

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



Département d'Electronique

Mémoire de Magister

Option : Système

Présenté par : **BENAYAD Abdelmoumene**

Thème

Modélisation des panneaux photovoltaïques par les méthodes de soft computing

Membres du Jury :

K. MOKRANI, MCA

Président

B.MENDEL, PR

Examineur

R. ALKAMA, MCA

Examineur

S.BERRAH, MCA

Rapporteur

Septembre 2011

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	1
-----------------------------	---

CHAPITRE I

INTRODUCTION AUX CELLULES SOLAIRES ET LES CARACTERISTIQUES (I, V) D'UN GPV

I.INTRODUCTION AUX CELLULES SOLAIRES ET LES CARACTERISTIQUES (I,V) D'UN GENERATEUR GPV	3
I.1.Introduction.....	4
I.2.Effet Photovoltaïque.....	4
I.3.Différents types de cellules solaires	5
I.3.1.Cellules au silicium	5
I.3.2.Cellules a base des composes III-V	6
I.3.3.Cellule photovoltaïque a base des Nitrures	6
I.3.3.1. Le Nitrure de Gallium GaN et d'indium InN.....	7
• La structure cristalline.....	8
• Le gap.....	8
I.3.3.2.Le compose InGaN	10
I.3.3.3.Propriétés Optiques de l'alliage cubique (In, Ga) N	11
I.3.3.4.Cellule solaire en InGaN/GaN	14

I.4	CARACTERISTIQUE (I, V) D'UN GPV	15
1.5.	Influence de différents paramètres sur la caractéristique	16
I.5.1.	Influence de la température sur le rendement des cellules	16
I.5.2.	Influence du rayonnement sur les cellules	17
I.5.3.	Influence de la résistance série R_S	18
I.5.4.	Influence de la résistance parallèle R_{Sh}	19
I.6.	Association des cellules photovoltaïques	21
I.6.1.	Association en série	21
I.6.2.	Association en parallèle	21
I.7.	Systèmes photovoltaïques	22
I.7.1.	Système photovoltaïque connecté au réseau	23
	• Modules photovoltaïques.....	24
	• MPPT.....	24
	• Onduleur.....	24
I.7.2.	Système photovoltaïque autonome	24
I.8.	Avantages et inconvénients de l'énergie photovoltaïque	25
I.8.1.	Avantages	25
I.8.2.	Inconvénients	25
I.9.	Conclusion	26

CHAPITRE II

MODELISATION D'UN GPV

II.	MODELISATION D'UN GPV	27
II.1.	Introduction	28

II.2.Modélisation du générateur photovoltaïque	28
II.2.1.Modèle électrique d'un Générateur photovoltaïque.....	28
II.2.1.1.Modèle à une seule diode	29
II.2.1.2.Modèle à deux diodes	30
II.2.1.3.Modèle polynomial	31
II.3.Conclusion	32

CHAPITRE III

TECHNIQUE DE POURSUITE DU POINT DE PUISSANCE MAXIMALE

III.TECHNIQUE DE POURSUITE DU POINT DE PUISSANCE MAXIMALE	33
III.1.Introduction	34
III.2.Connexion directe source-charge	34
III.3.Introduction d'un étage d'adaptation	35
III.3.1.Convertisseur Continu-Continu (DC/DC) (Hacheurs)	35
III.3.1.1.Hacheur dévolteur « Buck Converter ».....	36
III.3.1.1.1.Modèle mathématique du circuit équivalent	37
III.3.1.1.2.Approximation des Petites ondulations	38
III.3.1.1.3.Etude du régime continue	38
III.3.1.1.4.Le rapport de conversion	38
III.3.1.1.5. Détermination des ondulations des courants et des tensions.....	41
III.3.1.2.Hacheur survolteur « Boostconverter ».....	43
III.3.1.2.1.Modèle mathématique du circuit équivalent	44
III.3.1.2.2.Le rapport de conversion	45
III.3.1.2.3. Détermination des ondulations des courants et des tensions.....	47
III.3.1.3.Hacheur dévolteur-survolteur « Buck-Boostconverter ».....	47

III.3.1.3.1.Modèle mathématique équivalent de convertisseur dévolteur-survolteur	48
III.3.1.3.2.Le rapport de conversion	49
III.4.Principe du MPPT	50
III.4.1.Quelques Techniques de la recherche du point de puissance maximale (MPPT)	51
III.4.1.1.Technique de fraction de la tension du circuit ouvert	51
III.4.1.2.Technique de la perturbation puis observation (P&O)	52
III.4.1.3.Technique de l'incrémental conductance (INC)	55
III.4.1.4.Approche basée sur les réseaux de neurones artificiels	58
III.4.2.Caractéristiques principales des techniques de MPPT	59
III.5.Résultats de simulation de la méthode perturbation puis observation	59
III.6.Conclusion.....	61

CHAPITRE IV

COMMANDE MPPT BASEE SUR L'APPROCHE FLOUE

IV.COMMANDE MPPT BASEE SUR L'APPROCHE FLOUE	62
IV.1.Introduction	63
IV.2.Historique	63
IV.3.Définition de la logique floue	63
IV.4.Variable linguistique	64
IV.5.Sous-ensemble flou	65
IV.6.Ensemble flou, ensemble classique	66
IV.7.Opérations sur les sous-ensembles flous	67

IV.8.Fonction d'appartenance	67
IV.9.Règles floues	67
IV.10.Commande MPPT floue	68
IV.11.Contrôleur flou	69
IV.11.1.Fuzzification	69
IV.11.2.Mécanisme d'inférence	71
IV.11.3.Défuzzification	71
IV.12.Résultats de simulation de la commande MPPT floue	72
IV.13.Etude comparative entre MPPT classique (P&O) et MPPT Floue.....	73
IV.13.1.Fonctionnement avec conditions environnementales stables	73
IV.13.2.Fonctionnement sous ensoleillement variable	74
IV.13.2.1.Augmentation lente d'ensoleillement	75
IV.13.2.2.Augmentation rapide d'ensoleillement	76
IV.13.3. Fonctionnement sous une variation de température.....	77
IV.13.3.1.Augmentation rapide de la température	78
IV.14.Conclusion	79

INTRODUCTION GÉNÉRALE

L'électricité est aujourd'hui la forme d'énergie la plus aisée à exploiter. Mais avant de la consommer il aura fallu la produire, en général dans des unités de production de grande puissance, la transporter, puis la distribuer vers chaque consommateur. Dans les pays industrialisés, ce système est aujourd'hui très centralisé même si les évolutions de réglementation conduisent à une amorce de décentralisation de la production.

La production d'énergie est un défi de grande importance pour les années à venir. En effet, les besoins énergétiques des sociétés industrialisées ne cessent d'augmenter. Par ailleurs, les pays en voie de développement auront besoin de plus en plus d'énergie pour mener à bien leur développement. De nos jours, une grande partie de la production mondiale d'énergie est assurée à partir de sources fossiles. La consommation de ces sources donne lieu à des émissions de gaz à effet de serre et donc une augmentation de la pollution. Le danger supplémentaire est qu'une consommation excessive du stock de ressources naturelles réduit les réserves de ce type d'énergie de façon dangereuse pour les générations futures.

On distingue deux types d'énergie : les énergies *non renouvelables* et les énergies *renouvelables*. Les premières sont dérivées à partir du pétrole, du gaz, du charbon, et d'uranium...Les secondes de l'hydraulique, la biomasse, les déchets, l'éolien, le solaire, le géothermique, les marées et les courants (marins ou des rivières).

L'énergie solaire photovoltaïque désigne l'électricité produite dans une cellule solaire par transformation d'une partie du rayonnement solaire.

La production de cette énergie sur des stations mobiles (ex : la voiture solaire) subit des variations dues à des conditions changeantes d'environnement (variation de température et d'éclairement) et leur déplacement ce qui rend difficile la stabilité et le rendement du système de production de cette énergie, et donc une perte de puissance maximale du système.

Dans ce contexte notre étude s'intéresse essentiellement au développement d'une procédure d'optimisation qui permet la poursuite de la puissance maximale (**Maximum Power Point Tracking MPPT**) d'un générateur photovoltaïque, en utilisant deux techniques de poursuite : la méthode perturbation et observation (P&O) et l'approche floue.

Le mémoire présenté est organisé en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, nous présenterons les différents types des cellules solaires et nous intéresserons à la cellule solaire à base de Nitrures (III_N) ainsi le principe de la conversion photovoltaïque ensuite nous donnerons les principales caractéristiques d'un GPV et nous présenterons les systèmes photovoltaïques, et leurs avantages et inconvénients.

Ensuite, nous passerons au deuxième chapitre consacré à la modélisation du générateur photovoltaïque.

Dans le troisième chapitre nous citerons quelque technique de poursuites de point de puissance maximale et nous intéresserons à l'étude de la méthode de poursuite de la puissance maximale des panneaux solaires tels que l'algorithme "Perturbation puis Observation"

Dans le quatrième chapitre, nous présenterons la commande floue d'un système photovoltaïque pour la recherche du point de puissance maximale, ainsi nous ferons une comparaison entre les deux méthodes appliqués pour conclure la performance de la méthode floue par rapport à celle de perturbation et observation.

Enfin, une conclusion résumera les travaux réalisés.

CHAPITRE I

INTRODUCTION AUX CELLULES
SOLAIRES ET LES CARACTERISTIQUES (I,
V) D'UN GPV

I.1 Introduction :

Avant de parler de la cellule solaire, il faut d'abord citer quelques dates importantes dans l'histoire du photovoltaïque [1]:

1839 : Le physicien français Edmond Becquerel découvrit le processus de l'utilisation de l'ensoleillement pour produire du courant électrique dans un matériau solide. C'est l'effet photovoltaïque.

1875 : Werner Von Siemens exposa devant l'Académie des Sciences de Berlin un article sur l'effet photovoltaïque dans les semi-conducteurs. Mais jusqu'à la Seconde Guerre Mondiale, le phénomène resta encore une curiosité de laboratoire.

1954 : Trois chercheurs américains, Chapin, Pearson et Prince, mirent au point une cellule photovoltaïque à haut rendement au moment où l'industrie spatiale naissante chercha des solutions nouvelles pour alimenter ses satellites.

1958 : Une cellule avec un rendement de 9 % fut mise au point. Les premiers satellites alimentés par des cellules solaires furent envoyés dans l'espace.

1973 : La première maison alimentée par des cellules photovoltaïques furent construites à l'Université de Delaware.

1983 : La première voiture alimentée par énergie photovoltaïque parcourut une distance de 4 000 km en Australie.

La première cellule photovoltaïque (ou photopile) a été développée aux États-Unis en 1954 par les chercheurs des laboratoires Bell, qui ont découvert que la photosensibilité du silicium pouvait être augmentée en ajoutant des "impuretés". C'est une technique appelée le "dopage" qui est utilisée pour tous les semi-conducteurs. Mais en dépit de l'intérêt des scientifiques au cours des années, ce n'est que lors de la course vers l'espace que les cellules ont quitté les laboratoires. En effet, les photopiles représentent la solution idéale pour satisfaire les besoins en électricité à bord des satellites, ainsi que dans tout site isolé.

Dans ce chapitre nous allons illustrer le principe de fonctionnement de la cellule solaire (effet photovoltaïque), et ses différentes générations, les différents semi-conducteurs et nous intéressons à la cellule solaire à base des composés III-N

(InGaN/GaN), et nous terminons par donner les principales caractéristiques (I,V) d'un GPV.

I.2 Effet Photovoltaïque :

Une cellule photovoltaïque est basée sur le phénomène physique appelé effet photovoltaïque. Il correspond à la transformation de l'énergie solaire rayonnante en énergie électrique, la cellule solaire ou photopile étant l'élément de base du processus de cette transformation.

Une cellule PV est réalisée à partir de deux couches de silicium, une dopée P (dopée au bore) et l'autre dopée N (dopée au phosphore) créant ainsi une jonction PN avec une barrière de potentiel. Lorsque les photons sont absorbés par le semi-conducteur, ils transmettent leur énergie aux atomes de la jonction PN de telle sorte que les électrons de ces atomes se libèrent et créent des électrons (charges N) et des trous (charges P). Ceci crée alors une différence de potentiel entre les deux couches. Cette différence de potentiel est mesurable entre les connexions des bornes positives et négatives de la cellule. A travers une charge continue, on peut en plus récolter des porteurs. La tension maximale de la cellule est d'environ 0.6 V pour un courant nul. Cette tension est nommée tension de circuit ouvert V_{oc} . Le courant maximal se produit lorsque les bornes de la cellule sont court-circuitées, il est appelé courant de court-circuit I_{cc} et dépend fortement du niveau d'éclairement. Une cellule PV est celle montrée sur la figure I.1 [2].

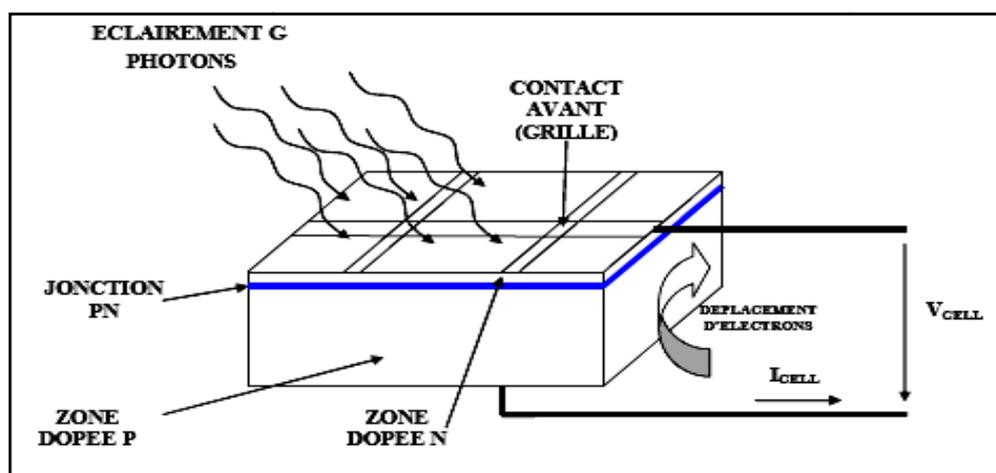


Fig. I.1 :

Coupe transversale d'une cellule PV typique.

I.3 Différents types de cellules solaires :

Il existe différents types de cellules solaires (ou cellules photovoltaïques), et chaque type de cellules a un rendement qui lui est propre.

I.3.1 Cellules de première génération:

Il existe deux principaux types de cellule de 1^{ère} génération au silicium [3]:

- *Les cellules monocristallines*: Ce sont celles qui ont le rendement (12- 16% ; jusqu'à 23% en laboratoire), mais aussi celle qui ont le coût le plus élevé, du fait d'une fabrication compliquée ;
- *Les cellules polycristallines*: Leur conception étant plus facile, leur coût de fabrication est moins important, cependant leur rendement est plus faible: 11% - 13% (18% en laboratoire) ;

I.3.2 Cellules de deuxième génération:

Dans cette génération la cellule solaire est constituée de couches minces : de silicium amorphe (a-si), de sélénium de cuivre indium(CIS) et de tellure de cadmium(CdTe).

I.3.4 Cellules de troisième génération:

Dans cette génération la cellule solaire est à plusieurs jonctions (multijonction), à base des composés III-V, III-N et leurs alliages.

I.3.4.1 Cellules à base des composés III-V [4]:

L'objectif des cellules à base des composés III-V est la réduction des deux principales causes de perte de rendement des cellules unijonction, les pertes résultant de la non absorption des photons d'énergie $h\nu < E_g$ et les pertes thermiques associées à la thermalisation des photoporteurs chauds créés par les photons d'énergie $h\nu > E_g$.

Dans cette optique les semi-conducteurs III-V tels que le GaAs et l'InP, ainsi que leurs alliages, sont potentiellement plus performants que le silicium pour deux raisons évidentes, leur gap est direct et sa valeur est voisine de la valeur optimale. Le principal obstacle dans les applications terrestres reste leur coût, mais leur domaine

de prédilection est incontestablement le domaine spatial ou le marché est moins sensible au coût qu'aux performances.

A cause de leurs propriétés, les composés III-V résistent mieux que le silicium aux rayonnements cosmiques et aux températures de fonctionnement en orbite (~ 50 °C)

I.3.4.2 Cellule photovoltaïque à base des Nitrures [4]:

Les nitrures d'éléments III, GaN, AlN, InN et leurs alliages ternaires et quaternaires sont des matériaux semi-conducteurs ayant une forte importance en microélectronique grâce à leurs propriétés réfractaires qui permettent d'envisager leur application dans des environnements hostiles (hautes températures, hautes puissances) et pour l'optoélectronique du fait de leurs gaps directs qui couvrent l'ensemble du spectre visible et même au-delà.

Le GaN, InN et leur alliage ternaire InGaN sont des matériaux très importants pour le développement des composants optoélectronique et des dispositifs électroniques à haute température, due à leurs bandes de gap qui est entre 3.4 eV pour le GaN à 0.7 eV pour l'InN.

Dernièrement, les nitrures sont utilisés pour développer des cellules solaires de haute efficacité.

Dans ces présentes lignes, on va s'intéresser aux nitrures GaN, InN et leurs composés ternaires le InGaN, dans la phase cubique.

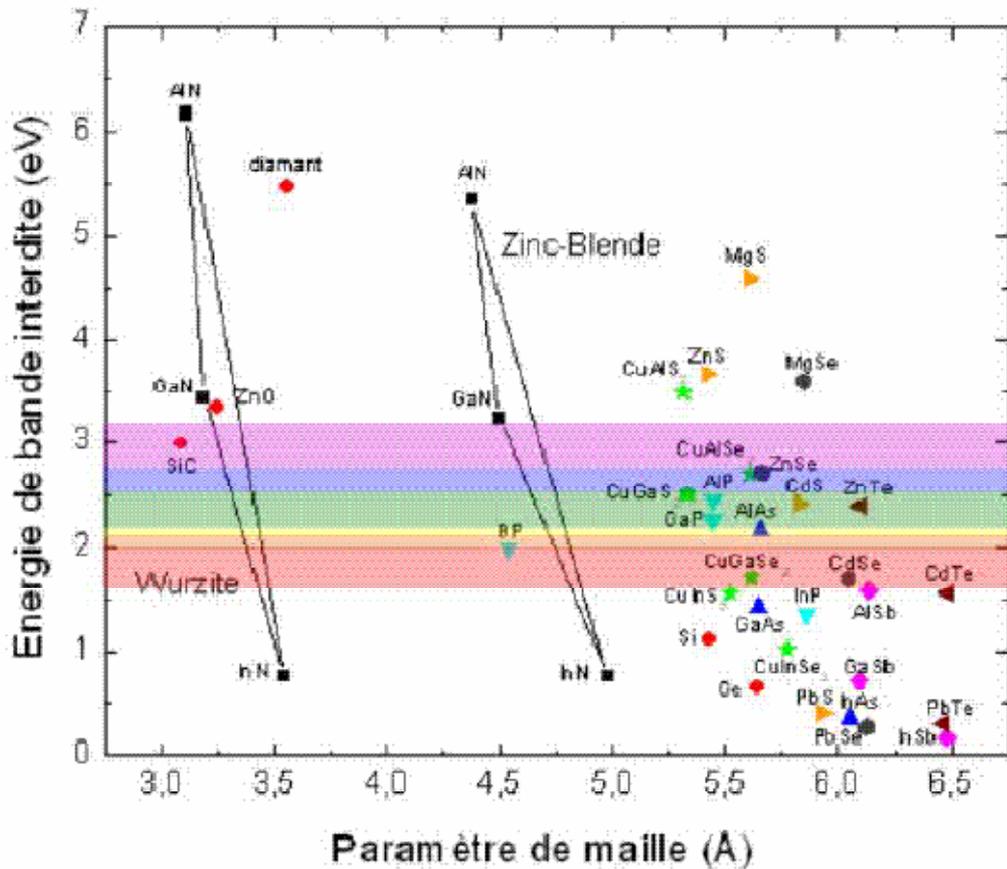


Figure.I.2: Energie de bande interdite et paramètre de maille de divers semi-conducteurs.

La figure. I.2 illustre l'énergie de bande interdite et le paramètre de maille des principaux semi-conducteurs. Les nitrures et leurs alliages couvrent le domaine (3.4 eV - 6.1 eV) .

I.3.4.2.1 Le Nitrure de Gallium GaN et d'indium InN :

Le nitrure de gallium fut étudié dans les années 1970 puis abandonné en raison des difficultés de synthèse. Dans les années 90, sous l'impulsion de groupes japonais, dont notamment S. Nakamura de la société Nichia , des progrès énormes furent réalisés sur la synthèse des nitrures de gallium et d'indium. Des progrès rapides ont stimulé un effort extraordinaire dans le monde entier sur ce thème et ont porté ces matériaux à un degré de parmi les semi-conducteurs III-V, le nitrure d'indium (InN) a reçu peu d'attention comparativement aux nitrures GaN et AlN et à l'arséniure de

gallium, notamment du point de vue des applications, et ce pour deux raisons principales :

- ✚ La difficulté d'accroître de bonne qualité cristalline de l'InN.
- ✚ L'existence des super réseaux semi-conducteurs tels que AlGaAs et InGaAsP, dont ils ont un gap similaire à celui de InN et qui est (1.89eV). Conséquent, l'utilisation de l'InN a été limitée aux alliages avec le GaN et AlN.

L'InN est potentiellement intéressant pour la fabrication de cellules solaires ayant un bon rendement, Les alliages à base d'InN comme l'InAlN et l'InGaN présentent un grand intérêt pour la fabrication des composants optoélectroniques puisque le gap de tels systèmes peut varier de 1,9 (InN) à 6,2 eV (AlN).

• La structure cristalline :

Le nitrure cubique se présente sous trois formes cristallines (figure I.3) : les structures de type wurtzite, Blende et NaCl.

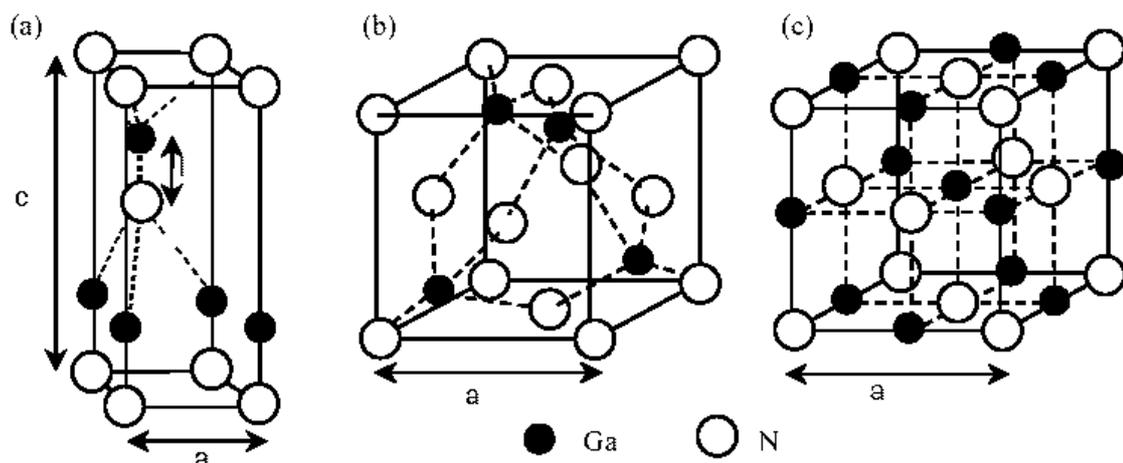


Figure.I.3: Les différentes structures de GaN : de type (a) wurtzite, (b) blende et (c) NaCl [6].

• Le gap :

Le GaN présente, comme la plupart des matériaux III-V, une bande interdite directe au point Γ , centre de la première zone de Brillouin ($k=0$). Nombreuses études théoriques de la structure de bande de GaN sont reportées dans la littérature. La majorité des méthodes de calcul a donné une structure de bande de valence correcte, mais des valeurs de bande interdite sous-estimées du fait de l'utilisation de la densité

d'émission des composants a base de nitrure, de l'ultraviolet a la région proche infrarouge.

Le nitrure d'indium présente une faible masse effective des électrons et qui va correspondre à une mobilité élevée et une vitesse de saturation importante. La première cellule solaire à base d'InN/Si à été réalisée par Yamamoto et al. Cette cellule solaire ne présente aucun risque, elle ne contient pas des gaz toxiques tels que le As et nécessite des gaz non toxiques dans la fabrication.

I.3.4.2.2 Le compose InGaN :

L'InGaN, est un alliage très important en optoélectronique, il présente un gap direct, ce qui permet de couvrir tout le spectre visible.

Le premier alliage InGaN à été reporte par Osamura et el. Il a employé des mesures optiques d'absorption pour déterminer la dépendance du gap d'InGaN en fonction de la composition en alliage comme estimée a partir de la loi de Vegard. Le gap direct a change sans a-coup avec la composition en alliage avec un certain bowing .

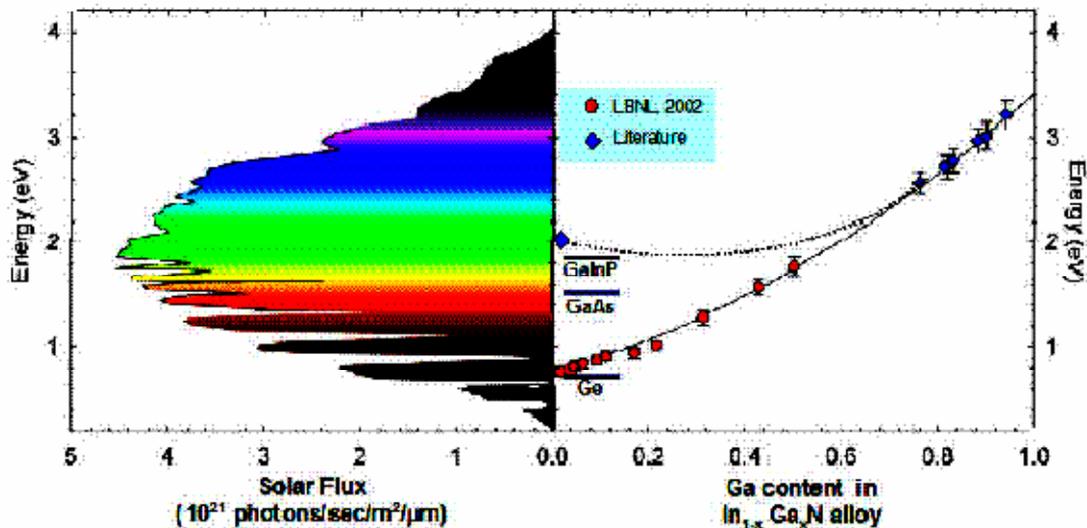


Figure. 1.6: correspondance entre le spectre solaire et le gap de l'InGaN [6].

Nagatomo et al rapportaient des résistivités élevées sur les couches minces en $In_xGa_{1-x}N$ avec des concentrations en In aussi grandes que $x = 0,42$. La dépendance de paramètre de réseau et le gap de leurs films étaient linéaires avec la composition comme était déterminé par les intensités relatives d'émission de In et Ga.

Sur la figure I.7 , on a représenté la variation du gap direct (Γ) et indirect (X) en fonction de la composition x .

