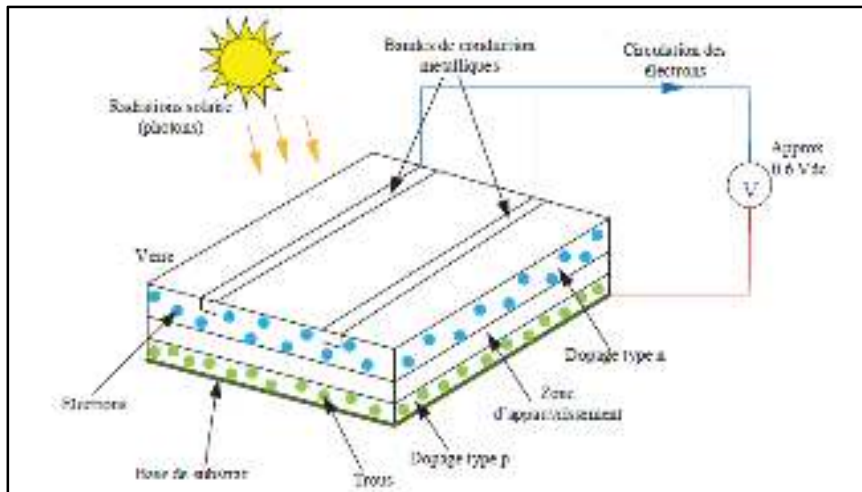


Figure II.1 : Coupe transversale basique d'une cellule photovoltaïque à base de silicium

Adaptée de Pastor [7].

II.2.2 Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque :

Le schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque comprend un générateur de courant qui modélise l'éclairement et une diode en parallèle qui modélise la jonction PN. Mais le schéma équivalent réel tient compte de l'effet résistifs parasites dus à la fabrication, il est représenté sur le schéma équivalent par deux résistances [3].

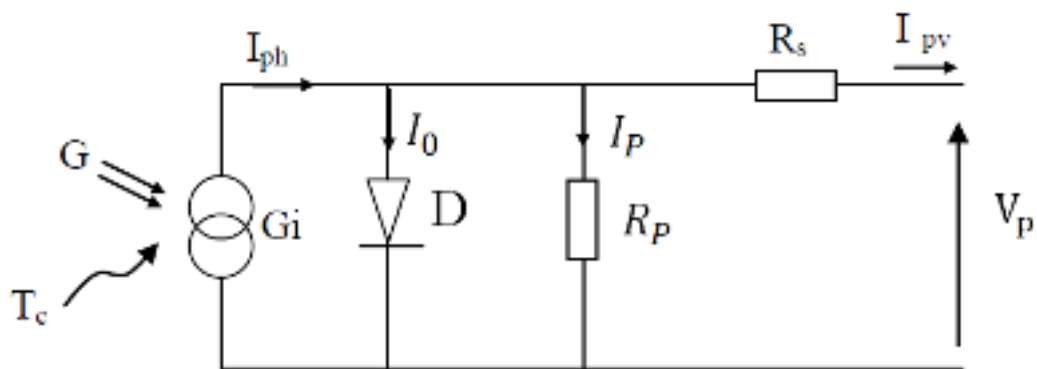


Figure II.2 Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque.

Avec :

Gi : Source de courant parfaite.

Rp: Résistance shunt qui prend en compte les fuites inévitables de courant qui intervient entre les bornes opposées positive et négative d'une cellule.

R_s : Résistance série qui est due aux différentes résistances électriques que le courant rencontre sur son parcours (résistance de contact)

D : Diode matérialisant le fait que le courant ne circule que dans un seul sens.

II.2.3 Caractéristiques d'une cellule PV [8]

II.2.3.1 Caractéristique I-V d'une cellule PV

Eclairée par le rayonnement solaire, une cellule photovoltaïque est décrite par sa caractéristique qui retrace le courant qu'elle débite en fonction de la tension à ses bornes.

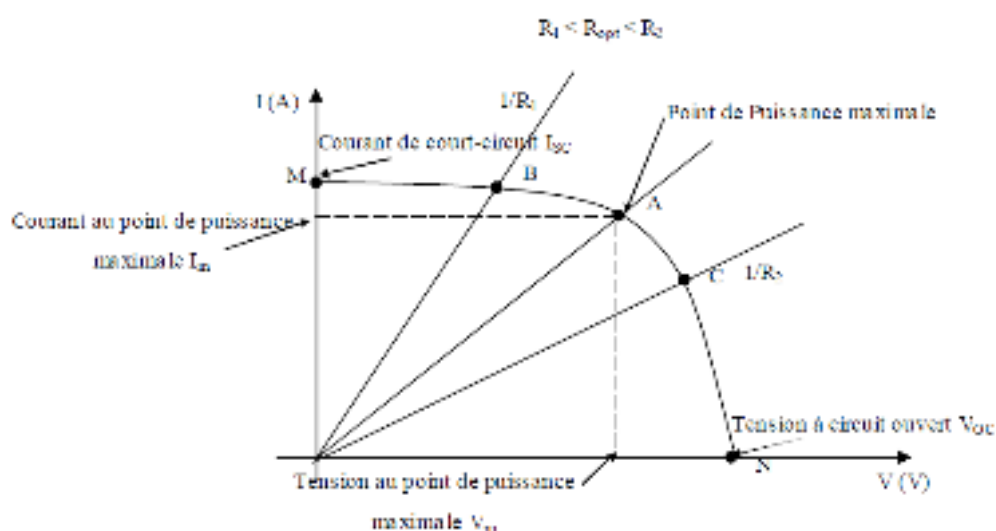


Figure II.3 : Caractéristique I-V d'une cellule photovoltaïque

Si on branche aux bornes de la cellule photovoltaïque une charge résistive, alors le point de fonctionnement sera déterminé par l'intersection de la caractéristique I-V et la droite de charge $I=V/R$ sur cette courbe, on distingue les zones suivantes :

A : est le point de fonctionnement nominal, il correspond au point de puissance maximale ;

MB: cette zone correspond aux charges de faibles impédances, dans ce cas, la cellule se comporte comme un générateur de courant.

CN : cette zone, par contre, correspond aux charges à impédances élevées, la cellule se comporte comme un générateur de tension.

II.2.3.2 Caractéristique Puissance-Tension d'une cellule photovoltaïque

La caractéristique puissance –tension P-V d'une cellule photovoltaïque est obtenue à partir de sa caractéristique courant-tension I-V comme le montre la figure II.4.

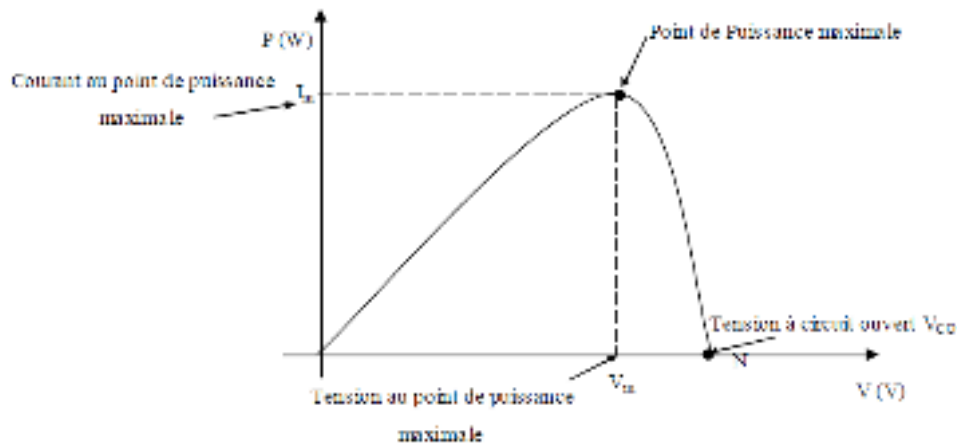


Figure II.4 : Caractéristique P-V d'une cellule photovoltaïque

La puissance générée par une cellule photovoltaïque est donnée par :

$$P = V \cdot I \quad (\text{II.1})$$

La puissance maximale est obtenue lorsque :

$$\frac{dP}{dV} = 0. \quad (\text{II.2})$$

On désigne par I_m , V_m respectivement le courant et la tension avec lesquels la puissance produite est maximale.

II.2.3.3 Facteur de forme d'une cellule photovoltaïque

C'est le rapport entre la puissance maximale débitée et la puissance optimisée d'une cellule photovoltaïque, il est donné par l'expression suivante :

$$FF = \frac{V_m I_m}{V_{oc} I_{sc}} \quad (\text{II.3})$$

II.2.3.4 Rendement d'une cellule photovoltaïque :

Le rendement d'une cellule est le rapport entre la puissance maximale disponible et la puissance du rayonnement incident, il est donné par :

$$\eta = \frac{P_m}{P_i} = \frac{I_m V_m}{G.S} \quad (\text{II.4})$$

Où:

P_m : Puissance maximale débitée par la cellule photovoltaïque (W)

I_m : Courant au point de puissance maximale de la cellule photovoltaïque (A)

V_m : Tension au point de puissance maximale de la cellule photovoltaïque (V)

P_i : Puissance incidente sur la surface de la cellule photovoltaïque (W)

G : Eclairement global incident sur la cellule photovoltaïque (W/m^2)

S : Surface totale de la cellule photovoltaïque (m^2).

II.2.4 Equations mathématiques : [9]

Dans la Figure II.2. En appliquant la loi de Kirchhoff, le courant sera obtenu par l'équation suivante :

$$I_{PV} = I_{Ph} - I_0 - I_P \quad (\text{II.5})$$

Avec :

I_{Ph} : est un courant généré par la lumière ou le photocourant.

I_P : **courant** qui circule dans la résistance parallèle, est donnée par l'équation suivante :

$$I_P = \frac{V + I R_S}{R_P} \quad (\text{II.6})$$

I_0 : le courant de la diode qui est proportionnel au courant de saturation, il est donné par l'équation suivante :

$$I_0 = I_S \left[\exp \frac{q.(V+I.R_S)}{K.T_C.A} - 1 \right] \quad (\text{II.7})$$

Avec :

I_S : est le courant de saturation inverse en ampère (A) ;

q : charge d'électrons ($1,6 \times 10^{-19}$ C) ;

k : constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23}$ J / K) ;

T_C : est une température de cellule en Kelvin (K) ;

A : est un facteur idéal ;

R_S : est une résistance série (Ω).

