

II.1 Introduction

Les caractéristiques électriques d'un module photovoltaïque PV varient en fonction de la température, de l'éclairement, des caractéristiques de fabrication et de façon générale, des conditions de fonctionnement lorsqu'il est connecté à une charge donnée ^[13].

L'énergie en sortie d'un système photovoltaïque n'est pas automatiquement adaptée à la charge. Donc, un étage d'adaptation, comprenant un ou plusieurs convertisseurs statiques, permet de transformer les grandeurs électriques continues en grandeurs adaptées à celle-ci^[13]. L'exploitation optimale de l'énergie électrique disponible aux bornes du générateur photovoltaïque peut contribuer à la réduction du coût global du système. Il existe plusieurs techniques pour satisfaire ce but. Donc cet étage nécessite un contrôle par une MPPT qui permet de faire fonctionner GPV de façon à produire en permanence le maximum de sa puissance (MPPT : Maximum Power Point Tracking).

Dans ce chapitre nous décrivons la modélisation et la simulation (sous MATLAB/SimPowerSystem) d'un système de conversion photovoltaïque raccordé au réseau, le principe de fonctionnement de chaque élément le constituant, et nous présentons les modèles relatifs à chaque partie de la chaîne de conversion, ainsi que les différentes stratégies des commandes de MPPT.

II.2 Modélisation du système PV

II.2.1 Modélisation d'une cellule PV

De nombreuses études sont concentrées sur le développement de modèles mathématiques pour simuler la caractéristique de courant-tension (IV), et d'autres dirigée vers la modélisation de la performance des modules photovoltaïques sur le plan de l'électricité produite ^[16]. Une cellule solaire peut être représentée comme un modèle de source de courant comme indiqué sur la figure II.1.

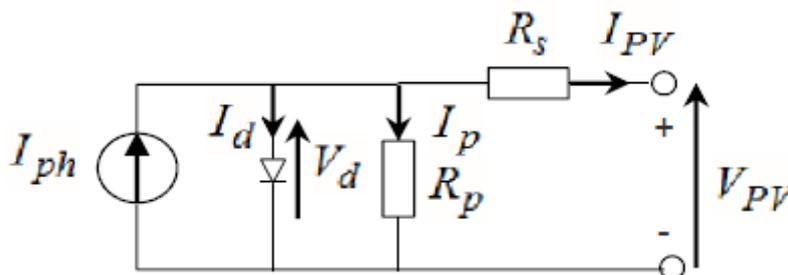


Figure II.1. Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque.

Où I_{ph} est le courant généré par la photopile, I_d est le courant de la diode, I_p est le courant circulant dans la résistance parallèle R_p , I_{pv} est le courant net de la cellule PV, V_{pv} est la tension de la cellule PV, V_d est la tension de la diode, V_d et R_s sont respectivement les résistances en parallèle et en série de la cellule PV^[14].

En appliquant la loi de Kirchhoff, le courant de la cellule I_{pv} est :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_d - I_p \quad (\text{II.1})$$

$$I_p = \frac{V_{pv} + R_s \cdot I_{pv}}{R_p} \quad (\text{II.2})$$

Le courant I_d est donné par :

$$I_d = I_0 \left[e^{\frac{V_{pv} + R_s \cdot I_{pv}}{\alpha V_t}} - 1 \right] \quad (\text{II.3})$$

L'équation reliant le courant et la tension dans le circuit s'écrit :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_0 \left[e^{\frac{V_{pv} + R_s \cdot I_{pv}}{\alpha V_t}} - 1 \right] - \frac{V_{pv} + R_s \cdot I_{pv}}{R_p} \quad (\text{II.4})$$

$$V_t = \frac{N_s \cdot K \cdot T}{q} \quad (\text{II.5})$$

Où I_0 est le courant de saturation de diode, α est le facteur d'idéalité de diode, V_t est la tension thermique, N_s représente le nombre de cellules connectées en série, K indique la constante de Boltzmann, T est la température réelle et q est la charge de l'électron.

Le courant généré par la photopile d'une cellule PV est difficile à déterminer car elle est influencée par les deux résistances. Les fiches techniques ne fournissent que le courant de court-circuit nominal (I_{scn}), qui est le courant maximal pouvant être généré par la cellule PV. Une hypothèse couramment utilisée dans les modèles PV est $I_{sc} \approx I_{pv}$ car dans les dispositifs pratiques R_p est élevé et R_s est faible. Avec cette hypothèse, le courant généré par la photopile peut être exprimé comme suit:

$$I_{ph} = (I_{sc} + K_t \cdot \Delta T) \cdot \frac{G}{G_n} \quad (\text{II.6})$$

Lorsque I_{sc} est un court-circuit, $\Delta_T = T - T_n$ (T_n est la température nominale), G and G_n sont respectivement l'irradiation et l'irradiation nominale.

Le courant I_0 peut être exprimé comme:

$$I_0 = \frac{I_{sc} + K_t \cdot \Delta_T}{\left(\frac{V_{oc} + K_v \cdot \Delta_T}{\alpha \cdot V_t}\right) - 1} \quad (\text{II.7})$$

Lorsque V_{scn} [V] est la tension nominale en circuit ouvert. K_v et K_i sont les coefficients de tension et de courant.

La puissance maximale débitée par le panneau photovoltaïque donnée par le produit entre la tension V_{pv} et le courant I_{pv} comme représenté sur la formule suivante :

$$P_{\max} = V_{pv} \cdot I_{pv} \quad (\text{II.8})$$

Avec des données météorologiques réels pour une journée d'été 2018 suivantes :

- **Eclairement** : 1062[Wb/m²]
- **Température** : 35.8[°C]

Les résultats de simulation de $P = f(v)$ et $I = f(v)$ de panneau photovoltaïque sont illustrées dans les figures (II.2), (II.3) respectivement. Les simulations de système photovoltaïque étudié sont réalisées sous l'environnement de Matlab/ SimPowerSystem.

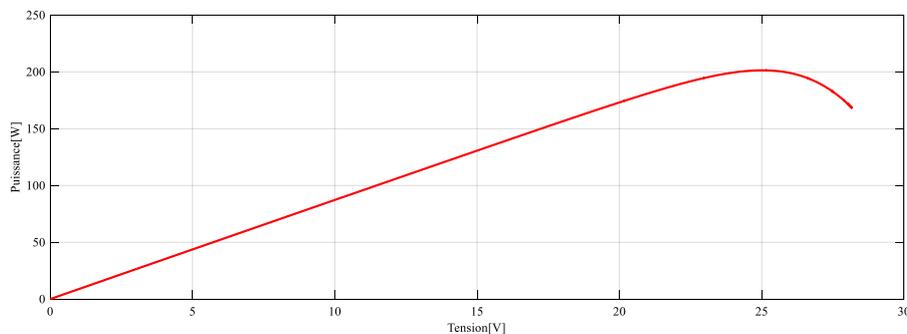


Figure II.2. Caractéristique puissance tension d'un panneau photovoltaïque $P=f(V)$.