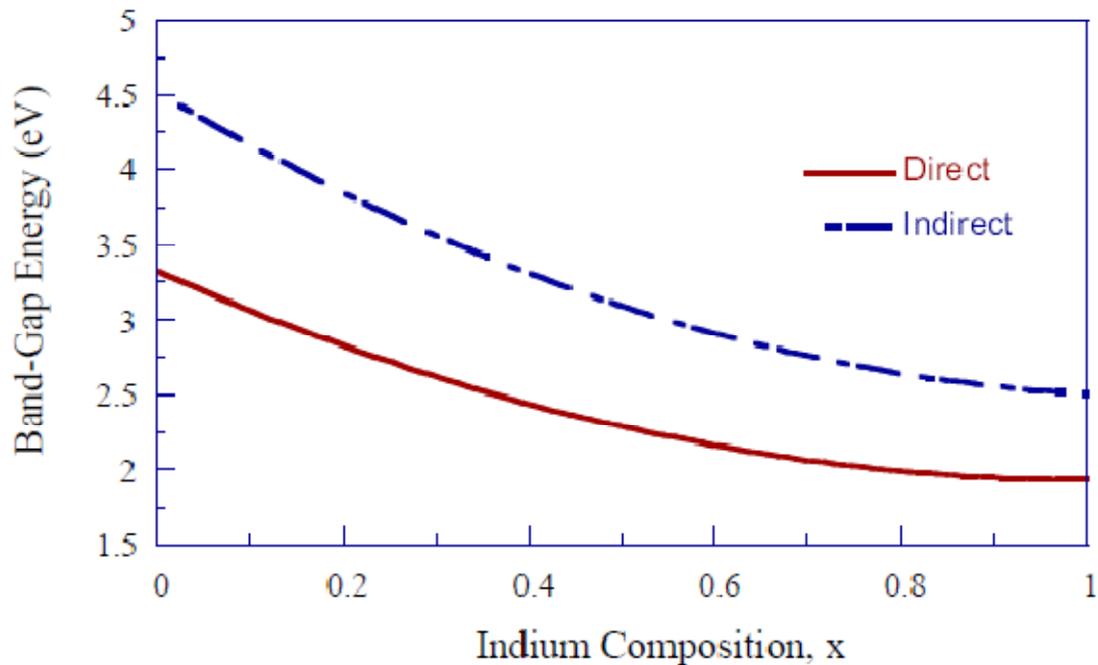


Figure. I.7 : Le gap direct et indirect en fonction de la composition obtenue par wenweilin et al.

I.3.4.2.3 Propriétés Optiques de l'alliage cubique (In, Ga) N :

Dans cette section, nous allons présenter les propriétés optiques tels que: la fonction diélectrique, l'indice de réfraction, le paramètre du réseau, le coefficient d'absorption et la conductivité optique des ces binaires GaN et InN, et leurs alliages ternaires InGaN .

- L'absorption du flux lumineux par le matériau suit une loi exponentielle donnée par :

$$P_{opt}(x) = P_{opt}(0)e^{-\alpha(\lambda)x} \quad (I.1)$$

Ou :

- ✚ x est la profondeur de pénétration de l'onde lumineuse dans le matériau.
- ✚ $\alpha(\lambda)$ est le coefficient d'absorption du matériau qui est en fonction de la longueur d'onde .

Le coefficient d'absorption pour les binaires GaN, InN et le ternaires InGaN est illustre sur les figures I.8 et I.9.

Le gap est presque égale a 1ev pour le InN, et plus de 3 ev pour le GaN, ou le gap du ternaire l'InGaN est entre (1-3) ev .

Donc le coefficient d'absorption présente une importante absorption de 0.9ev jusqu'a 3.2 ev, ce qui couvre le spectre visible de l'IR a l'UV.

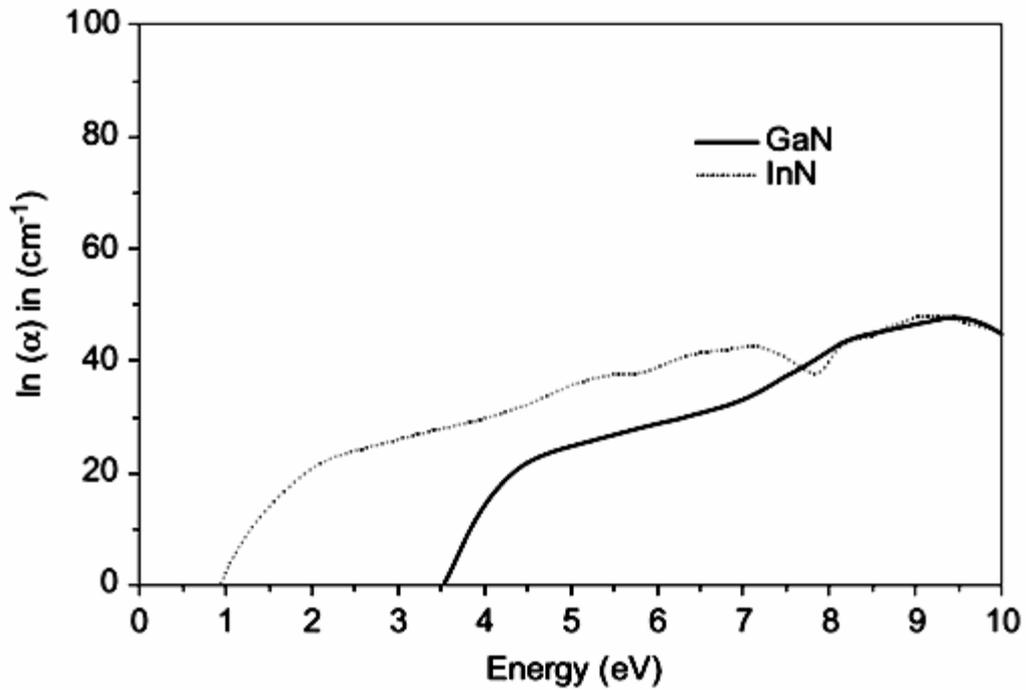


Figure. 1.8 : le coefficient d'absorption pour le InN et le GaN .

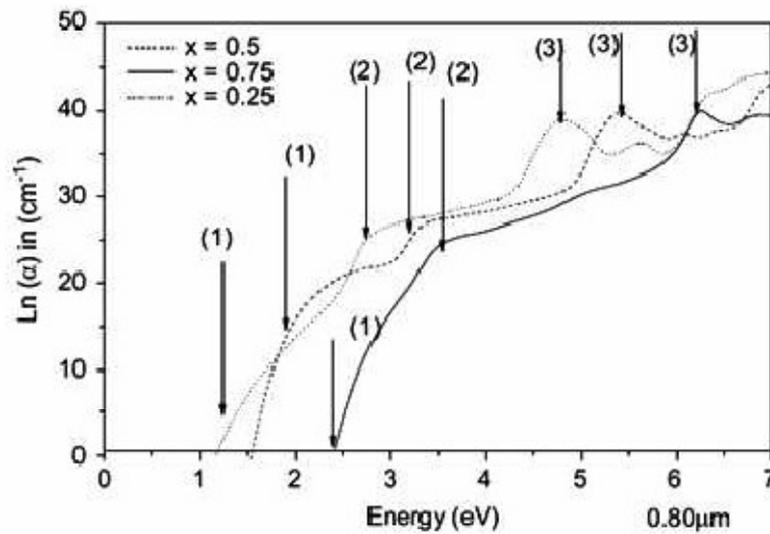


Figure. 1.9: le coefficient d'absorption pour le $In_xGa_{1-x}N$.

Les figures 1.10 et 1.11 illustrent la conductivite optique pour les deux binaires GaN et InN, et le ternaire $In_xGa_{1-x}N$ respectivement.

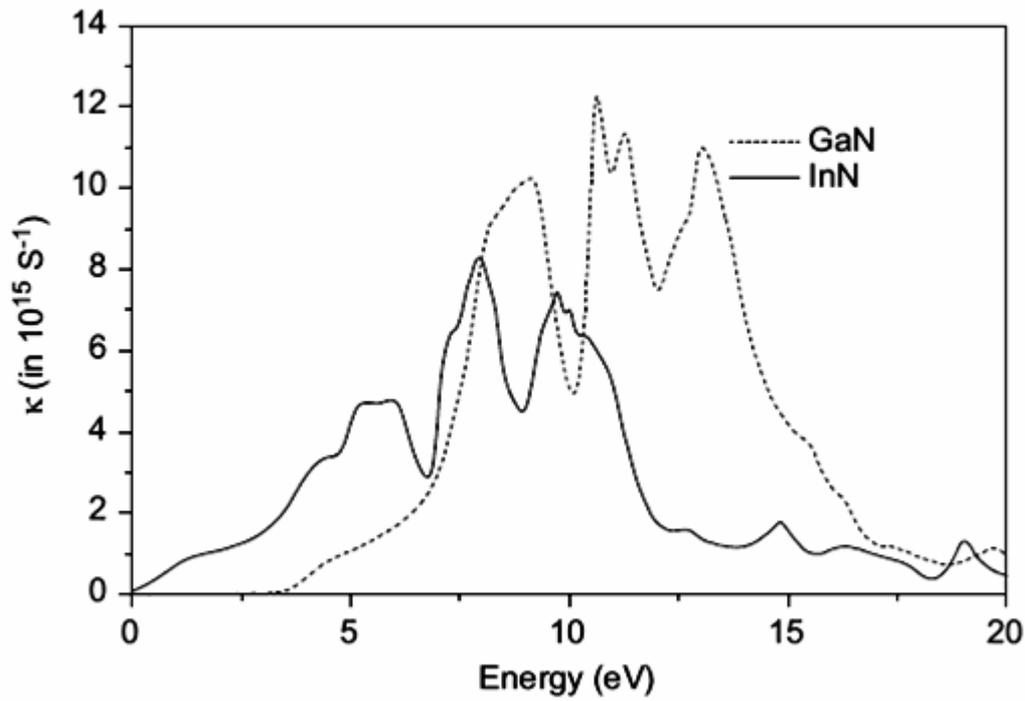


Figure. I.10 : la conductivité optique pour les binaires InN et le GaN .

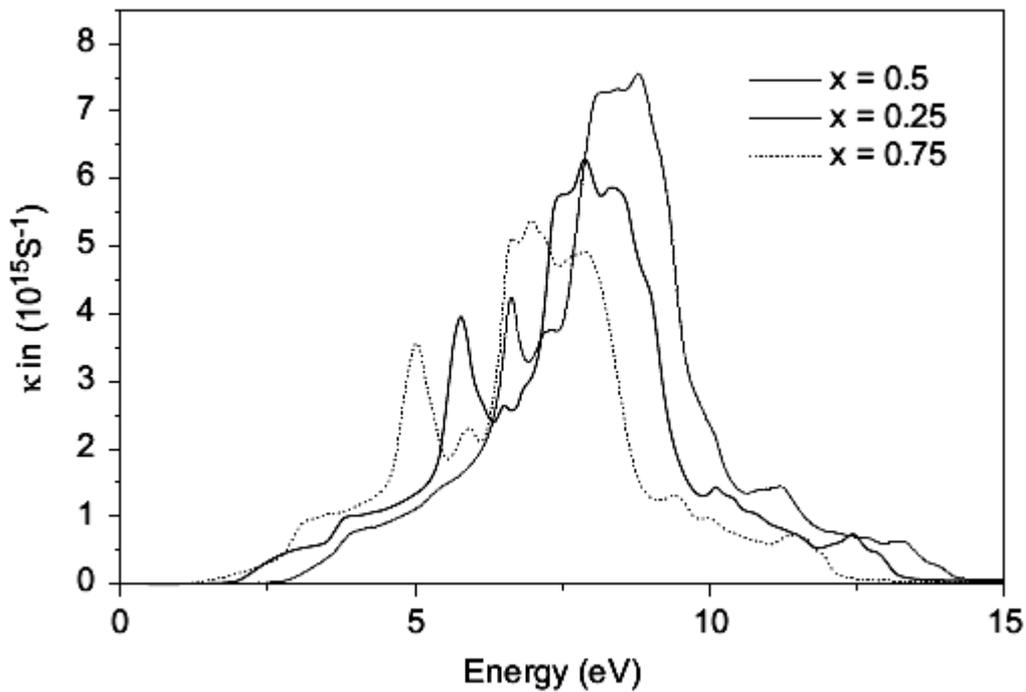


Figure.1.11 : la conductivité optique pour le $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$.

Ces deux graphiques présentent plusieurs sommets qui correspondent l'excitation de plasmon (le nombre d'électrons qui passent de la bande de valence vers la bande de conduction) .

Donc on remarque que les nitrures InGaN, GaN et InN ont des très importantes propriétés photovoltaïques à savoir: une basse masse effective, une haute mobilité, un haut coefficient d'absorption .

I.3.4.2.4 Cellule solaire en InGaN/GaN :

Une des exigences solution à accomplir une conversion solaire efficace plus grande que 50% sont des composants photovoltaïques avec un gap de 2.4 ev ou plus grande. $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ est l'un de quelques alliages qui peuvent satisfaire à cette exigence clé .

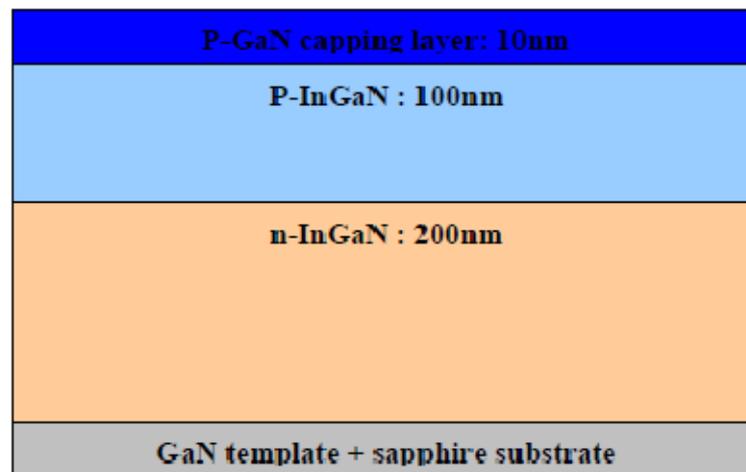


Figure. I.12 : Une couche de P-GaN pour une cellule solaire a base InGaN.

Les composés III-nitrures sont des matériaux a hautes performances photovoltaïques, avec une V_{co} plus de 2,4ev et une efficacité quantique interne plus de 60%. Avec des récentes révisions pour le gap de InN a $\sim 0,65$ ev, le gap de InGaN maintenant couvre la gamme du spectre entre l'infrarouge et l'ultraviolet .

La (figure I.13) présente un schéma d'une fabrication typique de la cellule solaire à base de InGaN.

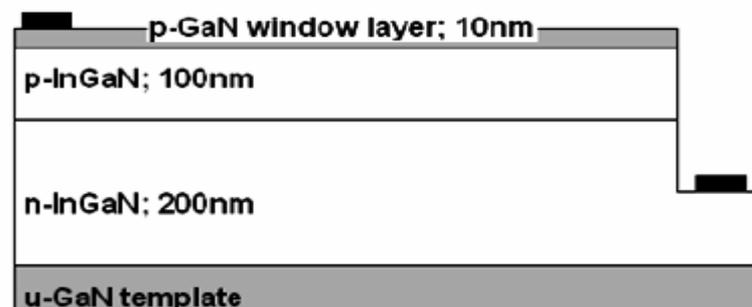


Figure. I.13: Structure d'une fabrication typique de la cellule solaire à base d'InGaN/GaN.

I.4. les caractéristiques (I, V) d'un GPV :

La caractéristique principale de la cellule solaire est la caractéristique $I-V$ qui montre comment une cellule solaire répondra à toutes les charges possibles sous un ensemble particulier des conditions d'ensoleillement et de température (figure I.14)

Il y a trois points importants dans cette courbe:

- Le point de fonctionnement optimal auquel la cellule fournit sa puissance maximale (point 5) ;
- Le point où la tension est égale à zéro et le courant est en maximum (courant de court-circuit, point 4) ;
- Le point où le courant est égal à zéro et la tension est en maximum (tension de circuit ouvert, point 1) ;

Egalement la caractéristique $I-V$ peut être divisée en trois gammes:

- Une gamme où la cellule est considérée comme une source de tension (1-2).
- Une gamme où la cellule est considérée comme une source de courant (3-4).

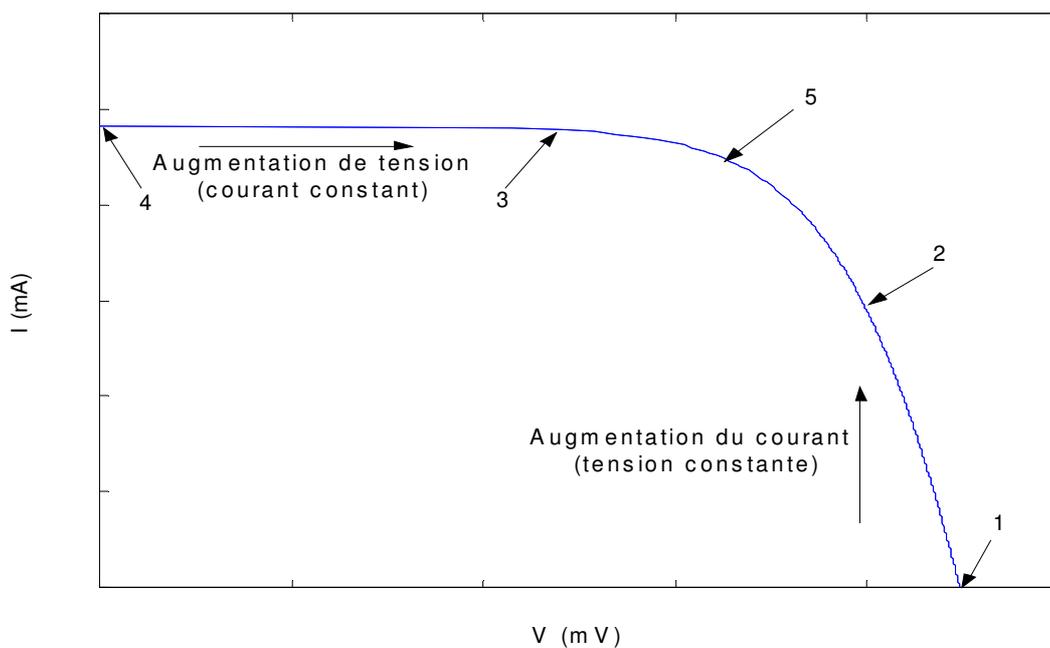


Fig. I.14 : Caractéristique typique I-V d'une cellule solaire.

I.5 Influence de différents paramètres sur la caractéristique :

I.5.1 Influence de la température sur le rendement des cellules :

La figure *I.15* ci-dessous montre que la caractéristique courant-tension pour différentes températures de fonctionnement de la cellule PV.

On remarque 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, par conséquent la puissance extractible diminue [10]. Lors du dimensionnement d'une installation, la variation de la température du site sera impérativement à prendre en compte.

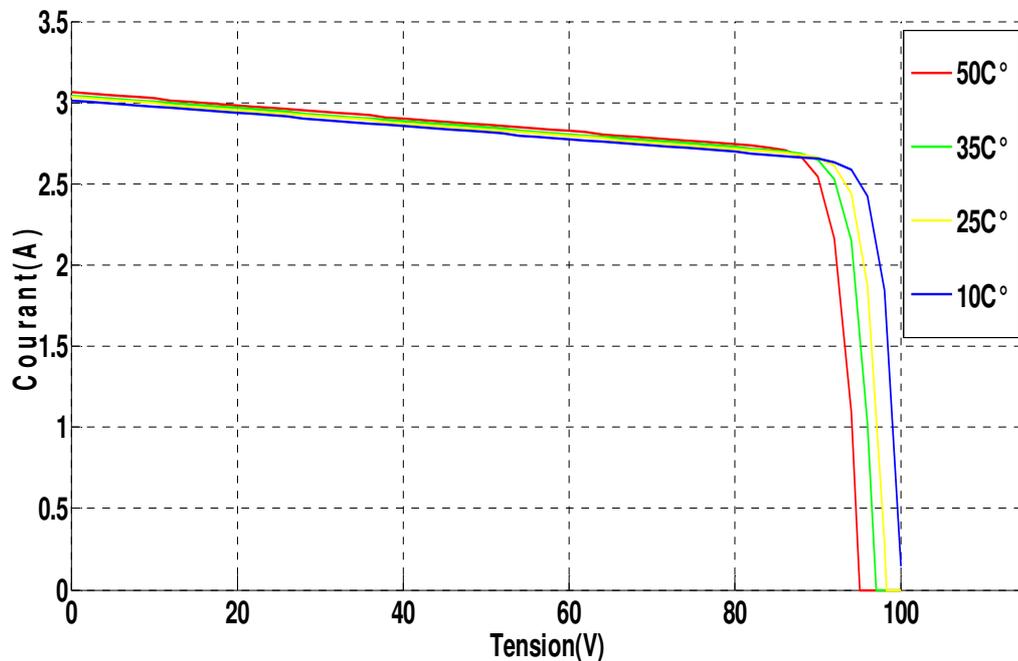


Fig. I.15 : Effet de la température sur la caractéristique I-V.

On peut remarquer sur la figure *I.16* que l'augmentation de la température se traduit aussi par une diminution de la puissance maximale disponible.

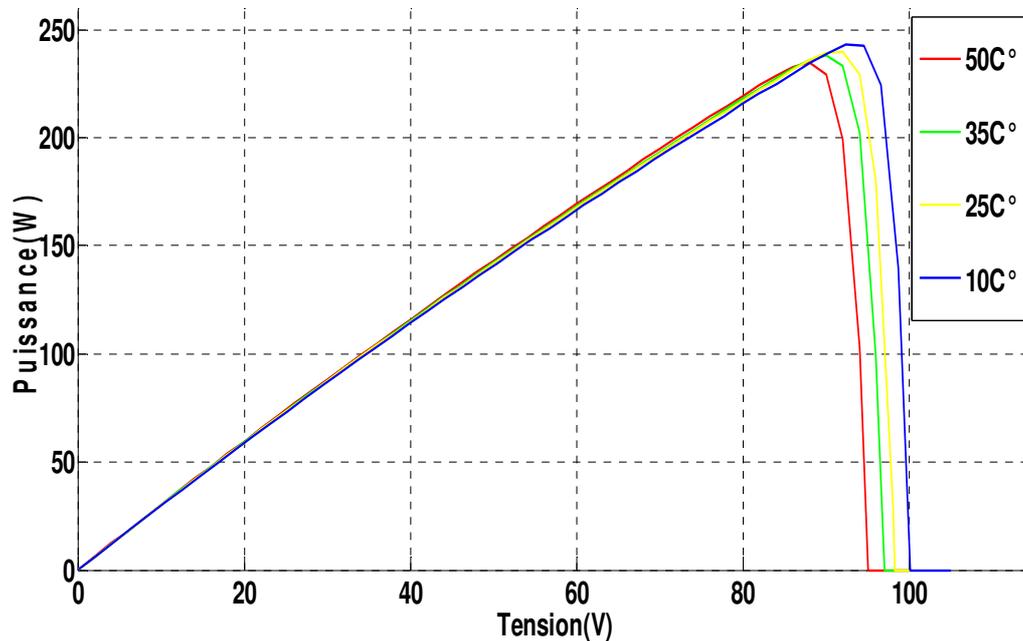


Fig. I.16 : Effet de la température sur la caractéristique P-V.

I.5.2 Influence du rayonnement sur les cellules :

Sur la figure *I.17* on remarque que la valeur du courant de court-circuit est directement proportionnelle à l'intensité du rayonnement [10]. Par contre, la tension en circuit ouvert ne varie pas dans les mêmes proportions, elle reste quasiment identique même à faible éclairement.

L'irradiation standard, internationalement acceptée, pour mesurer la réponse des panneaux photovoltaïques est une intensité rayonnante de 1000 W/m² et une température de 25 °C.

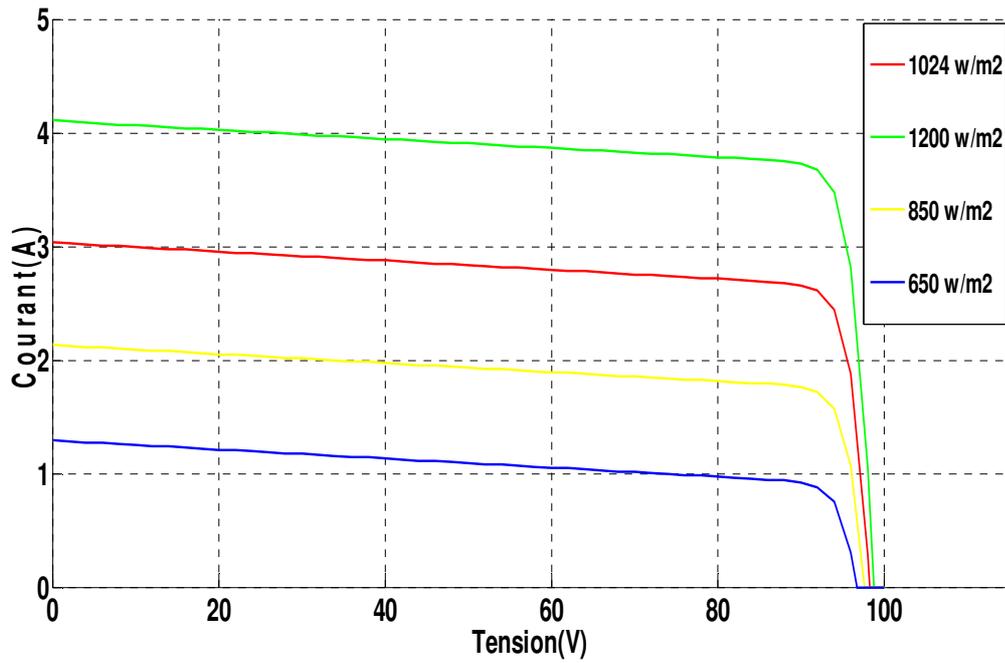


Fig. I.17 : Effet de l'éclairement sur la caractéristique I-V.

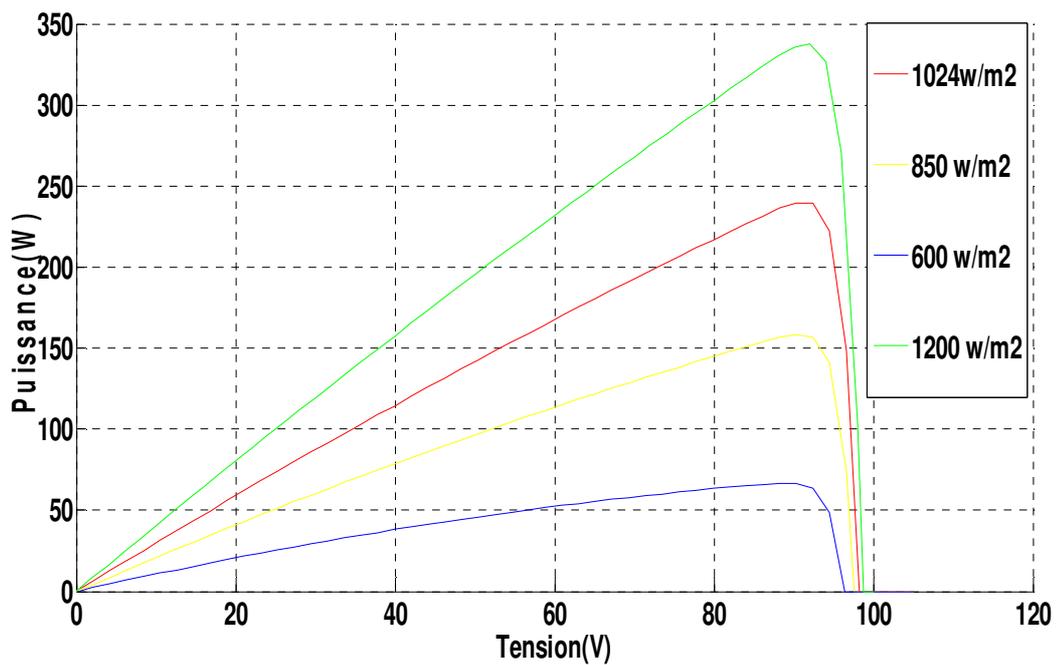


Fig. I.18 : Effet de l'éclairement sur la caractéristique P-V.