Nous remplaçons dans l'équation (1), l'équation caractéristique tension-courant d'une cellule solaire est donnée comme suit :

$$I_{PV} = I_{Ph} - I_S \left[\exp \frac{q.(V+I.R_S)}{K.T_C.A} - 1 \right] - \frac{V+I.R_S}{R_P} \quad (\text{II.8})$$

La photo courante dépend principalement de l'ensoleillement et de la température de fonctionnement de la cellule, qui est décrite par l'équation suivante :

$$I_{Ph} = [I_{SC} + K_i \cdot (T_C - T_{ref})] \cdot \frac{G}{G_{ref}} \quad (\text{II.9})$$

I_{SC} : est le courant de court-circuit de la cellule à 25°C et $1000 \text{W} / \text{m}^2$;

K_i : le coefficient de température du courant de court-circuit de la cellule ;

T_{ref} : est la température de référence de la cellule, en Kelvin (K) ($= 25^\circ \text{C} + 273$) ;

G : est l'ensoleillement en watt /mètre carré (W / m^2) ;

G_{ref} : est l'insolation de référence de la cellule ($= 1000 \text{W} / \text{m}^2$).

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

$$I_S = I_{RS} \left(\frac{T_C}{T_{ref}} \right)^3 \cdot \exp \left[\frac{q \cdot E_g \left(\frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T_C} \right)}{K \cdot A} \right] \quad (II.10)$$

Ou :

I_{RS} : le courant de saturation inverse de la cellule à une température de référence et un rayonnement solaire ;

E_g : est l'énergie de gap du semi-conducteur utilisé dans la cellule en électronvolt (eV);

A : est le facteur idéal qui dépend de la technologie PV et est répertorié dans le tableau I.

TECHNOLOGIE	A
Si-mono	1.2
Si-Poly	1.3
Si :H	1.8
Si :H tandem	3.3
Si :H triple	5
CdTe	1.5
CIS	1.5
AsGa	1.3

Tableau II.1 Facteur A dépendant de la technologie du PV

Le courant de saturation inverse est donné par l'équation suivante :

$$I_{rs} = \frac{I_{sc}}{\exp \left(\frac{q \cdot V_{OC}}{N_s \cdot A \cdot K \cdot T_C} \right) - 1} \quad (II.11)$$

Où :

- N_s : nombre des cellules en série d'un module PV ;
- I_{sc} : est le courant de court-circuit ;
- V_{oc} : est la tension en circuit ouvert.

II.3 Générateur photovoltaïque GPV

II.3.1 Conception et caractéristiques du GPV [10]

La cellule PV fait à peu près 150 cm^2 , produit 2.3 Watt-crête (Wc) sous approximativement 0.5 Volt. Cette faible puissance est généralement insuffisante pour la

majorité des applications PV domestiques ou industrielles. Afin de fournir au récepteur extérieur une tension et une puissance adéquates, plusieurs cellules PV doivent être connectées entre elles en série, pour former ce qu'on appelle : « un module ». Les modules peuvent être assemblés en série et/ou en parallèle pour former des panneaux (Figure II.5), eux-mêmes interconnectés pour former un champ PV.

On utilise généralement des modules PV de 12 V, composé normalement de 28 à 40 cellules. Un mètre carré de panneaux solaires peut produire jusqu'à 150 W, sans entretien pendant une trentaine d'années. La puissance que peut fournir un module est fonction de sa surface, de sa température et de l'ensoleillement incident. Elle s'exprime en Watt-crête et représente la puissance maximale du module pour les conditions normalisées de l'ensoleillement maximal de référence (1000 W/m^2) et de température de référence (25°C). La tension délivrée par un module dépend du nombre de cellules connectées en séries. Pour les modules de petite puissance ($< 75 \text{ Wc}$), la tension d'usage est généralement comprise entre 12 et 15 V. Des modules de puissance plus importante sont obtenus par une augmentation du nombre de cellules en série (augmentation de la tension) et augmentation du nombre de branches de cellules en parallèle (augmentation de la valeur du courant). La tension d'usage peut alors être de 24 V ou plus selon la configuration du système à alimenter. La surface des modules est variable selon les fabricants et est généralement comprise entre 0.5 et 1 m^2 . Elle peut atteindre 3 m^2 pour des fabrications spéciales et si l'importance de la commande le permet. L'assemblage des modules en série et/ou en parallèle permettra de fixer différentes tensions et puissances.

La caractéristique d'une cellule PV est semblable à celle d'une photodiode mais en convention génératrice. La caractéristique I-V d'un générateur ou d'un module PV ressemble à celle d'une cellule (avec un rapport près) lorsque les diodes de protections n'interviennent pas et que toutes les cellules sont identiques et reçoivent le même éclairage. De même, la caractéristique d'un générateur formé de modules sera identique à celle d'un seul module (Figure II.6, Figure II.7, Figure II.8).

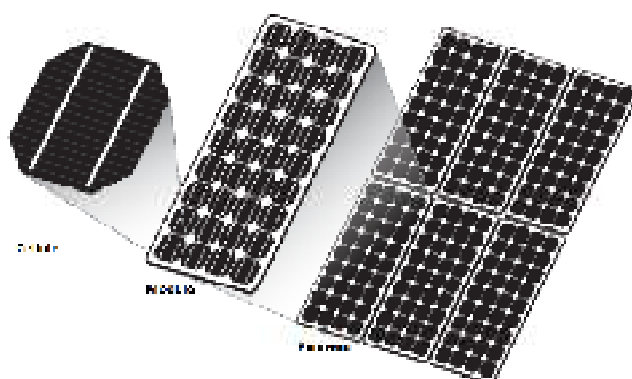


Figure II.5 : Constitution d'un générateur photovoltaïque [10]

Dans un groupement de modules connectés en parallèle, les modules étant soumis à la même tension, les intensités s'additionnent. La caractéristique résultante est obtenue par addition de courants à tension donnée. Dans un groupement en série, les modules sont traversés par le même courant et la caractéristique résultante du groupement en série est obtenue par l'addition des tensions à courant donné. La plupart des modules commercialisés sont composés de 36 cellules en silicium cristallin, connectées en série pour des applications en 12 V.

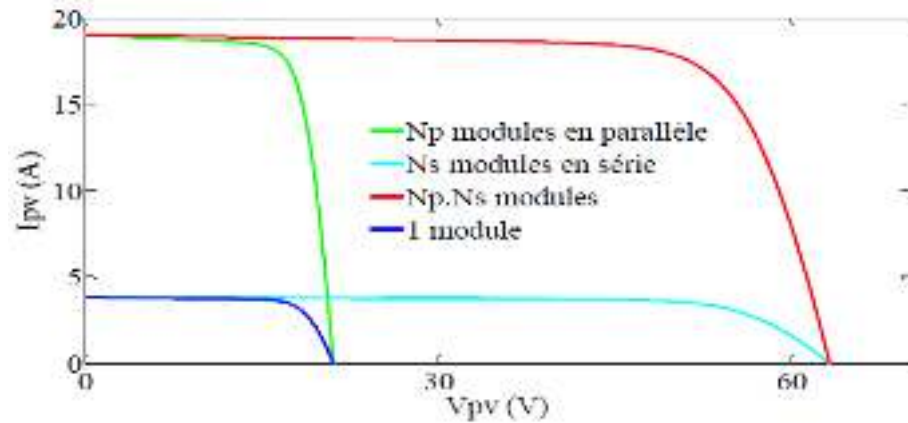


Figure II.6 : Caractéristiques courant-tension pour différents assemblage de modules PV

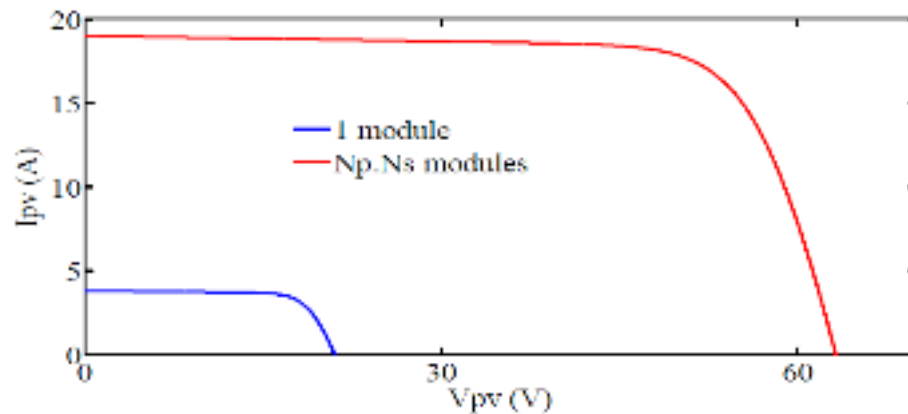


Figure II.7 : Caractéristiques courant-tension pour $N_p.N_s$ modules

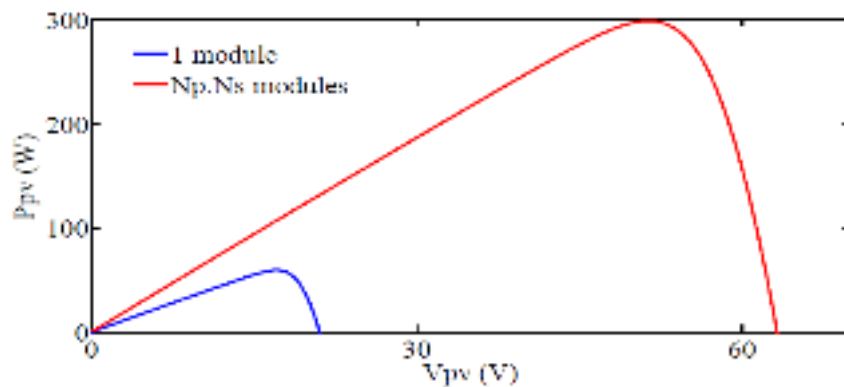


Figure II.8 : Caractéristiques puissance-tension pour $N_p.N_s$ modules

II.4 Influence de la température et l'ensoleillement sur le rendement [11]

On peut remarquer que la caractéristique $I(V)$ d'un panneau photovoltaïque dépend fortement de l'insolation et de la température. Ceci devient très évident en évaluant l'équation (II.9) pour des valeurs choisies de la température et de l'insolation et en traçant les résultats.

