

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

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

N° : .....



FILIERE : ELECTRONIQUE  
SPECIALITE : SYSTEMES EMBARQUES.

**Mémoire présenté pour l'obtention  
du diplôme de Master académique  
en spécialité**

**Electronique des Systèmes Embarqués**

Préparé par :

**Loubna LAKEL et Dounia KHEMIES**

**Intitulé :**

**Commande non linéaire d'un Hacheur Parallèle  
Connecté à une Source Photovoltaïque**

**Soutenu devant le jury composé de:**

Ghadbane Ismail	MCA, Université de M'sila	Président
Zorig Abdelmalik	MCA, Université de M'sila	Rapporteur
Bouzidi Riad	MCA Université de M'sila	Examineur

**Année universitaire : 2023-2024**

# Remerciement

*Nous remercions tout d'abord, Allah qui nous a donné la force et le courage de terminer nos études et élaborer ce modeste travail.*

*Nous remercions notre encadrant **Abdelmalik Zorig**, pour sa grande aide Au cours de la réalisation de notre travail, ces encouragements axé sur la réussite...*

*Nous remercions les membres du jury : **Dr. Ghadbane Ismaïl** et **Dr. Bouzidi Riad** d'avoir accepté d'évaluer notre travail .*

*Nous remercions également tous les enseignants qui ont encadré durant notre cursus universitaire.*

*Nous remercions tous ceux qui, d'une manière ou d'une autre, nous ont toujours soutenus par leur respect et leur gentillesse.*

# *Dédicace*

*Nous dédions ce travail à toutes les personnes qui nous ont encouragés de près ou de loin pour achever cette mémoire.*

*A nos chers parents tout en Nous inclinant pour leur témoigner nos remerciements et notre reconnaissance envers les sacrifices et le soutien moral qu'ils ont fourni pendant toute la durée de mes études.*

*A nos frères et toutes nos familles.*

*A notre encadreur, nos professeurs qui nous ont soutenu tout le long de nos études.*

*Et enfin à tous nos amis sans exception surtout tous nos collègues des études.*

---

# Table des matières

<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
------------------------------	----------

## **Chapitre I: Modélisation d'une source photovoltaïque**

<b>I.1 Introduction</b>	<b>3</b>
<b>I.2 Cellule photovoltaïque</b>	<b>3</b>
I.2.1 Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque	4
I.2.2 Différents types de la cellule photovoltaïque	5
I.2.2.1 Cellule monocristalline	5
I.2.2.2 Cellule polycristalline	5
I.2.2.3 Cellule amorphe	5
I.2.3 Modélisation d'une cellule photovoltaïque	6
I.2.3.1 Modèle à deux diodes	6
I.2.3.2 Modèle à une diode	8
I.2.3.3 Modèle de pertes ohmique	9
<b>I.3 Panneau photovoltaïque</b>	<b>9</b>
I.3.1 Modélisation du panneau photovoltaïque	10
I.3.2 Caractéristiques électriques d'un panneau photovoltaïque	10
I.3.3 Calcul du courant d'un panneau à une température et une irradiation quelcon	11
I.3.4 Etude de l'influence de l'ensoleillement sur les caractéristique électrique du panneau	12
I.3.5 Etude de l'influence de la température sur les caractéristique électrique du panneau	13
I.3.6 Etude de l'influence de la résistance série sur les caractéristique électrique du panneau	14
<b>I.4 Générateur photovoltaïque</b>	<b>15</b>
I.4.1 Modélisation d'un générateur photovoltaïque	16
<b>I.5 Techniques de la poursuite du Point de Puissance Maximale</b>	<b>17</b>
I.5.1 Technique de Perturbation et Observation	18
I.5.2 Technique de l'incrémentation de la conductance	19
<b>I.6 Conclusion</b>	<b>21</b>

## **Chapitre II : Commande linéaire d'un convertisseur boost alimenté par une source photovoltaïque**

<b>II.1 Introduction</b>	<b>23</b>
<b>II.2 Principe de fonctionnement du convertisseur boost</b>	<b>24</b>
<b>II.3 Mode de fonctionnement du convertisseur boost</b>	<b>25</b>

<b>II.4 Modelisation du convertisseur boost en mode de conduction continu</b>	<b>26</b>
<b>II.5 Calcul de la valeur de l'inductance qui assure le fonctionnement du convertisseur boost dans le mode de conduction continu</b>	<b>28</b>
<b>II.6 Dimensionnement des composants passifs du convertisseur boost</b>	<b>29</b>
II.6.1 Calcul de l'inductance du convertisseur	29
II.6.2 Calcul de la capacite du condensateur d'entrée	30
<b>II.7 Principe de la modulation de largeur d'impulsion</b>	<b>30</b>
<b>II.8 Commande lineaire d'un convertisseur boost alimente par un generateur PV</b>	<b>31</b>
II.8.1 synthese du regulateur de la tension du generateur photovoltaïque	31
II.8.2 synthese du regulateur du courant de la bobine	33
<b>II.9 Resultats de simulation</b>	<b>34</b>
II.9.1 Variation d'irradiation solaire	34
II.9.2 Variation de la temperature	36
<b>II.10 Conclusion</b>	<b>37</b>

## **Chapitre III : Commande par mode glissant d'un convertisseur boost connecté à une source photovoltaïque**

<b>III.1 Introduction</b> .....	<b>38</b>
<b>III.2 Technique de la commande par mode glissant</b> .....	<b>39</b>
<b>III.3 Principe de la commande par mode de glissant</b> .....	<b>39</b>
<b>III.4 Conception de la commande par mode glissant</b> .....	<b>40</b>
III.4.1 Choix de la surface de glissement .....	<b>40</b>
III.4.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant .....	41
III.4.2.1 Condition d'attractivité .....	41
III.4.2.2 Fonction de Lyapunov .....	41
III.4.3 Détermination de la loi de commande .....	41
III.4.3.1 Calcul de la commande équivalente .....	42
III.4.3.2 Commande discontinue.....	43
<b>III.5 Commande par mode glissant d'un convertisseur boost connecté à un générateur PV</b> .....	<b>43</b>
III.5.1 Synthèse du régulateur mode glissant de la tension d'entrée du convertisseur	44
III.5.2 Synthèse du régulateur mode glissant du courant de l'inductance	45
<b>III.6 Résultats de simulation</b> .....	<b>46</b>

III.6.1	Variation d'irradiation solaire	47
III.6.2	Variation de la température	49
<b>III.7</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>52</b>
<b>Conclusion générale .....</b>		<b>53</b>
<b>Bibliographie .....</b>		<b>55</b>