Nous pouvons le voir aussi sur la figure I.18 que pour différents niveaux d'irradiation nous obtenons différentes courbes avec différentes puissances maximales.

I.5.3 Influence de la résistance série RS :

L'effet de la résistance série est très faible et ne se fait remarquer que pour une grande valeur de la résistance parallèle.

La figure *I.19* montre qu'avec l'augmentation de la résistance série la pente de la courbe diminue dans la zone où la cellule fonctionne comme générateur de tension constante. [11]

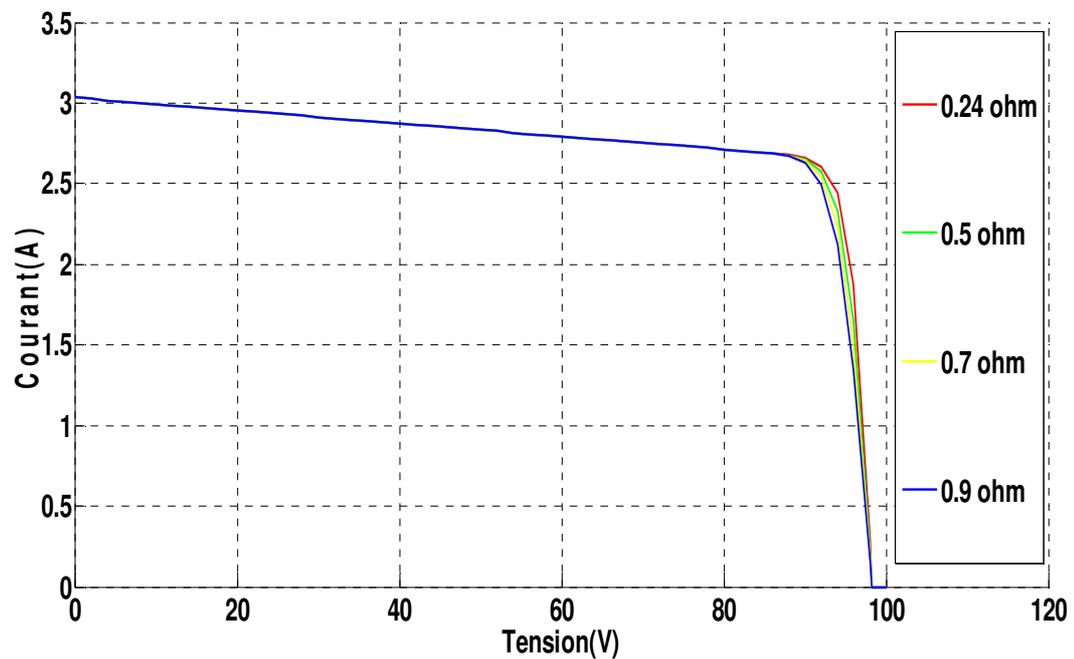


Fig. I.19 : Effet de la résistance série sur la caractéristique I-V.

Sur la figure *I.20* on remarque qu'avec l'augmentation de la résistance série une diminution de la puissance maximale disponible. [8]

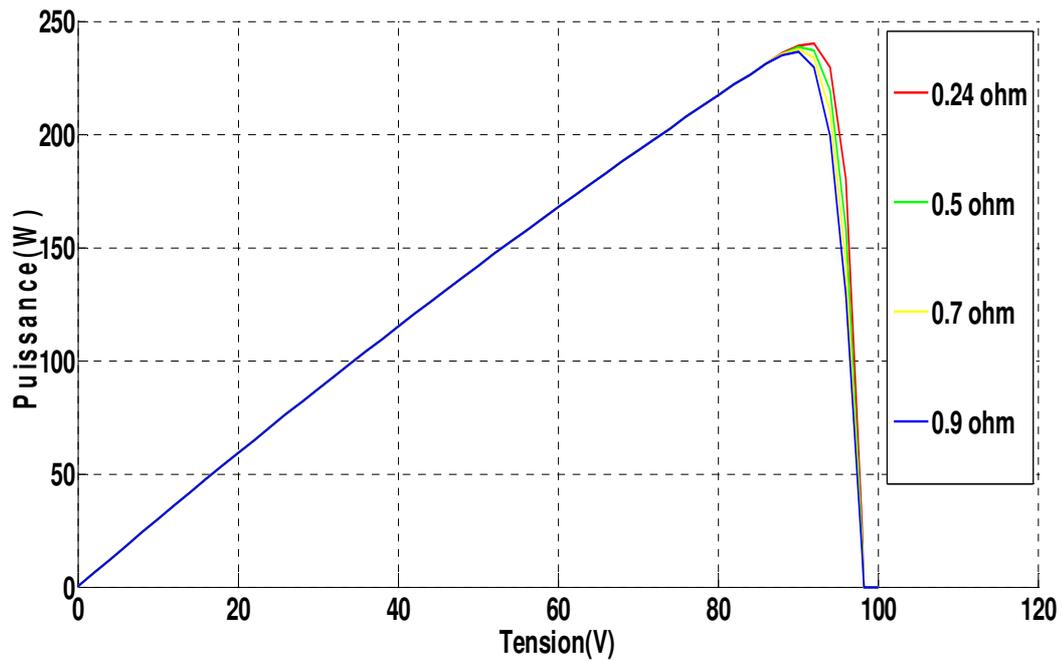


Fig. I.20 : Effet de la résistance série sur la caractéristique P-V.

I.5.4 Influence de la résistance parallèle R_{Sh} :

La résistance shunt est généralement très élevée, si elle est trop faible, elle aura un impact sur la tension de circuit ouvert de la cellule ; en outre, une cellule ne donnera plus de tension sous faible éclairement.

La figure I.21 montre que l'influence est une augmentation de la pente de la courbe I -V du panneau dans la zone correspondante à un fonctionnement comme une source de courant. [8].

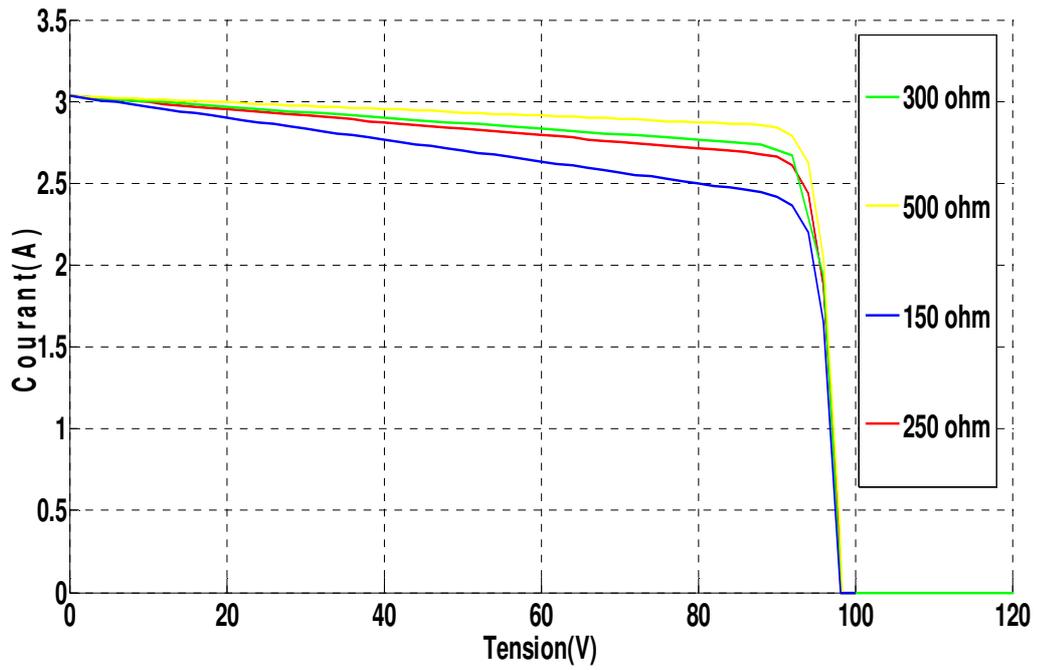


Fig. I.21 : Effet de la résistance parallèle sur la caractéristique I-V.

Sur la figure I.22 on remarque qu'avec l'augmentation de RSh une augmentation de la puissance maximale disponible. [11]

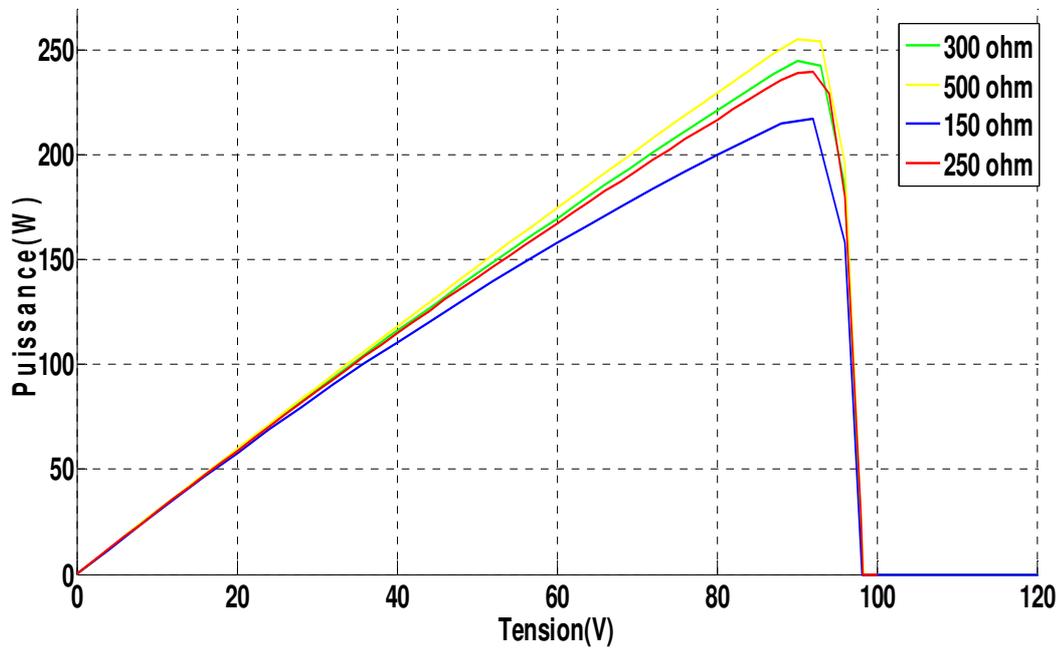


Fig. I.22 : Effet de la résistance parallèle sur la caractéristique P-V.

I.6 Association des cellules photovoltaïques :

I.6.1 Association en série :

Dans un groupement en série, les cellules sont traversées par le même courant et la caractéristique résultante du groupement en série est obtenue par addition des tensions à courant donné.

La figure I.23 montre la caractéristique résultante (I_{scc}, V_{sco}) obtenue en associant en série n_s cellules et puis $2 \times n_s$ identiques [12]. $I_{scc} = I_{cc}$ et $V_{sco} = n_s \cdot V_{co}$

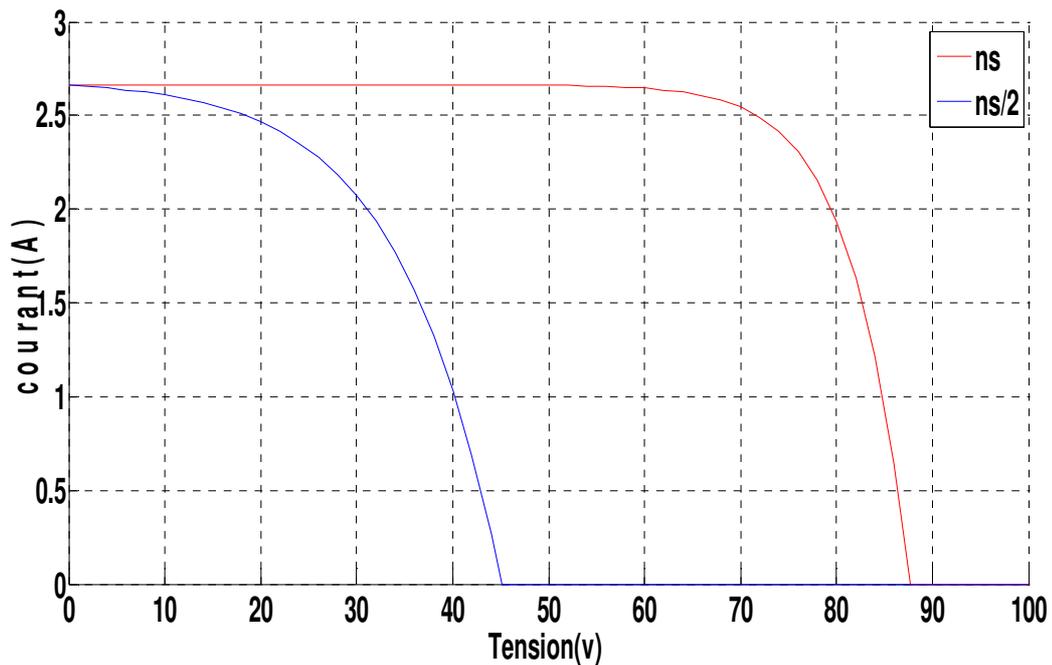


Fig. I.23 : Caractéristique résultante d'un groupement en série des cellules identiques.

I.6.2 Association en parallèle :

Dans un groupement de cellules connectées en parallèle, les cellules sont soumises à la même tension et la caractéristique résultante de groupement est obtenue par addition des courants à tension donnée.

La figure I.24 montre la caractéristique résultante (I_{pcc}, V_{pco}) obtenue en associant en parallèles n_{p1} et puis n_{p2} cellules identiques [12].

$$I_{pcc} = n_p \cdot I_{cc} \text{ et } V_{pco} = V_{co}$$

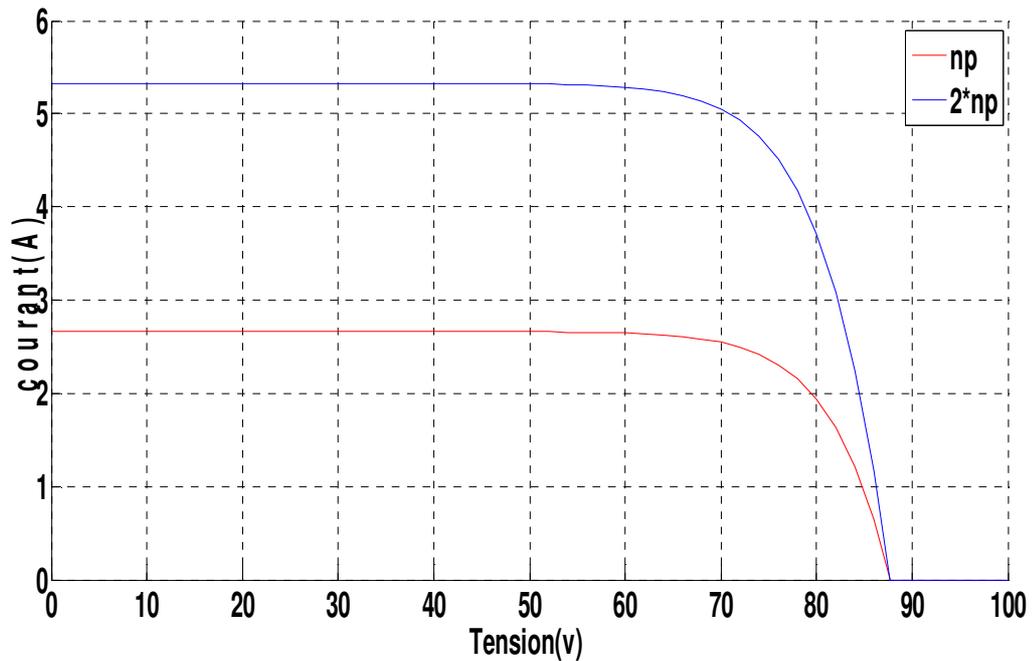


Fig. I.24 : Caractéristique résultante d'un groupement en parallèle des cellules identiques.

I.7 Systèmes photovoltaïques

On ne peut pas considérer les modules photovoltaïques comme simples générateurs d'énergie électrique en remplacement d'un réseau, mais associer étroitement ces modules à un système complet pour une application bien spécifique correspondant à un besoin défini.

Les systèmes photovoltaïques les plus couramment utilisés sont de deux types :

I.7.1 Système photovoltaïque connecté au réseau

Par système ou installation photovoltaïque connecté au réseau, on entend un système dont le générateur photovoltaïque est couplé directement au réseau électrique à l'aide d'un onduleur. L'énergie produite par ce type de système photovoltaïque sera directement injectée dans le réseau, donc il n'aura pas besoin de stockage d'énergie. Ceci a pour conséquence l'élimination du maillon le plus problématique d'un système PV autonome qui sont les batteries. Le synoptique d'un tel système est montré dans la figure ci-après.

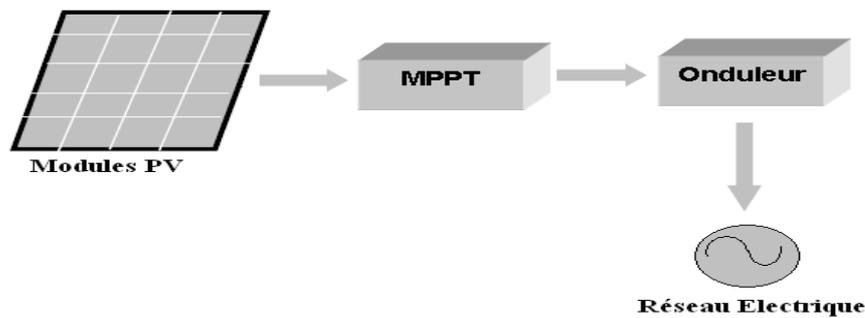


Fig. I.25 Structure d'un système PV connecté au réseau électrique. Les principales composantes de ce type de systèmes sont énumérées ci-après [13]:

- Modules photovoltaïques

Les modules photovoltaïques génèrent un courant continu quand ils reçoivent la lumière du soleil. Ils se composent des cellules photovoltaïques interconnectées en série et/ou en parallèle afin de produire la puissance requise [14].

- MPPT

La puissance produite par le générateur PV dépend de l'éclairement du soleil et de la température de la cellule. Afin de maximiser la puissance produite à n'importe quelle condition de température et d'éclairement, un dispositif appelé Maximum Power Point Tracker est intercalé entre le générateur PV et l'onduleur, ainsi un rendement maximum du system est assuré. La fonction MPPT est assurée par un convertisseur continu –continu (DC/DC) dont l'algorithme de contrôle est déduit des caractéristiques propres (caractéristique $I(V)$) du générateur PV [15].

- Onduleur

L'onduleur est un convertisseur continu– alternatif (DC/AC), il converti le courant continu fournit par les modules PV en courant alternatif.

I.7.2 Système photovoltaïque autonome

Ce type des systèmes photovoltaïques alimente l'utilisateur en énergie sans être connecté au réseau électrique. C'est bien souvent le seul moyen de s'électrifier lorsque le courant du réseau n'est pas disponible comme dans les maisons en site isolé, sur les îles, en montagne, etc....

La structure d'un système photovoltaïque de type autonome est illustrée par le schéma synoptique de la figure ci-dessous [16]:

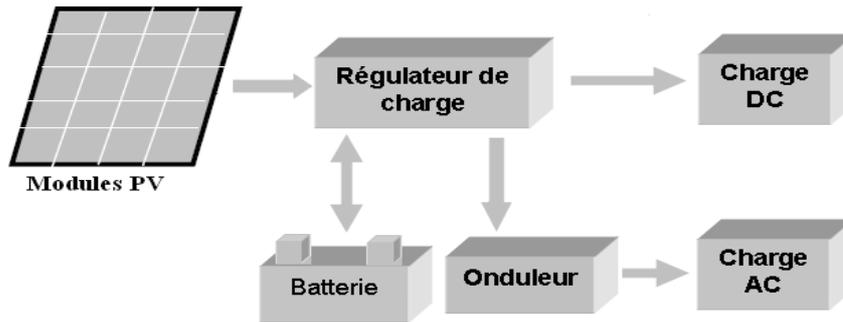


Fig. I.26 Composantes du système PV autonome.

I.8 Avantages et inconvénients de l'énergie photovoltaïque

I.8.1 Avantages

- ♦ D'abord une haute fiabilité. L'installation ne comporte pas de pièces mobiles qui la rend particulièrement appropriée aux régions isolées. C'est la raison de son utilisation sur les engins spatiaux ;
- ♦ le caractère modulaire des panneaux photovoltaïques permet un montage simple et adaptable à des besoins énergétiques divers. Les systèmes peuvent être dimensionnés pour des applications de puissances allant du milliwatt au Mégawatt.
- ♦ Le coût de fonctionnement est très faible vu les entretiens réduits et il ne nécessite ni combustible, ni son transport, ni personnel hautement spécialisé.
- ♦ La technologie photovoltaïque présente des qualités sur le plan écologique car le produit fini est non polluant, silencieux et n'entraîne aucune perturbation du milieu, si ce n'est par l'occupation de l'espace pour les installations de grandes dimensions.

III.8.2 Inconvénients

- ♦ La fabrication du module photovoltaïque relève de la haute technologie et requiert des investissements d'un coût élevé ;
- ♦ Le rendement réel de conversion d'un module est faible, de l'ordre de 10-15 % avec une limite théorique pour une cellule de 28%. Les générateurs photovoltaïques ne sont compétitifs par rapport aux générateurs diesel que pour des faibles demandes d'énergie en régions isolées ;
- ♦ Lorsque le stockage de l'énergie électrique sous forme chimique (batterie) est nécessaire, le coût du générateur est accru ;
- ♦ Le stockage de l'énergie électrique pose encore de nombreux problèmes.

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons montré que les semi-conducteurs à base de nitrures (In,Ga,N) possèdent des caractéristiques et des propriétés très importantes pour la fabrication des cellules solaires et en suite les panneaux solaires, ensuite nous avons présenté les caractéristiques d'un générateur photovoltaïque pour bien comprendre son fonctionnement pour tout changement climatique (température, insolation) et pour le changement de sa configuration (R_s , R_{sh} , N_s , N_p). ainsi on a présenté les systèmes photovoltaïques, et leurs avantages et inconvénients.

CHAPITRE II

MODELISATION D'UN GPV

II.1 Introduction :

Un générateur photovoltaïque (GPV) ou module est constitué d'un ensemble de cellules photovoltaïques élémentaires montées en série et/ou parallèle afin d'obtenir de caractéristiques électriques désirées tels que la puissance, le courant de court-circuit ou la tension en circuit ouvert.

Pour trouver le modèle du générateur photovoltaïque (GPV), il faut tout d'abord retrouver le circuit électrique équivalent à cette source. De nombreux modèles mathématiques, ont été développés pour représenter leur comportement très fortement non linéaire qui résulte de celui des jonctions semi-conductrices qui sont à la base de leurs réalisations .

On rencontre dans la littérature plusieurs modèles du générateur photovoltaïque qui diffèrent entre eux par la procédure et le nombre de paramètres intervenants dans le calcul de la tension et du courant finals du générateur photovoltaïque .

II.2 Modélisation du générateur photovoltaïque :

En ce qui concerne la modélisation des capteurs PV, l'étude bibliographique a fait ressortir qu'il existe deux approches. La première nécessite d'effectuer des mesures sur le capteur PV une fois installé. C'est le cas des modèles 'Sandia' [5] et Cenerg'[5]. La deuxième approche consiste à se baser uniquement sur les données fournies par les constructeurs, ce qui est le cas du modèle 'Madison' [5].

Dans notre travail, on a choisi le modèle 'Cenerg'.

II.2.1 Modèle électrique d'un Générateur photovoltaïque :

Le schéma électrique équivalent du générateur photovoltaïque est réduit en un schéma bloc (Figure. II.1).

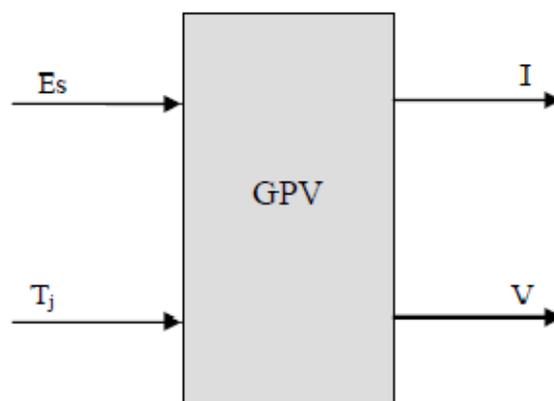


Figure. II.1 : Schéma block du générateur photovoltaïque [4].

On présentera deux modèles du GPV à savoir [6]:

- *Modèle à une diode.*

- *Modèle à deux diodes.*
- *Modèle polynomial.*

II.2.1.1 Modèle à une seule diode :

C'est le modèle le plus cité dans la littérature, le module photovoltaïque est caractérisé par son schéma électrique équivalent qui se compose d'une source de courant qui modélise la conversion du flux lumineux en énergie électrique, une résistance shunt R_{sh} est une conséquence de l'état le long de la périphérie de la surface de la cellule, une résistance série R_s représentant les diverses résistances de contacte et de connexions, une diode en parallèle qui modélise jonction PN [7].

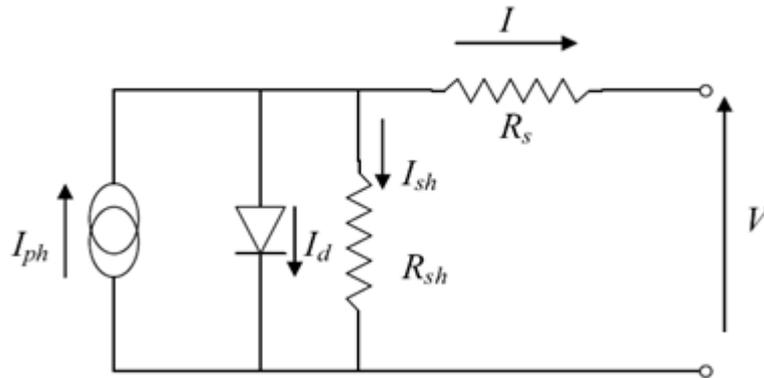


Figure. II.2 : Schéma équivalent d'un modèle à une diode.

Le courant généré par le module est donné par la loi de Kirchhoff :

$$I = I_{ph} - I_d - I_{sh} \quad (II.1)$$

Avec :

I : Le courant délivré par le module.

I_{ph} : Photo courant, I_d : Courant de diode, I_{sh} : Le courant shunt.

Le courant I_{ph} est directement dépendant des rayonnements solaires E_G et de la température de la cellule T_j , est donné par la relation suivante :

$$I_{ph} = P_1 \cdot E \cdot \left[1 + P_2 \cdot (E - E_{ref}) + P_3 \cdot (T_j - T_{ref}) \right] \quad (II.2)$$

La température de la cellule peut être calculée comme suit :

$$T_j = T_a + E \cdot \left(\frac{N_{oct} - 20}{800} \right) \quad (II.3)$$

Où :

T_a : Température ambiante.

N_{oct} : Condition de température nominale de fonctionnement de la cellule qui est donnée par le constructeur (45°C).