II.4.1 Influence de l'ensoleillement

Une baisse de l'ensoleillement provoque une diminution de la création de paires électron-trou avec un courant changé à l'obscurité. Le courant du panneau solaire étant égal à la soustraction de la photo courant et du courant de diode à l'obscurité, il y'a une baisse du courant solaire ICCM proportionnelle à la variation de l'ensoleillement accompagnée d'une très légère diminution de la tension $V_{CO\text{M}}$ et donc un décalage du point P_{max} du panneau solaire vers les puissances inférieures.

Les graphes suivants représentent les caractéristiques $P(V)$ et $I(V)$ respectivement d'un générateur photovoltaïque pour une température constante ($T=25^\circ\text{C}$) et un ensoleillement variable.

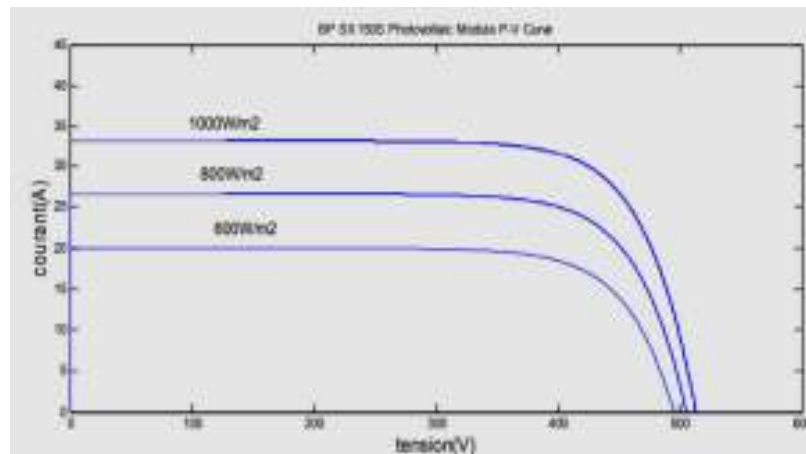


Figure II.9 Courbes $I(V)$ d'un panneau à divers ensoleillements à $T=25^\circ\text{C}$

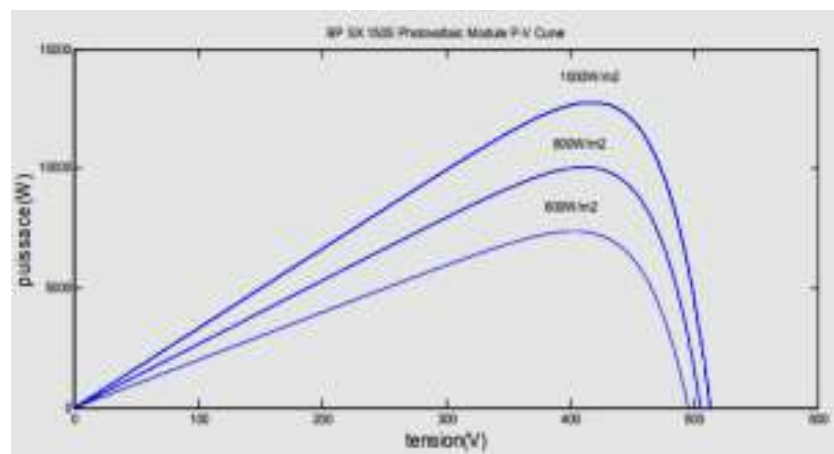


Figure II.10 : Courbes $P(V)$ d'un panneau à divers ensoleillements à $T=25^\circ\text{C}$

Il est clair que la valeur du courant de court-circuit est directement proportionnelle à l'intensité du rayonnement. Par contre, la tension en circuit ouvert ne varie pas dans les mêmes proportions, mais reste quasiment identique même à faible éclairement.

Ceci implique donc que :

- ✓ La puissance optimale de la cellule (P_{\max}) est pratiquement proportionnelle à l'éclairement.
- ✓ Les points de puissance maximale se situent à peu près à la même tension.

II.4.2 Influence de la température

On s'aperçoit que le courant délivré par chaque cellule dépend de la température interne de la jonction PN qui constitue la cellule PV. Si on considère le réchauffement d'un module PV de 25°C à 50°C et si l'on considère en première approximation que la température face arrière de chaque cellule est proche de la température de la jonction PN, alors on peut considérer l'influence de la température. On s'aperçoit que la tension de circuit ouvert décroît en fonction d'une augmentation de la température. Par conséquent, on perd de la puissance disponible aux bornes du module PV.

Les figures (II.11) et (II.12) présentent respectivement des courbes I(V) et P(V) pour différentes températures de fonctionnement du module photovoltaïque à une irradiation constante.

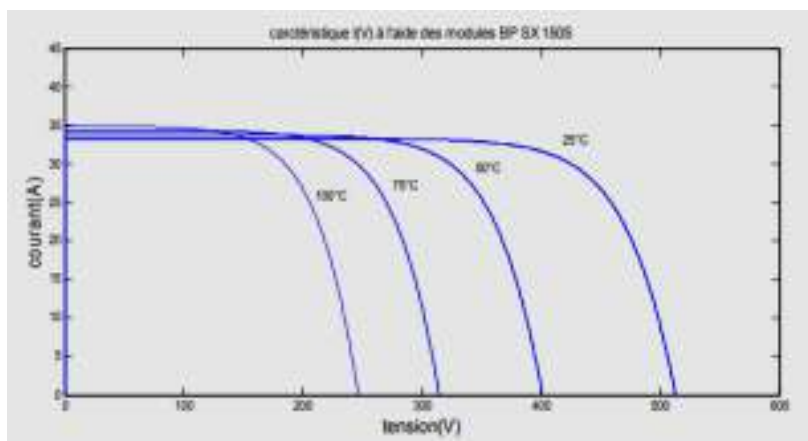


Figure II.11 : Courbes I(V) d'un générateur PV pour différentes températures à $G=1000W/m^2$

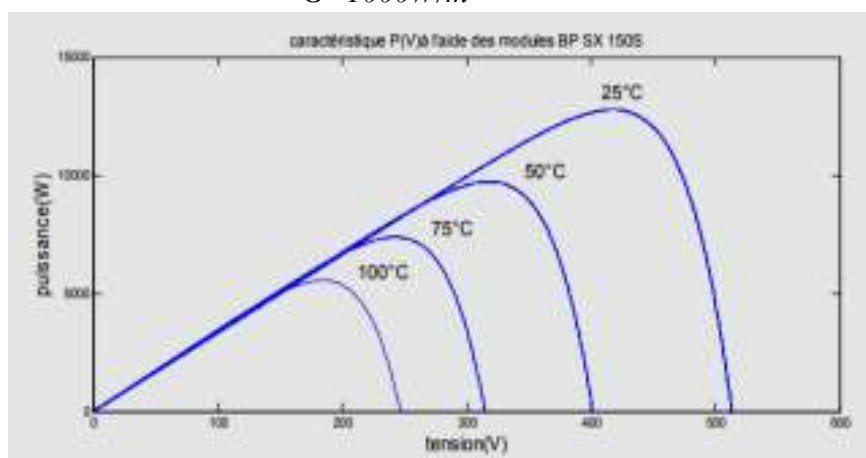


Figure II.12 : Courbes P(V) d'un générateur PV pour différentes températures à $G=1000W/m^2$

Nous remarquons que la température a une influence négligeable sur la valeur du courant de court-circuit. Par contre, la tension en circuit ouvert baisse assez fortement lorsque la température augmente. On en déduit donc que le panneau peut fournir une tension correcte, même à faible éclairage, par conséquent la puissance extractible diminue.

Lors du dimensionnement d'une installation, la variation de la température du site sera impérativement prise en compte. Il est important de savoir que la puissance du panneau diminue environ de 0,5% par chaque degré d'augmentation de la température de la cellule au dessus de 25 °C.

Enfin, il est important de noter que, lorsque l'éclairement est plus faible que 100 W/m², la tension du panneau varie à son tour. Elle baisse avec l'éclairement (variation logarithmique). Seules les photopiles au silicium amorphe permettent un fonctionnement dans ces conditions, grâce à une tension encore assez élevée. C'est pour cette raison que le silicium amorphe peut être utilisé sous éclairage artificiel, contrairement au silicium cristallin. Ceci va beaucoup contribuer dans notre choix de cellules.

II.5 Convertisseur continu(DC)-continu(DC) pour le PV : hacheurs

II.5.1 Les hacheurs[12]

Les hacheurs sont des convertisseurs statiques qui permettent d'obtenir une tension continue constante et ce, avec un rendement voisin de l'unité. Ils jouent le même rôle que les transformateurs en courant alternatif.

Ils sont principalement utilisés pour la variation de vitesse des moteurs à courant continu ainsi que dans les alimentations à découpage à courant continu.

Ces convertisseurs permettent le contrôle du transfert d'énergie entre une source et une charge qui est, soit de nature capacitive (source de tension), soit de nature inductive (source de courant).