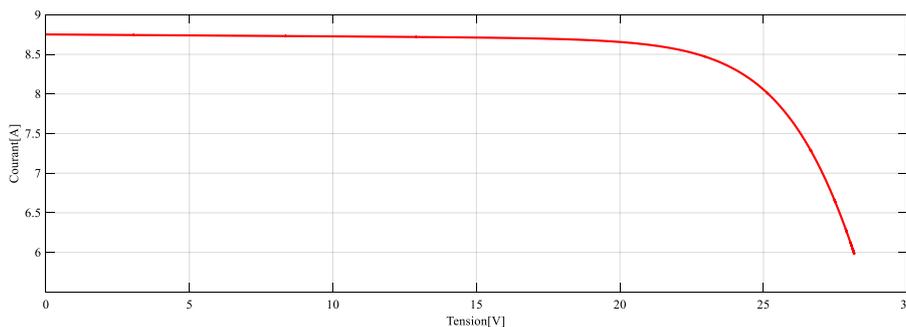


Figure II.3. Caractéristique courant tension d'un panneau photovoltaïque $I=f(V)$.

La production de l'énergie photovoltaïque s'influence par les variations des données météorologiques. Afin de prouver cette influence sur le comportement de la caractéristique de $I = f(v)$ et $P = f(v)$ et du panneau photovoltaïque, on prend les données météorologiques d'une journée de chaque saison de 2018.

II.2.1.a Influence de la température

On varie la température entre 11.4°C et 35°C. La caractéristique ($I_{pv} = f(V_{pv})$) est donnée par la figure II.4

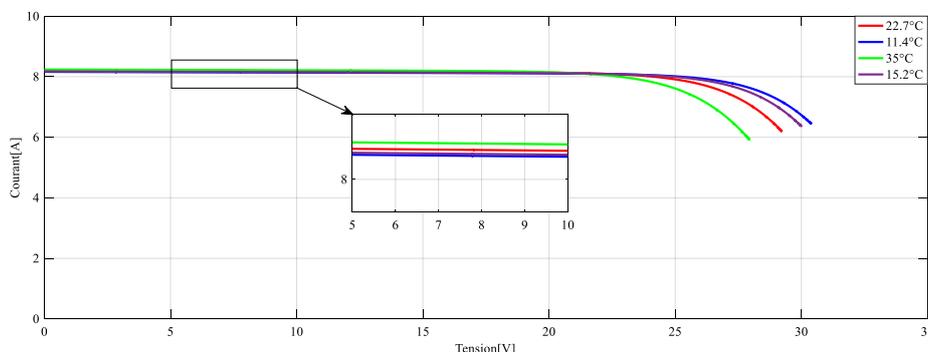


Figure II.4. Influence de la température sur la caractéristique $I=f(V)$.

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. Plus la température augmente et moins le module est performant.

II.2.1.b Influence de l'éclairement

En faisant varier l'éclairement entre 594w/m² et 1062 w/m², la caractéristique ($I_{pv}=f(V)$ et $P=f(V)$) est donnée par la figure II.5.

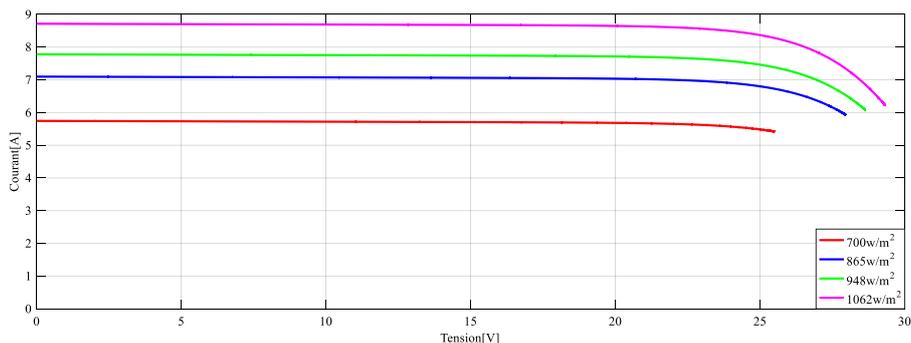


Figure II.5. Influence de l'éclairement sur la caractéristique $I=f(V)$.

On remarque également que le courant est directement proportionnel au rayonnement à ces niveaux d'éclairement.

La puissance électrique produite par un panneau photovoltaïque dépend fortement de l'ensoleillement et à un degré moins important de la température des cellules.

II.2.2 Convertisseur CC-CC élévateur (Hacheur Boost)

II.2.2.a Convertisseur CC-CC BOOST simple

Un panneau solaire PV est un générateur d'électricité continu basse tension. Il est préférable de mettre un dispositif élévateur de tension comme étage adaptateur d'impédance entre la source et la charge [17].

La structure du convertisseur élévateur est présentée sur la figure II.6. Le fonctionnement de ce convertisseur peut être divisé en deux phases suivant l'état de l'interrupteur S :

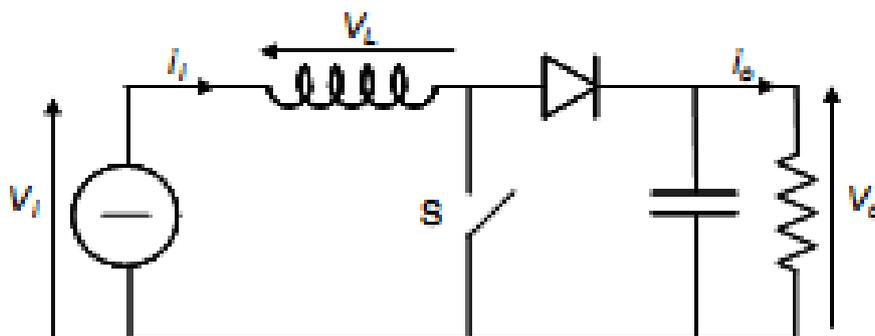


Figure II.6. Modèle d'un hacheur simple.

Dans la première phase, l'interrupteur S est fermé, la tension aux bornes de l'inductance vaut $V_L = V_0$. Et le courant traversant l'inductance augmente linéairement.

Dans la deuxième phase, l'interrupteur est ouvert. Ceci génère une tension négative aux bornes de l'inductance pour empêcher la décroissance du courant. La diode devient passante.

La tension aux bornes de l'inductance vaut $V_L = V_i - V_o$. Dans cette phase la capacité de sortie se charge en même temps par le courant stocké dans l'inductance et par l'entrée V_i [12].