Le courant de la diode est donné par :

$$I_d = I_s \cdot \left[\exp \left(\frac{q(V+R_s \cdot I)}{A \cdot n \cdot k \cdot T_j} \right) - 1 \right] \quad (II.4)$$

Avec :

$$I_s = P_4 \cdot T_j^3 \cdot \exp \left(- \frac{E_g}{k \cdot T_j} \right) \quad (II.5)$$

Le courant de la résistance shunt est calculé par :

$$I_{sh} = \frac{V+R_s \cdot I}{R_{sh}} \quad (II.6)$$

Le courant total est donné par :

$$I = P_1 \cdot E \cdot \left[1 + P_2(E - E_{ref}) + P_3(T_j - T_{ref}) \right] - \left[P_4 \cdot T_j^3 \cdot \exp \left(- \frac{E_g}{k T_j} \right) \right] \cdot \left[\exp \left(\frac{q \cdot (V + R_s \cdot I)}{A n k T_j} \right) - 1 \right] \frac{V + R_s \cdot I}{R_{sh}} \quad (II.7)$$

Avec :

E : irradiation solaire, E_{ref} : irradiation de référence 1000 W/m² ;

P_1, P_2, P_3, P_4 : Paramètres à déterminer expérimentalement ;

T_j : température de la cellule, T_{ref} : température de référence 25°C ;

E_g : Energie de gap pour le silicium cristalline 1.12 eV ;

A : Facteur d'idéalité de la jonction, n : nombre de cellules en séries dans un module 72 ;

R_s : Résistance série, R_{sh} : Résistance shunt ;

Les paramètres P_i, R_s, R_{sh} du module InGaN/GaN , pour le modèle à une diode déterminés par les algorithmes génétiques sont donnés sur le tableau II.1:

P_1	0.0029
P_2	0.0009

P_3	0.0004
P_4	835.584
R_{sh}	250
R_s	0.24
A	0.7874

Tableau II.1: Paramètres du modèle à une diode [4]

q : La charge d'électron $1,602 \cdot 10^{-19}C$, k : Constant de Boltzmann $1,38 \cdot 10^{-23} J/K$.

II.2.1.2 Modèle à deux diodes :

Le module photovoltaïque est représenté par son schéma électrique équivalent (Fig. II.3 .) qui se compose d'une source de courant modélisent le flux lumineux, les pertes sont modélisé par deux résistances, une résistance shunt R_{sh} , une résistance série R_s et deux diodes pour la polarisation de la cellule et le phénomène de la recombinaison des porteurs minoritaires [8], [9].

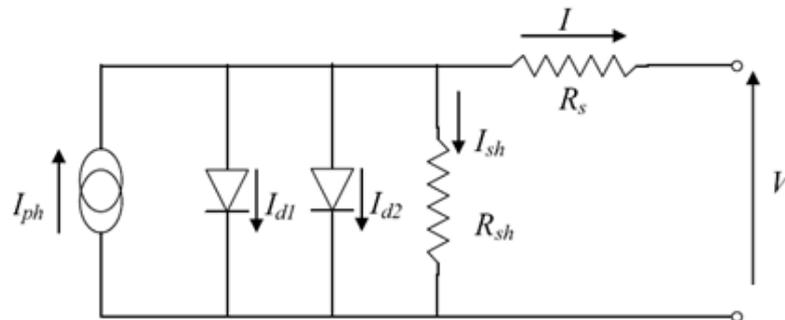


Figure. II.3 : Schéma équivalent d'un modèle à deux diodes.

Le courant généré par le module est donné par :

$$I = I_{ph} - (I_{d1} + I_{d2}) - I_{sh} \quad (II.8)$$

Avec :

$$I_{d1} = I_{01} \cdot \left[\exp \left(\frac{q(V+R_s \cdot I)}{A \cdot n \cdot k \cdot T_j} \right) - 1 \right] \quad (II.9)$$

$$I_{d2} = I_{02} \cdot \left[\exp \left(\frac{q(V+R_s \cdot I)}{2 \cdot A \cdot n \cdot k \cdot T_j} \right) - 1 \right] \quad (II.10)$$

$$I_{01} = P_{04} \cdot T_j^3 \cdot \exp \left(- \frac{E_g}{k \cdot T_j} \right) \quad (II.11)$$

$$I_{02} = P_{14} \cdot T_j^3 \cdot \exp \left(- \frac{E_g}{2 \cdot k \cdot T_j} \right) \quad (II.12)$$

I_p et I_{sh} garderont les mêmes expressions que celles du modèle à une diode.

Le courant total s'écrit :

$$I = P_1 \cdot E \cdot \left[1 + P_2(E - E_{ref}) + P_3(T_j - T_{ref}) \right] - \frac{V + R_s \cdot I}{R_{sh}} - \left[P_{04} \cdot T_j^3 \cdot \exp\left(-\frac{E_g}{k \cdot T_j}\right) \right] \cdot \left[\exp\left(\frac{q \cdot (V + R_s \cdot I)}{A \cdot n \cdot k \cdot T_j}\right) - 1 \right] - \left[P_{14} \cdot T_j^3 \cdot \exp\left(-\frac{E_g}{2 \cdot k \cdot T_j}\right) \right] \cdot \left[\exp\left(\frac{q \cdot (V + R_s \cdot I)}{2 \cdot A \cdot n \cdot k \cdot T_j}\right) - 1 \right] \quad (II.13)$$

II.2.1.3 Modèle polynomial [4]:

Ce modèle simplifié nous permet de représenter la puissance maximale d'un groupe de panneaux photovoltaïques pour un ensoleillement et une température donnée, mais cette fois-ci avec seulement trois paramètres à déterminer.

La caractéristique du modèle est donnée comme suit:

$$P_{Gmax} = P_1 * \left[1 + P_2 * (T_j - T_{jref}) \right] \cdot (P_3 + E_s) \quad (II.14)$$

Avec:

- ✚ P1 compris entre 0,95 et 1,06 (0,095 à 0,105 pour un panneau).
- ✚ P2 égale à $-(0,47\%)/^{\circ}C$ est la dérive en température de panneaux.
- ✚ P3 est un paramètre rajouté empiriquement à la caractéristique du fabricant pour obtenir des résultats bien plus satisfaisants .

II.3 Conclusion :

Dans ce chapitre on a présenté les trois modèles les plus employés, notre attention a été attiré à celui à une seule diode qui est le plus utilisé, Dans les chapitres suivants nous allons Détaillé ce modèle.

CHAPITRE III

TECHNIQUE DE POURSUITE DU POINT DE PUISSANCE MAXIMALE

III.1 Introduction :

Le branchement d'une charge à un générateur photovoltaïque est le mode de couplage le plus simple qui soit. Le point de fonctionnement dans ce cas se situe à l'intersection de la droite de charge et de la caractéristique (I - V) du générateur. Ce point ne peut pas coïncider avec le point de puissance maximale ; il s'ensuit une perte de puissance maximale du système.

Ce problème peut être résolu soit par le changement de configuration du générateur photovoltaïque, soit par l'adjonction d'un dispositif de recherche de point de puissance maximale placé entre le générateur et la charge pour assurer l'adaptation d'impédance.

Dans ce chapitre, nous allons traiter la technique la plus utilisée pour la recherche de point de puissance maximale (*maximum power point : MPP*) du générateur photovoltaïque.

III.2 Connexion directe source-charge :

Dans le cas d'une connexion directe le point de fonctionnement du GPV dépend de l'impédance de la charge à laquelle il est connecté. La figure *IV.1* montre ce cas de montage.

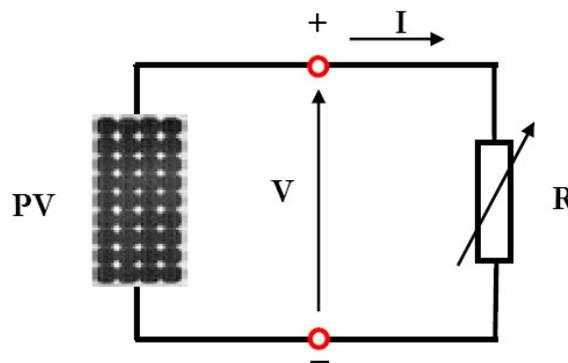


Figure III.1 : Connexion directe d'un GPV-charge.

L'inconvénient de cette configuration est qu'elle n'offre aucun type de limitation et/ou réglage de la tension. Le transfert de P_{max} disponible aux bornes du GPV vers la charge n'est pas non plus garanti.

Trois types de charges DC typiques existent : une charge purement résistive, une charge de type source de tension et une charge de type source de courant. Sur la figure IV.2 , nous avons représenté les caractéristiques I(V) et P(V) d'un générateur PV ainsi que les caractéristiques I(V) des trois types de charges.

Tout d'abord, nous pouvons identifier le point de fonctionnement où la puissance fournie par le générateur est maximale pour un courant optimal et une tension optimale. Ce point est nommé MPP. Ensuite, nous remarquerons le point d'intersection entre les caractéristiques I(V) du générateur et celles des trois types de charges [17] :

- 1) point A pour une charge en source de courant,
- 2) point B pour une charge résistive,
- 3) point C pour une charge de type source de tension,

Pour ces trois points, la puissance fournie par le générateur est respectivement P1, P2 et P3, que, comme l'illustre la Figure IV.2 , correspondent à des valeurs de puissance inférieures à la puissance maximale disponible.

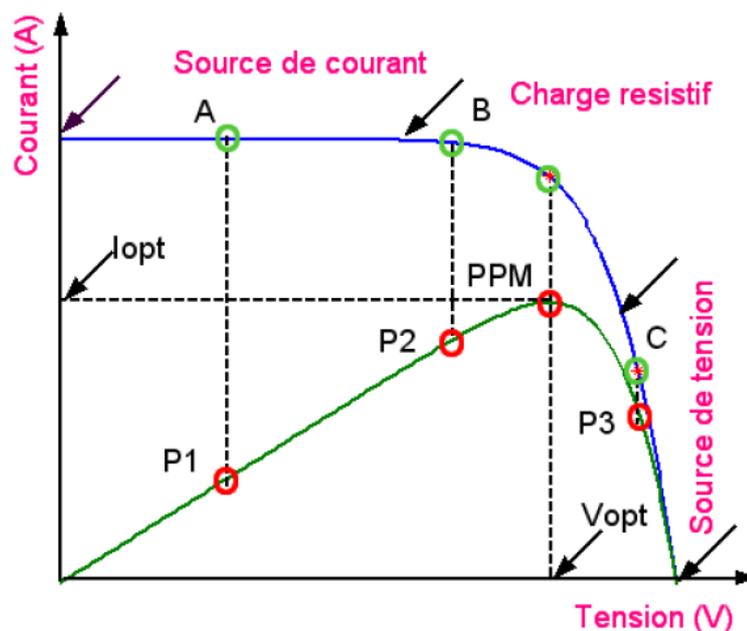


Figure. III.2 : Points de fonctionnement d'un GPV en fonction de la charge.

Dans ce qui suit on va utiliser comme charge une résistance $R=100\Omega$.

III.3 Introduction d'un étage d'adaptation :

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe II.2, un générateur PV présente des caractéristiques $I(V)$ non linéaires avec des PPM. La production de puissance varie fortement en fonction de l'éclairement, de la température, mais aussi du vieillissement global du système. De plus, selon les caractéristiques de la charge sur laquelle le générateur PV débite, nous pouvons trouver un très fort écart entre la puissance potentielle du générateur et celle réellement transférée à la charge en mode connexion directe. Afin d'extraire à chaque instant le maximum de puissance disponible aux bornes du générateur PV et de la transférer à la charge, la technique adoptée classiquement consiste à utiliser un étage d'adaptation entre le générateur PV et la charge comme décrit dans la figure III.3 ci-dessous. Cet étage joue le rôle d'interface entre les deux éléments en assurant, à travers une action de contrôle, le transfert du maximum de puissance fournie par le générateur pour qu'elle soit la plus proche possible de la puissance maximale disponible [18].

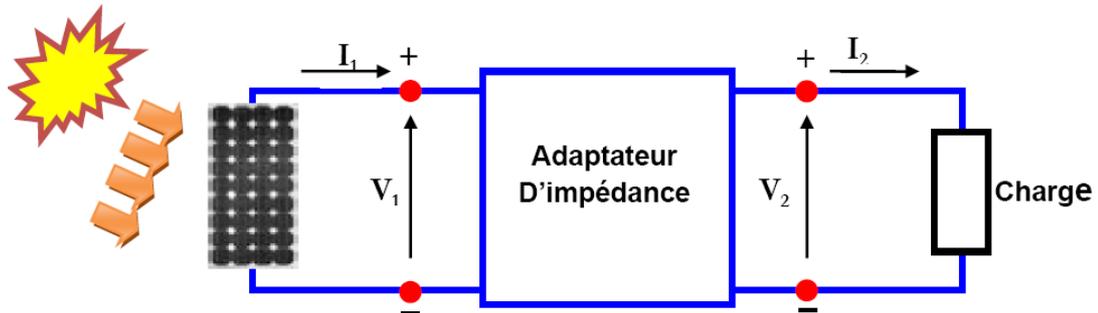


Figure. III.3 : Etage d'adaptation d'un générateur PV – charge.

III.3.1. Convertisseur Continu-Continu (DC/DC) (Hacheurs) [19] [20][21]:

Les hacheurs sont des convertisseurs statiques continu-continu permettant de générer une source de tension continue variable à partir d'une source de tension continue fixe.

La

figure (III.4) rappelle le schéma de principe d'un hacheur.

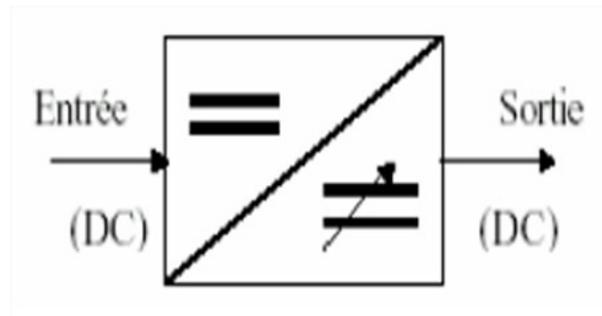


Figure IV.4 : Schéma de principe du hacheur.

Le hacheur se compose de condensateurs, d'inductances et de commutateurs. Tous ces dispositifs dans le cas idéal ne consomment pas de puissance, c'est la raison pour laquelle les hacheurs ont de bons rendements.

Généralement le commutateur est un transistor MOSFET qui est un dispositif semiconducteur en mode (bloqué-saturé).

Si le dispositif semi-conducteur est bloqué, son courant est zéro d'où sa dissipation de puissance est nulle. Si le dispositif est dans l'état saturé, la chute de tension à ses bornes sera presque zéro et par conséquent la puissance perdue sera très petite .

Comme le montre la figure III.5 pendant le fonctionnement du hacheur, on ferme le commutateur avec un temps de fermeture égal à $d \cdot T_s$ et on l'ouvre dans un temps d'ouverture $(1 - d)T_s$, où:

T_s est la période de commutation qui est égale à $\frac{1}{f_s}$

d le rapport cyclique du commutateur ($d \in [0, 1]$).

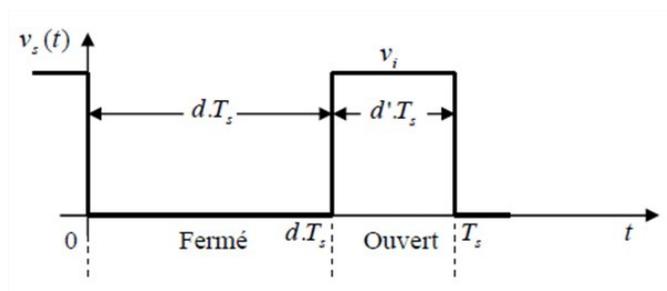


Figure III.5 : Tension $V_s(t)$ idéale du commutateur, le rapport cyclique d et période de commutation T_s .

III.3.1.1 Hacheur dévolteur « Buck Converter » :

La figure III.6 présente le convertisseur buck ou convertisseur dévolteur (abaisseur de tension) ou hacheur série. Son rôle principal est de convertir sa tension d'entrée en une tension de sortie inférieure. Son rapport de conversion $M=V_0/V_i$ varie avec le rapport cyclique d du commutateur.

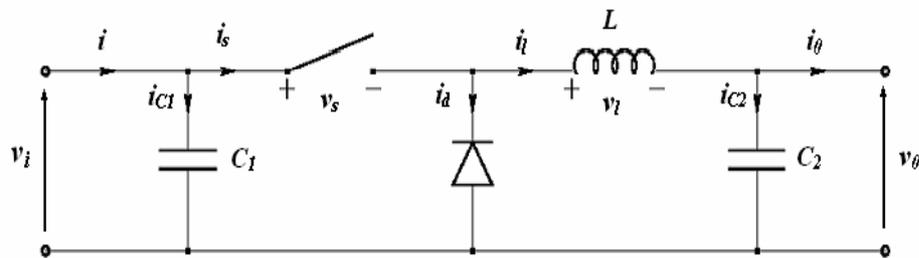


Figure III.6 : Circuit idéal d'un convertisseur Buck.

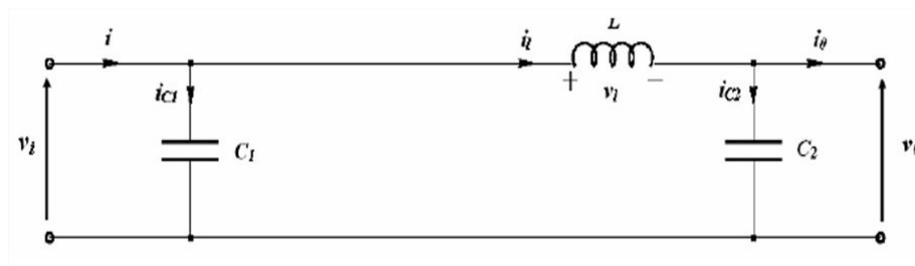


Figure III.7 : Circuit équivalent du convertisseur Buck quand $t \in [0, d.T_s]$; commutateur ferme.

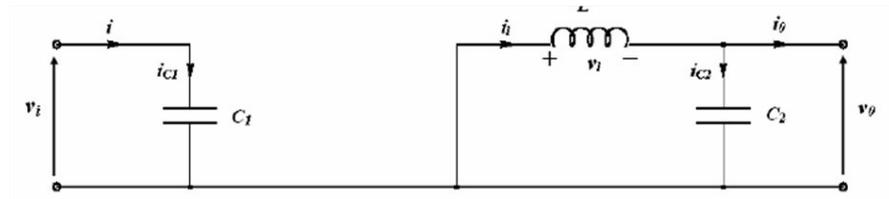


Figure III.8 : Circuit équivalent du convertisseur Buck quand $t \in [d.T_s, T_s]$; commutateur ouvert.

Quand le commutateur est fermé (Figure III.7) c.à.d. $t \in [0, d.T_s]$ la diode se bloque et un courant circulera dans la charge à travers l'inductance. Dès que le commutateur sera ouvert $t \in [d.T_s, T_s]$, la source et la charge ne sont plus en contact durant cette phase. La diode sera saturée et l'inductance maintiendra le courant dans la charge, (Figure III.8).

III.3.1.1.1 Modèle mathématique du circuit équivalent :

Pour avoir le modèle mathématique du convertisseur dévolteur, on l'analyse pour les deux états de commutation (commutateur ouvert et fermé).

La figure III.7 montre le circuit équivalent du convertisseur buck avec le commutateur fermé. La figure I.16 représente le convertisseur buck avec le commutateur ouvert pendant un intervalle de temps $\hat{d}.T_s$ ou \hat{d} est défini comme suit :

$$\hat{d} = 1 - d \quad (\text{III.1})$$

1- Quand le commutateur est fermé (figure III.7) (c.à.d. $t \in [0, d.T_s]$), on a les équations suivantes :

$$i_{c1}(t) = C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_l(t) \quad (\text{III.2})$$

$$i_{c2}(t) = C_2 \frac{dv_0(t)}{dt} = i_l(t) - i_0(t) \quad (\text{III.3})$$

$$v_l(t) = L \frac{di_l(t)}{dt} = v_i(t) - v_0(t) \quad (\text{III.4})$$

2- Quand le commutateur est ouvert $t \in [d.T_s, T_s]$, (Figure III.8). On a les équations suivantes :

$$i_{c1}(t) = C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) \quad (\text{III.5})$$

$$i_{c2}(t) = C_2 \frac{dv_0(t)}{dt} = i_l(t) - i_0(t) \quad (\text{III.6})$$

$$v_l(t) = L \frac{di_l(t)}{dt} = -v_0(t) \quad (\text{III.7})$$

C'est les équations de base utilisées pour obtenir tous les modèles mathématique qui décrivent les différentes propriétés du convertisseur Buck.

III.3.1.1.2 Approximation des Petites ondulations :

Chaque variable des équations (III.2) à (III.7) a une composante continue plus une composante harmonique. Cela peut être exprimé en générale par :

$$x(t) = X + x_{ond}(t) \quad (\text{III.8})$$

Ou : X représente la composante continue du signal $x(t)$, qui est égale à sa valeur moyenne $\langle x(t) \rangle$, tandis que x_{ond} est la composante alternative du signal.

L'amplitude des ondulations est très petite par rapport à la composante continue

$$|x_{ond}(t)| \ll X \quad (\text{III.9})$$

Pour cela les ondulations peuvent être négligées et le signal peut être approximé par sa composante continue :

$$x(t) \cong X = \langle x(t) \rangle \quad (\text{III.10})$$

Cette approximation s'appelle *approximation des petites ondulations* ou *l'approximation des ondulations linéaire* ; elle facilite beaucoup l'analyse mathématique des hacheurs.

Les équations (III.2) à (III.7) pour dT_s deviennent alors :

$$i_{c1} = I - I_l \quad (\text{III. 11})$$

$$i_{c2} = I_l - I_0 \quad (\text{III. 12})$$

$$v_l = V_i - V_0 \quad (\text{III. 13})$$

Et similairement pour $d'T_s$

$$i_{c1} = I \quad (\text{III. 14})$$

$$i_{c2} = I_l - I_0 \quad (\text{III. 15})$$

$$v_l = -V_0 \quad (\text{III. 16})$$

III.3.1.1.3 Etude du régime continue :

Les valeurs de la composante continue de la tension d'inductance et du courant de condensateur sont définies comme la moyenne de leur signal original :

$$V_l = \langle v_l \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_l(t) dt \quad (\text{III. 17})$$

$$i_c = \langle i_c \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_c(t) dt \quad (\text{III. 18})$$

Utilisant la relation $v_i = L \frac{di_l}{dt}$ et $i_c = C \frac{dv_c}{dt}$ on obtient :

$$i_l(T_s) - i_l(0) = \frac{1}{L} \int_0^{T_s} v_l(t) dt \quad (\text{III. 19})$$

$$v_c(T_s) - v_c(0) = \frac{1}{C} \int_0^{T_s} i_c(t) dt \quad (\text{III. 20})$$

Si on suppose qu'on est à l'état d'équilibre (permanent), les valeurs initiales et finales

pendant une période de commutation doivent être égales

$$i_l(t + T_s) = i_l(t) \quad (\text{III. 21})$$

$$v_c(t + T_s) = v_c(t) \quad (\text{III. 22})$$

Ces conditions s'appellent *inductor volt-second balance* et *capacitor charge balance*

respectivement .Il est maintenant possible de réécrire les équations (III. 19) et (III. 20) comme suit:

$$\frac{1}{L} \int_0^{T_s} v_l(t) dt = 0 \quad (\text{III. 23})$$

$$\frac{1}{C} \int_0^{T_s} i_c(t) dt = 0 \quad (\text{III. 24})$$

En comparant les équations (III. 23) et (III. 24), avec les définitions des valeurs moyennes de v_l et i_c dans (III. 17) et (III. 18), il est évident que les valeurs de la composante continue pour

la tension d'inductance et le courant de condensateur doivent être nulles :

$$V_l = \langle v_l \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_l(t) dt = 0 \quad (\text{III. 25})$$

$$i_c = \langle i_c \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_c(t) dt = 0 \quad (\text{III. 26})$$

En employant cette conclusion et en appliquant la relation de la valeur moyenne (IV. 10)

sur les systèmes d'équations (IV.2) à (IV.7), on obtient les équations qui régissent le système

sur une période entière :

$$\begin{cases} i_0 = i_l - C_2 \frac{dv_0}{dt} & (\text{III. 27}) \\ i_l = \frac{1}{d} \left(i - C_1 \frac{dv_i}{dt} \right) & (\text{III. 28}) \\ v_i = \frac{1}{d} \left(v_o - L \frac{di_l}{dt} \right) & (\text{III. 29}) \end{cases}$$

III.3.1.1.4 Le rapport de conversion :

Les équations (III. 13) et (III. 16) qui explicitent la tension aux bornes de l'inductance dans les deux périodes de fermeture et d'ouverture du commutateur, utilisant l'approximation des petites ondulations, donnent la figure **III.9**.

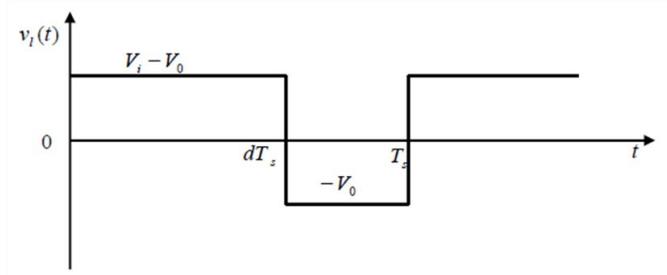


Figure III.9 : *Forme d'onde de la tension d'inductance $v_i(t)$ pour un hacheur dévolteur.*

L'expression de la tension moyenne d'inductance peut être facilement dérivée de la forme d'onde de la figure **IV.9** d'après la condition qui s'appelle *inductor volt-second balance* et *capacitor charge balance* la tension moyenne d'inductance est égale à zéro en régime permanent donc:

$$\langle v_i(t) \rangle = d(V_i - V_0) + \hat{d}(-V_0) = 0 \quad (\text{III. 30})$$

En utilisant les équations (III. 11), (III. 12) et (III. 14), (III. 15) et en appliquant le principe de *capacitor charge balance* (l'équilibre des charges capacitives) on obtient les expressions

suivantes pour les courants moyens du condensateur :

$$\langle v_i(t) \rangle = d(V_i - V_0) + \hat{d}(-V_0) = 0 \quad (\text{III. 31})$$

$$\langle i_{c1}(t) \rangle = d(I - I_l) + \hat{d}I = 0 \quad (\text{III. 32})$$

$$\langle i_{c2}(t) \rangle = d(I_l - I_0) + \hat{d}(I_l - I_0) = 0 \quad (\text{III. 33})$$

L'avantage de la combinaison de (III. 30) et (III. 33) avec (III.1) mène à trois équations simples qui décrivent les caractéristiques du courant continu à l'état d'équilibre d'un hacheur dévolteur

$$dV_i = V_0 \quad (\text{III. 34})$$

$$I = dI_l \quad (\text{III. 35})$$

$$I_l = I_0 \quad (\text{III. 36})$$

A partir de l'équation (IV. 37), le rapport de conversion de hacheur dévolteur est donné par la forme suivante :

$$M(d) = \frac{V_0}{V_i} = d \quad (\text{III. 37})$$

La figure (III.10) illustre cette relation linéaire.