II.5.2 Types des hacheurs [13] :

II.5.2.1 Hacheur Dévolteur (Buck)

Le principe d'un tel convertisseur est d'assurer la fluence d'énergie entre une source de tension continue, et une source de courant continu [14]

✓ Schéma électrique :

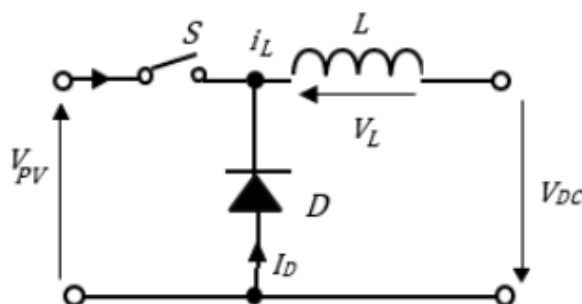


Figure II.13 : schéma électrique du hacheur Buck [13]

II.5.2.2 Hacheur survolteur (Boost)

Le principe d'un tel convertisseur est d'assurer la fluence d'énergie entre une source de courant continu, et une source de tension continue [14]

✓ Schéma électrique :

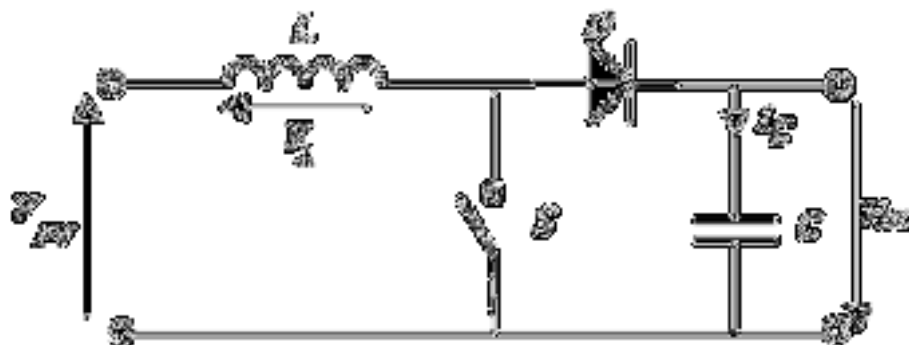


Figure II.14 : schéma électrique du hacheur Boost [13]

II.5.2.3 Hacheur BUCK-BOOST

Le convertisseur buck-boost est également appelé abaisseur /élevateur par son aptitude à fournir une tension plus faible, ou plus élevée que celle appliquée en son entrée. Ceci dépend de la valeur du rapport cyclique. [14]

✓ Schéma électrique :

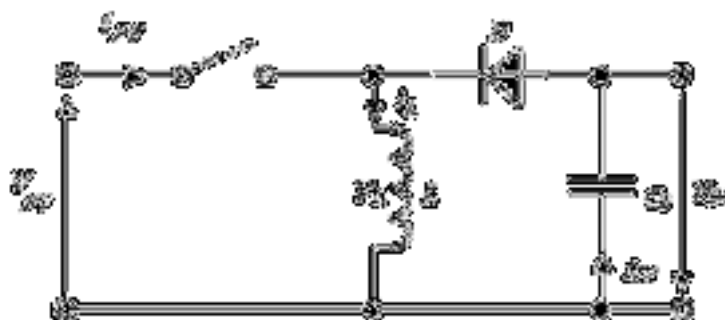


Figure II.15 : schéma électrique du hacheur Buck-Boost [13]

II.6 Hacheurs entrelacés [15]

La technique d'entrelacement est introduite essentiellement pour résoudre le problème lié à la valeur importante d'ondulation des courants d'entrée et de sortie du convertisseur. En

effet, l'entrelacement permet de réduire considérablement ces ondulations, ce qui augmente le rendement et réduit la taille des composants actifs et passifs du convertisseur.

II.6.1 Principe de la technique d'entrelacement

La technique d'entrelacement consiste à brancher en parallèle n bras d'un convertisseur classique et de décaler leurs signaux de commande par T/n , où T est la période de commutation. Les figures (II.16(a)) et (II.16(b)) illustrent respectivement l'entrelacement de deux bras des convertisseurs boost et buck.

L'introduction de cette technique modifie les formes d'ondes du courant en entrée ainsi qu'à la sortie de ces bras ce qui résulte à une diminution au niveau d'ondulation des courants d'entrée et de sortie comme le montre la figure (II.17) ce qui conduit à une réduction de la taille des éléments passifs ainsi que les contraintes sur les éléments actifs.

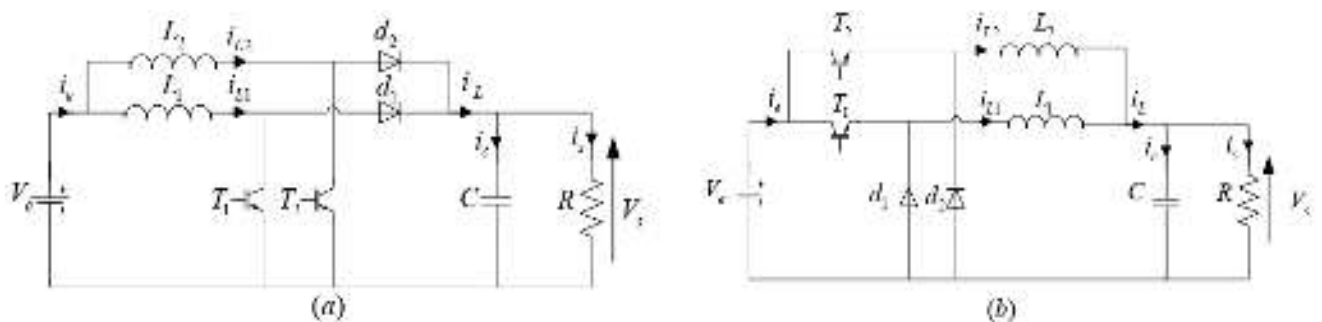


Figure II.16 : Topologies des convertisseurs entrelacés :
(a) Convertisseur boost, (b) Convertisseur Buck

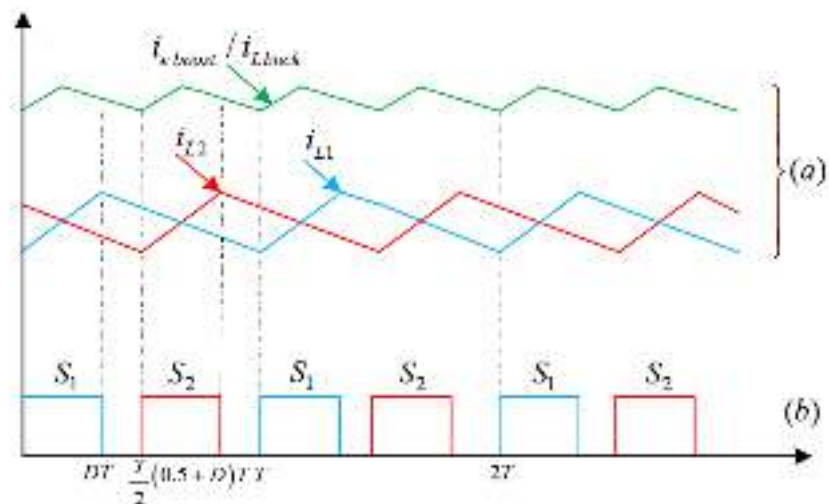


Figure II.17 : Formes d'ondes dans le cas d'entrelacement de deux bras du convertisseur boost/ buck: (a) Courants circulant dans les inductances, i_{L1} , i_{L2} et le courant total i_{L_buck} i_{e_boost} /, (b) Signaux des commandes pour un rapport cyclique égal à $D = 1/3$

II.6.2 Avantages de l'entrelacement

Les principales motivations des convertisseurs entrelacés sont:

- ✓ Réduction du coût total du convertisseur, en utilisant des composants de faibles calibres ;
- ✓ Amélioration du rendement de la conversion, car les pertes des semi-conducteurs, et dans les inductances sont réduites en raison du partage du courant sur plusieurs bras ;
- ✓ Possibilité d'atteindre des puissances inaccessibles avec les structures classiques ;
- ✓ Modularité du convertisseur qui permet notamment de répondre à des éventuelles modifications du cahier de charges ;
- ✓ Amélioration des formes d'ondes à l'entrée et à la sortie du convertisseur.

II.7 Modélisation des convertisseurs DC-DC entrelacé

II.7.1 Modèle moyen des convertisseurs DC-DC

Le modèle moyen est obtenu en considérant la moyenne des deux ou trois équations d'état selon le mode de fonctionnement du convertisseur sur une période de découpage.

Dans cette section on décrit le modèle du convertisseur BOOST ENTRELACE en mode de conduction continu ;

II.7.2 Modèle moyen du convertisseur boost entrelacé à deux bras

Selon la valeur du rapport cyclique inférieur ou supérieur à 0.5, on distingue alors deux modes de fonctionnement :

- Mode I ($D < 0.5$) : les deux interrupteurs ne seront jamais fermés en même temps ;
- Mode II ($D > 0.5$) : les deux interrupteurs ne seront jamais ouverts en même temps ;

Dans les sous-sections suivantes, nous allons développer le modèle moyen pour les deux modes de fonctionnement.