L'ondulation du courant inducteur i_{L1} est :

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_{in}}{L_1} \alpha t = \frac{V_o - V_{in}}{L_1} (1 - \alpha)T \quad (\text{II.9})$$

$$V_o = \frac{1}{1-\alpha} V_{in} \quad (\text{II.10})$$

Le gain de transfert de tension est :

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-\alpha} \quad (\text{II.11})$$

Le courant de l'inductance est :

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-\alpha} \quad (\text{II.11})$$

Le rapport de variation du courant I_{L1} à travers l'inductance $L1$ est :

$$I_{L1} = (1 - \alpha) \frac{V_o}{R} \quad (\text{II.12})$$

Habituellement ξ_1 est petit (beaucoup plus bas que l'unité), ce qui signifie que ce convertisseur fonctionne en mode continu.

$$\xi_1 = \frac{(\Delta i_{L1})/2}{I_{L1}} = \frac{\alpha T V_{in}}{(1 - \alpha) 2 L_1 V_o / R} \quad (\text{II.13})$$

La tension d'ondulation de la tension de sortie V_o est:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_1} = \frac{I_o (1 - \alpha) T}{C_1} = \frac{1 - \alpha V_o}{f C_1 R} \quad (\text{II.14})$$

Par conséquent, le rapport de variation de la tension de sortie V_o est:

$$\xi = \frac{\Delta V_o / 2}{V_o} = \frac{1 - \alpha}{2 R f C_1} \quad (\text{II.15})$$

Résultats de simulation d'hacheur Boost simple

Les figures II.7 et II.8 représentent respectivement, la tension et le courant d'entrée et celle de sortie d'un convertisseur boost simple. On remarque une augmentation de la tension de sortie dû au fait que l'inductance de convertisseur soit en série avec la source de tension

d'entrée, qui permet d'obtenir un montage survolteur qui élève la tension d'entrée de $V_e=200V$ à $V_s=280V$ de la source et génère une démultiplication du courant de $I_e=45A$ à $I_s=28A$.

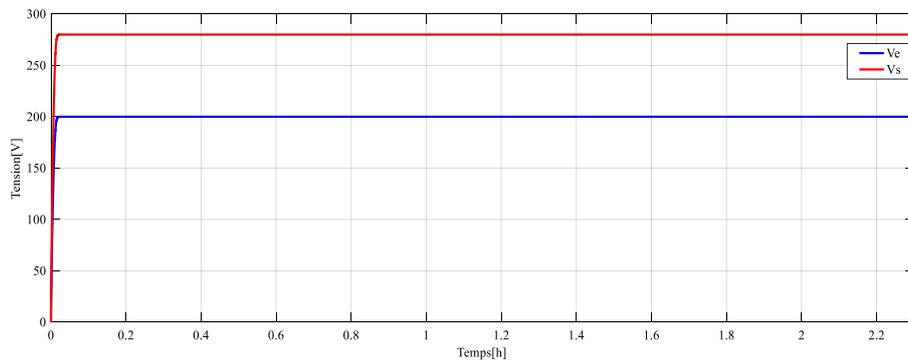


Figure II.7. Les tensions d'entrée V_e et de sortie V_s hacheur simple.

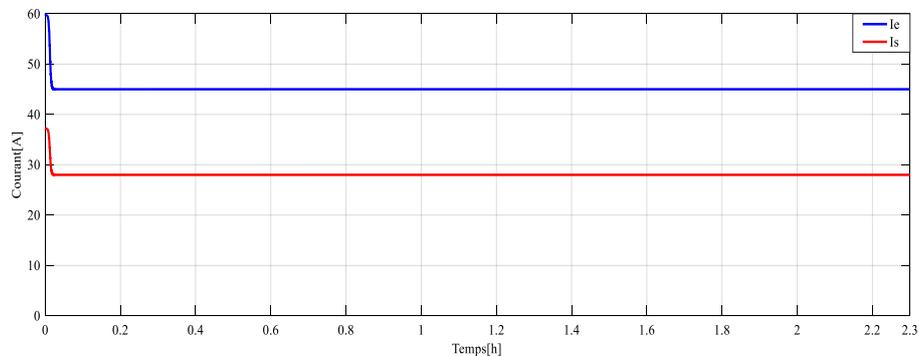


Figure II.8. Les courants d'entrée I_e et de sortie I_s d'un hacheur simple.

Pour la conversion de puissance, il est essentiel que le rendement soit maintenu élevé afin d'éviter la dissipation de la puissance et les échauffements excessifs dans les composants électroniques.

A cause de ça toute la conversion de puissance échangée doit être réalisée autour des composants de stockage d'énergie (inductance et condensateurs) et les commutateurs. Les commutateurs de puissance utilisés dépendent du niveau de la puissance à convertir ou à commander^[12]. Donc on a passé à l'utilisation d'un hacheur à deux étages.

II.2.2.b Modélisation d'un Boost à deux étages (Two-Stage Boost Circuit)

C'est un convertisseur qui donne en sortie une tension plus grande que celle de l'entrée.

Le circuit à deux étages de boost est dérivé du convertisseur boost élémentaire en ajoutant les parties (L2 -D2 -D3-C2).

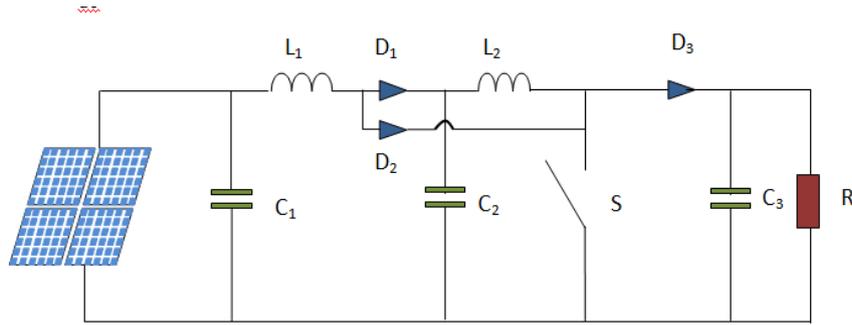


Figure II.9. GPV connecter à un hacheur BOOST deux étages.

Son schéma de circuits équivalents est montré sur la figure II.9 La tension à travers le condensateur C_1 est chargée à V_1 La tension V_1 à travers le condensateur C_1 est

$$V_o = \frac{1}{1-\alpha} V_{in} \quad (II.16)$$

La tension à travers le condensateur C_2 est chargée à V_o le courant traversant l'inductance L_2 augmente avec la tension V_1 pendant la commutation ON de la période (αT) et diminue avec la tension $-(V_o - V_1)$ pendant la période off de commutateur $(1 - \alpha) T$. Par conséquent, l'ondulation du courant i_{L2} d'inductance est ^[18] :

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_1}{L_2} \alpha t = \frac{V_o - V_1}{L_2} (1 - \alpha) T \quad (II.17)$$

Et la relation qui donne la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée est:

$$V_o = \frac{1}{1-\alpha} V_1 = \left(\frac{1}{1-\alpha} \right)^2 V_{in} \quad (II.18)$$

Le gain de transfert de tension est :

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \left(\frac{1}{1-\alpha} \right)^2 \quad (II.19)$$