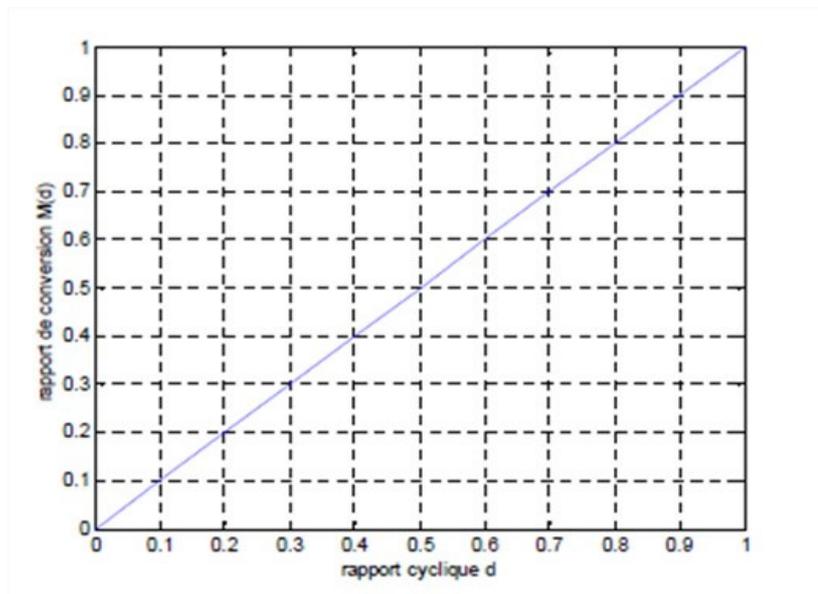


Figure III.10 : Rapport de conversion M en fonction du rapport cyclique d pour un convertisseur dévolteur.

L'équation (III. 37) qui montre bien que le convertisseur Buck est un abaisseur de tension, car la tension de sortie du convertisseur est égale à la tension d'entrée multipliée par un coefficient qui varie dans l'intervalle $[0,1]$.

III.1.1.5 Détermination des ondulations des courants et des tensions :

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

En utilisant la relation $v_l = L \frac{di_l}{dt}$ et l'équation (IV. 13), qui est obtenue en utilisant la méthode de l'approximation des petites ondulations, on obtient les expressions suivantes :

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{v_l}{L} \approx \frac{V_i - V_0}{L} \quad (\text{III. 38})$$

Où $\frac{di_l}{dt}$ représente la pente du courant d'inductance pendant la première période de fonctionnement dT_s .

Pour $d'T_s$ et avec (IV. 16) l'équation devient:

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{v_l}{L} \approx \frac{-V_0}{L} \quad (\text{III. 39})$$

Comme le montre les équations (IV. 38) et (IV. 39), l'approximation des petites ondulations mène à une expression linéaire de la pente de l'ondulation du fonctionnement, d'où sa dénotation alternative *approximation des ondulations linéaire*.

A partir de la relation linéaire de $\frac{di_l}{dt}$ (IV. 38), la valeur crête à crête des ondulations de courant est facilement dérivée :

$$i_{lcc} = 2\Delta i_l = \frac{V_i - V_o}{L} dT_s \quad (\text{III. 40})$$

Etant donné que le convertisseur est supposé en équilibre. Il n'y a pas de différences si

on choisit dT_s ou $d'T_s$ pour déterminer l'amplitude des ondulations.

L'équation (IV. 40) peut être maintenant résolue pour l'inductance L de façon à ce que

l'amplitude d'ondulation du courant désiré peut être accomplie :

$$L = \frac{V_i - V_o}{2\Delta i_l} dT_s \quad (\text{III. 41})$$

Pour obtenir l'ondulation de tension de sortie désirée, une approche similaire peut être

utilisée. Avec la relation $i_{c2} = C_2 \frac{dv_{c2}}{dt}$ et l'approximation des petites ondulations (III. 12) les

équations suivantes sont obtenues

$$\frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{i_{c2}}{C_2} \approx \frac{I_l - I_o}{C_2} \quad (\text{III. 42})$$

Où: $\frac{dv_{c2}}{dt}$ est la pente de l'ondulation de la tension de sortie pendant l'intervalle de Temps dT_s . Cela mène à l'ondulation de la tension de sortie crête à crête :

$$v_{occ} = 2\Delta v_0 = \frac{I_l - I_o}{C_2} dT_s \quad (\text{III. 43})$$

Avec Δv_0 : l'amplitude de l'ondulation de la tension de sortie.

En résolvant (III. 43) pour C_2 on obtient une expression qui peut être utilisée pour choisir

C_2 comme la fonction désirée de l'ondulation de la tension de sortie :

$$C_2 = \frac{I_l - I_o}{2\Delta v_0} dT_s \quad (\text{III. 44})$$

III.3.1.2 Hacheur survolteur « Boostconverter » :

Les principes de *l'approximation des petites ondulations* avec le principe connu sous le nom de : *inductor volt second balance* et *capacitor charge balance* qui ont été introduits dans la section III.3.1.1, sont utilisés pour n'importe quel commutateur de convertisseur pour obtenir les courants et les tensions désirés de son état permanent.

Le convertisseur boost ou hacheur parallèle connu par le nom d'élévateur de tension, est donné par la figure (III.11). En premier temps dT_s , figure (III.12), le transistor est fermé, le courant dans l'inductance croît progressivement, au fur et à mesure elle emmagasine de l'énergie, jusqu'à la fin de la première période, le transistor s'ouvre et l'inductance L s'oppose à la diminution du courant I_L , ainsi elle génère une tension qui s'ajoute à la tension de source, qui s'applique sur la charge à travers la diode.

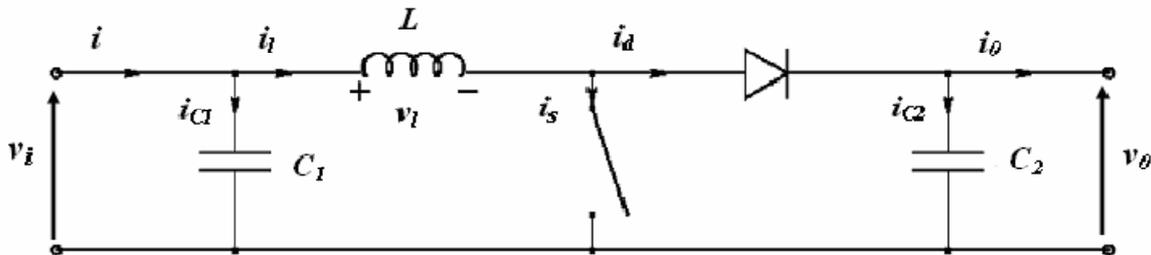


Figure III.11 : Circuit idéal du hacheur survolteur.

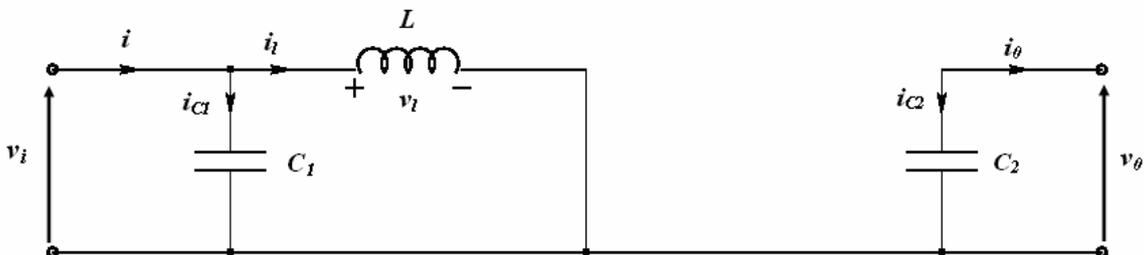


Figure III.12 : Circuit équivalent du hacheur survolteur au temps de fermeture dT_s

de
commutateur.

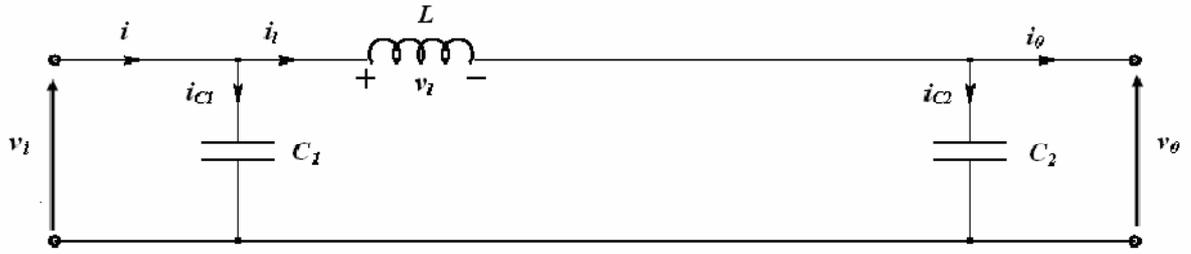


Figure III.13 : Circuit équivalent du hacheur survolteur au temps d'ouverture de commutateur dT_s .

III.3.1.2.1 Modèle mathématique du circuit équivalent :

La figure **III.11** représente le modèle équivalent de l'hacheur survolteur.

1- Quand le commutateur est fermé (figure **IV.12**) (c.à.d $t \in [0, d.T_s]$), on a les équations

suivantes :

$$i_{c1}(t) = C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_l(t) \quad (\text{III. 45})$$

$$i_{c2}(t) = C_2 \frac{dv_0(t)}{dt} = -i_o(t) \quad (\text{III. 46})$$

$$v_l(t) = L \frac{di_l(t)}{dt} = v_i(t) \quad (\text{III. 47})$$

2- Quand le commutateur est ouvert $t \in [d.T_s, T_s]$ (Figure **III.13**). On a les équations

suivantes :

$$i_{c1}(t) = C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_l(t) \quad (\text{III. 48})$$

$$i_{c2}(t) = C_2 \frac{dv_0(t)}{dt} = i_l(t) - i_o(t) \quad (\text{III. 49})$$

$$v_l(t) = L \frac{di_l(t)}{dt} = v_i(t) - v_0(t) \quad (\text{III. 50})$$

III.3.1.2.2 Le rapport de conversion :

L'approximation d'ondulation permet de négliger l'ondulation de commutation dans les signaux du convertisseur et de remplacer la valeur de ces signaux par leurs valeurs moyennes

(III. 10). Ceci simplifie les équations (III. 46):

$$i_{c1} = I - I_l \quad (\text{III. 51})$$

$$i_{c2} = -I_0 \quad (\text{III. 52})$$

$$v_l = V_i \quad (\text{III. 53})$$

Et similairement pour $d'T_s$

$$i_{c1} = I - I_l \quad (\text{III. 54})$$

$$i_{c2} = I_l - I_0 \quad (\text{III. 55})$$

$$v_l = V_i - V_0 \quad (\text{III. 56})$$

Pour trouver les valeurs moyennes de i_{c1} , i_{c2} et v_l pendant toute la durée T_s les équations (IV. 52) et (IV. 55) sont substituées en (IV. 57) et (IV. 57):

$$V_l = \langle v_l \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_l(t) dt = 0 \quad (\text{III. 57})$$

$$i_c = \langle i_c \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_c(t) dt = 0 \quad (\text{III. 57})$$

Comme pour le Buck, en appliquant la relation (III.54) sur les systèmes d'équations (III.55) et (III.56), on trouve le modèle approximé du convertisseur Boost :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_0 = (1 - d)i_l - C_2 \frac{dv_0}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{III. 59})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_l = i - C_1 \frac{dv_i}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{III. 60})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_i = (1 - d)v_o - L \frac{di_l}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{III. 61})$$

En régime permanent :

$$\langle i_{c1}(t) \rangle = d(I - I_l) + \dot{d}(I - I_l) = 0 \quad (\text{III. 62})$$

$$\langle i_{c2}(t) \rangle = d(-I_0) + \dot{d}(I_l - I_0) = 0 \quad (\text{III. 63})$$

$$\langle v_i(t) \rangle = d(-V_0) + \dot{d}(V_i - V_0) = 0 \quad (\text{III. 64})$$

Avec l'équation (III.1) on peut simplifier les équations à une série d'équations qui décrivent les caractéristiques de l'état permanent :

$$V_i = \dot{d}V_0 \quad (\text{III. 65})$$

$$I = I_l \quad (\text{III. 66})$$

$$I_0 = \dot{d}I_l \quad (\text{III. 67})$$

De (III. 65) le rapport de conversion $M(d)$ est donc écrit sous la forme suivante :

$$M(d) = \frac{V_o}{V_I} = \frac{1}{\dot{d}} = \frac{1}{1-d} \quad (\text{III. 68})$$

La figure III.13 illustre cette relation pour le convertisseur boost :

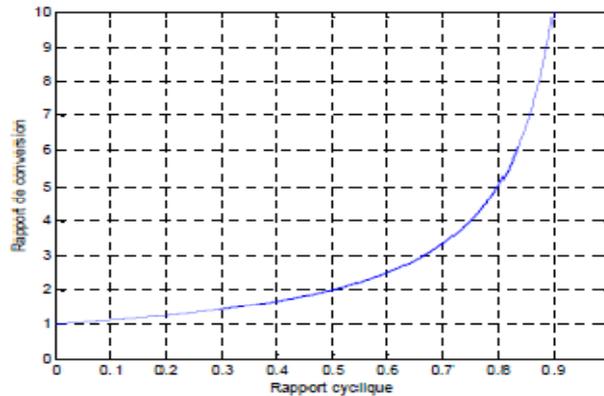


Figure III.14 : Le rapport de conversion M en fonction de d du convertisseur boost.

III.3.1.2.3 Détermination des ondulations des courants et des tensions :

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

$$\frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{i_{c1}}{C_1} \approx \frac{I - I_l}{C_1} \quad (\text{III. 69})$$

$$\frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{i_{c2}}{C_2} \approx \frac{-I_0}{C_2} \quad (\text{III. 70})$$

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{v_l}{L} \approx \frac{-V_i}{L} \quad (\text{III. 71})$$

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

$$v_{icc} = 2\Delta v_i = \frac{I - I_l}{C_1} dT_s \quad (\text{III. 72})$$

$$v_{occ} = 2\Delta v_0 = \frac{-I_o}{C_2} dT_s \quad (\text{III. 73})$$

$$i_{lcc} = 2\Delta i_l = \frac{V_i}{L} dT_s \quad (\text{III. 74})$$

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

$$C_1 = \frac{I - I_l}{2\Delta v_i} dT_s \quad (\text{III. 75})$$

$$C_2 = \frac{-I_o}{2\Delta v_0} dT_s \quad (\text{III. 76})$$

$$L = \frac{V_i}{2\Delta i_l} dT_s \quad (\text{III. 77})$$

III.3.1.3 Hacheur dévolteur-survolteur « Buck-Boostconverter » :

Le convertisseur dévolteur-survolteur combine les propriétés des configurations de dévolteur et de survolteur. Il peut être employé pour transformer idéalement n'importe quelle tension continue d'entrée en n'importe quelle tension continue désirée de sortie.

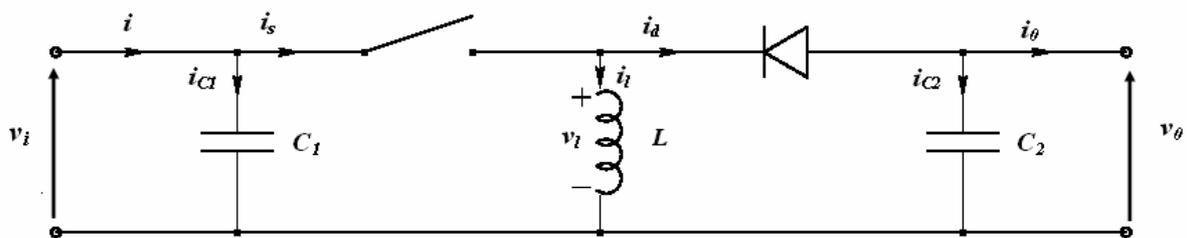


Figure III.15 : Circuit idéal du hacheur dévolteur-survolteur.

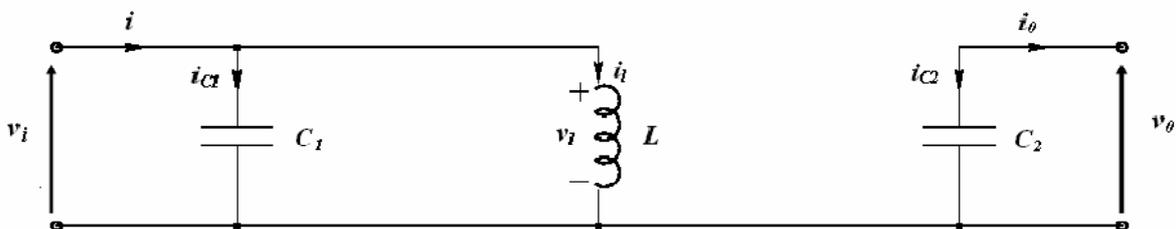


Figure III.16 : Circuit équivalent du hacheur dévolteur-survolteur au temps de fermeture dT_s de commutateur.

III.3.1.3.1 Modèle mathématique équivalent de convertisseur dévolteur-survolteur :

La figure III.15 montre le schéma de circuit équivalent idéal de convertisseur dévolteur survolteur.

Quand le commutateur est fermé, pendant l'intervalle dT_s de la période de commutation T_s , le courant commence à circuler de la source d'entrée jusqu'à la masse à travers l'inductance (figure III.16). Après que le commutateur s'ouvre au début de l'intervalle $d'T$, le courant est maintenu grâce à la nature de l'inductance, mais cette fois il circule à travers la diode et la charge. Puisque le courant est forcé à traverser la charge, la tension de sortie V_o du convertisseur dévolteur-survolteur est négative. La variation du rapport cyclique d changera le rapport de conversion entre la tension d'entrée et la tension de sortie V_i/V_o .

1- L'application de loi de Kirchhoff sur la première période donne les équations suivantes :

$$i_{c1}(t) = C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_l(t) \quad (\text{III. 78})$$

$$i_{c2}(t) = C_2 \frac{dv_o(t)}{dt} = -i_o(t) \quad (\text{III. 79})$$

$$v_l(t) = L \frac{di_l(t)}{dt} = v_i(t) \quad (\text{III. 80})$$

2- Dans la deuxième période $d'T$ à partir de la figure IV.15 on exprime les équations :

$$i_{c1}(t) = C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) \quad (\text{III. 81})$$

$$i_{c2}(t) = C_2 \frac{dv_o(t)}{dt} = i_l(t) - i_o(t) \quad (\text{III. 82})$$

$$v_l(t) = L \frac{di_l(t)}{dt} = v_o(t) \quad (\text{III. 83})$$

III.3.1.3.2 Le rapport de conversion :

L'approximation de petites ondulations permet de remplacer les variables dépendantes du temps dans (I.72) et (I.73) par leurs valeurs moyennes. Ceci donne pour dT_s :

$$i_{c1} = I - I_l \quad (\text{III. 84})$$

$$i_{c2} = -I_0 \quad (\text{III. 85})$$

$$v_l = V_i \quad (\text{III. 86})$$

et similairement pour $d'T_s$:

$$i_{c1} = I \quad (\text{III. 87})$$

$$i_{c2} = -I_l - I_0 \quad (\text{III. 88})$$

$$v_l = V_0 \quad (\text{III. 89})$$

Le modèle approximé du convertisseur buck-boost est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} i_0 = -(1-d)i_l - C_2 \frac{dv_0}{dt} & (\text{III. 90}) \\ i_l = \frac{1}{d} \left(i - C_1 \frac{dv_i}{dt} \right) & (\text{III. 91}) \\ v_i = \frac{1}{d} \left(-(1-d)v_o + \frac{di_l}{dt} \right) & (\text{III. 92}) \end{cases}$$

En régime permanent :

$$\langle i_{c1}(t) \rangle = d(I - I_l) + \dot{d}I = 0 \quad (\text{III. 93})$$

$$\langle i_{c2}(t) \rangle = d(-I_0) + \dot{d}(-I_l - I_0) = 0 \quad (\text{III. 94})$$

$$\langle v_i(t) \rangle = dV_i + \dot{d}V_0 = 0 \quad (\text{III. 95})$$

Avec (III.1) on aura :

$$V_i = -\dot{d}V_0 \quad (\text{III. 96})$$

$$I = dI_l \quad (\text{III. 97})$$

$$I_0 = \dot{d}I_l \quad (\text{III. 98})$$

Donc on exprime le rapport de conversion comme suit :

$$M(d) = \frac{V_o}{V_I} = -\frac{d}{\dot{d}} = -\frac{d}{1-d} \quad (\text{III. 99})$$

La figure **III.16** illustre le rapport conversion du convertisseur dévolteur-survolteur.

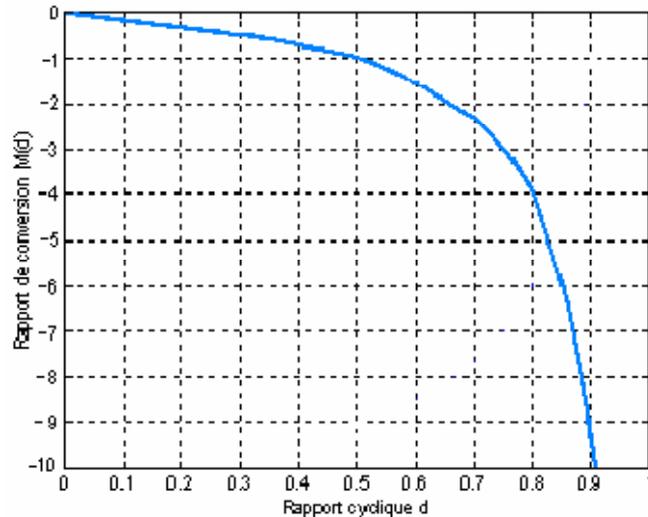


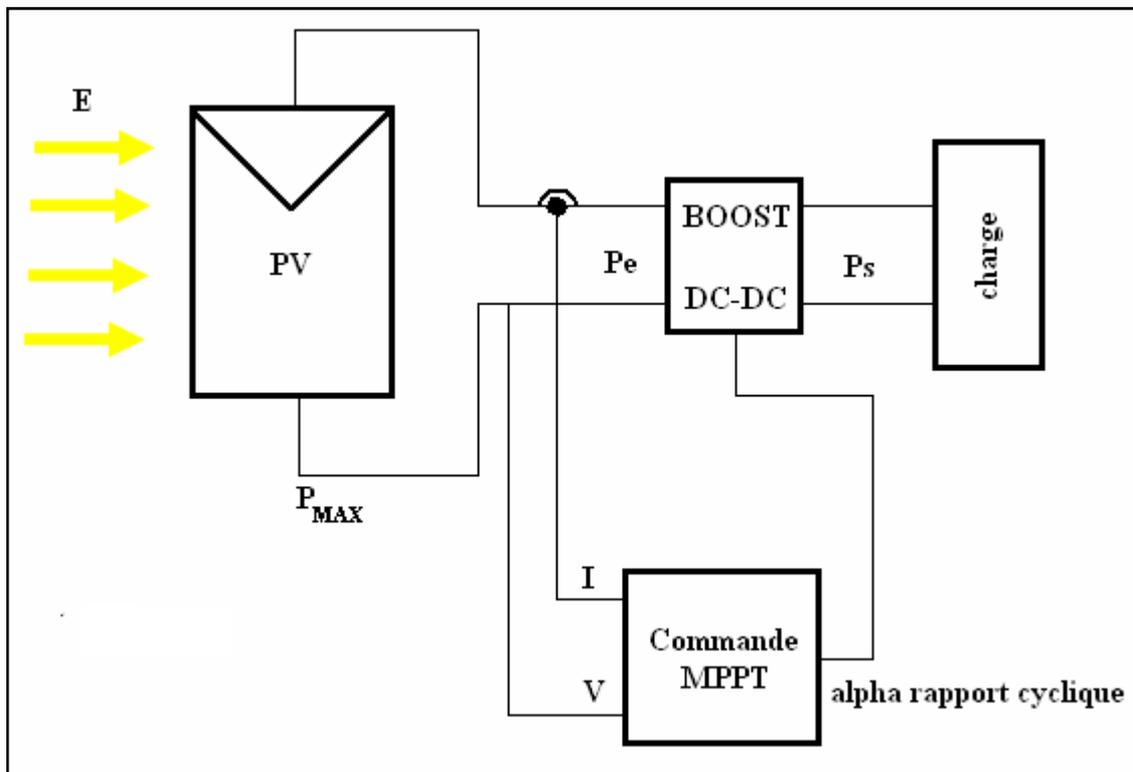
Figure III.16 : Le rapport de conversion M en fonction de d du convertisseur buck-boost.

Pour assurer le fonctionnement d'un générateur GPV à son point de puissance maximale MPP, le contrôleur MPPT est souvent utilisé. Ce contrôleur est destiné à minimiser l'erreur entre la puissance de fonctionnement et la puissance maximale de référence qui est variable en fonction des conditions climatiques.

III.4 Principe du MPPT :

Par définition, une commande MPPT, associée à un étage intermédiaire d'adaptation, permet de faire fonctionner un générateur PV de façon à produire en permanence le maximum de sa puissance. Ainsi, quels que soient les conditions météorologiques (*température et l'éclairement*), la commande du convertisseur place le système au point de fonctionnement maximum (V_{MPP} , I_{MPP}).

L'adaptation d'impédance est souvent sous forme d'un convertisseur DC-DC comme



repré
senté
sur la
figur
e
III.1
7.

*Figu
re.
III.1
7 :
Chaî
ne de*

conversion d'énergie solaire comprenant une commande MPPT.

Plusieurs techniques sont développées depuis 1968 dates de publication de la première loi de commande de ce type ; adaptées à une source d'énergie renouvelable de type PV [22].

Ces techniques se différencient entre eux par leur complexité, nombre de capteurs requis, la vitesse de convergence, coût.

III.4.1 Quelques Techniques de la recherche du point de puissance maximale (MPPT) [4][23]:

III.4.1.1 Technique de fraction de la tension du circuit ouvert :

Plusieurs études ont montré que le rapport entre la tension optimale (pour laquelle la puissance débitée est maximale) et celle en circuit ouvert est approximativement constante, pour un même module, sous des niveaux d'éclairage et températures différents.

Ceci est la base du fonctionnement à fraction de tension constante qui peut être interprété par l'expression suivante:

$$\frac{V_{\max}}{V_{oc}} \approx K$$

(III. 100)

La tension de circuit ouvert est mesurée en isolant temporairement le générateur PV du système et alors le point maximum de fonctionnement de puissance est calculé en utilisant l'équation (III. 100). La littérature donne un intervalle de 71% et 78% comme bande de valeurs de la constante **K**, et en réalité **K** n'est pas constant et est affecté par des niveaux de l'éclairement, la température et de type de module. De même pour la technique de fraction de courant de court-circuit: $\frac{I_{\max}}{V_{sc}} \approx K$.

III.4.1.2 Technique de la perturbation puis observation (P&O) :

L'algorithme Perturbation puis observation "P&O" est souvent le plus utilisé dans la pratique en raison de sa facilité de mise en œuvre. Pour cette méthode, à partir de la caractéristique *P-V*, on considère que le panneau photovoltaïque fonctionne à un point qui n'est pas forcément le MPP (voir figure **III.18**) ; on perturbe la tension de fonctionnement avec (ΔV) et on observe la variation (ΔP) de la puissance électrique. Si (ΔP) est positif, alors la perturbation de la tension déplace le point de fonctionnement vers un point plus proche du MPP. D'autres perturbations successives de la tension dans la même direction (c'est-à-dire avec le même signe algébrique) devraient déplacer le point de fonctionnement jusqu'à l'atteinte du MPP. Dans le cas où (ΔP) est négatif, le point de fonctionnement s'éloigne du MPP, et donc le signe algébrique de la perturbation de la tension devrait être inversé pour déplacer de nouveau le point de fonctionnement vers le MPP.