II.7.2.1 Modèle moyen du convertisseur boost entrelacé dans le premier mode, $D < 0.5$

Phase I, $t \in [0, DT]$: durant cette phase, T_1 est fermé, T_2 est ouvert comme le montre la figure II.18

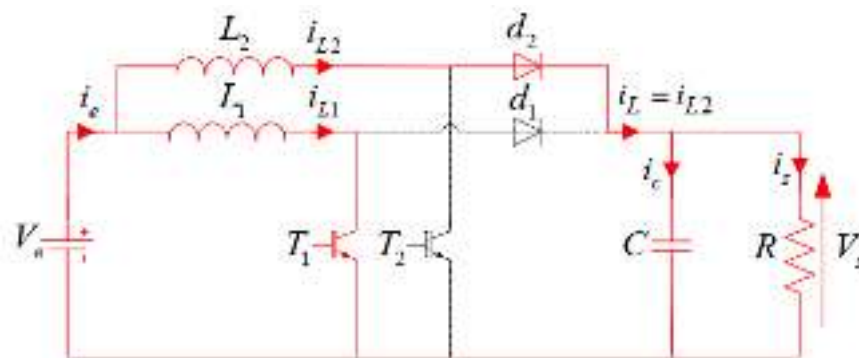


Figure II.18 : Convertisseur boost entrelacé fonctionnant dans le mode I, phase I ($D < 0.5$, $T_1=ON$, $T_2=OFF$, $d_1=OFF$ et $d_2=ON$)

En appliquant les lois de Kirchoff sur le circuit de la figure II.18, on obtient le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_e}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_e - V_s}{L_2} \\ \frac{dV_s}{dt} = \frac{i_{L2}}{C} - \frac{V_s}{RC} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

L'équation (II.12) peut être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}^{A_1} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_s \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix}}^{B_1} V_e \quad (\text{II.13})$$

Phase II, $t \in [DT, T/2]$ et *Phase IV*, $t \in [(1/2+D)T, T]$: durant ces deux phases, T_1 et T_2 sont ouvert, dans ce cas, le convertisseur fonctionne comme indique la figure II.19

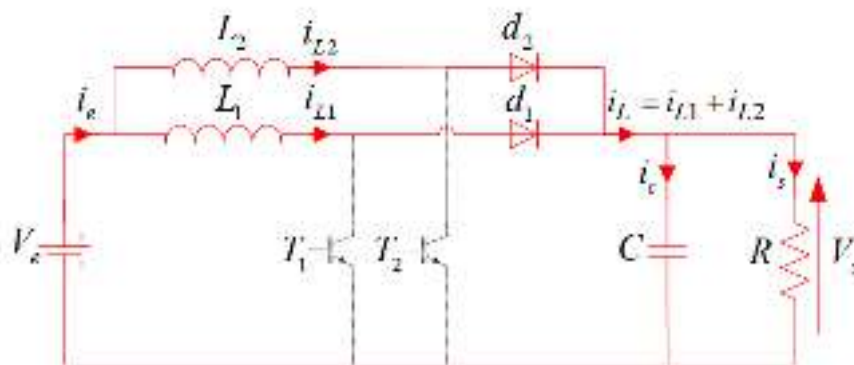


Figure II.19 : Convertisseur boost entrelacé fonctionnant dans le mode I, phase II ou phase IV ($D < 0.5$, $T_1 = \text{OFF}$, $T_2 = \text{OFF}$, $d_1 = \text{ON}$ et $d_2 = \text{ON}$)

En appliquant les lois de Kirchoff sur le circuit de la figure II.19, on obtient le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_e - V_s}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_e - V_s}{L_2} \\ \frac{dV_s}{dt} = \frac{i_{L1}}{C} + \frac{i_{L2}}{C} - \frac{V_s}{RC} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

L'équation (II.14) peut être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{II.15})$$

Phase III, $t \in [T/2, (1/2+D)T]$, durant cette phase, T_1 est ouvert, T_2 est fermé comme le montre la figure II.20

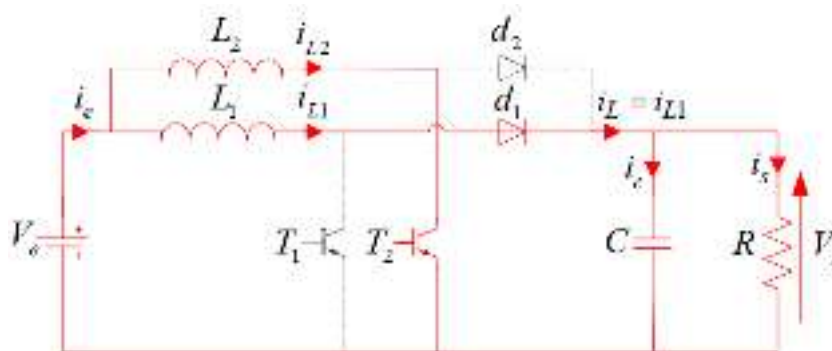


Figure II.20 : Convertisseur boost entrelacé fonctionnant dans le mode I, phase III ($D < 0.5$, $T_1 = \text{OFF}$, $T_2 = \text{ON}$, $d_1 = \text{ON}$ et $d_2 = \text{OFF}$)

L'application des lois de Kirchhoff sur le circuit de la figure II.20 donne le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_e - V_s}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_e}{L_2} \\ \frac{dV_s}{dt} = \frac{i_{L1}}{C} - \frac{V_s}{RC} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

L'équation (II.16) est écrite sous la forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}^{A_3} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_s \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix}}^{B_3} V_e \quad (\text{II.17})$$

Le modèle moyen du convertisseur boost entrelacé est calculé en utilisant la loi suivante :

$$\begin{cases} A = DA_1 + \left(\frac{1}{2} - D\right)A_2 + DA_3 + \left(\frac{1}{2} - D\right)A_4 \\ B = DB_1 + \left(\frac{1}{2} - D\right)B_2 + DB_3 + \left(\frac{1}{2} - D\right)B_4 \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

En remplaçant les matrices A_i et B_i des quatre phases précédentes dans (II.18), on trouve le modèle moyen du convertisseur boost à deux bras entrelacé fonctionnant dans le *mode I* comme suit:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-D}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1-D}{L_2} \\ \frac{1-D}{C} & \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}^A \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_s \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix}}^B V_e \quad (\text{II.19})$$

II.7.2.2 Modèle moyen du convertisseur Boost entrelacé pour $D > 0.5$

La figure II.21 présente les allures des courants d'un convertisseur entrelacé à deux bras.

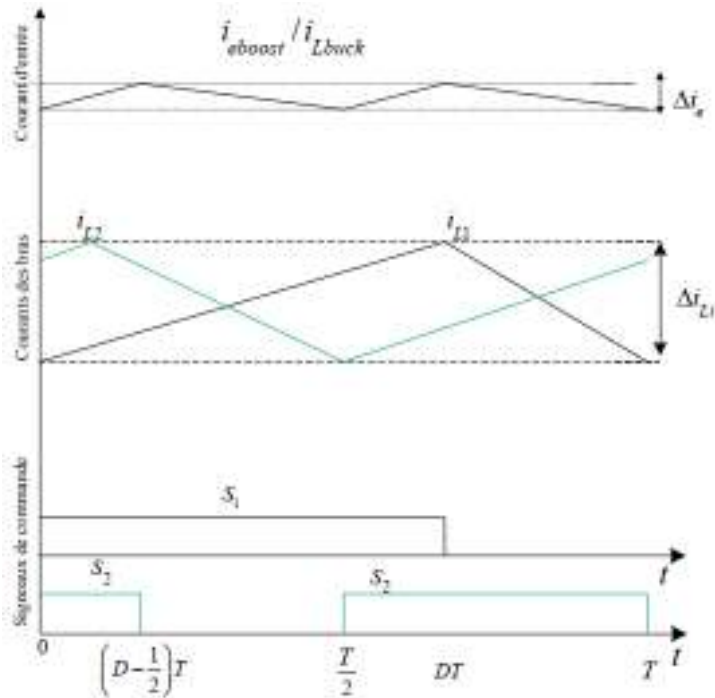


Figure II.21 : Formes d'ondes des courants circulant dans les inductances, i_{L1} , i_{L2} et le courant total i_{Lbuck} , $i_{e boost}$ dans le cas d'entrelacement de deux bras du convertisseur boost/buck et les signaux de commande pour un rapport cyclique égal à $D=3/2$

Phase I : $t \in [0, (D-1/2)T]$ ou *Phase III* , $t \in [(T/2, DT)]$: durant ces deux phases, T_1 et T_2 sont fermés, dans ce cas, le convertisseur fonctionne comme le montre la figure (II.22)

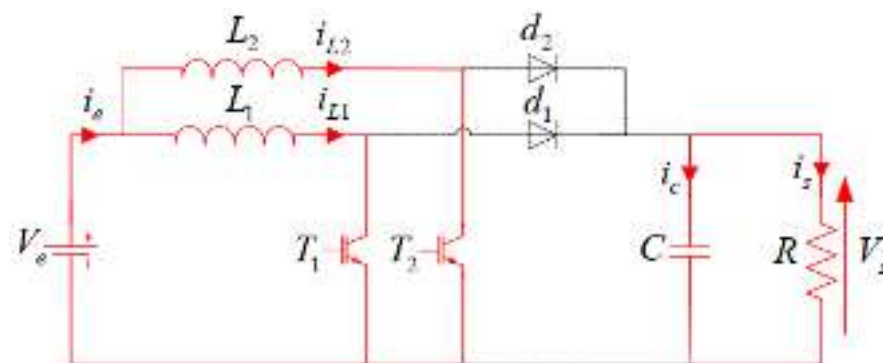


Figure II.22 : Convertisseur boost entrelacé fonctionnant dans le mode II, phase I ou phase III ($D > 0.5$, $T_1 = ON$, $T_2 = ON$, $d_1 = OFF$ et $d_2 = OFF$)

En appliquant les lois de Kirchoff sur le circuit de la figure II.22, on trouve le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_e}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_e}{L_2} \\ \frac{dV_s}{dt} = -\frac{V_s}{RC} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

L'équation (II.20) peut être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}^{A_{1,3}} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_s \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix}}^{B_{1,3}} V_e \quad (\text{II.21})$$

Phase II : $t \in [(D-1/2)T, T/2]$: durant cette phase, T_1 est fermé, T_2 est ouvert comme le montre la figure II.23

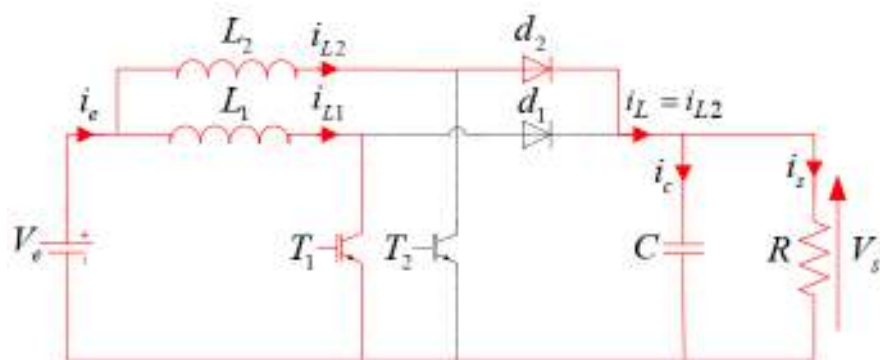


Figure II.23 : Convertisseur boost entrelacé fonctionnant dans le mode II, phase II
($D > 0.5$, $T_1 = \text{ON}$, $T_2 = \text{OFF}$, $d_1 = \text{OFF}$ et $d_2 = \text{ON}$)