De façon analogue, on peut donner les courants des inductances L_1 et L_2 par:

$$\begin{cases} I_{L1} = \frac{I_o}{(1-\alpha)^2} \\ I_{L2} = \frac{I_o}{(1-\alpha)^2} \end{cases} \quad (II.20)$$

Les ondulations des deux courants sont :

Par conséquent, le rapport de variation du courant i_{L1} à travers l'inductance L_1 est :

$$\begin{cases} \Delta i_{L1} = \frac{V_{in}}{L_1} \alpha T \\ \Delta i_{L2} = \frac{V_{in}}{L_2} \alpha T \end{cases} \quad \text{II.21}$$

Par conséquent, le rapport de variation du courant i_{L1} à travers l'inductance L_1 est :

$$\xi_1 = \frac{(\Delta i_{L1})/2}{I_{L1}} = \frac{\alpha(1-\alpha)^2 TV_{in}}{2L_1 I_0} = \frac{\alpha(1-\alpha)^2}{2} \frac{R}{FL_1} \quad \text{II.22}$$

Le rapport de variation du courant i_{L2} à travers l'inductance L_2 est :

$$\xi_2 = \frac{(\Delta i_{L2})/2}{I_{L2}} = \frac{\alpha(1-\alpha)^2 TV_{in}}{2L_2 I_0} = \frac{\alpha(1-\alpha)^2}{2} \frac{R}{FL_2} \quad \text{II.23}$$

Et le rapport de variation de la tension de sortie V_0 est :

$$\varepsilon = \frac{\Delta V_0/2}{V_0} = \frac{1-\alpha}{2RFC_2} \quad \text{II.24}$$

Résultats de simulation d'hacheur à deux étages

Les figures (II.10 et II.11) représentent respectivement, la tension et le courant d'entrée et celle de sortie d'un convertisseur boost à deux étages. On constate clairement que la tension augmente $V_s = 448V$ par rapport à la tension d'entrée du convertisseur, ce qui conduit à une diminution de la valeur de courant de $I_e = 45A$ à $I_s = 18A$.

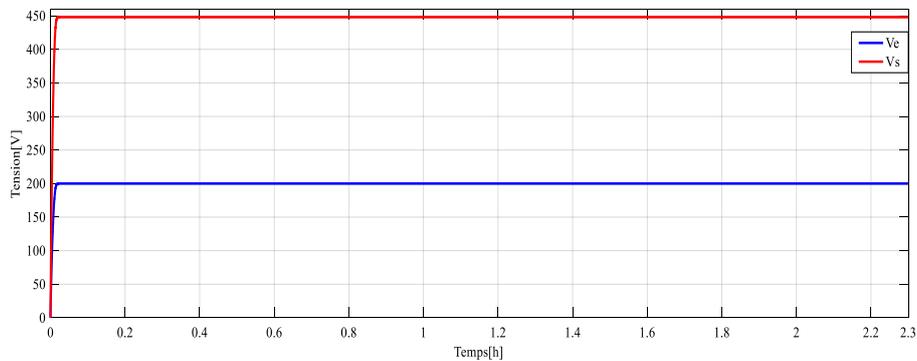


Figure II.10. Les tensions d'entrée V_e et de sortie V_s hacheur à deux étages

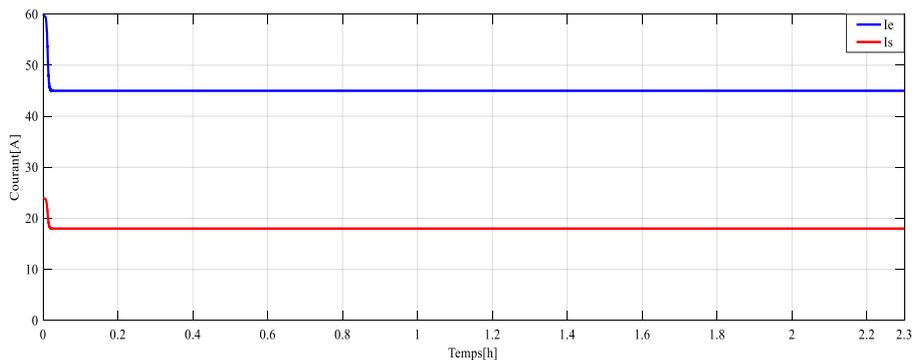


Figure II.11. Les courants d'entrée I_e et de sortie I_s d'un hacheur à deux étages.

II.2.2c Etude comparative entre hacheur simple et hacheur à deux étages

Afin d'illustrer l'efficacité d'un hacheur boost à deux étages pour éviter la dissipation de la puissance et les échauffements excessifs dans les composants électroniques. Une étude comparative a été réalisée entre les deux convertisseurs.

Les figures II.12 et II.13 représentent respectivement les tensions et les courants de sorties d'hacheur simple et hacheur à deux étages

On remarque clairement que l'utilisation d'un hacheur boost deux étages indique une augmentation considérable de la tension de sortie presque deux fois la tension d'un hacheur boost, ce qui implique une diminution du courant de sortie de le hacheur boost deux étages par conséquence.

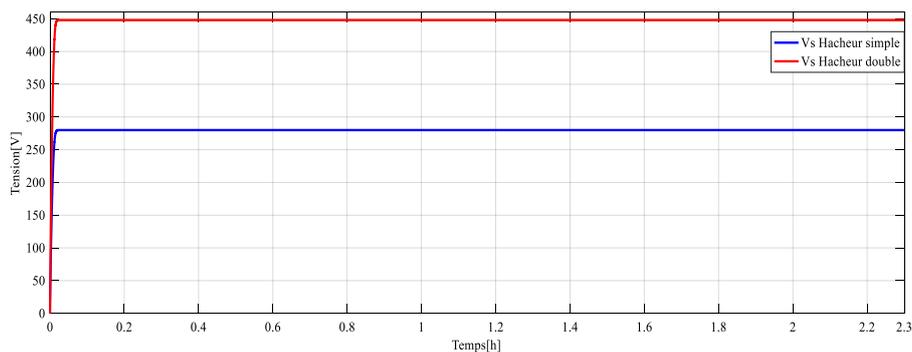


Figure II.12. Les tensions de sortie d'hacheur à deux étages et hacheur simple.

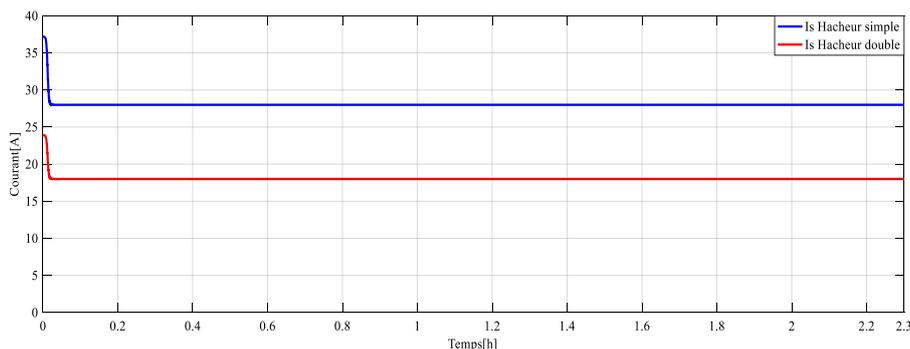


Figure II.13. Les courants de sorties d'hacheur à deux étages et hacheur simple.