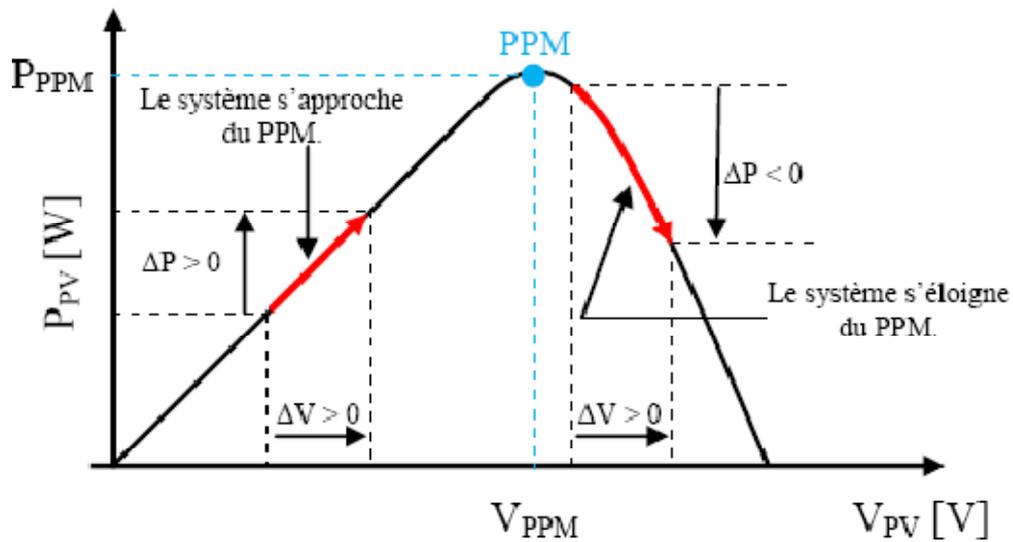


Figure. III.18: Caractéristiques de fonctionnement de la méthode P&O.

La figure *III.19* montre l'organigramme de la méthode de P&O qui est récapitulé dans le tableau suivant :

Perturbation de la tension	Observation de la puissance	Prochaine Perturbation
Positive (+)	Positive (+)	Positive (+)
Positive (+)	Négative (-)	Négative (-)
Négative (-)	Positive (+)	Négative (-)
Négative (-)	Négative (-)	Positive (+)

Tableau. III.1: .

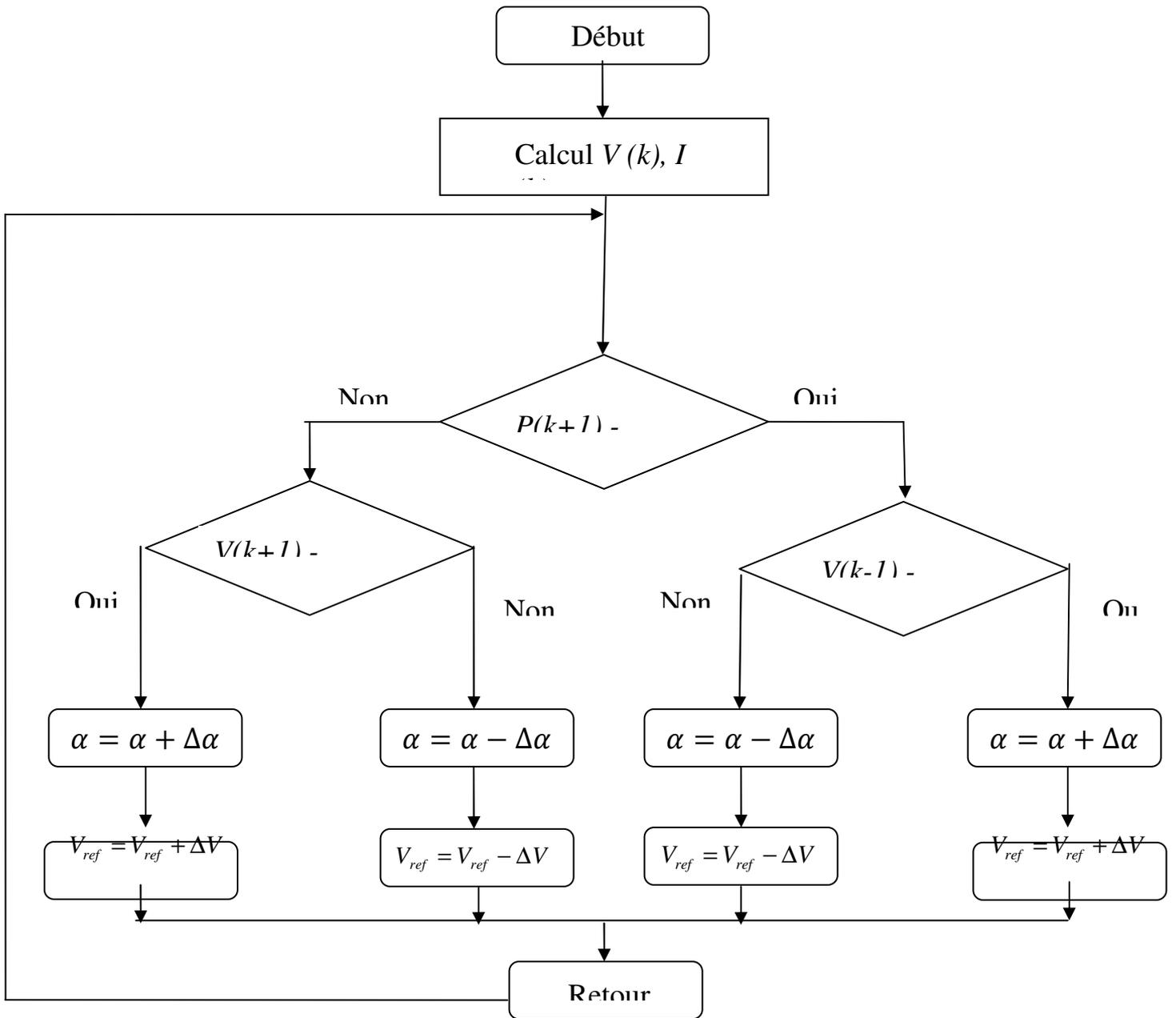


Figure. III.19 : Organigramme de la méthode de P&O.

L'algorithme "P&O" a des limitations qui réduisent son efficacité.

Quand l'intensité de lumière solaire diminue, il est difficile au MPPT de discerner l'emplacement du MPP.

Un autre inconvénient de l'algorithme "P&O" quand il atteint le point MPP, le point de fonctionnement oscille autour de ce dernier.

III.4.1.3 Technique de l'incrémental conductance (INC) :

Cette méthode s'intéresse directement aux variations de la puissance en fonction de la tension. La conductance est une grandeur physique relativement connue: il s'agit du quotient de l'intensité par la tension ($G=I/V$) La conductance incrémentielle est beaucoup plus rarement définie, il s'agit du quotient de la variation, entre deux instants, de l'intensité par celle de la tension ($G = dI / dV$).

En comparant la conductance G à la conductance incrémentielle ΔG , nous allons chercher le maximum de la courbe (fig. *IV.20*) en cherchant le point d'annulation de la dérivée de la puissance.

Précisément la puissance en sortie de la source peut s'écrire:

$$P = V.I \tag{III. 101}$$

D'ou en écrivant la dérivée:

$$\begin{aligned} \frac{dP}{dV} &= V \cdot \frac{dI}{dV} + I \cdot \frac{dV}{dV} \\ \frac{dP}{dV} &\cong V \cdot \frac{dI}{dV} + 1 \end{aligned} \tag{III. 102}$$

$$\frac{dP}{dV} \cong V \cdot \frac{\Delta I}{\Delta V} + 1$$

Donc

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad \text{Au point MPP}$$

$$\frac{dP}{dV} > 0 \quad \text{À gauche du MPP}$$

(III. 103)

$$\frac{dP}{dV} < 0 \quad \text{À droit du MPP}$$

Peut être écrit:

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V} \quad (a) \quad \text{Au point MPP}$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V} \quad (b) \quad \text{\AA gauche du MPP}$$

(III.104)

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V} \quad (c) \quad \text{\AA droit du MPP}$$

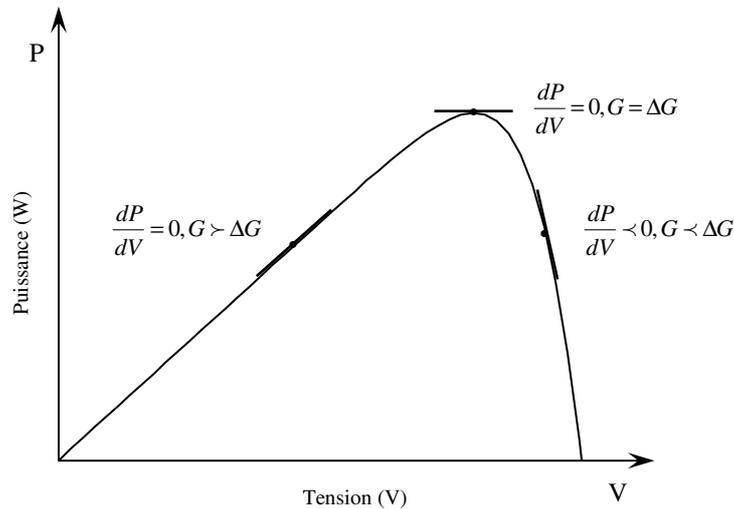


Figure III.20: Caractéristiques de fonctionnement de la méthode par incrémentation de conductibilité.

Les équations (IV.104.b) et (IV.104.c) sont employées pour déterminer la direction dans laquelle une perturbation doit se produire pour déplacer le point de fonctionnement vers le MPP. Cette perturbation est répétée jusqu'à ce que l'équation (IV.104.a) soit satisfaite. Une fois le MPP est atteint, le MPPT continue à fonctionner avec cette valeur jusqu'à ce qu'un changement de la valeur du courant soit détecté; ce dernier résulte d'un changement au niveau de l'éclairement. Quand l'éclairement augmente, le MPP se déplace vers la droite de la tension de fonctionnement. Pour compenser ce mouvement du MPP, le MPPT doit augmenter la tension de fonctionnement. La même chose pour le cas contraire, quand l'éclairement diminue, le MPPT doit diminuer cette dernière.

Les valeurs actuelles et précédentes de la tension et du courant sont utilisées pour calculer (ΔV) et (ΔI). Si $\Delta V=0$ et $\Delta I=0$, alors les conditions atmosphériques n'ont pas changé et le MPPT fonctionne toujours au MPP. Si $\Delta V=0$ et $\Delta I>0$, alors l'éclairement a augmenté. Ceci exige à l'INC d'augmenter la tension de fonctionnement pour retrouver de nouveau le MPP. Contrairement si $\Delta I<0$, l'éclairement a diminué tout en exigeant au INC-MPPT de diminuer la tension de fonctionnement. Si le changement de la tension n'est pas nul, les rapports dans les équations (IV.104.b) et (IV.104.c) peuvent être employés pour déterminer la direction dans laquelle la tension doit être changée afin d'atteindre le MPP.

Si $\frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V}$ (c'est-à-dire le rapport $(\Delta P/\Delta V) > 0$), donc le point de fonctionnement est à gauche du MPP. Ainsi, la tension de fonctionnement doit être augmentée pour atteindre le MPP. De même, si $\frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V}$ (c'est-à-dire le rapport $(\Delta P/\Delta V) < 0$), le point de fonctionnement se trouve à droite du MPP tout en signifiant que la tension doit être réduite pour atteindre le MPP. Le schéma de la figure III.21 montre l'organigramme de l'algorithme INC.

En réalité, cet algorithme est une correction de l'algorithme "P&O" puisqu'il est capable de calculer la direction dans laquelle la perturbation du point de fonctionnement devrait être pour atteindre le MPP, et il peut aussi déterminer l'atteinte du MPP. De plus, dans les conditions de changement rapide de l'ensoleillement, l'algorithme ne devrait pas prendre la mauvaise direction comme c'est le cas avec l'algorithme "P&O", et d'ailleurs, il n'oscille pas autour du MPP une fois qu'il l'atteint .

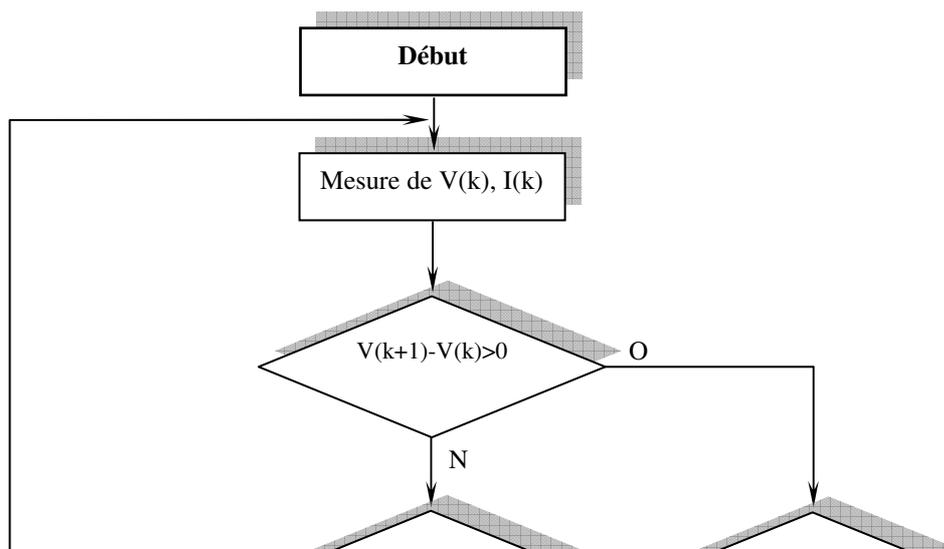


Figure III.21: L'organigramme de l'algorithme INC .

III.4.1.4 Approche basée sur les réseaux de neurones artificiels :

Avec les techniques de poursuite de point de puissance maximale, telles que, la technique de fraction de la tension du circuit ouvert, P&O, INC, ainsi que les réseaux de neurones qui est venu comme une autre technique de MPPT, cette méthode possède généralement trois couches,

– Un ensemble d'unités d'entrée dont le rôle est de recevoir les signaux externes et de les diffuser aux unités de la couche suivante. Les unités d'entrée sont organisées en une couche appelée couche d'entrée. Bien que la couche d'entrée n'effectue aucune opération sur les signaux d'entrée. Les variables d'entrées peuvent être des

paramètres d'un générateur PV (comme le V_{oc} et I_{sc}). Les données atmosphériques telles que l'éclairement et la température ou bien la combinaison entre eux.

- Une couche de sortie qui produit la réponse du réseau au signal d'entrée.
- Une ou plusieurs couches cachées se trouvant entre la couche d'entrée et la couche de sortie. Elles sont appelées ainsi car elles n'ont aucune connexion avec les entrées ni avec les sorties. La fonction des unités cachées est le traitement des entrées

L'opération de l'obtention du PPM, dépend de l'algorithme utilisé par la couche caché et le type d'apprentissage de réseaux de neurones, toutes les interconnexions sont pondérées entre eux. i et j sont des nœuds dont l'interconnexion est dite le poids W_{ij} , pour identifier avec précision le MPP. Le poids W_{ij} peut être déterminé grâce au processus d'apprentissage, par lequel le générateur PV est testé pendant des mois et des années, et les modèles entre l'entrée et la sortie du RNA sont enregistrés.

La plupart des générateurs PV ont des caractéristiques déférentes, un RNA doit faire un apprentissage pour un GPV dans lequel sera utilisé. Les caractéristiques d'un GPV changent avec le temps, ce qui implique que les réseaux de neurones doivent faire l'apprentissage périodiquement pour assurer une grande précision du MPPT .

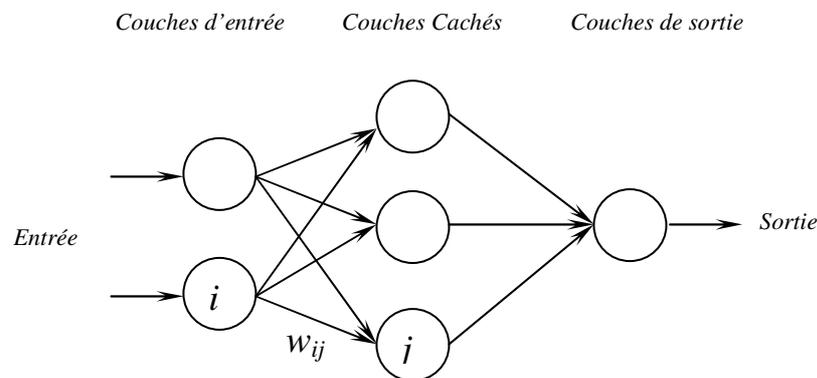


Figure III.22: Exemple de réseaux de neurones .

III.4.2 Caractéristiques principales des techniques de MPPT :

Technique de MPPT	Dépendant de GPV	Vrai MPPT	Analogique ou numérique	Vitesse convergence	Exécution Complexité	Paramètres Utilisé
-------------------	------------------	-----------	-------------------------	---------------------	----------------------	--------------------

<i>Fraction de la tension du circuit ouvert</i>	Oui	Non	tous les deux	Moyenne	Bas	Tension
<i>P&O</i>	Non	Oui	tous les deux	Change	Bas	tension et courant
<i>L'incrémentation de la conductibilité</i>	Non	Oui	numérique	Change	Moyenne	tension et courant

Le tableau IV.2 donne une comparaison entre les techniques de MPPT abordées précédemment, Selon les études de Trishan Efram et Patrick L. Chapman .

Tableau III.2: comparaison entre quelques techniques de MPPT.

III.5 Résultats de simulation de la méthode perturbation puis observation :

Cette méthode à la particularité d'avoir une structure de régulation simple, et peu de paramètre de mesure. Il opère en perturbant périodiquement la tension du panneau, et en comparant l'énergie précédemment délivré avec la nouvelle après perturbation, en suivant l'organigramme figure (IV.19), les résultats de simulation sont les suivants :

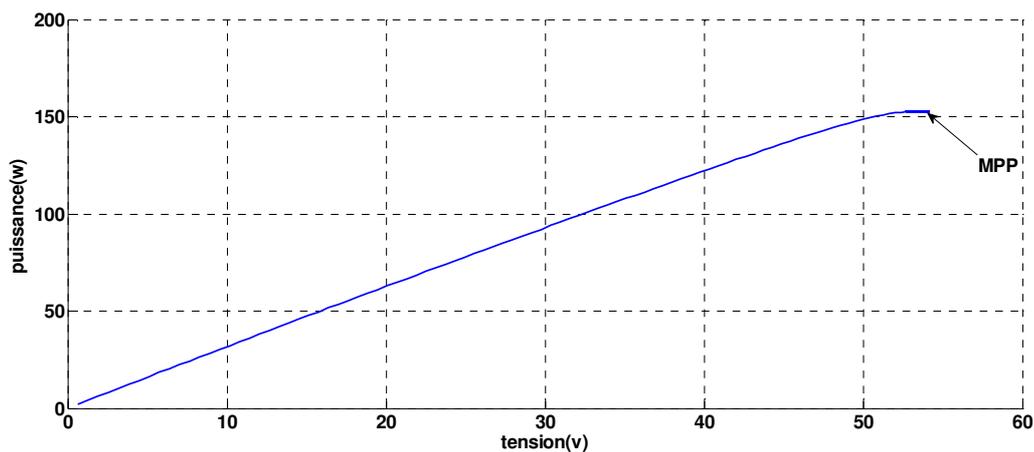


Figure. III.23 : Poursuite du point de puissance maximale par (P&O).

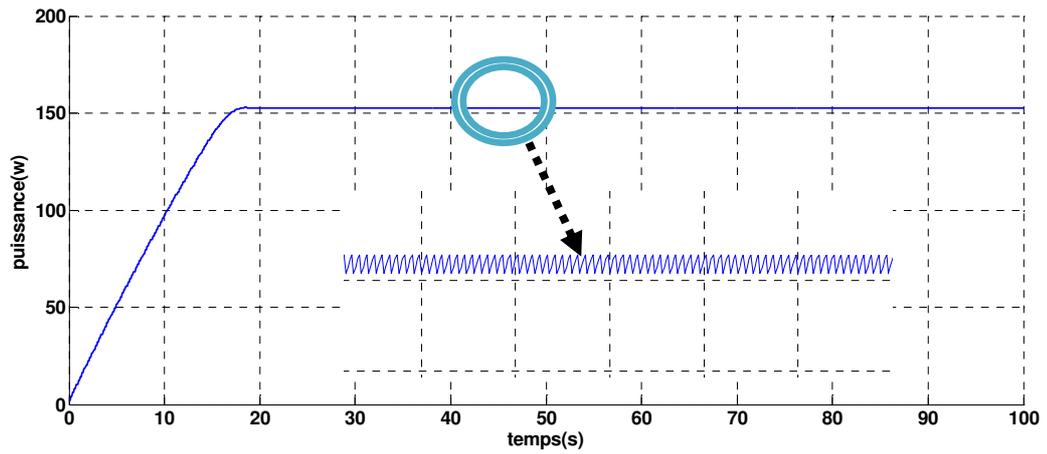


Figure. III.24 : Courbe de puissance (P&O).

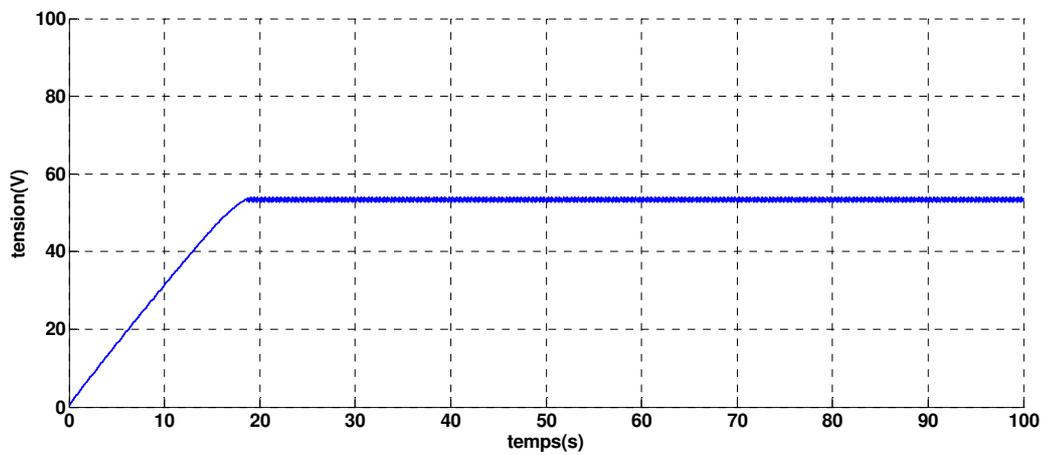


Figure. III.25 : Courbe de tension.

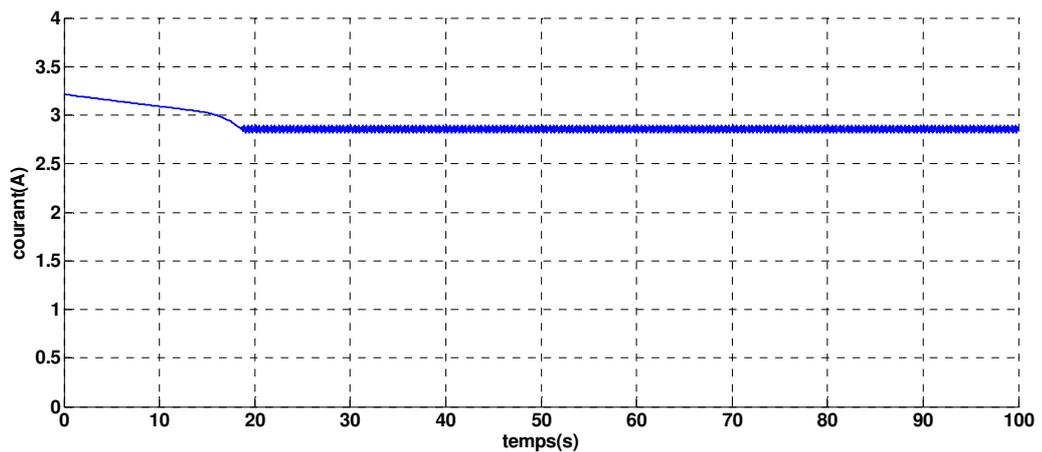


Figure. III.26 : Courbe de courant.

D'après les résultats de simulation obtenus, on remarque que les courbes de la puissance, de la tension, et du courant présentent des oscillations dans le régime permanent. En plus, le temps de réponse est de l'ordre de 12s.

III.6 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de la commande MPPT ainsi que quelques techniques de la recherche du point de puissance maximale et nous avons choisi l'algorithme P&O comme une méthode de poursuite de point de puissance maximale.

D'après cette étude on peut conclure que pour avoir la meilleure connexion entre le générateur photovoltaïque et la charge et produire une puissance maximale, la méthode de la poursuite de la puissance maximale doit être utilisée.

CHAPITRE IV

COMMANDE MPPT BASEE SUR L'APPROCHE FLOUE

IV.1 Introduction :

Dans ce chapitre nous allons présenter la technique de recherche de point de puissance maximale en utilisant l'approche floue et la comparer à la commande MPPT classique P&O pour mettre en évidence ses avantages.

IV.2 Historique :

Les prémices de la logique floue sont apparues avant les années 1940, avec les premières approches, par des chercheurs américains, du concept d'incertitude. Il a fallu attendre 1965, pour que le concept de sous ensemble floue soit proposé par L. A.Zadeh, automaticien de réputation internationale, professeur à l'université de Berkeley en Californie, qui a contribué à la modélisation de phénomène sous forme floue, en vue de pallier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équation différentielle. En 1974, M. Mamdani expérimentait la théorie énoncée par Zadeh sur une chaudière à vapeur, matériel dont on connaît la complexité, introduisant ainsi la commande floue dans la régulation d'un processus industriel. Plusieurs applications sont alors vu le jour en Europe, pour des systèmes parfois très complexes, telle la régulation de fours de cimenterie réalisée par la société F.L.Smidt-Fuller.

Grâce au chercheur japonais M. Sugeno, la logique floue était introduite au Japon dès 1985.

IV.3 Définition de la logique floue :

Une des caractéristiques du raisonnement humain est qu'il est basé sur des données imprécises ou incomplètes. Ainsi, déterminer si une personne est de petite ou de grande taille est aisé pour n'importe lequel d'entre nous, et cela sans nécessairement connaître sa taille.

Par contre l'ordinateur, est basé sur des données exactes. Il doit non seulement connaître la taille exacte de la personne, mais également posséder un algorithme qui divise inmanquablement une population en deux groupes bien distincts : les grands et les petits.

Supposons que la limite soit de 1m65 (figure IV.1). La personne qui mesure 1m64, est-elle vraiment petite ?

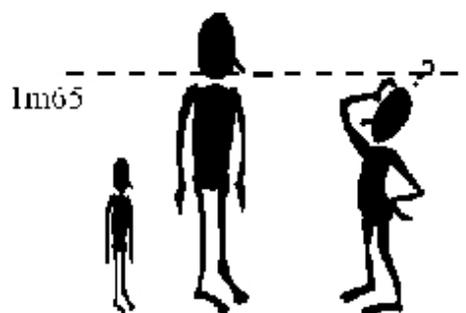


Figure. IV.1 : Illustration d'une situation floue.

À l'inverse de la logique classique, la logique floue permet à une condition d'être en un autre état que *vrai* ou *faux*. Cet état se présente comme le degré de vérification de cette condition. Donc, l'idée de la logique floue est de transmettre cette richesse du raisonnement humain à un ordinateur.