## Liste de figures

### Chapitre I

Figure (I.1):	Structure générale d'une cellule photovoltaïque.	5
Figure (I.2) :	Circuit équivalent au modèle à deux-diodes d'une cellule photovoltaïque	6
Figure (I.3) :	Circuit équivalent du modèle à une diode d'une cellule photovoltaïque	8
Figure (I.4) :	Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque selon le modèle des pertes ohmiques.	9
Figure (I.5) :	Panneau photovoltaïque.	9
Figure (I.6):	Circuit équivalent d'un panneau photovoltaïque.	10
Figure (I.7) :	Caractéristique I-V d'un module photovoltaïque	11
Figure (I.8):	Courbes I-V d'un panneau pour différentes irradiances solaires.	13
Figure (I.9) :	Courbes P-V d'un panneau photovoltaïque pour différentes irradiances solaires.	13
Figure (I.10) :	Courbes I-V d'un panneau photovoltaïque pour différentes températures.	14
Figure (I.11) :	Courbes P-V d'un panneau photovoltaïque pour différentes températures.	14
Figure (I.12) :	Influence de la résistance série sur la caractéristique I-V du panneau photovoltaïque.	15
Figure (I.13) :	Influence de la résistance série sur la caractéristique P-V du panneau photovoltaïque.	15
Figure (I.14) :	Constitution d'un générateur photovoltaïques	16
Figure (I.15) :	Photo réelle d'un générateur photovoltaïques	16
Figure (I.16):	Circuit équivalent du modèle d'un générateur photovoltaïque.	17
Figure (I.17) :	Position du point de fonctionnement du générateur photovoltaïque selon la technique Perturbation et Observation.	18
Figure (I.18):	Organigramme de la méthode de perturbation et d'observation	19
Figure (I.19) :	Position du point de fonctionnement du générateur photovoltaïque selon la technique incrémentation de la conductance.	20
Figure (I.20) :	Logigramme de la méthode incrémentation de la conductance.	21

### Chapitre II

Figure(II.1) :	Circuit du convertisseur boost alimenté par un générateur photovoltaïque	24
----------------	--	----

Figure(II.2) : Circuit équivalent du convertisseur boost lorsque l'interrupteur $S$ est fermé. _____	24
Figure (II.3) : Circuit équivalent du convertisseur boost lorsque l'interrupteur $S$ est ouvert. _____	25
Figure (II.4) : Forme du courant traversant l'inductance dans le mode de conduction continu. ____	25
Figure (II.5) : Forme du courant traversant l'inductance dans le mode de conduction discontinu. _____	26
Figure (II.6) : Convertisseur boost alimenté par une source photovoltaïque. _____	26
Figure (II.7): Forme du courant de l'inductance à la frontière entre le mode continu et discontinu . _____	28
Figure (II.8) :Principe de la modulation de la largeur d'impulsion. _____	30
Figure (II.9) : Structure globale de la commande utilisée pour contrôler le système étudié _____	31
Figure (II.10) : Schéma de régulation de la tension de générateur par un PI _____	32
Figure (II.11): Schéma de régulation de courant de l'inductance. _____	33
Figure (II.12): Performance du système lors vis-à-vis une variation de l'irradiation solaire, (a) Puissance du générateur avec la puissance du point MPP, (b) Courant du générateur avec le courant du point MPP, (c) Tension du générateur avec la tension du point MPP, (d) Rapport cyclique du convertisseur. _____	34
Figure (II.13): Performance du système lors vis-à-vis une variation de la température, (a) Puissance du générateur avec la puissance du point MPP, (b) Courant du générateur avec le courant du point MPP, (c) Tension du générateur avec la tension du point MPP, (d) Rapport cyclique du convertisseur. _____	36

## **Chapitre III**

Figure (III.1): Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase, (a) Glissement idéal, (b) _____	40
Figure (III.2): Valeur continue $u_{eq}$ prise par la commande lors de la commutation _____	42
Figure (III.3) : Structure globale de la commande utilisée pour contrôler le système étudié _____	44
Figure (III.4): Performance du système contrôlé par les régulateurs mode glissant vis-à-vis une variation de l'irradiation solaire, (a) Puissance du générateur avec la puissance du point MPP, (b) Courant du générateur avec le courant du point MPP, (c) Tension du générateur avec la tension du point MPP, (d) Rapport cyclique du convertisseur. _____	47
Figure (III.5) : Performance du système contrôlé par les régulateurs PI vis-à-vis une variation de l'irradiation solaire, (a) Puissance du générateur avec la puissance du point MPP, (b) Courant du générateur avec le courant du point MPP, (c) Tension du générateur avec la tension du point MPP. _____	49
Figure (III.6): Performance du système contrôlé par les régulateurs mode glissant vis-à-vis une variation de la température, (a) Puissance du générateur avec la puissance du point MPP, (b) Courant du générateur avec le courant du point MPP, (c) Tension du générateur avec la tension du point MPP, (d) Rapport cyclique du convertisseur. _____	50
Figure (III.7): Performance du système contrôlé par les régulateurs mode glissant vis-à-vis une variation de la température, (a) Puissance du générateur avec la puissance du point MPP, (b) Courant du générateur avec le courant du point MPP, (c) Tension du générateur avec la	

tension 51	du	point	MPP.
---------------	----	-------	------

## Liste des tableaux

### **Chapitre I**

Tableau (I.1) : Caractéristiques électriques du module photovoltaïque BP SX 150	11
---	----

### **Chapitre II**

Tableau (II.1) : Paramètres de simulation.	34
--	----

### **Chapitre III**

Tableau (III.1) : Paramètres de simulation	46
--	----

## *Introduction générale*

La production d'électricité à partir des ressources renouvelables devient plus en plus la solution la plus efficace pour répondre à la croissance rapide au besoin énergétique, à l'épuisement des réserves d'énergies fossiles (pétrole, gaz, charbon, etc.), et également aux questions environnementales (pollution, émissions des gaz à effet de serre, etc.) [1],[2].

Au cours de ces dernières années, l'énergie photovoltaïque prend un intérêt de plus en plus important dans le monde en raison de sa capacité de produire l'électricité sans pièces mobiles, ni d'émission de gaz ni de bruit [1]-[4]. En revanche, l'énergie photovoltaïque présente des caractéristiques électriques non linéaires et dépend fortement des conditions climatiques (irradiation solaire, température). Pour ces contraintes, il y a encore plusieurs défis dans la conception, le diagnostic, et le contrôle des systèmes photovoltaïque [3]-[5].

Les convertisseurs de puissance et les techniques de contrôles jouent un rôle important pour exploiter, gérer et protéger les systèmes photovoltaïques [3]-[6]. L'objectif de notre travail consiste à étudier la modélisation et la commande linéaire et non linéaire d'une source photovoltaïque alimentant une charge via un hacheur parallèle (boost converter).

Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous allons présenter en détail le modèle analytique, de chaque cellule, du panneau et du générateur photovoltaïques. Ensuite, nous allons analyser avec simulation l'influence des conditions climatiques ainsi que les résistances internes du panneau sur les caractéristiques électriques (tension, courant, puissance). Dans la dernière partie du chapitre, nous allons présenter deux techniques de la poursuite du point de puissance maximale.

Le deuxième chapitre de ce mémoire sera consacré à la modélisation et à la commande linéaire du convertisseur boost. Premièrement, nous allons présenter la modélisation et le dimensionnement du convertisseur boost. Ensuite, nous allons développer une structure de contrôle à base des régulateurs PI et la modulation de la largeur d'impulsion (MLI). Cette commande a pour objectif de piloter le convertisseur boost pour extraire le maximum de la

puissance du générateur photovoltaïque. A la fin du chapitre, nous allons évaluer la structure de commande développée en considérant les variations de l'irradiation solaire et de la température.

Dans le derniers chapitre, nous allons présenter une structure de commande à base du régulateur mode glissant pour contrôler le système : générateur photovoltaïque- convertisseur boost -charge. L'objectif de cette structure de contrôle est de booster davantage les performances du système étudié notamment en terme de dépassements, oscillations et temps de réponse.