L'utilisation d'un étage d'adaptation afin d'optimiser la production d'énergie à tout moment est ainsi de plus en plus préconisée.

Un panneau photovoltaïque sous un ensoleillement constant et uniforme a une caractéristique courant-tension de telle sorte que pour chaque ensoleillement il n'y a qu'un seul point de fonctionnement qu'on l'appelle le point de puissance maximale (MPP : Maximum Power Point). Pour ce dernier, le panneau fonctionne au rendement maximal et produit sa puissance maximale. Quand on lie une charge directement à un panneau photovoltaïque, ce point de fonctionnement n'est pas forcément le MPP^[19], Pour surmonter le problème de rendement des panneaux solaires et obtenir un rendement maximum, il est nécessaire d'optimiser la conception de toutes les parties du système PV. En outre, il est nécessaire d'optimiser les convertisseurs (continu/continu) DC/DC employés comme interface entre le générateur PV et la charge afin d'extraire le maximum de puissance et ainsi faire fonctionner le générateur GPV à son point de puissance maximum (MPP) à l'aide d'un contrôleur MPPT (maximum power point tracking)^[20].

II.2.3 MPPT (Maximum Power Point Tracker):

L'algorithme MPPT peut être plus ou moins compliqué pour rechercher la puissance maximale, mais en général il est basé sur la variation du rapport cyclique du convertisseur statique jusqu'à se placer sur le point de puissance maximale en fonction des évolutions des paramètres d'entrée du convertisseur statique (I et V).

Le principe d'un contrôleur MPPT est souvent basé sur le coude de la caractéristique P-V.

La méthode de suivi de la puissance maximale connue sous le nom MPPT (Maximum

Power Point Tracking) est basée sur l'utilisation d'un algorithme de recherche où le maximum de la courbe de puissance est estimé sans interrompre le fonctionnement normal du panneau photovoltaïque. Contrairement au contrôle à tension fixe, le MPPT n'est pas basé sur une valeur de référence prédéterminée mais il s'agit d'une recherche de la valeur de référence pour atteindre le maximum de la puissance sur la caractéristique courant-tension. À noter que le MPPT joue un rôle très important parce qu'il maximise le rendement et il réduit au minimum le coût^[19]. Plusieurs algorithmes MPPT sont proposés comme la méthode :

- Perturbation et observation. (P&O).
- La méthode incrémentation de la conductance.
- Méthode de capacité parasite.
- Méthode de mode glissant

II.2.3.a Méthode Perturber et Observer

L'algorithme perturber et observer « P&O » est souvent le plus utilisé dans la pratique en raison de sa facilité de mise en œuvre. Pour cette méthode, on considère que le panneau photovoltaïque fonctionne à un point qui n'est pas forcément le MPP ; 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.

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 » est qu'il ne peut pas déterminer quand il a atteint vraiment le MPP. À ce moment, il oscille autour du MPP, en changeant le signe de la perturbation ΔV après chaque mesure de ΔP . En outre, il a été montré que l'algorithme

« P&O » peut avoir un comportement erratique sous un changement rapide du niveau d'ensoleillement^[19].

Cette stratégie de contrôle présente certains inconvénients tel que la robustesse, l'incertitude d'emplacement de l'MPP à faible conditions atmosphérique donc pour surmonter on passe à des commandes plus avancées commençant par la commande par mode glissant.

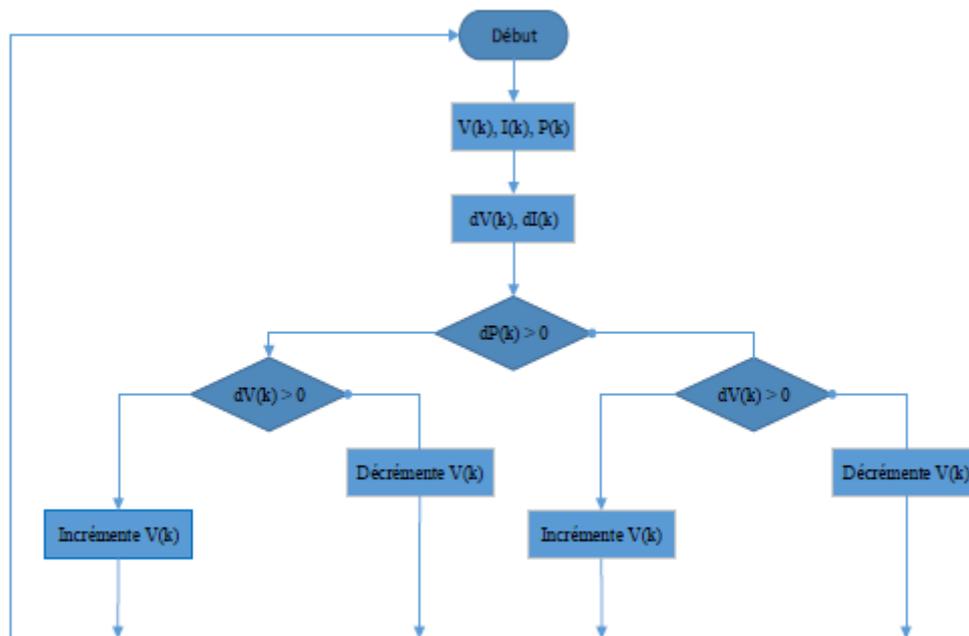


Figure II.14. Organigramme de l'algorithme MPPT de la Perturbation & Observation

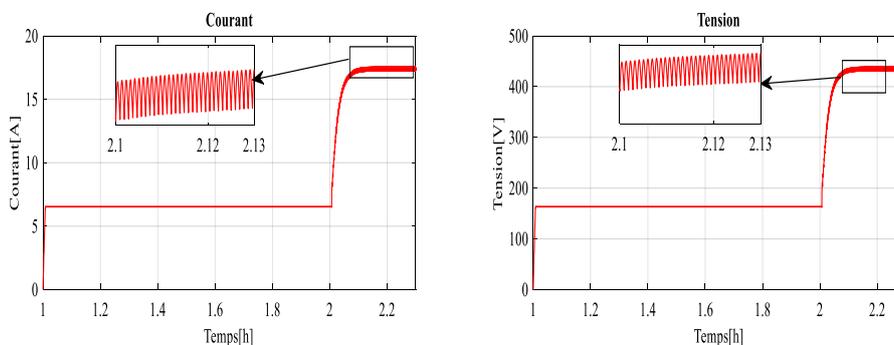


Figure II.15. Courant et tension de sortie de l'hacheur.