En appliquant les lois de Kirchhoff sur le circuit de la figure II.23, on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_e}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_e - V_s}{L_2} \\ \frac{dV_s}{dt} = \frac{i_{L2}}{C} - \frac{V_s}{RC} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

L'équation (II.22) peut être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}^{A_2} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_s \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix}}^{B_2} V_e \quad (\text{II.23})$$

Phase IV : $t \in [(1/2+D)T, T]$: durant cette phase, T_1 est ouvert, T_2 est fermé comme le montre la figure II.24

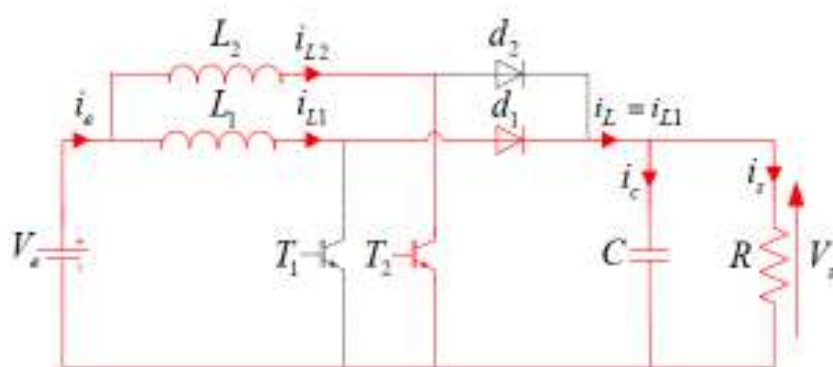


Figure II.24 : Convertisseur boost entrelacé fonctionnant dans le mode II, phase IV ($D > 0.5$, $T_1 = \text{OFF}$, $T_2 = \text{ON}$, $d_1 = \text{ON}$ et $d_2 = \text{OFF}$)

En appliquant les lois de Kirchhoff sur le circuit de la figure II.24, on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_e - V_s}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_e}{L_2} \\ \frac{dV_s}{dt} = \frac{i_{L1}}{C} - \frac{V_s}{RC} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

L'équation (II.23) peut être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}^{A_4} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_s \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix}}^{B_4} V_e \quad (\text{II.25})$$

Le modèle moyen du convertisseur boost entrelacé est calculé en utilisant la loi suivante :

$$\begin{cases} A = (D - \frac{1}{2})A_1 + (1 - D)A_2 + (D - \frac{1}{2})A_3 + (1 - D)A_4 \\ B = (D - \frac{1}{2})B_1 + (1 - D)B_2 + (D - \frac{1}{2})B_3 + (1 - D)B_4 \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

En remplaçant les matrices A_i et B_i calculées à partir des équations (II.20), (II.22) et (II.25) dans (II.26), on trouve le model moyen du convertisseur boost à deux bras entrelacé fonctionnant dans le mode II comme suit:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-D}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1-D}{L_2} \\ \frac{1-D}{C} & \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}^A \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_s \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix}}^B V_e \quad (\text{II.27})$$

A partir des deux équations (II.19) et (II.27) on remarque que le modèle moyen du convertisseur boost entrelacé est le même indépendant du mode de fonctionnement.

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté globalement l'énergie solaire photovoltaïque tout en rappelant le principe de fonctionnement de la cellule photovoltaïque. Et pour pouvoir tracer les caractéristiques de la cellule PV un schéma équivalent a été établi.

L'assemblage des cellules PV constitue un générateur PV pour des différents types d'utilisation pour lesquels la connexion à un convertisseur DC-DC – dont on a cité ses différents types- est nécessaire.

III. CHAPITRE III La commande du système, simulation et interprétation

III.1 Introduction

Nous présentons dans ce chapitre la commande globale du convertisseur proposé, Pour la commande de notre structure, on présentera une commande basée sur une double boucle de régulation composée par une boucle de tension, avec un régulateur linéaire PI, et une boucle de courant basée sur un régulateur par mode glissant, de type non linéaire, pour les deux étages du convertisseur. Ensuite on a remplacé la boucle de tension du premier étage par une boucle d'énergie basée sur les propriétés de platitude du système ; elle permet d'obtenir de bonnes performances dynamiques pour notre système. Les différentes commandes proposées sont réalisées par la simulation.

III.2 Stratégie de commande du convertisseur proposé

La conception optimale d'un correcteur, est une tâche difficile étant donné que, selon les paramètres des fonctions de transfert varient fortement avec la charge R. Pour choisir et concevoir correctement les correcteurs, il est essentiel d'établir les objectifs de contrôle, qui peuvent être formulés comme suit :

- ✓ La tension de sortie du convertisseur doit être régulée à chaque instant, lors des variations de charge et des conditions de fonctionnement de PV.
- ✓ Le courant d'entrée du convertisseur proposé, doit être réparti équitablement entre les différentes phases des convertisseurs, afin d'éviter une surcharge sur l'une des phases, particulièrement pour des valeurs de charge élevées. En outre, les courants de phase doivent être correctement décalés les uns par rapports aux autres afin de minimiser l'ondulation du courant d'entrée.
- ✓ Garantir la stabilité et les performances dynamiques, quand le système fonctionne en boucle fermée.

III.2.1 La commande du convertisseur boost IDDB

Le convertisseur proposé est commandé par une boucle externe utilisé un régulateur linéaire de type proportionnel intégrateur PI (ou boucle de tension), qui compare la référence de tension de sortie avec la tension de sortie mesurée de chaque étage du convertisseur proposé. Par conséquent, la référence du courant total, est obtenue à partir du régulateur PI, et ensuite cette référence est partagée équitablement entre chaque phase du convertisseur proposé. Pour la structure IDDB. Ensuite, la boucle interne (boucle de courant) permet

d'obtenir les rapports cycliques (D_1 , D_2) à partir de régulateur non linéaire de type mode glissant.

Enfin, les rapports cycliques sont comparés à des signaux PWM à la fréquence de commutation f et ensuite les signaux sont décalés les uns par rapport aux autres afin de constituer les signaux de commande des interrupteurs de puissance (K_1 , K_2). L'architecture de la stratégie de contrôle du convertisseur en cascade proposée est représentée sur la figure suivante:

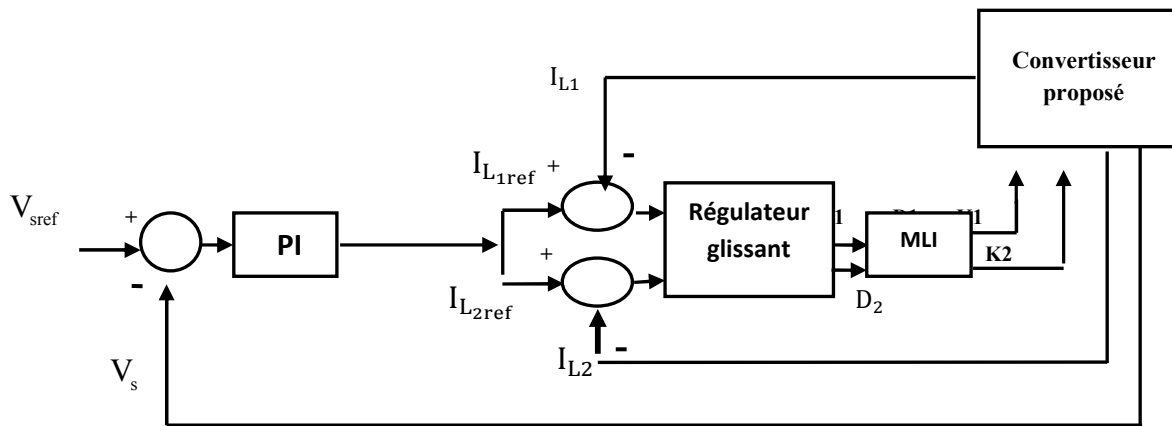


Figure III.1 : L'architecture de la stratégie de commande.

Le régulateur PI est défini comme suit:

$$PI = K \left(1 + \frac{1}{Ts} \right) \quad (III.1)$$

Les paramètres des correcteurs que nous avons déterminé, en utilisant l'outil du MATLAB sont les suivants :

- Boucle de tension pour l'IDDB. $K = 200$, $T_s = 0,7$

III.2.2 Régulateur de courant par mode glissant

Pour commander le courant inductif de chaque phase du convertisseur proposé, un régulateur par mode glissant, conçu sur la base du modèle « moyen » du convertisseur est utilisé. La commande par mode glissant est une méthode de commande bien adaptée aux convertisseurs statiques [16][19].

En effet, sa stabilité n'est pas affectée par les variations autour du point de fonctionnement, elle permet d'améliorer les performances globales du contrôleur. Les équations suivantes définissent respectivement le modèle moyen de IDDB [20] :

$$\begin{aligned}
 2L_1 \cdot \frac{dL_1}{dt} &= (D_1 + 1) \cdot V_e + (D_1 - 1) \cdot V_S - 2r_{L1} \cdot I_{L1} \\
 2L_2 \cdot \frac{dL_2}{dt} &= (D_2 - 1) \cdot V_e + (D_2 - 1) \cdot V_S - 2r_{L2} \cdot I_{L2} \\
 C_a \cdot \frac{dV_{ca}}{dt} &= -I_{ch} + (1 - D_1) \cdot I_{L1} \\
 C_b \cdot \frac{dV_{cb}}{dt} &= -I_{ch} + (1 - D_2) \cdot I_{L2}
 \end{aligned} \tag{III.2}$$

La surface de glissement d'IDDB peut être définie par l'expression suivante :

$$S_{Li} = (I_{Li} - I_{Li,ref}) + K_{iL} \int_0^t (I_{Li} - I_{Li,ref}) dt \tag{III.3}$$

Avec $i = [1, 2]$. Le coefficient K_{iL} définit la dynamique avec laquelle l'erreur statique converge vers zéro.