Dans un premier temps, nous allons présenter brièvement la théorie de la commande mode glissant ainsi que les étapes essentielles pour calculer la loi de commande. Ensuite, nous allons présenter en détail la synthèse des régulateurs mode glissant utilisés. A la fin du chapitre, nous allons évaluer et comparer les performances de la commande développée avec celles obtenues par les régulateurs PI.

# *Chapitre I*

## *Modélisation d'une source photovoltaïque*

### **I.1 Introduction**

Une source photovoltaïque est constituée de plusieurs panneaux connectés en série et/ou en parallèle. La source photovoltaïque peut être considérée comme un générateur du courant continu dont son intensité se dépend frottement des conditions climatiques telles que d'irradiation solaire et la température [1],[5],[7]. Pour cette raison la source photovoltaïque est considérée comme une source non linéaire et nécessite souvent une structure de contrôle pour maximiser sa puissance produite. Dans ce chapitre, nous allons présenter en détail la modélisation d'une cellule photovoltaïque. Ensuite nous avons entendu ce modèle pour modéliser un panneau et un générateur photovoltaïques. Après, nous allons analyser les caractéristiques électriques d'un panneau photovoltaïque ainsi que l'influence des conditions climatiques sur le courant, la tension et la puissance du panneau. Enfin, nous allons présenter deux techniques de la poursuite du point de puissance maximale (MPPT).

### **I.2 Cellule photovoltaïque**

La cellule photovoltaïque est l'unité de base de l'énergie photovoltaïque, elle peut convertir l'énergie solaire en électricité sans pièces mobiles ni d'émission de gaz polluant. Elle est basée sur le phénomène physique « effet photovoltaïque » qui consiste à établir une force électromotrice lorsque la surface de cette cellule est exposée à la lumière. La tension générée peut varier entre 0.3V et 0.6 V en fonction du matériau semi-conducteur utilisé [7],[8]. Les cellules photovoltaïques peuvent être connectés en série et/en parallèle pour construire un

panneau photovoltaïque. Ce dernier peut également être connecté en série et/ou en parallèle pour construire un générateur photovoltaïque.

La structure d'une cellule photovoltaïque est similaire à celle d'une jonction P-N, le courant sous obscurité dans une telle structure est donné par la formule suivante :

$$I_d(V) = I_0(e^{\frac{qV}{nkT}} - 1) \quad (I.1)$$

Où:

$q$ : représente la charge de l'électron,  $q = 1.6 \times 10^{-19}$  C.

$k$ : représente la constante de Boltzmann,  $k = 1.381 \times 10^{-23}$  J/K.

$T$ : représente la température effective de la cellule en kelvin,  $T=273$ K.

$I_0$ : représente le courant de saturation inverse de la jonction P-N.

- Le courant de diffusion des porteurs minoritaires, constitué par les électrons de la région P et les trous de la région N qui parviennent à atteindre la zone de charge d'espace par diffusion.
- Le courant de génération thermique dû aux paires électrons-trous créées Thermiquement dans la zone de charge d'espace.

Le facteur  $n$ , compris entre 1 et 2, représentant le coefficient d'idéalité de la jonction PN, permet de tenir compte des différentes composantes du courant direct circulant dans la jonction P-N [3] :

- Les composantes dues aux recombinaisons dans les régions N et P constituent les courants de la diffusion des électrons et des trous ( $n=1$ ).
- la composante due aux recombinaisons dans la zone de charge d'espace constitue le courant de recombinaison de la jonction ( $n=2$ ).

### I.2.1 Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque

La cellule photovoltaïque est réalisée à partir de deux couches de silicium (semi-conducteur), 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 provenant du spectre solaire sont absorbés par le semi-conducteur, ils transmettent leur énergie aux atomes de la jonction PN, lorsque cette énergie supérieure ou égale à l'énergie de la bande interdite  $E_g$  (l'énergie de la bande de gap) du semi-conducteur, un couple électron-trou est créé. Ces charges sont refoulées par le champ électrique interne de la jonction PN vers ses extrémités ce qui va créer une différence de potentiel aux bornes de la cellule.

Ce phénomène physique est appelé l'effet photovoltaïque. La figure (I.1) illustre la structure interne d'une cellule photovoltaïque[3],[5],[7],[8].

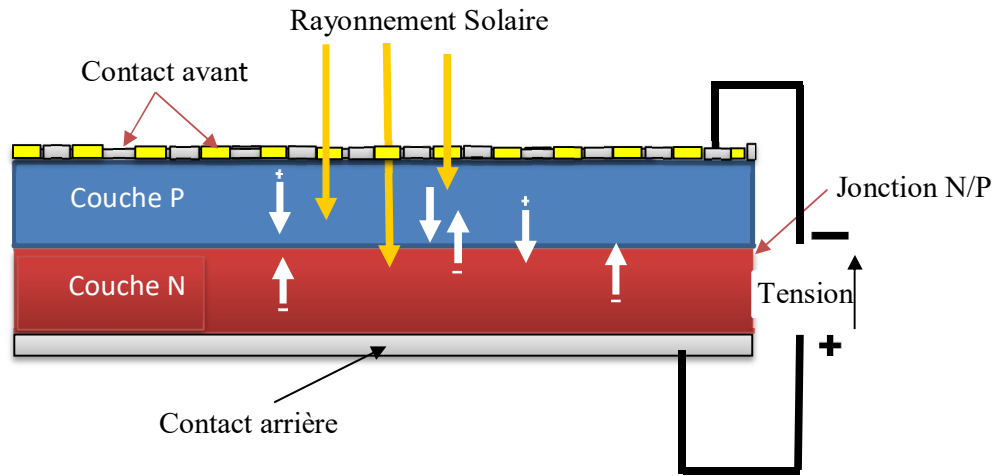


Figure (I.1): Structure générale d'une cellule photovoltaïque.

## I.2.2 Différents types de la cellule photovoltaïque

Les principaux types d'une cellule photovoltaïques sont la cellule monocristalline, la cellule la cellule polycristalline et la cellule amorphe :

### I.2.2.1 Cellule monocristalline

La cellule monocristalline a un taux de rendement excellent (12 – 16% et jusqu'à 24 % en laboratoire) [2],[3],[5] . Cependant, ses processus de fabrication sont complexes, nécessitant une grande quantité d'énergie pour obtenir du cristal pur. Elle a le désavantage d'avoir un rendement médiocre en soleil diffus.

### I.2.2.2 Cellule polycristalline

La cellule polycristalline a un coût de production moins élevé et un rendement qui varie entre 11 – 13% (autour de 18 % en laboratoire) [3],[5],[9] . Elle a l'inconvénient, comme le monocristallin, d'avoir un rendement médiocre en soleil diffus.

### I.2.2.3 Cellule amorphe

Le coût de production de la cellule amorphe est plus bas par les deux types précédents. En revanche elle a un rendement plus bas qui varie entre 8-10 % [5],[7],[9] (autour de 13 % en laboratoire pour une cellule non dégradée). La cellule amorphe utilise des couches très minces de silicium de 0.3 à 1.0 nanomètre seulement. On peut donc appliquer de très fines couches de silicium amorphe sur des vitres, du métal, ou plastique souple. Le silicium

amorphe se trouve souvent dans les petits produits de consommation comme les calculatrices, les montres...etc [9].