II.2.3.b Commande par mode glissant

Principe de la MPPT mode glissant

La commande par mode glissant est bien connue pour sa robustesse aux perturbations et aux variations de paramètre. Son principe de base consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement^[12].

Ce type de commande a suscité un grand intérêt du fait de ses deux principaux avantages :

- La relative simplicité de sa mise en œuvre.
- Sa robustesse vis-à-vis des perturbations extérieures.

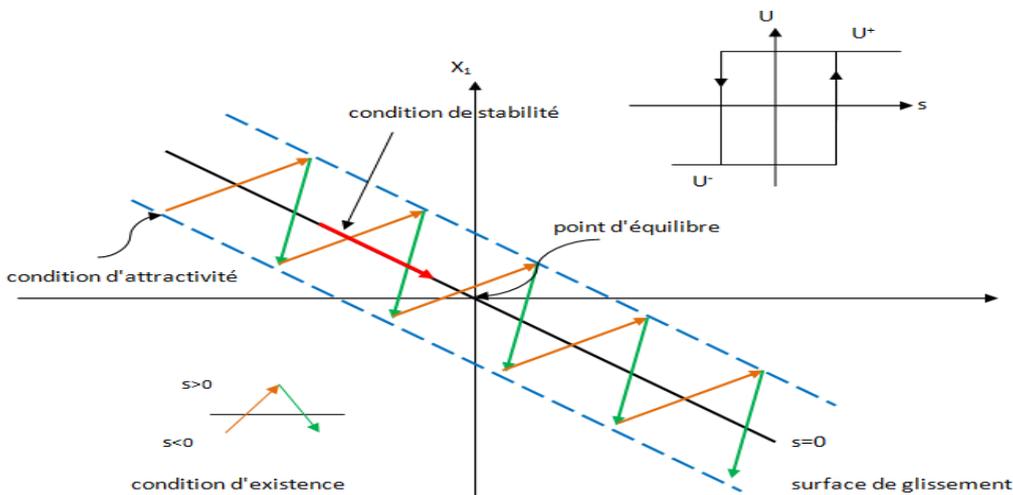


Figure II.16. Principe de la commande par mode glissant

L'objectif de cette technique de contrôle est de respecter deux contraintes :

- Synthétiser une surface $S(x, t)$ telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désireux de poursuite, régulation et stabilité
- Déterminer une loi de commande (commutation) $U(x, t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

La commande par mode glissant se compose de deux termes, une commande discontinue en fonction du signe de la surface de glissement "Un" et une commande dite équivalente "Ueq", caractérisant la dynamique du système sur la surface de glissement figure II.16

$$U = U_{eq} + U_n \tag{II.25}$$

Ueq : obtenue par la méthode de la commande équivalente, le principe est basé sur la détermination du comportement du système lorsqu'il est sur la surface de glissement s , soit $s=0$, cette commande peut être aussi bien linéaire que non linéaire.

Un : composante non linéaire (discontinue), permet au système d'atteindre et de rester sur la surface de glissement.

La de coefficient d'utilisation est :

$$\alpha = 1 - U \quad (\text{II.26})$$

Donc:

$$\alpha = 1 - U_{eq} - U_n \quad (\text{II.27})$$

- **Choix de la surface :**

La synthèse d'un contrôleur par mode glissant se décompose en plusieurs étapes :

- le choix de la surface de glissement,
- la vérification de l'attractivité de la surface de glissement,
- la démonstration de l'existence du mode de glissement,
- l'étude de la stabilité de la commande sur la surface de glissement.

La condition du point de puissance maximale PPM est donnée par :

$$S = \frac{\partial P}{\partial V_{pv}} = 0 \quad (\text{II.28})$$

$$S(t) = 0 \quad \text{donc} \quad U = U_{eq} \quad (\text{II.29})$$

Il est garanti que l'état du système touchera la surface et produira sa puissance maximale

$$S = \frac{\partial P}{\partial V_{pv}} = 0 = I_{pv} + V_{pv} \frac{\partial I_{pv}}{\partial V_{pv}} \quad (\text{II.30})$$

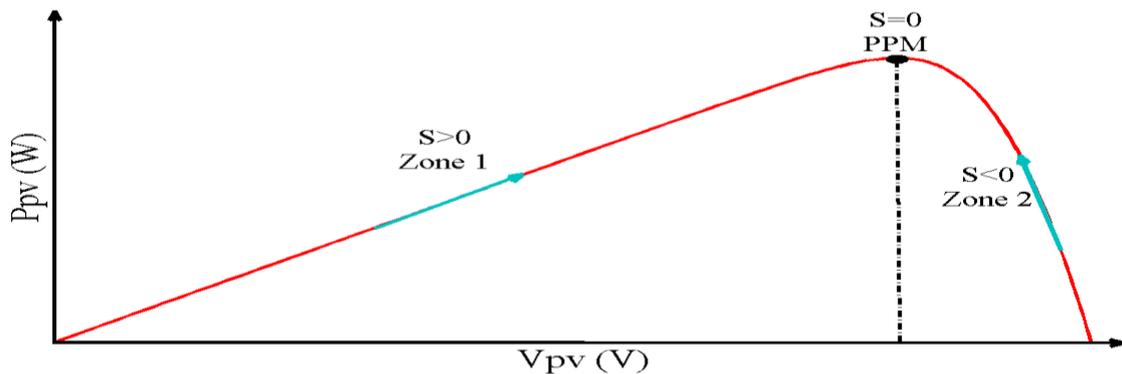


Figure II.17. Caractéristique P-V du GPV de la commande par mode glissant.

Si on reprend ici la caractéristique P-V du GPV pour des conditions météorologiques données, Selon la pente de la courbe, on peut diviser la figure.II.17 en deux zones séparées par le point PPM $S(x) = 0$, zone 1 pour laquelle la pente est positive $S(x) > 0$, et zone 2 pour laquelle la pente est négative $S(x) < 0$. Si par exemple, le PF se trouve à gauche du

PPM, la commande doit le déplacer vers la surface de glissement en incrémentant la tension V et si au contraire, le PF se trouve à droite du PPM, la commande doit le déplacer vers la surface de glissement en décrémentant la tension V_{pv} . Pour cela, la loi de commande de commutation adoptée est celle présentée par l'équation [17] :

$$U = \begin{cases} 0 & \text{pour } S(x) > 0 \\ 1 & \text{pour } S(x) < 0 \end{cases} \tag{II.31}$$

• **Détermination de la commande équivalente :**

Suivant l'équation (II.16) qui nous donne la relation entre la tension d'entrée et de sortie de notre système, et les équations (II.26) et (II.29) nous pouvons déduire l'équation suivante:

$$V_0 = \frac{V_{in}}{(1-\alpha)^2} \quad \longrightarrow \quad \alpha = 1 - \sqrt{\frac{V_{in}}{V_0}} \tag{II.32}$$

Donc :

$$\alpha = 1 - \sqrt{\frac{V_{in}}{V_0}} - K \text{sign}(S) \tag{II.33}$$

V_{pv} : la tension générée du générateur photovoltaïque.