IV.4 Variable linguistique :

La Logique floue permet la formalisation des imprécisions dues à une connaissance globale d'un système très complexe et l'expression du comportement d'un système par des mots. Ces mots sont appelés variables ou variables floues.

Chaque variable linguistique est caractérisée par un ensemble tel que:

$$\{x, T(x), U, G, \}$$

Où :

- **x** est le nom de la variable
- **T(x)** est l'ensemble des valeurs linguistiques que peut prendre x
- **U** est l'univers de discours associé avec la valeur de base
- **G** est la règle syntaxique pour générer les valeurs linguistiques de x

- Exemple :

La variable linguistique : **x** = température ambiante, peut être définie par l'ensemble des termes : **T(x)**= {extrêmement froide, très froide, froide, chaude, très chaude, extrêmement chaude} qui forment son univers de discours **U**= [-20 C°, 40 C°]. Ici la variable de base est température. Le terme 'froide' représente une valeur linguistique.

IV.5 Sous-ensemble flou :

Soit une variable linguistique **x** (la taille) et un univers de discours **U** (ensemble des valeurs possibles). Un sous-ensemble flou **A** appartenant à **T(x)** est défini par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ qui décrit le degré avec lequel l'élément **x** appartient à **A**.

IV.6 Ensemble flou, ensemble classique :

Pour faire la différence entre les ensembles classiques et flous, prenons le tableau IV.1 suivant qui illustre l'exemple de la taille.

Théorie classique	Théorie floue
-------------------	---------------

<p>Mathématiquement</p> $\mu_A(x) \begin{cases} 1 & \text{si } x \in a \\ 0 & \text{si } x \notin a \end{cases}$	<p>Mathématiquement</p> $\mu_A(x) \in [0, 1]$
<p>Représentation graphique</p>	<p>Représentation graphique</p>

Tableau IV.1 : Différence entre un ensemble classique et flou.

- Dans le cas classique, un individu qui mesure 1m64 appartient au sous-ensemble PETIT avec un degré 1 (100%).
- Dans le cas flou, un individu qui mesure 1m64 appartient en même temps aux sous-ensembles flous PETIT et GRAND, respectivement avec un degré 0.7 et 0.3.

Donc, contrairement à un ensemble classique, l'ensemble flou évite l'utilisation des limites rigides d'appartenance à des classes (sous-ensembles), car il serait aberrant de considérer qu'un individu mesurant 1m65 est grand et qu'un individu de 1m64 ne l'est pas.

IV.7 Opérations sur les sous-ensembles flous :

La logique floue fait souvent appel aux opérateurs **ET**, **OU**, et **NON** qui sont généralement réalisés respectivement par **MIN** et **MAX**. Il est techniquement possible de représenter toutes les opérations binaires de base en se basant sur la logique floue. En effet, à partir des opérateurs **ET**, **OU** et **NON** (**AND**, **OR**, **NOT**), on peut représenter les 8 opérations de base.

Exemple :

- L'union: **OU (OR) : A OR B = max(A, B);**
- L'intersection: **ET (AND) : A AND B = min(A, B);**
- Complémentation ou négation : **NON (NOT) : NOT A = 1 - A**

IV.8 Fonction d'appartenance :

À une variable x , dont l'ensemble des valeurs possibles est U , et au sous-ensemble A de $T(x)$, on associe une fonction $\mu_A(x)$ comprise entre 0 et 1, appelée fonction d'appartenance (ou degré d'appartenance) qui représente la possibilité pour que la variable x ait la qualité associée au sous-ensemble A [24]. Les fonctions d'appartenance peuvent avoir une forme quelconque (figure IV.2). Nous pouvons citer les formes triangulaires, trapézoïdales, cloches, ... etc

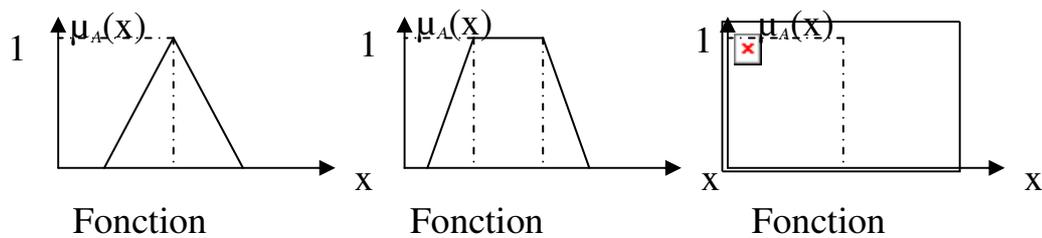


Figure V.2 : Exemple de fonctions d'appartenance.

IV.9 Règles floues :

Soit « x » une variable floue et « A » une classe floue,

- La proposition : une proposition floue est une description de la variable floue donnée sous la forme suivante, ' x est A '.
- La conjonction : la conjonction de deux propositions floues est donnée par, ' x_1 est A_1 ' et ' x_2 est A_2 '.
- La disjonction : la disjonction de deux propositions floues est donnée par, ' x_1 est A_1 ' ou ' x_2 est A_2 '.
- L'implication : Si x_1 est A_1 alors, x_2 est A_2 .

Une ou des propositions, une conjonction et/ou une disjonction, une implication forment ce qu'on appelle une règle floue qui n'est autre qu'une conclusion suite à une situation donnée et elle prend la forme suivante :

- Si ' x_1 est A_1 ' et Si ' x_2 est A_2 ' alors, ' x_3 est A_3 '.

IV.10 Commande MPPT floue :

L'objectif de la commande est de poursuivre la puissance maximale d'un générateur photovoltaïque.

La figure IV.3 , illustre le contrôleur flou remplaçant le contrôleur a base de la méthode P&O, dans le but de réaliser des comparaisons entre les deux méthodes de contrôle et d'en tirer les conclusions.

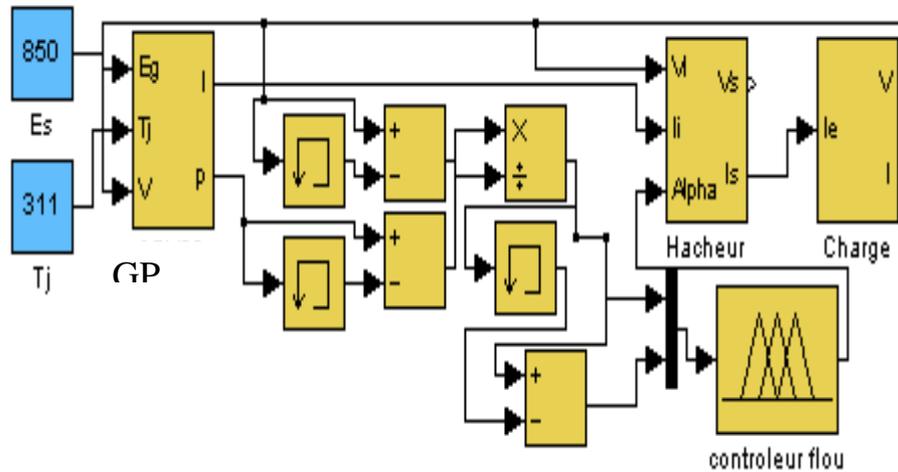


Figure.IV.3 : Modèle 'SIMULINK' du contrôleur MPPT flou.

IV.11 Contrôleur flou :

Le contrôleur flou comporte les trois blocs Suivants:

Fuzzification des variables d'entrées par l'utilisation des fonctions triangulaire, ensuite l'inférence ou ces variables fuzzifiées sont comparées avec des ensembles prédéfinis pour déterminer la réponse appropriée. Et enfin la defuzzification pour convertir les sous-ensembles fuzzifiés en valeurs en utilisant la défuzzification par le centre de gravité. La structure de base de notre contrôleur flou est donnée par la figure **Figure.IV.4** [25]

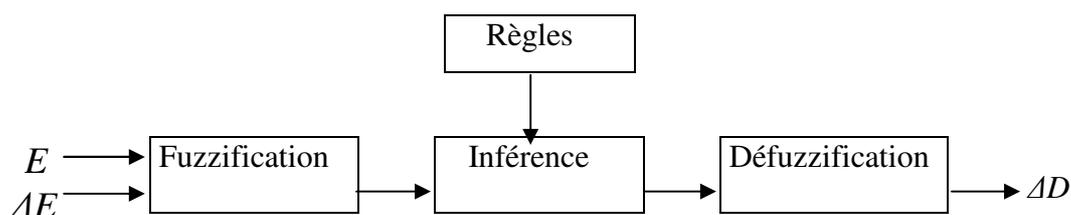


Figure.IV.4 : Structure de base du contrôleur flou.

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).

IV.11.1 Fuzzification

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

NG : négatif grand

NP : négatif petit

EZ : environ zéro

PG : positif grand

PP : positif petit

La figure IV.5 montre que les fonctions d'appartenance sont symétriques et ont une forme triangulaire.

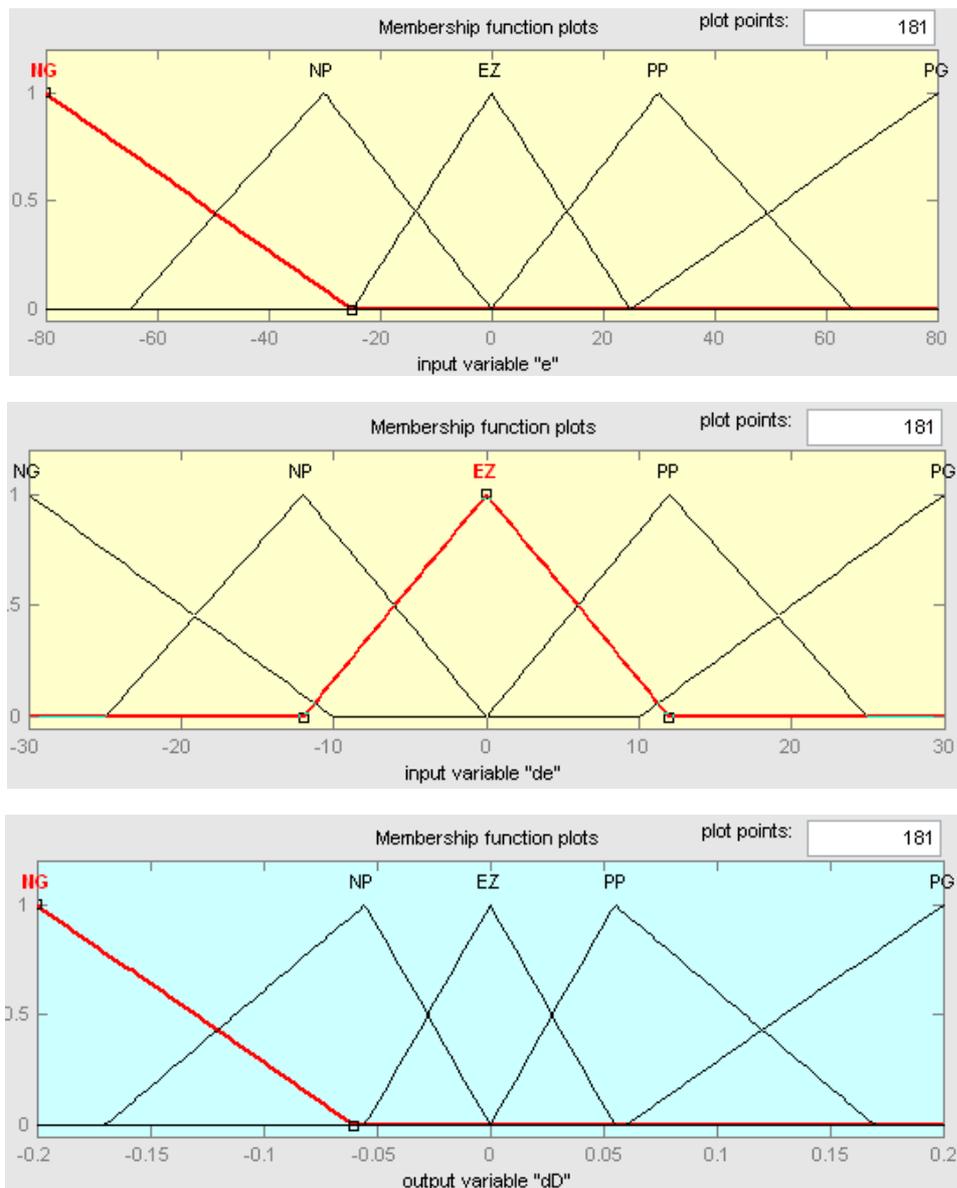


Figure .IV.5 : Les fonctions d'appartenance.

Les paramètres d'entrées E et ΔE sont données par les équations suivantes :

$$\mathbf{E}(\mathbf{n}) = \frac{P(\mathbf{n}) - P(\mathbf{n}-1)}{V(\mathbf{n}) - V(\mathbf{n}-1)} \quad (\text{IV.1})$$

$$\Delta \mathbf{E} = \mathbf{E}(\mathbf{n}) - \mathbf{E}(\mathbf{n} - 1) \quad (\text{IV.2})$$

IV.11.2 Mécanisme d'inférence :

Le tableau IV.2 , montre la table des règles du contrôleur flou relative au système photovoltaïque ou toutes les entrées de la matrice sont:

Les ensembles flous de l'erreur (E) et le changement de l'erreur (ΔE). La sortie de cette table de règles est le changement du rapport cyclique (ΔD).

$\Delta E \backslash E$	ΔE	NG	NP	EZ	PP	PG
NG	EZ	EZ	NG	NG	NG	NG
NP	EZ	EZ	NP	NP	NP	NP
EZ	NP	EZ	EZ	EZ	PP	PP
PP	PP	PP	PP	EZ	EZ	EZ
PG	PG	PG	PG	EZ	EZ	EZ

Tableau IV.2 : Règles floues.

On a choisi dans cette étude la méthode Mamdani comme une méthode d'inférence floue avec (opération MAX-MIN).

Elle consiste à utiliser l'opérateur MIN pour le ET et l'opérateur MAX pour le OU.

La variable linguistique assignée à ΔD , dépend des différentes combinaisons entre E et ΔE . par exemple : Si E est PG et ΔE est EZ Alors ΔD est PG

Ce qui veut dire que: si le point de fonctionnement est très éloigné du PPM alors il faut faire une forte variation positif du rapport cyclique pour atteindre le PPM.

IV.11.3 Défuzzification :

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.

On a utilisé la défuzzification par centre de gravité donnée par la relation suivante :

$$\Delta D = \frac{\sum_{j=1}^n \mu(\Delta D_j) \cdot \Delta D_j}{\sum_{j=1}^n \mu(\Delta D_j)} \quad (IV.3)$$

IV.12 Résultats de simulation de la commande MPPT floue :

Les figures suivantes présentent les caractéristiques $P(V)$, $P(t)$, $I(t)$ et $V(t)$ obtenues sous un éclairement $E=1000\text{w/m}^2$ et une température $T=25^\circ\text{C}$

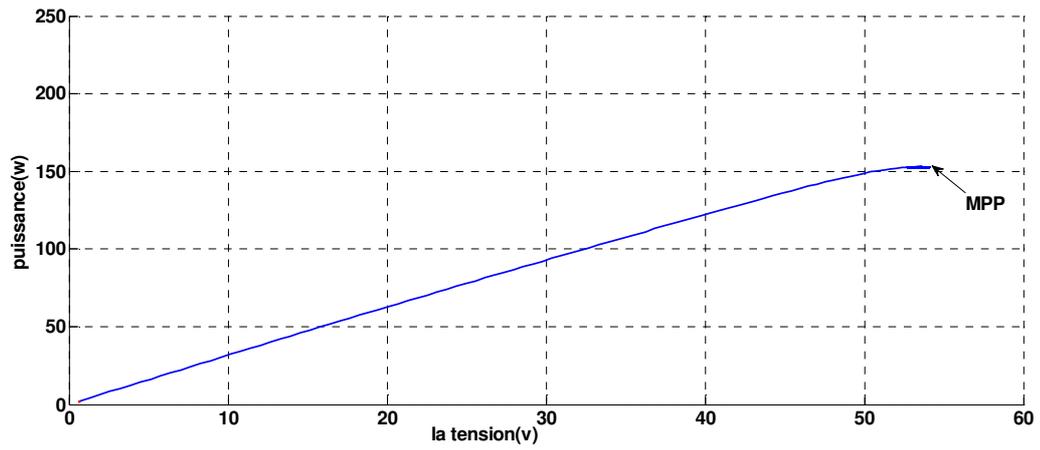


Figure .IV.6 : Caractéristique P(v).

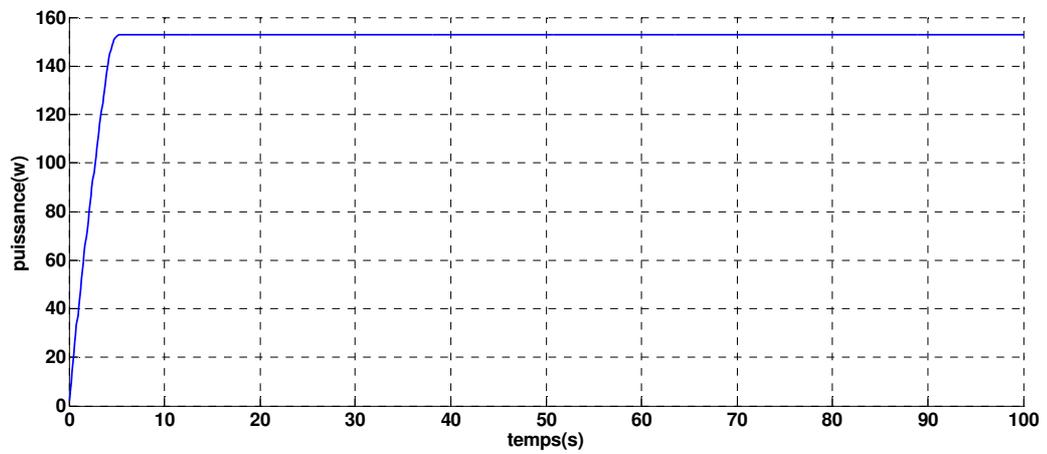


Figure .IV.6 : Caractéristique P(t).

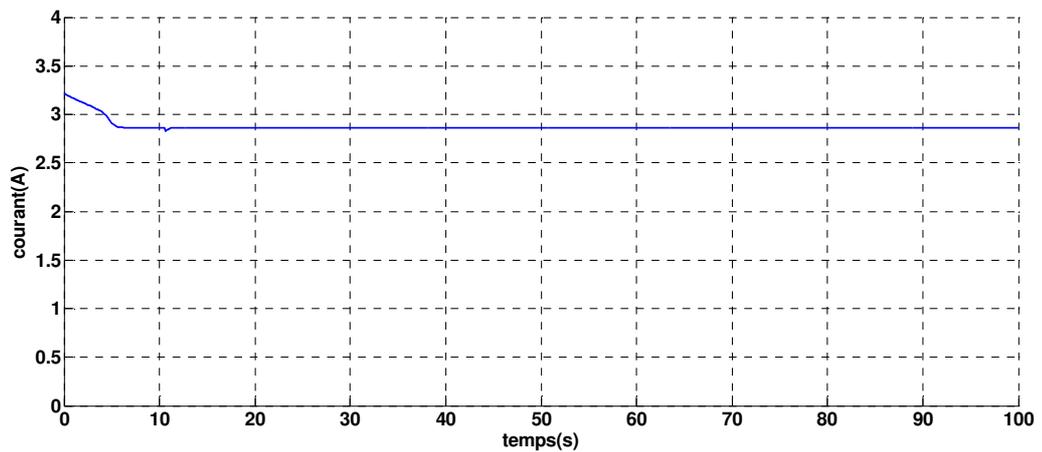


Figure .IV.7 : Caractéristique I(t).

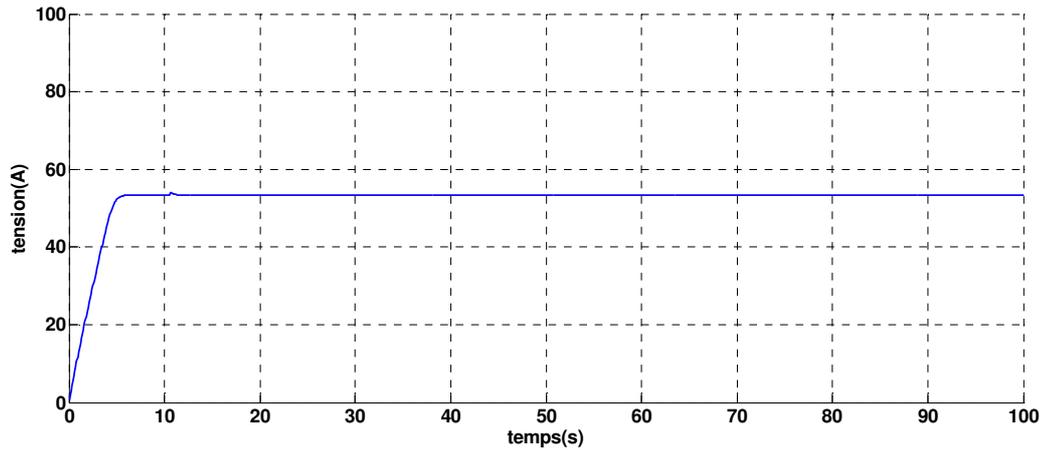


Figure .V.8 : Caractéristique $V(t)$.

D'après les résultats de simulation obtenus, on remarque l'absence des oscillations dans le régime permanent, et un temps de réponse plus rapide.

IV.13 Etude comparative entre MPPT classique (P&O) et MPPT Floue :

Pour montrer l'intérêt de la commande floue par rapport à la commande classique (P&O) on a fait une étude comparative et on a obtenu les résultats de simulation suivants :

IV.13 .1 Fonctionnement avec conditions environnementales stables :

Dans ce cas de simulation les paramètres (température T et l'ensoleillement G_a) sont maintenus constants. les figures IV. 9 , IV.10, IV.11, montre, à titre de comparaison, les résultats de simulation pour la MPPT floue et la méthode P&O ..

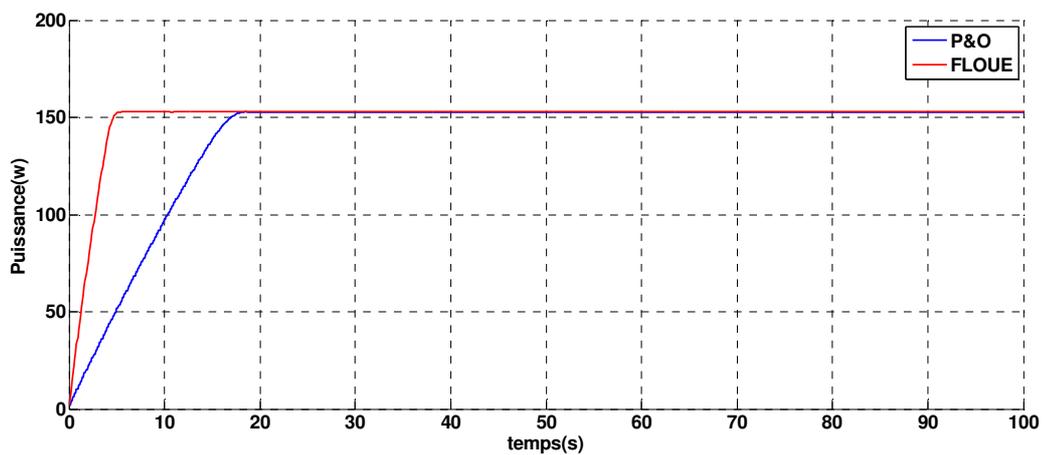


Figure .IV.9 : Caractéristique $P(t)$.

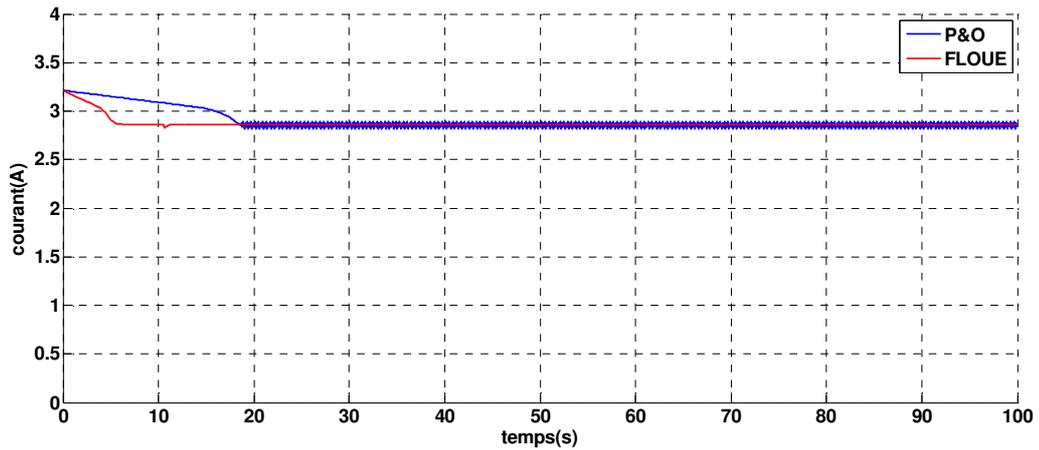


Figure .IV.10 : Caractéristique $I(t)$.

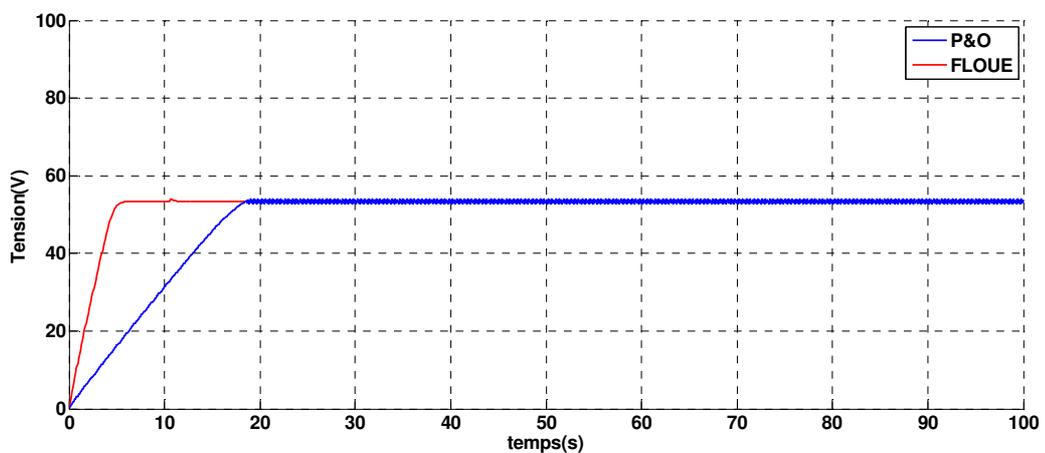


Figure .IV.11 : Caractéristique $V(t)$.

D'après les résultats de simulation obtenus, on remarque que le contrôleur flou conduit à de meilleures performances, en réduisant le temps de réponse et l'erreur en régime permanent avec des oscillations d'amplitudes faibles [26]. A titre de comparaison, on constate que le contrôleur flou permet d'améliorer le temps de réponse par rapport à la commande P&O avec un facteur d'environ 12 [27].

IV.13 .2 Fonctionnement sous ensoleillement variable :

Les deux techniques MPPT à commande numérique (P&O, flou) ont été simulées utilisant un convertisseur dévolteur avec un ensoleillement variable.

IV.13 .2 .1 Augmentation lente d'ensoleillement :

Une augmentation lente de l'ensoleillement de 600W/m^2 à 800W/m^2 en 100 secondes a été simulée, tandis que la température a été maintenue à 25°C . Les courbes de puissance de sortie et le rapport cyclique des différentes configurations sont en figure IV.11 .