### I.2.3 Modélisation d'une cellule photovoltaïque

Dans la littérature il existe plusieurs modèles électriques qui décrivent le fonctionnement d'une cellule photovoltaïque. Dans les paragraphes suivant nous allons présenter le modèle à deux et à une diode.

#### I.2.3.1 Modèle à deux diodes

Le modèle à deux diodes dit aussi à deux exponentielles présente une description plus complète que celle donnée par le modèle à une exponentielle. La diode dans le modèle à une exponentielle modélise uniquement le courant de diffusion de Shockley avec un facteur de qualité égal à l'unité. Expérimentalement, pour une bonne description, il est nécessaire de considérer un facteur de qualité différent de l'unité [3] [10]. Ce qui fait que le modèle à deux exponentielles qui représente séparément le courant de diffusion de Shockley et le courant dû à la recombinaison par centres de pièges dans la zone de charge d'espace est plus précis. Ainsi les deux diodes symbolisent la recombinaison des porteurs minoritaires à la surface du matériau d'une part et dans le volume du matériau d'autre part. Le circuit équivalent à la cellule photovoltaïque selon le modèle à deux diodes est montré dans la figure (1.2).

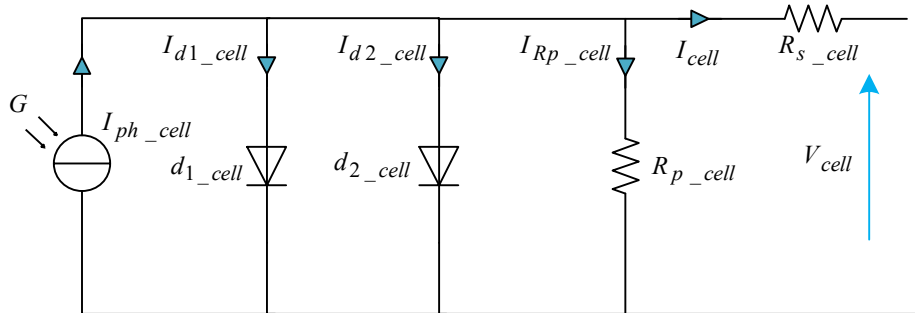


Figure (1.2) : Circuit équivalent au modèle à deux-diodes d'une cellule photovoltaïque

Dans le circuit de la figure (1.2) :

- Le générateur de courant  $I_{ph\_cell}$  modélise le courant photo-généré dans la cellule.
- La résistance série  $R_{s\_cell}$  prend en compte la résistivité propre aux contacts entre les différentes régions constitutives de la cellule, à savoir l'émetteur, la base et les contacts métalliques.

- La résistance parallèle  $R_{p\_cell}$  connue sous le nom de résistance de court-circuit. Elle traduit l'existence de shunts à travers l'émetteur.
- La Diode  $d_{1\_cell}$  modélise la diffusion des porteurs dans la base et l'émetteur. Son influence sera d'autant plus grande que le matériau présentera une bonne longueur de diffusion.
- La Diode  $d_{2\_cell}$  modélise la génération/recombinaison des porteurs dans la zone de charge d'espace [3].

En appliquant la lois des nœuds sur le circuit de la figure (I.2) on peut écrire l'équation suivante :

$$I_{cell} = I_{ph\_cell} - I_{d1\_cell} - I_{d2\_cell} - I_{Rp\_cell} \quad (I.2)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{d1\_cell} = I_{01} \left( \exp\left(\frac{V_{cell} + R_{s\_cell} I_{cell}}{n_1 kT/q}\right) - 1 \right) \\ I_{d2\_cell} = I_{02} \left( \exp\left(\frac{V_{cell} + R_{s\_cell} I_{cell}}{n_2 kT/q}\right) - 1 \right) \\ I_{Rp\_cell} = \frac{V_{cell} + R_{s\_cell} I_{cell}}{R_{p\_cell}} \end{array} \right. \quad (I.3)$$

En utilisant (I.3) dans (I.2), on trouve l'expression du courant de la cellule photovoltaïque comme suit :

$$I_{cell} = I_{ph\_cell} - I_{01} \left( \exp\left(\frac{V_{cell} + R_{s\_cell} I_{cell}}{n_1 kT/q}\right) - 1 \right) - I_{02} \left( \exp\left(\frac{V_{cell} + R_{s\_cell} I_{cell}}{n_2 kT/q}\right) - 1 \right) - \frac{V_{cell} + R_{s\_cell} I_{cell}}{R_{p\_cell}} \quad (I.4)$$

Avec :

$I_{cell}$  représente le courant fourni par la cellule.

$I_{01}$  représente le courant de saturation inverse de la diode  $d_{1\_cell}$ .

$I_{02}$  représente le courant de saturation inverse de la diode  $d_{2\_cell}$

### I.2.3.2 Modèle à une diode

Ce modèle dit aussi modèle à une seule exponentielle, il prend en considération tous types de perte d'énergie, aussi bien au niveau des contacts de connexion qu'au niveau des matériaux semi-conducteurs constituant la jonction PN. L'exponentielle représente le courant de diffusion Shockley, la résistance série  $R_{s\_cell}$  modélise les pertes dues aux contacts métalliques et des connexions et la résistance shunt  $R_{p\_cell}$  modélise les courants de fuites, de recombinaisons soustraits directement des courants photogénérés et de diffusion dans la jonction PN [3],[10]. La figure (I.3) illustre le circuit équivalent à le modèle à une diode.

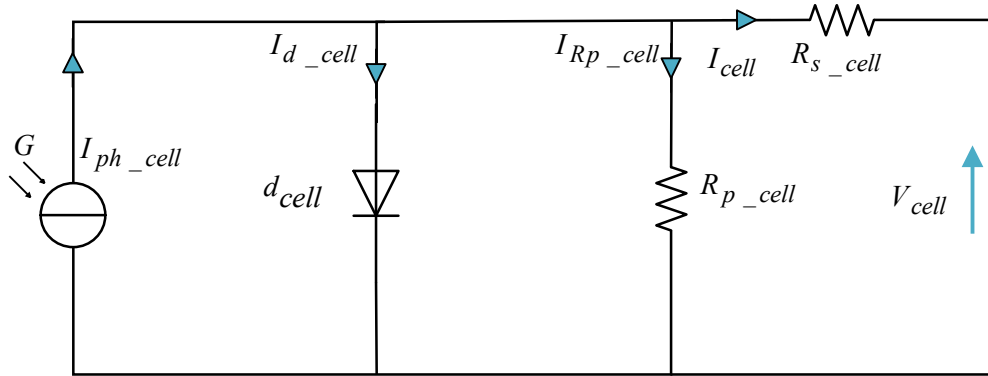


Figure (I.3) : Circuit équivalent du modèle à une diode d'une cellule photovoltaïque

En appliquant la loi des nœuds pour le circuit de la figure (I.3) on trouve :

$$I_{cell} = I_{ph\_cell} - I_{d\_cell} - I_{Rp\_cell} \quad (I.5)$$

$$\text{Où, } I_{d\_cell} = I_0 \left( \text{Exp} \left( \frac{V_{cell} + R_{s\_cell} I_{cell}}{nkT/q} \right) - 1 \right)$$

Donc le courant de la cellule selon le modèle à une diode s'écrit comme suit :

$$I_{cell} = I_{ph\_cell} - I_0 \left( \text{Exp} \left( \frac{V_{cell} + R_{s\_cell} I_{cell}}{nkT/q} \right) - 1 \right) - \frac{V_{cell} + R_{s\_cell} I_{cell}}{R_{p\_cell}} \quad (I.6)$$

### I.2.3.3 Modèle de pertes ohmique

Dans ce modèle, la résistance parallèle  $R_p$  est considérée infinie comme montre la figure (I.4). Ce modèle est généralement le plus utilisé dans la conception mais en cas où une précision très élevée est exigée le modèle à deux diodes en parallèle est souvent utilisé [3].