V_s : la tension de sortie du convertisseur D C/DC.

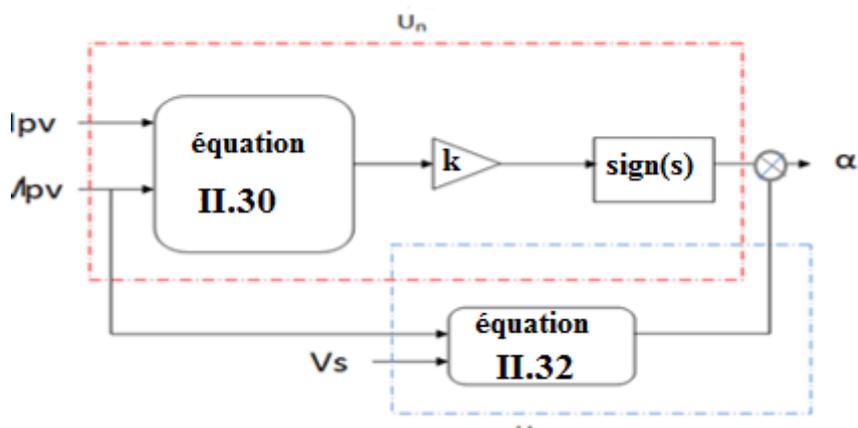


Figure II.18. Régulateur par mode glissant.

D'après des résultats de la simulation illustrée ci-dessous on remarque que les profils de courant et tension subissent de fortes fluctuations qui influent négativement sur notre système. Pour

atténuer ce problème en passant vers une des commandes d'intelligence artificielle commande par mode glissant floue FSMC, cette dernière s'effectue par le remplacement de U_n de la loi de commande par le régulateur flou.

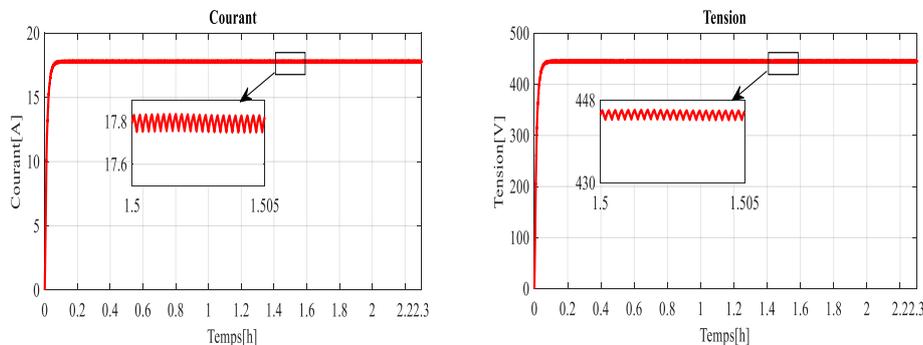


Figure II.19. Courant et tension de sortie de l'hacheur.

II.2.3.c Commande par mode glissant floue

Principe de la commande par mode glissant floue

Récemment, la commande par logique floue a été utilisée dans les systèmes de poursuite du point maximum de puissance MPPT, cette commande offre l'avantage d'être une commande robuste et relativement simple à élaborer et elle ne nécessite pas la connaissance exacte du modèle à réguler. La mise en place d'un contrôleur flou se réalise en trois étapes, qui sont : la fuzzification, l'inférence et la défuzzification.

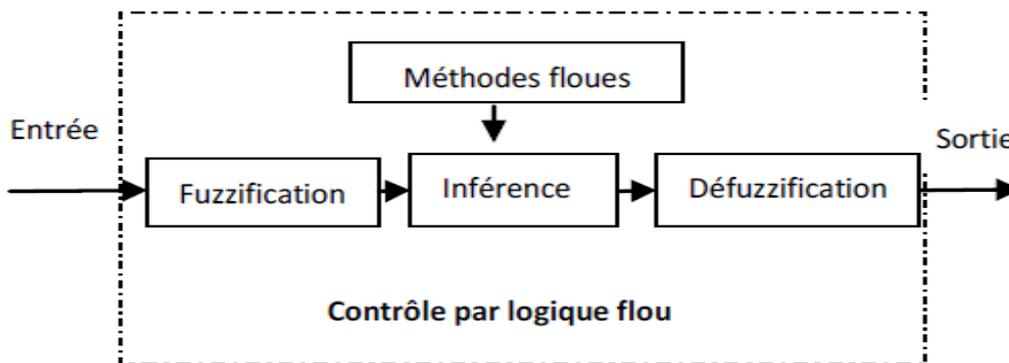


Figure II.20. Contrôleur par logique floue.

La fuzzification permet de rendre flou les variables d'entrée. Une étape préliminaire consiste à définir un intervalle de variation maximale autorisée pour les variables d'entrées. Le but de la fuzzification est de transformer les variables d'entrée en variables linguistiques ou variables floues.

Dans notre cas, on a deux variables d'entrées qui sont l'erreur $E(k)$ et la variation d'erreur dE à l'instant k .

L'inférence est une étape qui consiste à définir un rapport logique entre les entrées et la sortie. En effet, des règles d'appartenance vont être définies pour la sortie

comme ça était fait pour les entrées, grâce à ces règles un tableau d'inférence peut être dressé. Il est évident qu'une bonne connaissance du système est requise pour le développement d'un tel régulateur. En effet, en règle générale, une valeur d'entrée est définie par deux fonctions floues avec des degrés différents, ainsi la sortie sera elle aussi définie par plusieurs fonctions, la question étant de savoir avec quels degrés d'appartenance. Plusieurs méthodes peuvent répondre à cette question. De notre part, nous avons utilisé la méthode MAX-MIN. Enfin, il nous faut réaliser l'opération inverse de la fuzzification, ici nous devons calculer une valeur numérique compréhensible par l'environnement extérieur à partir d'une définition floue est c'est le but de la défuzzification ^[20].

Où K_E , K_{dE} et K_D sont des gains d'échelle sélectionnés pour atteindre les caractéristiques de réponse requises.

L'univers du discours de e , K_E et D est divisé en trois ensembles flous avec des fonctions d'appartenance triangulaires et trapézoïdales étiquetées NP (Négatif Petit), Z (Zéro) et NG (Négatif Grand) comme montré dans la figure II.20. Les règles floues utilisées pour déterminer la sortie du contrôleur sont résumées dans le Tableau.II.1.