La dynamique de convergence de surface de glissement à zéro est définie comme suit :

$$S_{iLi} = -\lambda_{iL} S_{iLi} \tag{III.4}$$

Où λ_{iL} est un nombre réel positif appelé le facteur de convergence. Sans oublier que la surface tend vers zéro uniquement lorsqu'on connaît les paramètres exacts du système.

A l'aide des relations précédentes dans ce chapitre on peut exprimer les rapports cycliques (D_1, D_2) comme suit:

$$D_{1,2} = 1 - \frac{2 \cdot (-V_1 + r_i I_{Li} + L_i (-\lambda_{iL} S_{iLi} + I_{Li,ref} - k_{iL} (I_{Li} - I_{Li,ref})))}{V + V_s} \tag{III.5}$$

Cette équation montre que la commande ne dépend pas de la valeur de la charge R. Par conséquent, ce régulateur ne sera pas perturbé par les variations de cette charge. Lequel

appuie que le contrôleur fonctionne en mode dégradé (conditions défectueuses), une caractéristique très importante pour l'amélioration de la fiabilité dans les applications de véhicules électriques.

En remplaçant (III.5) dans (III.2) , nous obtenons la dynamique de l'erreur du courant :

$$y_i + (\lambda_{Li} + K_{iL}).y_i + \lambda_{iL}.K_{iL}.\int y_i. d\tau = 0 \quad (III.6)$$

Avec $y_i = I_{Li} - I_{Li,ref}$

Le système peut représenter après dérivation par l'équation suivante:

$$y_i + (\lambda_{iL} + K_{iL}).y_i + \lambda_{iL}.K_{iL}.y_i = 0 \quad (III.7)$$

Cette équation est utilisée pour définir les coefficients et les facteurs de convergence pour assurer les performances souhaitées. Les coefficients sont positifs. Ce qui signifie que toutes les racines du système ont certainement une partie réelle négative. Donc la stabilité du régulateur est assurée. Ensuite, des procédures basées sur la conception du système de second ordre peuvent être utilisés pour définir les coefficients, K_{iL} , et les facteurs de convergence λ pour obtenir les performances souhaitées.

III.3 Simulation et interprétation

III.3.1 Schéma bloc

La figure III.2 représente la simulation d'un système photovoltaïque (4 panneaux) base sur un convertisseur BOOST IDDB commandée avec la commande MPPT par la technique *MODE GLISSANT*.

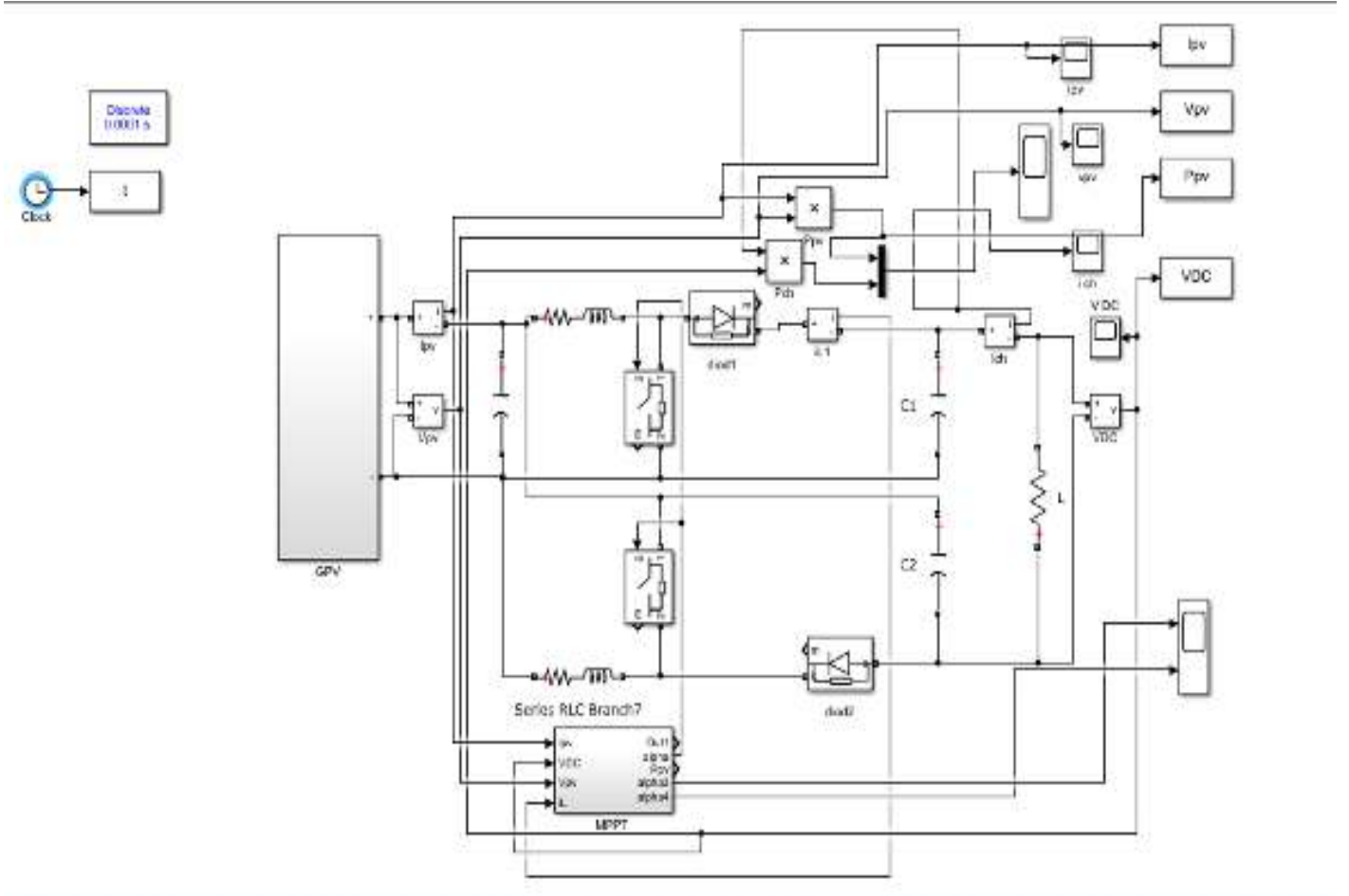


Figure III.2 : Simulation du convertisseur IDDB avec la commande MPPT.

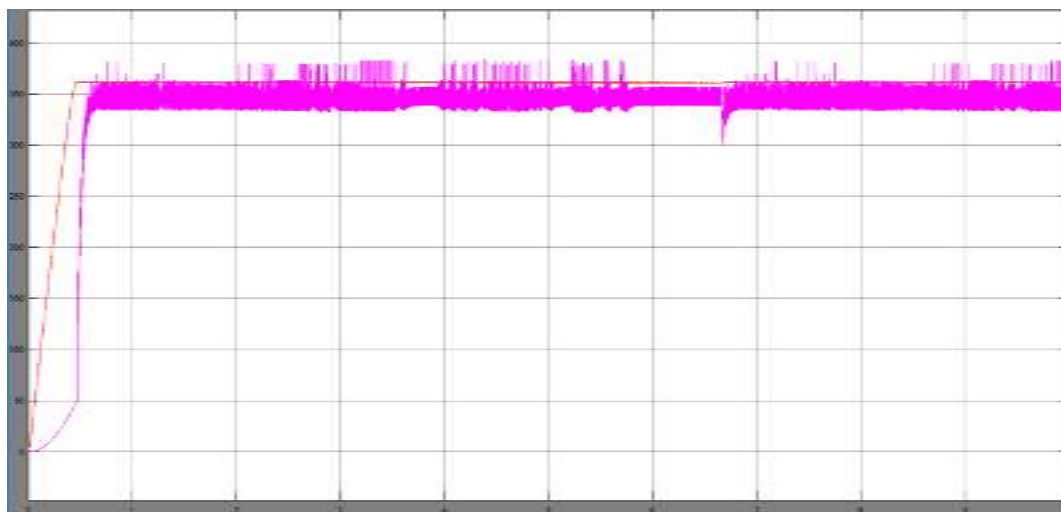


Figure III.3 : Comparaison entre la puissance d'entrée et la puissance de sortie.

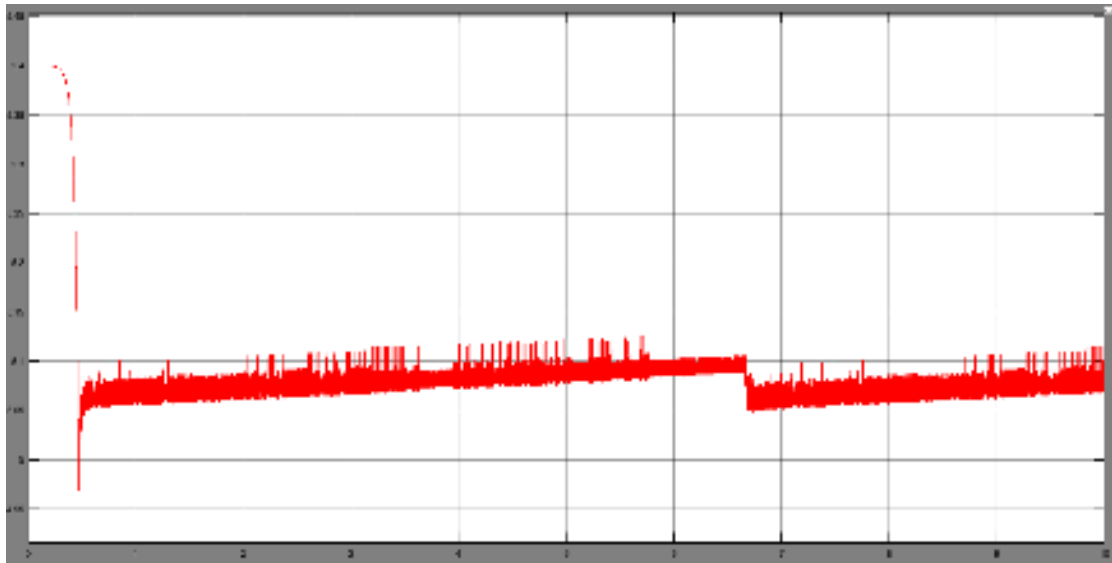


Figure III.4 : le courant d'entrée I_{pv} .