D'après la figure (I.4), le courant de la cellule est exprimé comme suit :

$$I_{cell} = I_{ph\_cell} - I_0 \left( \text{Exp}\left(\frac{V_{cell} + R_{s\_cell} I_{cell}}{nkT/q}\right) - 1 \right) \quad (I.7)$$

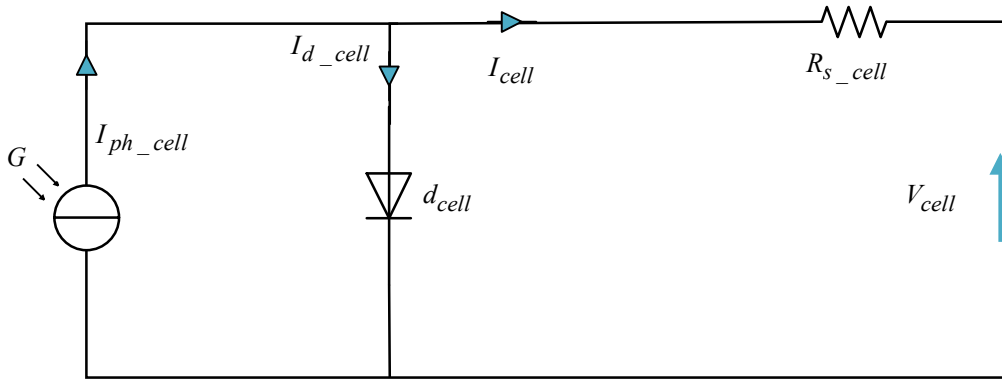


Figure (I.4) : Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque selon le modèle des pertes ohmiques.

### I.3 Panneau photovoltaïque

Un panneau (module) photovoltaïque se compose de plusieurs cellules connectées en séries et/ou en parallèles pour obtenir des caractéristiques électriques désirées tels que la puissance, le courant de court-circuit ou la tension en circuit ouvert.

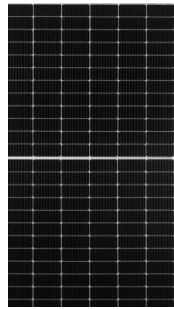


Figure (I.5) : Panneau photovoltaïque.

### I.3.1 Modélisation du panneau photovoltaïque

Si on considère que le panneau photovoltaïque contient  $N_s$  cellules en série et  $N_p$  cellules en parallèle. La figure (I.6) montre le circuit équivalent d'un panneau photovoltaïque. D'après cette figure, le courant du panneau est exprimé comme suit :

$$I_{Module} = I_{ph\_Module} - I_{d\_Module} \quad (I.8)$$

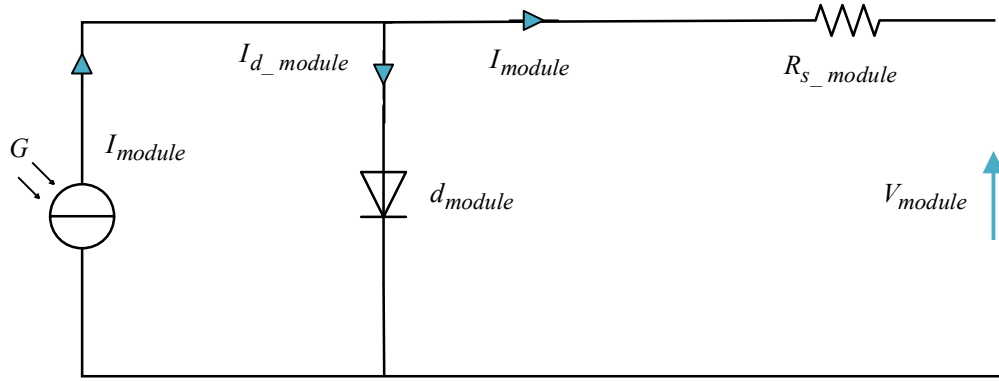


Figure (I.6): Circuit équivalent d'un panneau photovoltaïque.

Avec:

$$\begin{cases} I_{ph\_Module} = I_{ph\_cell} N_p = I_{sc\_cell} \ln N_p \\ I_{d\_Module} = I_{d\_cell} N_p = I_0 \ln \left( \exp\left(\frac{V_{cell} + R_{s\_cell} I_{cell}}{nkT/q}\right) - 1 \right) N_p \end{cases} \quad (I.9)$$

En remplaçant (I.9) dans (I.8) on trouve:

$$I_{Module} = I_{ph\_Module} - N_p I_0 \ln \left( \exp\left(\frac{V_{cell} + R_{s\_cell} I_{cell}}{nkT/q}\right) - 1 \right) \quad (I.10)$$

### I.3.2 Caractéristiques électriques d'un panneau photovoltaïque

Dans notre travail nous avons adopté le panneau photovoltaïque BP SX 150 de la société BP Solaire. Le SX 150 fournissant 150W de puissance nominale maximale. Il inclut 72 cellules toutes en série [3]. Les principales caractéristiques électriques de ce panneau BP SX 150 sont listé dans le tableau (I.1). La courbe courant-tension fourni par le fabricant est présenté dans la figure (I.7).

Tableau (I.1) : Caractéristiques électriques du module photovoltaïque BP SX 150

	SX 150	SX 140 <sup>2</sup>
Maximum power ( $P_{max}$ ) <sup>3</sup>	150W	140W
Voltage at $P_{max}$ ( $V_{mp}$ )	34.5V	34.0V
Current at $P_{max}$ ( $I_{mp}$ )	4.35A	4.11A
Warranted minimum $P_{max}$	140W	130W
Short-circuit current ( $I_{sc}$ )	4.75A	4.5A
Open-circuit voltage ( $V_{oc}$ )	43.5V	42.8V
Maximum system voltage <sup>4</sup>	600V	
Temperature coefficient of $I_{sc}$	(0.065±0.015)%/°C	
Temperature coefficient of $V_{oc}$	-(160±20)mV/°C	
Temperature coefficient of power	-(0.5±0.05)%/°C	
NOCT <sup>5</sup>	47±2°C	