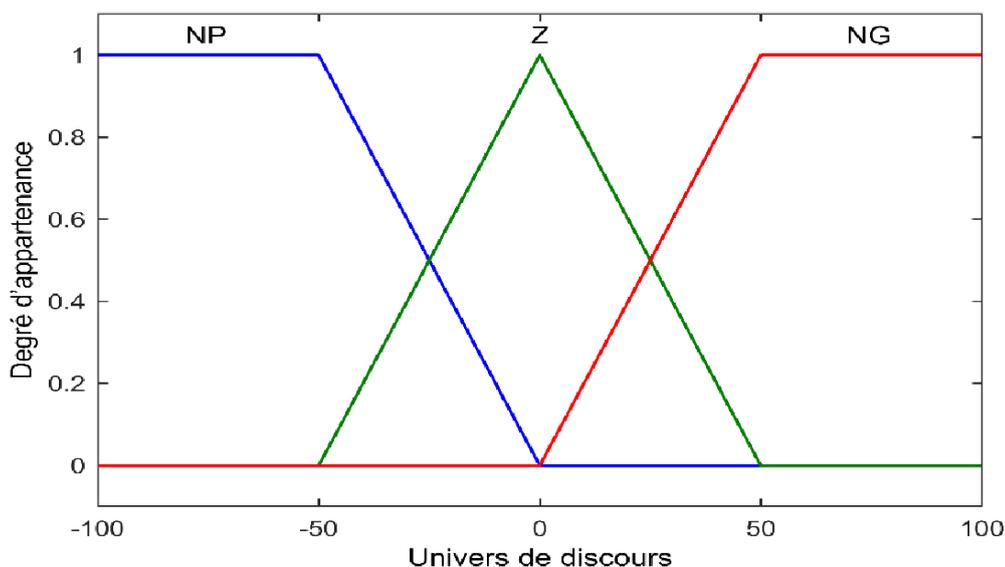


Figure II.21. Fonction d'appartenance.

DE \ E	E	N	Z	P
N	N	N	N	Z
Z	Z	N	Z	P
P	P	N	P	P

Tableau.II.1 Les règles d'inférences.

II.2.3.d Etude comparative des Résultats de simulation des commandes de MPPT

Après la simulation du système photovoltaïque avec les trois commandes MPPT : perturbe et Observe, mode glissant CMG et mode glissant flou CMGF pour les mêmes conditions atmosphériques et de charge appliquées aux précédentes commandes. Les figures (II.22, II.23, II.24) présentent respectivement les puissances, les tensions et les courants de sorties du convertisseur Boost à deux étages.

Afin de chercher la commande la plus performante du point de puissance maximum (MPPT), on a testé la robustesse des différentes stratégies de contrôle de cette dernière, commençant par la simulation du système avec la commande par l'algorithme classique P&O, puis on a utilisé la commande avancée par mode glissant afin d'éviter le problème d'influence du système au perturbation, ensuite on a passé vers l'intelligence artificielle CMGF pour atténuer au problème de fluctuation à l'état statique.

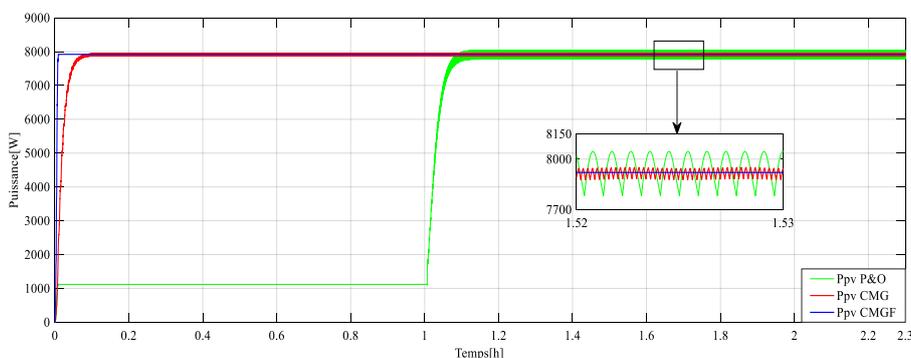


Figure II.22. Comparaison entre les puissances de sortie par P&O, CMG et CMGF.

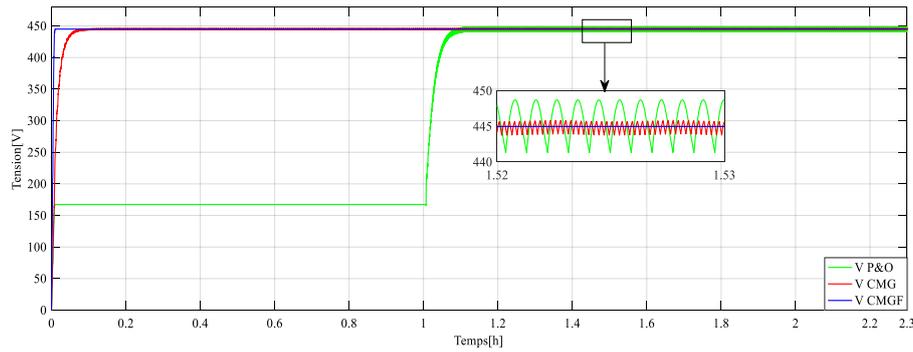


Figure II.23. Comparaison entre les Tensions de sortie par P&O, CMG et CMGF.

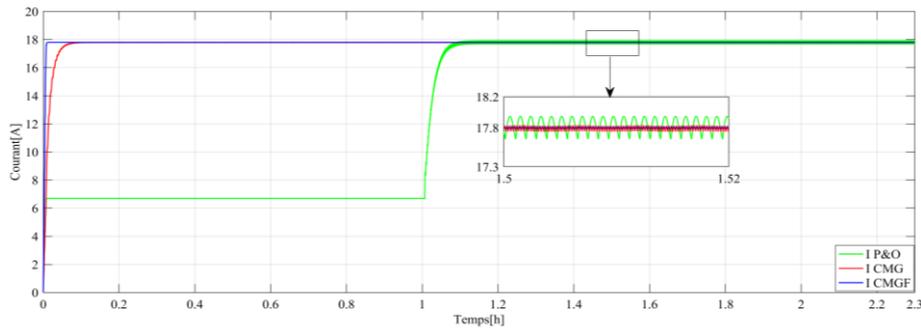


Figure II.24. Comparaison entre les Courants de sortie par P&O, CMG et CMGF.

II.3 Conclusion

Le fonctionnement du générateur photovoltaïque à un rendement optimal nécessite l'insertion d'un convertisseur CC-CC entre le générateur et le récepteur à une tension constante peut être optimisé en ajustant le rapport cyclique α afin que le générateur puisse fonctionner à P_{opt} .

Afin d'améliorer l'efficacité des systèmes photovoltaïques, différents algorithmes de commandes intelligentes ont été étudiées pour la poursuite du point maximum de puissance dans ce travail. Nous avons commencé par la présentation de la conception et de la simulation d'un contrôleur basé sur une technique classique tel que la perturbation et l'observation. Et autre avancées tel que CMG et CMGF.

Pour l'alimentation des charges alternatives par le GPV et le raccordement de ce dernier au réseau électrique il est nécessaire d'utiliser un étage d'adaptation CC-AC que nous allons l'étudier dans le chapitre suivant.