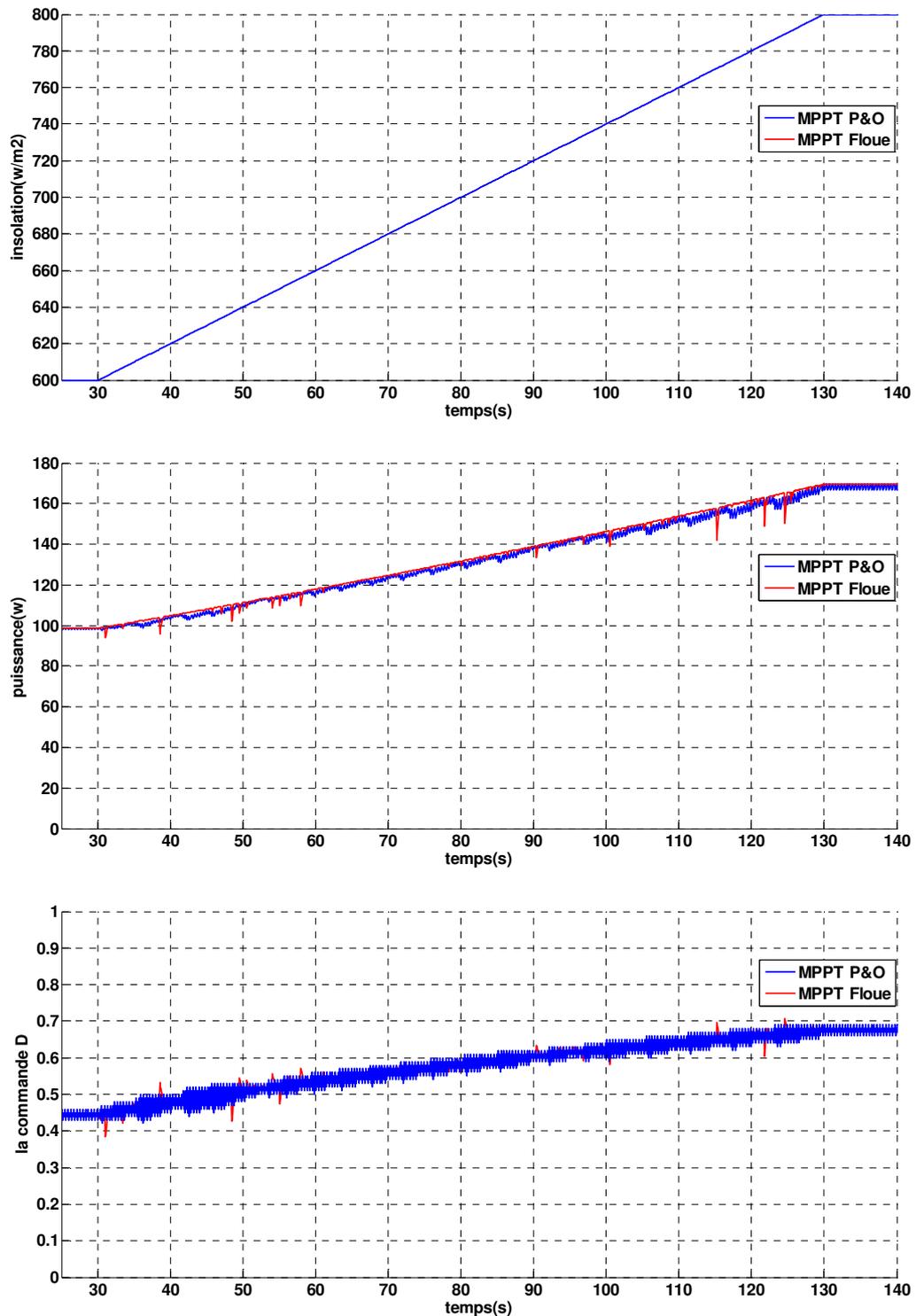


Figure IV.11 : Puissance de sortie, commande D des différentes configurations MPPT pour une augmentation de l'ensoleillement de $600W/m^2$ à $800W/m^2$.

On peut noter que la puissance de sortie de la technique P&O améliorée monte plus lentement et avec une plus faible oscillation que les autres méthodes MPPT.

En fait, les oscillations d'amplitude élevée de la MPPT floue pendant l'augmentation de l'ensoleillement ne sont rien d'autres qu'un écart répété du point de fonctionnement dans les deux directions du MPP et par conséquent la MPPT doit toujours retrouver assez rapidement le MPP [19].

IV.13 .2 .2 Augmentation rapide d'ensoleillement :

Une augmentation rapide d'irradiation solaire de (1000W/m^2) à (1500W/m^2) pendant un temps de 5 secondes a été simulée. La température de cellules a été maintenue à une valeur constante de 25°C . Dans ces conditions de fonctionnement la commande floue devient plus significatif (**figure V.12**).

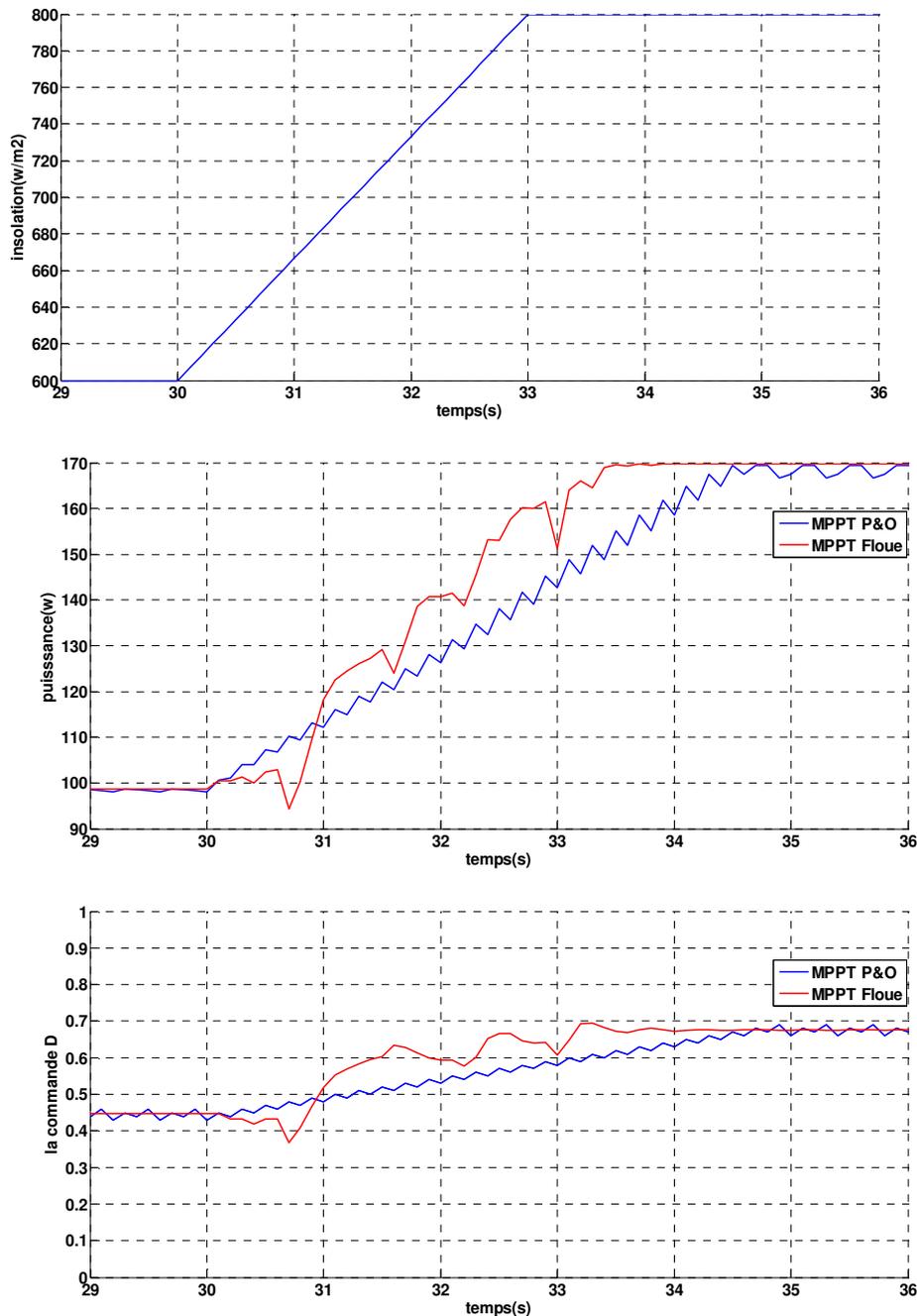
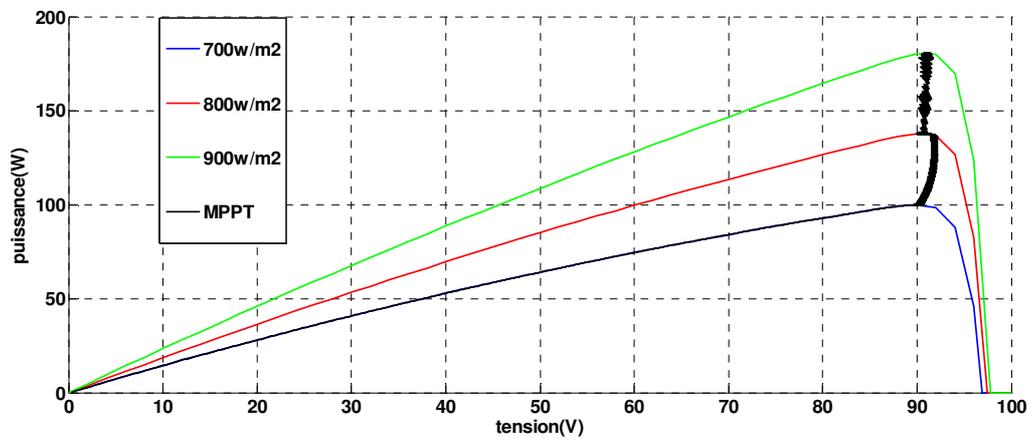


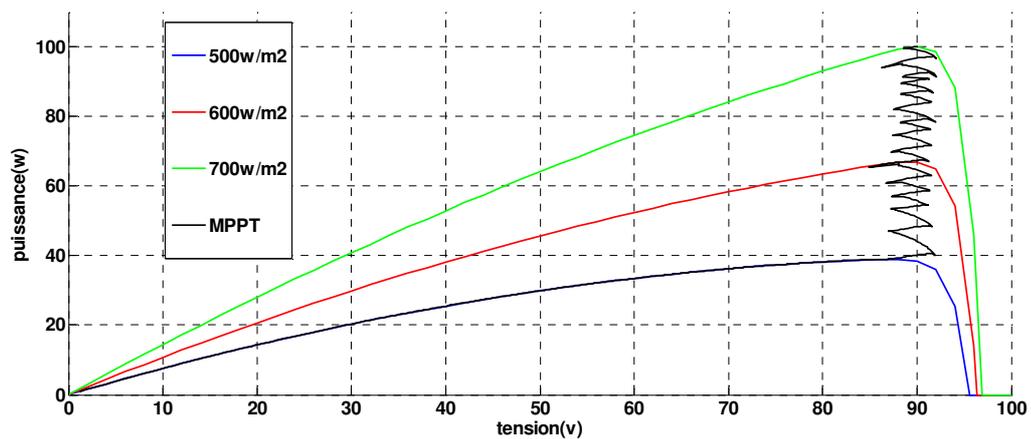
Figure IV.12 : Comparaison des divers signaux MPPT pour la puissance, et la variable de commande D pour une augmentation rapide de l'ensoleillement.

La figure IV.12 montre comment la puissance du P&O augmente presque linéairement, avec un léger retard,. On voit que la MPPT floue, dans ce cas, est plus rapide avec une faible oscillation autour du MPP[19][20].

La figure IV.13 (a,b) montre les caractéristiques (P-V) d'un GPV pour différents algorithmes MPPT et indique comment le point de fonctionnement varie au cours de l'augmentation rapide d'ensoleillement (de 700 à 800 à 900W/m²).



a : les caractéristiques (P-V) d'un GPV pour l'algorithme (P&O).



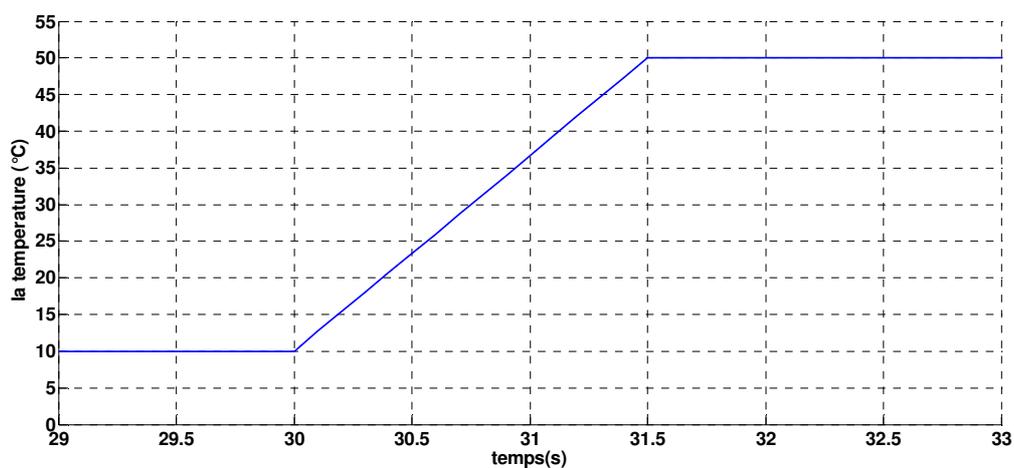
b : les caractéristiques (P-V) d'un GPV pour la méthode floue .

Figure IV.13 (a,b) : comparaison des différentes techniques MPPT pour les caractéristiques (P-V) pendant une variation rapide d'ensoleillement.

IV.13.3 Fonctionnement sous une variation de température :

IV.13.3.1 Augmentation rapide de la température :

La figure IV.14 montre les courbes de puissance et signaux de commande des techniques



MPPT pour une augmentation rapide de la température. La température s'élève de 10°C à 50°C sous un ensoleillement de 1000W/m².

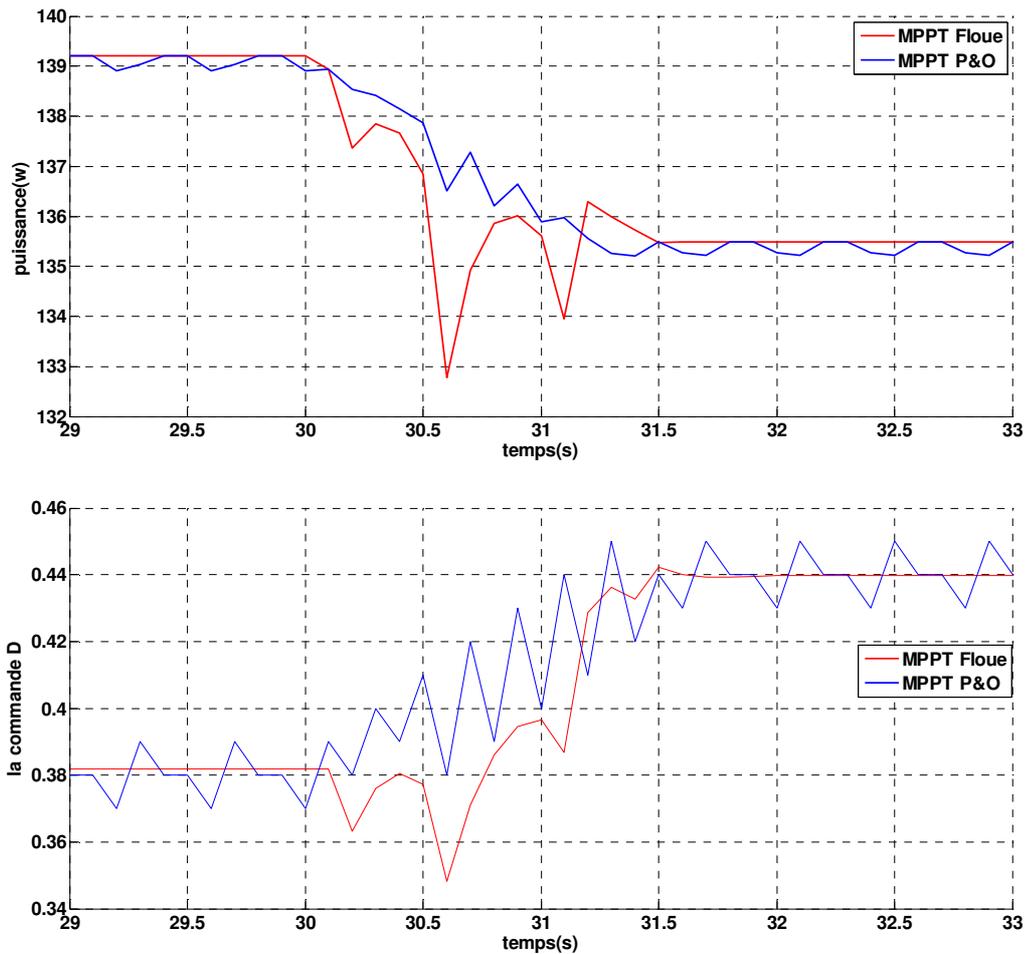
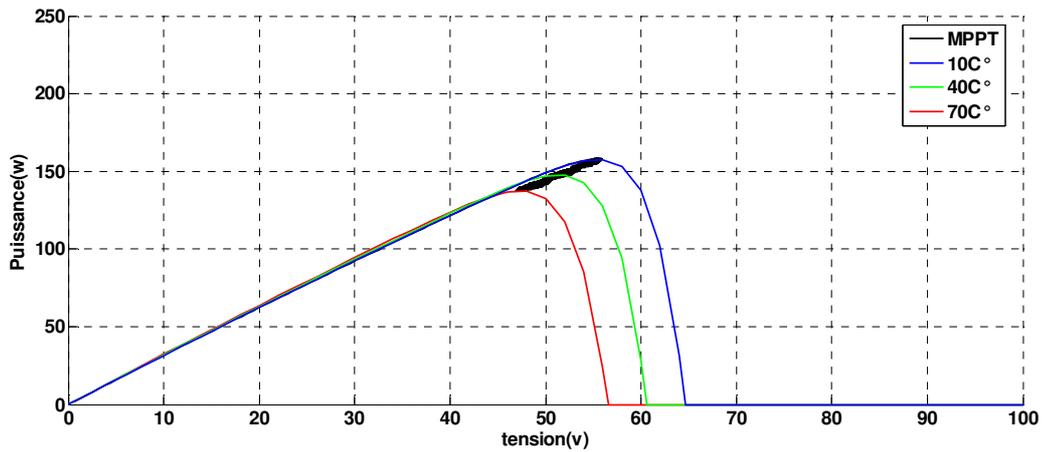


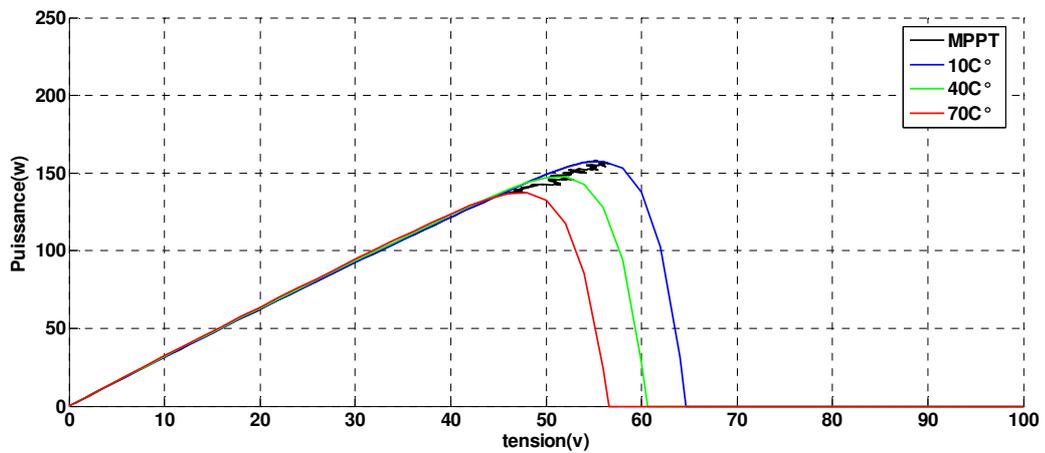
Figure IV.14 : Puissance, , et rapport cyclique d pour les divers algorithmes MPPT sous augmentation rapide de la température de cellules.

La figure IV.15 (a,b) montre les caractéristiques (P-V) d'un GPV pour différents algorithmes MPPT et indique comment le point de fonctionnement varie au cours de l'augmentation rapide de la température (de 10 à 40 à 70 C°).



a:

les caractéristiques (P-V) d'un GPV pour l'algorithme (P&O).



b: les caractéristiques (P-V) d'un GPV pour la méthode Floué.

IV.14 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté quelques notions de base de la logique floue, le principe de la commande MPPT floue ainsi qu'une comparaison entre la commande MPPT classique (P&O) et la commande MPPT Floue. Les résultats de simulation obtenus montrent que l'utilisation de l'approche floue a permis la réduction du temps de réponse et la diminution de l'amplitude des oscillations.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail nous avons fait l'étude de la modélisation d'une chaîne photovoltaïque qui se compose d'un générateur photovoltaïque (avec une seule diode ou avec deux diodes), un étage d'adaptation (convertisseur DC /DC), une charge DC (résistance) et un étage de commande pour piloter le convertisseur (une première fois la commande MPPT classique P&O et puis la commande MPPT floue).

Nous avons établi des simulations sous l'environnement Matlab 7.0 permettant de tracer la caractéristique I-V et de calculer la puissance maximale délivrée par la cellule photovoltaïque correspondante.

L'objectif est de tester les paramètres intensifs et influents sur la modélisation d'un générateur ou d'une cellule photovoltaïque. On s'est intéressé plus particulièrement à l'effet de la température et de l'éclairement solaire incident. Notre simulation est utilisée pour générer les caractéristiques théoriques I-V et PV, il peut être facilement adapté pour le calcul d'autres effets (température, éclairement) sur la performance des dispositifs photovoltaïques.

Naturellement, ces modèles électriques ne sont pas exacts car une cellule réelle est constituée d'un réseau réparti de cellules élémentaires connectées en parallèle sur une ligne de transmission. Néanmoins, ils fournissent une précision suffisante dans la plupart des cas et sont largement utilisés comme schémas de référence dans l'analyse des performances photovoltaïques.

La commande MPPT soit classique (P&O) ou floue permet la meilleure connexion entre le générateur photovoltaïque 'GPV' et la charge et elle force le de faire fonctionner toujours au point de puissance maximale, cependant, l'étude comparative des résultats de simulation a permis de constater que la commande MPPT floue conduit à des meilleurs performances (réduction du temps de réponse et de l'erreur en régime permanent).

Par ce travail, nous pensons avoir apporté une contribution à l'étude des caractéristiques photovoltaïques de la cellule solaire, l'étude des systèmes photovoltaïques autonome et la commande MPPT classique et floue.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] A. Ademe, *Les Applications de l'Electricité Solaire Photovoltaïque.*, Plaquette, 2001.
- [2] Angel Cid Pastor, «Conception et réalisation de modules photovoltaïques électroniques », thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse 2008.
- [3] Paul Chaubet, «Conception et réalisation d'une voiture solaire radiocommandée»Thèse de doctorat, Université de Technologie de Belfort Montbéliard, 2007.
- [4] *Omkar Jani* «Optimization of GaN window layer for InGaN solar cells using polarization effect», article, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Delaware, Newark, DE 19716.
- [5] W.I. Bower, «Field experience with a new performance characterization procedure for photovoltaic arrays», Master of Science in electrical and computer engineering, Portland State University 2006.
- [6] O. Gergaud, «Analysis and Experimental Validation of Various Photovoltaic System Models», PhD- Thesis, McGill University, Montreal, Canada, Août 2002.
- [7] Y. Pankow, «Etude de l'intégration décentralisée dans un réseau Basse Tension. Application au générateur photovoltaïque», Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lille, France, Décembre 2004.
- [8] W.Durisch and J.C.Mayor, «Application of a generalized current voltage model for module solar cells to outdoor measurements on a Siemens SM110», 3rd World Conference on Photovoltaic Energy Conversion, Osaka, Japan. May 11-18, 2003
- [9] Alain Bilbao Learreta, «Réalisation de Commandes MPPT Numériques»,thèse de doctorat, Université de Toulouse, France, 2006.
- [10] Mann Kin (Eddie) Lee, «Implementation of Photovoltaic Maximum Power Point Tracking using a Micro controller », PhD- Thesis, Curtin University 2004.
- [11] A. Betka, «Perspectives for the sake of photovoltaic pumping development in the south», PhD, Batna, 2009.
- [12] A. Chouder, S. Silvester and A. Malek, «Simulation of photovoltaic grid connected inverter in case of grid-failure», Revue des Energies Renouvelables Vol. 9, N°4, pp.285 – 296, 2006.
- [13] Erika Scarpitta, «Glossaire photovoltaïque», thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2006.
- [14] K. C. Oliveira, «Evaluation of Maximum Power Point Tracking Methods for Grid Connected Photovoltaic Systems» PhD- Thesis, **Massachusetts Institute of Technology**, 2004.
- [15] Belhadj Mohammed, «Modélisation D'un Système De Captage Photovoltaïque Autonome», mémoire de magister, Institut des Sciences Exactes, Centre Universitaire De Bechar, 2008.

- [16] M. Angel, C. Pastor, « Conception et réalisation de modules Photovoltaïque électroniques », Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 2006.
- [17] K. Benlarbi, L. Mokrani, M. S. Nait-Said, « A fuzzy global efficiency optimization of a photovoltaic water pumping system », Solar Energy, pp. 77,203-216, 2004.
- [18] **Mme. OBEIDI «comad des hacheurs MPPT par la logique floue »mémoire de magister,ecole nationale polytechnique fevrier 2006.**
- [19] SALAH MOHAMED AIT-CHEIKH « Etude, Investigation et conception d'algorithmes de commande appliqués aux systèmes photovoltaïques» THESE DE DOCTORAT D'ETAT Ecole Nationale Polytechnique **Décembre 2007.**
- [20] Trishan Efram, Patrick L. Chapman ,«Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques», IEEE Transactions On Energy Conversion, vol. 22, pp 51-73,University of Illinois at Urbana-Champaign.2009.
- [21] Cabal Cedric ,« Optimisation énergétique de l'étage d'adaptation électronique dédié à la conversion photovoltaïque», thèse de doctorat, Université de Toulouse III-Paul Sabatier, 2008.
- [22] K. Benlarbi, L. Mokrani, M. S. Nait-Said, « A fuzzy global efficiency optimization of a photovoltaic water pumping system », Solar Energy, pp. 77,203-216, 2004.
- [23] Abdullah Abdulaziz Alyousef, «Fuzzy controller for photovoltaic maximum power point tracking», king Saud University College of Engineering, Electrical Engineering Department 2008.
- [24] T. Martire, C. Joubert, T. Talbert, C. Glaize, B. Rouviere, « Modélisation statique et dynamique d'un système de pompage au fil du soleil », Génie Electrique Vie et Qualité (GEVIQ, Marseille, pp. 55-59), 2002.
- [25] N. Khaehintung, K. Pramotung, B. Tuvirat, P. Sirisuk,«RISC-microcontroller built in fuzzy logic controller of maximum power point tracking for solar-powered light flasher applications», Industrial Electronics Society, pp.2673-2678, 2004.