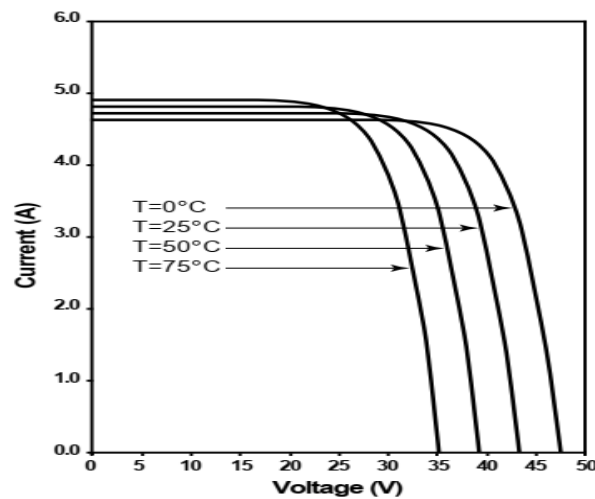


Figure (I.7) : Caractéristique I-V d'un module photovoltaïque

### I.3.3 Calcul du courant d'un panneau à une température et une irradiation quelconques

Les valeurs du courant de court-circuit, de la tension de circuit ouvert, ...ne sont valables que pour les conditions standards ( $T_{ref} = 298K$ ,  $G_0 = 1kW/m^2$ ). Pour généraliser notre modélisation pour différentes irradiation solaire et températures, il est nécessaire d'exprimer les grandeurs susmentionnés en fonction de la température et irradiation.

La variation du courant de court-circuit d'un panneau en fonction de la température est donnée par l'expression suivante [3].

$$I_{sc\_module}|_T = I_{sc\_module}|_{T_{ref}} [1 + a(T - T_{ref})] \quad (I.11)$$

Avec :

- $T_{ref}$  : représente la température de référence,  $T_{ref} = 298K$
- $I_{sc\_module} |_{T_{ref}}$  représente le courant du court-circuit à .
- $a$  : représente le coefficient de variation du courant en fonction de la température, donné par le fabricant .
- $T$  : représente la température actuelle du panneau en Kelvin.

La variation du courant de court-circuit d'un panneau  $I_{sc\_module}$  est proportionnel à l'intensité de l'irradiation solaire conformément à la relation suivante:

$$I_{sc\_module} |_{G} = I_{sc\_module} |_{G_0} \frac{G}{G_0} \quad (I.12)$$

Avec :

- $G$  : représente l'irradiation solaire actuelle en  $kW / m^2$  .
- $G_0$  : représente l'irradiation solaire standard,  $G_0 = 1kW / m^2$  .
- $I_{sc\_module} |_{G_0}$  : représente le courant de court-circuit du panneau dans les conditions standards ( $T_{ref}, G_0$ ) .

Les équation (I.11) et (I.12) peuvent être regroupées dans une seule équation comme suit :

$$I_{sc\_module} |_{G,T} = I_{sc\_module} |_{T_{ref},G_0} \frac{G}{G_0} [1 + a(T - T_{ref})] \quad (I.13)$$

### I.3.4 Etude de l'influence de l'ensoleillement sur les caractéristique électrique du panneau

Les figures (I.8) et (I.9) représentent respectivement les variations du courant et de la puissance en fonction de la tension pour différents niveaux d'éclairements ( La température est maintenue constante à  $T_{ref} = 298K$  ) [3]. D'après ces figures on constate que le courant et la puissance du panneau dépend fortement d'éclairement. De plus, on remarque que le courant du court-circuit dans la figure (I.9) est directement proportionnel à l'éclairement tandis que la tension en circuit ouvert est peu sensible aux variations de d'éclairement [2],[9].

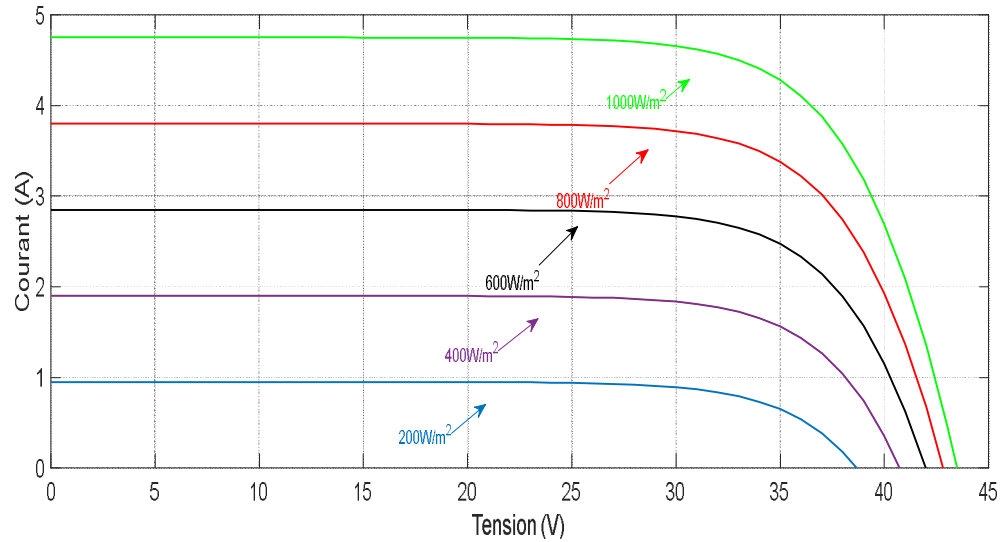


Figure (I.8): Courbes I-V d'un panneau pour différentes irradiances solaires.

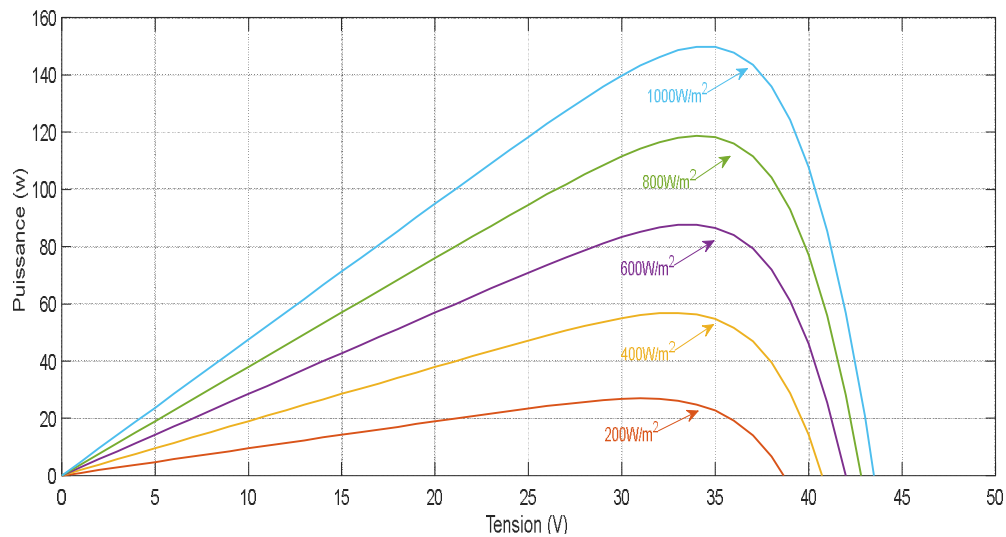


Figure (I.9) : Courbes P-V d'un panneau photovoltaïque pour différentes irradiances solaires.