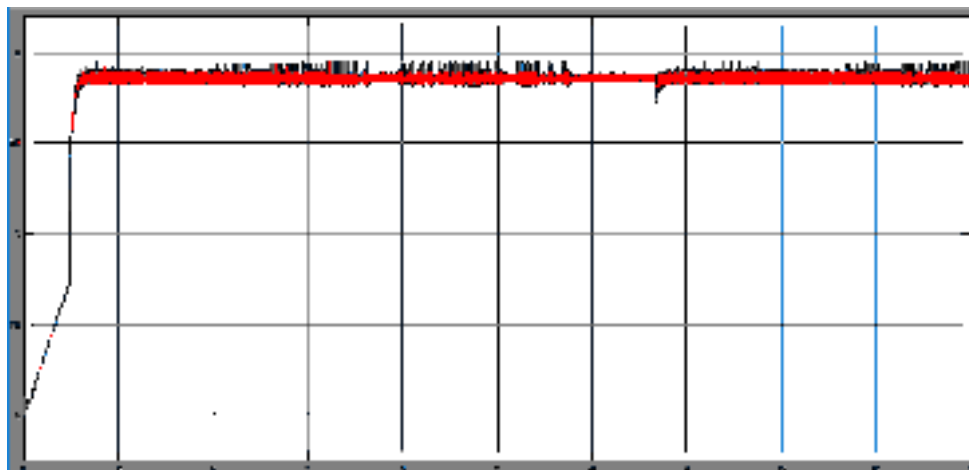


Figure III.5 : courant de sortie I_{ch} .

Dans les figures (III.4 et III.5) on observe que le même temps de stabilité entre les deux courants, mais le courant d'entrée I_{pv} presque égale 3 fois le courant de sortie I_{ch} .



Figure III.6 : La tension d'entrée V_{pv} .

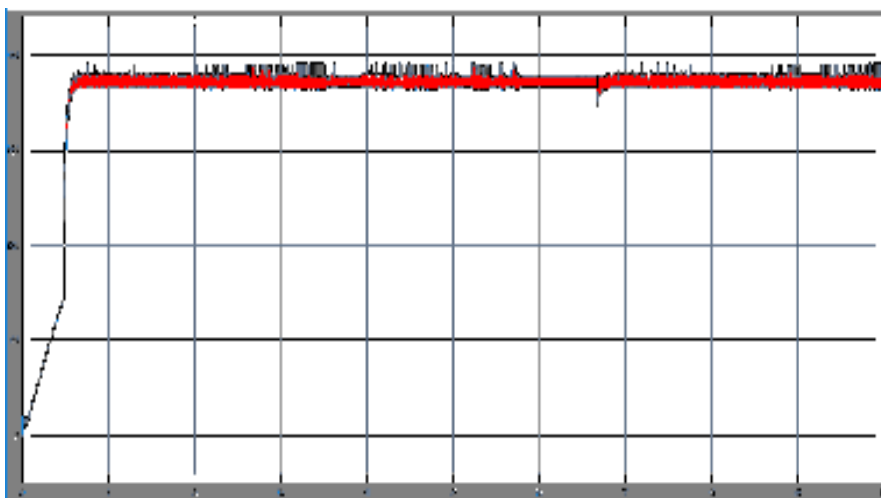


Figure III.7 : La tension de sortie V_{ch} .

Dans les figures (III.6 et III.7) On constate que la tension de sortie du convertisseur boost a augmenté par rapport a la tension d'entrée. .

III.4 Conclusion

L'approche de commande de mode glissant d'ordre2 est robuste puisqu'elle atteint le point de puissance maximal MPP dans un délai de $t=0,46s$ et l'erreur statique presque nul (négligeable).

Le rôle du convertisseur entrelacé IDDB est d'augmenté le courant d'entrée presque trois fois au minimum, cela est dû au paramètre du circuit, il est généralement utilisé dans les systèmes photovoltaïques connectés aux réseaux à haute tension.

Le convertisseur boost entrelacé, assure des performances appréciables sur la diminution de l'ondulation du courant du PV.

Conclusion générale

La production d'énergie électrique à l'aide du panneau photovoltaïque présente un point de fonctionnement où la puissance est maximale. Ce point maximal a la particularité de varier avec l'éclairement et la température. Pour dépister ce point de fonctionnement qui varie avec le rayonnement et la température, un traqueur du point maximal (MPPT) est utilisé. Il est conçu à base de convertisseurs statiques qui sont l'élément de base pour l'optimisation de la puissance du générateur photovoltaïque.

L'efficacité énergétique étant le facteur prépondérant dans le choix du convertisseur statique qui donne des meilleures performances. Le choix est porté sur un convertisseur statique de type hacheur survolteur à structure entrelacée vu ces multiples avantages. Le modèle mathématique du panneau photovoltaïque a été présenté et simulé sous Matlab-SIMULINK. Nous avons montré l'effet de l'irradiation et de la température sur les caractéristiques du panneau, une validation expérimentale a été effectuée par des essais pratiques validant le modèle mathématique obtenu. Ensuite, une étude détaillée du hacheur élévateur entrelacé démontrant l'intérêt de ce dernier pour les applications photovoltaïques.

Les résultats de simulations obtenus confirment l'intérêt porté sur cette chaîne de conversion, qui ne nous permet pas seulement de réduire le nombre de modules photovoltaïques lorsqu'il s'agit de grandes puissances, mais prolonger aussi la durée de vie du panneau.

Bibliographie

- [1] C. Benoudjit «Etude pour la conception d'un banc d'essais pour énergie Renouvelable », mémoire magistère, juin 2004.
- [2] N. Djabali « Energies renouvelables qualités de l'énergie électrique étude et analyse du rendement d'une ligne de distribution », mémoire Ingénieur université de Batna, juillet 2004.
- [3] H. Camblong « Minimisation de l'impact des perturbation d'origine éolienne dans les génération d'électricité par des aérogénérateurs a vitesse variable», thèse de doctorat option automatique de l'école nationale supérieure d'arts et métiers centre de bordeaux, 18 décembre 2003.
- [4] A. Mirecki « Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance », thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, 2005
- [5] Yannick LOUVRIER, Etude et optimisation d'un convertisseur DC/DC à canaux Multiples entrelacés, thèse de doctorat ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE, 2010
- [6] Chapitre I : L'énergie photovoltaïque et les cellules solaires ; http://www.grenoble-isere.com/etudes-et-territoires/pdf_filieres/Photovoltaique_Etude2010_V14-fr.pdf
- [7] Gildas Ragnagnéwendé TAPSOBA, « Maximisation du transfert de l'énergie d'un champ photovoltaïque tenant compte du phénomène d'ombrage partiel : connexion réseau électrique » ; ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEUREUNIVERSITÉ DU QUÉBEC2019
- [8] Dr. BELAID LALOUNI Sofia, «Cours Energie Solaire Photovoltaïque », Faculté de Technologie,
Département de Génie Electrique, Université A.MIRA de BEJAIA 2014-2015
- [9] H. Essakhi, S. Farhat. MODELISATION ET SIMULATION D'UN MODULE PHOTOVOLTAÏQUE ; 5èmes JOURNEES INTERNATIONALE MATERIAUX ET ENVIRONNEMENT ; JIME 2019
- [10] BELKAID ABDELHAKIM, « Conception et implémentation d'une commande MPPT de haute performance pour une chaine de conversion photovoltaïque autonome », THESE de DOCTORAT, UNIVERSITE FERHAT ABBAS - SETIF 1, 2015
- [11] DJERIOU SALIM « Simulation d'un système photovoltaïque alimentant une machine asynchrone », mémoire de Magister, UNIVERSITE FERHAT ABBAS DE SETIF-2011
- [12] Hidri.Imed « Les convertisseurs DC-DC et DC-AC », Support de cours D'électronique de puissance, Institut supérieur des études technologiques de Nabeul.
- [13] CHOUIKHI Wassila Faiza, « Réalisation d'une commande buck-boost pour PV », Mémoire de Master, Université Abou Bakr Belkaid Tlemcen, 2018

- [14] Professeur A. Rufer P. Barrade « Cours d'électronique de puissance Conversion DC/DC »Ecole polytechnique fédérale de LAUSANNE.
- [15] ZORIG Anwar ; GHADBANE Houssam Eddine « Simulation par PIL de la commande par mode glissant de deux convertisseurs buck et boost entrelacés » ; Mémoire de Master ; UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA 2018/2019.
- [16] R. Saadi, M. Bahri, M. Ayad, M. Becherif, O. Kraa, and A. Aboubou, "Dual Loop Control of Fuel Cell Source Using Non-isolated IBC-IDDB Converter for Hybrid Vehicle Applications," *Energy Procedia*, vol. 50, pp. 155-162, 2014.
- [17] M. Ayad, M. Becherif, A. Djerdir, and A. Miraoui, "Sliding mode control for energy management of dc hybrid power sources using fuel cell, batteries and supercapacitors," in *Clean Electrical Power, 2007. ICCEP'07. International Conference on*, pp. 500-505, 2007.
- [18] M. Ayad, M. Becherif, and A. Henni, "Vehicle hybridization with fuel cell, supercapacitors and batteries by sliding mode control," *Renewable Energy*, vol. 36, pp. 2627-2634, 2011.
- [19] M.-Y. Ayad, M. Becherif, and A. Miraoui, "Sliding Mode Control of DC Bus Voltage of a Hybrid Sources using Fuel Cell and Supercapacitors for Traction System," in *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on*, pp. 383-388, 2007.
- [20] M. Kabalo, D. Paire, B. Blunier, D. Bouquain, M. G. Simões, and A. Miraoui, "Experimental evaluation of four-phase floating interleaved boost converter design and control for fuel cell applications," *IET power electronics*, vol. 6, pp. 215-226, 2013