### I.3.5 Etude de l'influence de la température sur les caractéristique électrique du panneau

Les figures (I.10) et (I.11) représentent respectivement les courbes I-V, P-V pour différentes températures (L'ensoleillement reste constant,  $G_0 = 1kW/m^2$ )[3]. D'après ces figures on constate que la température a un impact minime sur la valeur du courant de court-circuit. En revanche, on constate que la température a un influence considérable sur la tension de circuit ouvert du panneau. D'après la figure (I.11) on remarque la température à un impact négatif, sur la puissance maximale produite par le panneau photovoltaïque [8].

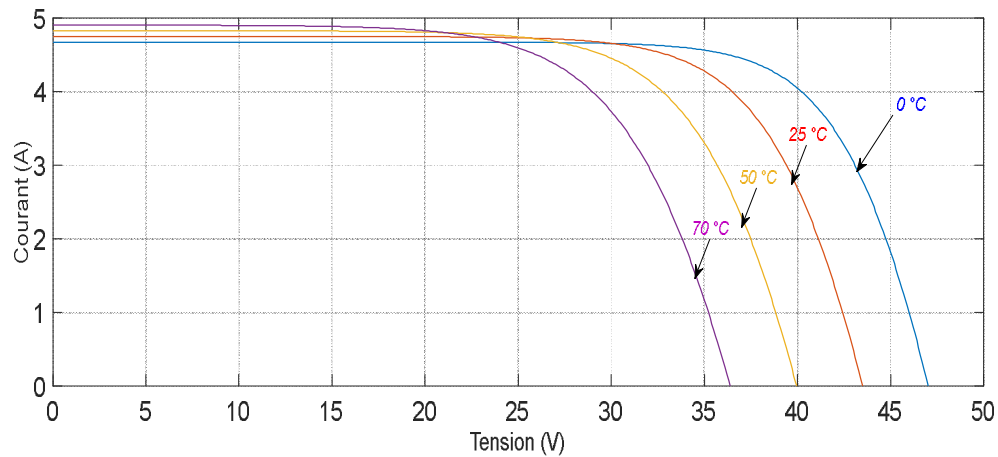


Figure (I.10) : Courbes I-V d'un panneau photovoltaïque pour différentes températures.

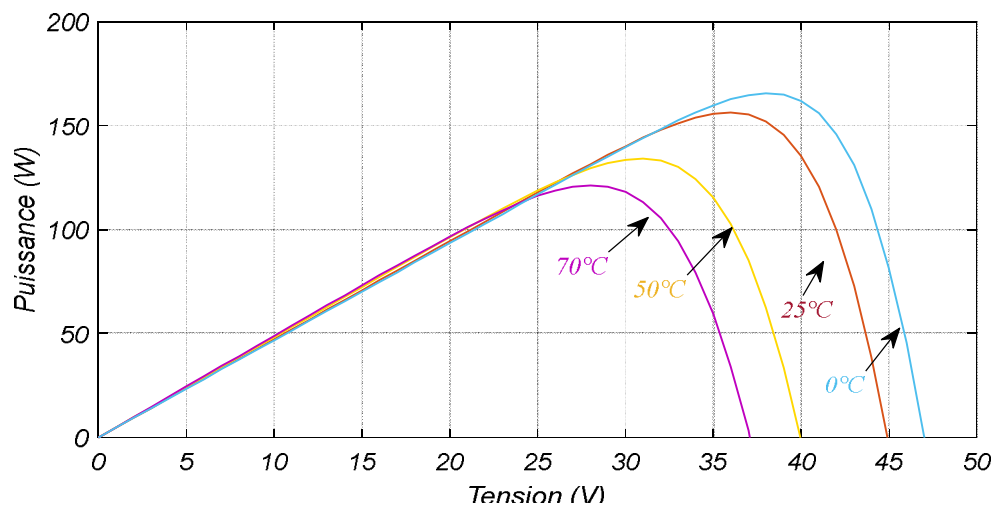


Figure (I.11) : Courbes P-V d'un panneau photovoltaïque pour différentes températures.

### I.3.6 Etude de l'influence de la résistance série sur les caractéristiques électrique du panneau

Les courbes I-V, P-V du panneau photovoltaïque sont présentées respectivement dans les figures (I.12) et (I.13). D'après ces figures, on constate que la valeur de la résistance série entraîne une diminution de la pente I-V et une dégradation de la puissance produite par le panneau[3].

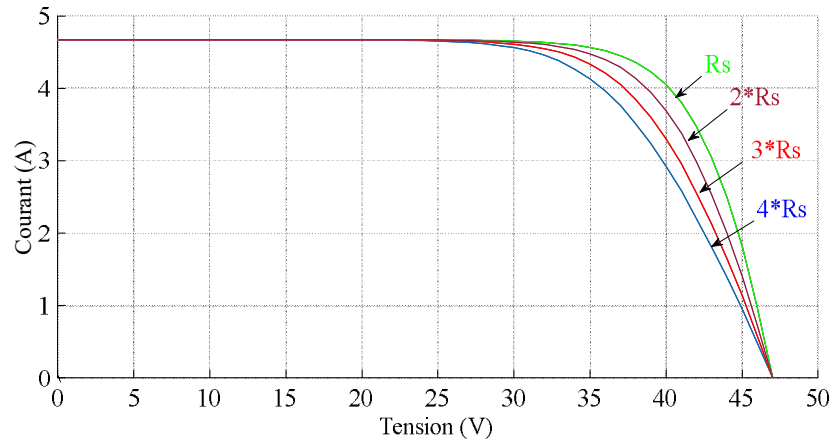


Figure (I.12) : Influence de la résistance série sur la caractéristique I-V du panneau photovoltaïque.

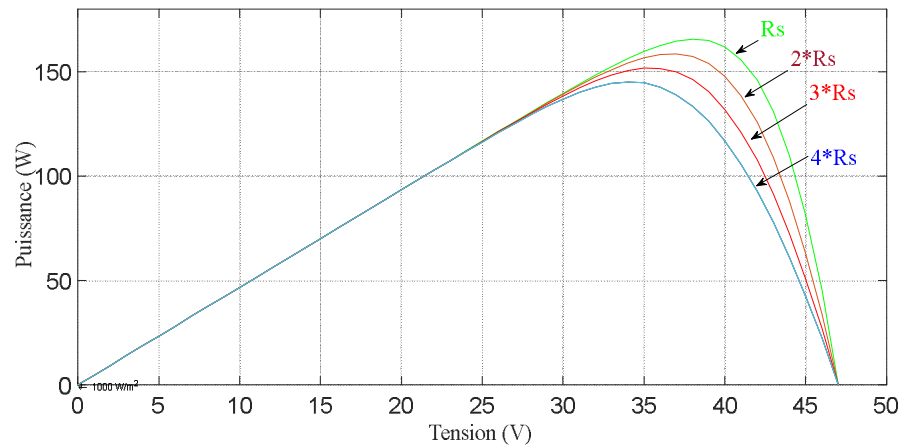


Figure (I.13) : Influence de la résistance série sur la caractéristique P-V du panneau photovoltaïque.

#### I.4 Générateur photovoltaïque

La mise en série/parallèle de plusieurs panneaux photovoltaïques forme un générateur photovoltaïque, voir figures (I.14) et (I.15). En connectant les panneaux en série, on peut avoir la tension désirée aux bornes du générateur photovoltaïque. De plus, la connexion en parallèle des panneaux permet d'augmenter le courant total produit par le générateur photovoltaïque.

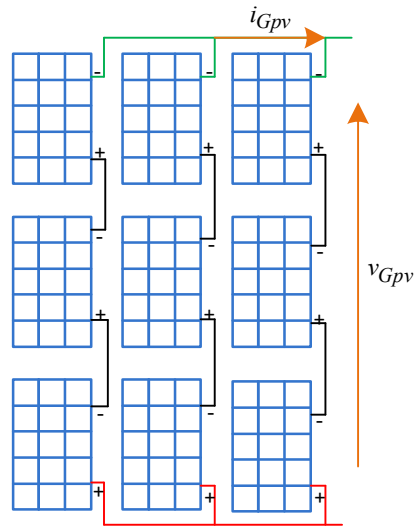


Figure (I.14) : Constitution d'un générateur photovoltaïques



Figure (I.15) : Photo réelle d'un générateur photovoltaïques

### I.4.1 Modélisation d'un générateur photovoltaïque

Le modèle d'un générateur photovoltaïque (GPV) peut être représenté par le circuit équivalent de la figure (I.16).

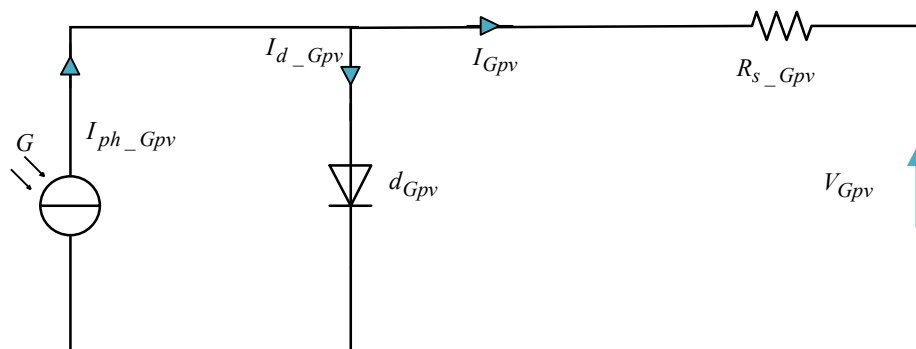


Figure (I.16): Circuit équivalent du modèle d'un générateur photovoltaïque.

En appliquant la loi des nœud pour le circuit de la figure (I.16) on trouve :

$$I_{Gpv} = I_{ph\_Gpv} - I_{d\_Gpv} \quad (I.14)$$

Les relations entre les grandeurs du générateur photovoltaïque et celles du panneau sont déduit comme suit :

$$\begin{cases} I_{ph\_Gpv} = I_{ph\_Module} M_p \\ I_{d\_Gpv} = I_{d\_Module} M_p \end{cases} \quad (I.15)$$

En remplaçant la première et la deuxième équation de (I.15) dans (I.14), on obtient le modèle mathématique de générateur photovoltaïque comme suit :

$$I_{Gpv} = I_{ph\_Module} M_p - I_{d\_Module} M_p \quad (I.16)$$

Ouu  $I_{d\_Module}$ ,  $I_{ph\_Module}$  sont calculés précédemment respectivement dans (I.9) .

En remplaçant (I.9) dans (I.16) on trouve l'expression du courant du générateur photovoltaïque comme suit :

$$I_{Gpv} = (I_{sc\_cell} \text{ } \text{ } N_p) M_p - \left( I_0 \text{ } \text{ } \left( \text{Exp} \left( \frac{V_{cell} + R_s \text{ } \text{ } I_{cell}}{nkT/q} \right) - 1 \right) N_p \right) M_p \quad (I.17)$$

## 1.5 Techniques de la poursuite du Point de Puissance Maximale

Les différentes techniques de la poursuite du point de puissance maximale (MPPT) ont été développée pour objectif de maximiser la puissance produite par les systèmes photovoltaïques. Les algorithmes MPPT assurent le maintien du système à son niveau de puissance maximal même avec les variation des conditions climatiques (température, éclairement,... ) et les perturbation d'environnement ( ombrage, sable, poussière,... )[2].

Dans les paragraphes suivants, nous allons présenter les techniques MPPT suivantes :

- Technique de Perturbation et Observation , Perturbe and Observe (PO) ;
- Technique de la conductance incrémentale (Incrémental Conductance).

### 1.5.1 Technique de Perturbation et Observation

La méthode de perturbation et observation (P&O) est largement utilisée en raison de sa simplicité en terme de l'implémentation de de mesure (elle ne nécessite la mesure de tension et du courant) [11]. La méthode P&O repose sur la variation de la tension du

panneau/générateur et l'analyse de l'effet de cette variation sur la puissance de sortie du panneau/générateur photovoltaïque.

La figure (I.18) représente le logigramme de l'algorithme P&O. Pour chaque pas d'échantillonnage, la tension et le courant du générateur sont mesurés ( $V_{Gpv}[i]$  et  $I_{Gpv}[i]$ ) pour calculer la puissance actuelle du générateur  $P_{Gpv}[i]$ . La puissance calculée à l'instant  $i$  est comparée ensuite avec celle de l'instant précédent  $i-1$  ( $P_{Gpv}[i-1]$ )[3].

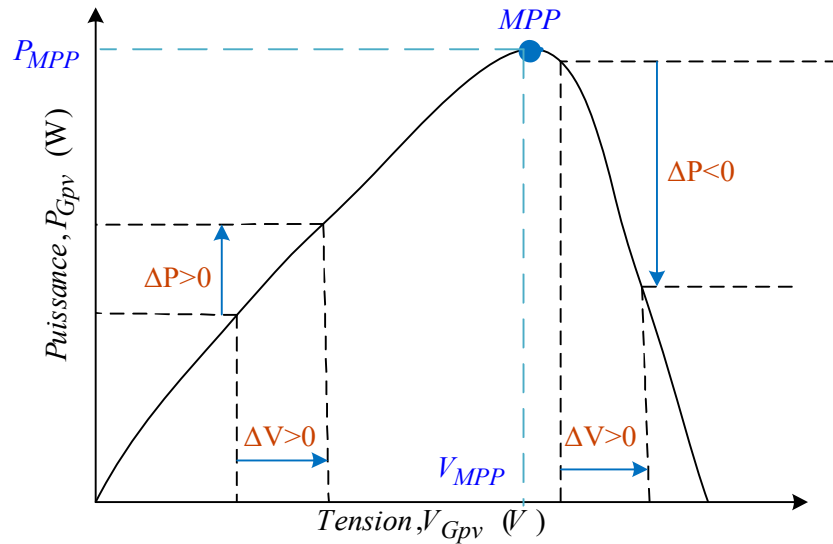


Figure (I.17) : Position du point de fonctionnement du générateur photovoltaïque selon la technique Perturbation et Observation.

La figure (I.17) montre que si une augmentation de la tension provoque un accroissement de la puissance, le point de fonctionnement se trouve à gauche du PPM, si au contraire la puissance décroît, il est à droite. De la même manière, on peut faire un raisonnement pour une diminution de la tension. En résumé, pour une perturbation de la tension, si la puissance augmente, la direction de la perturbation est maintenue. Si non, elle est inversée pour que le point de fonctionnement converge vers le PPM [11],[3].

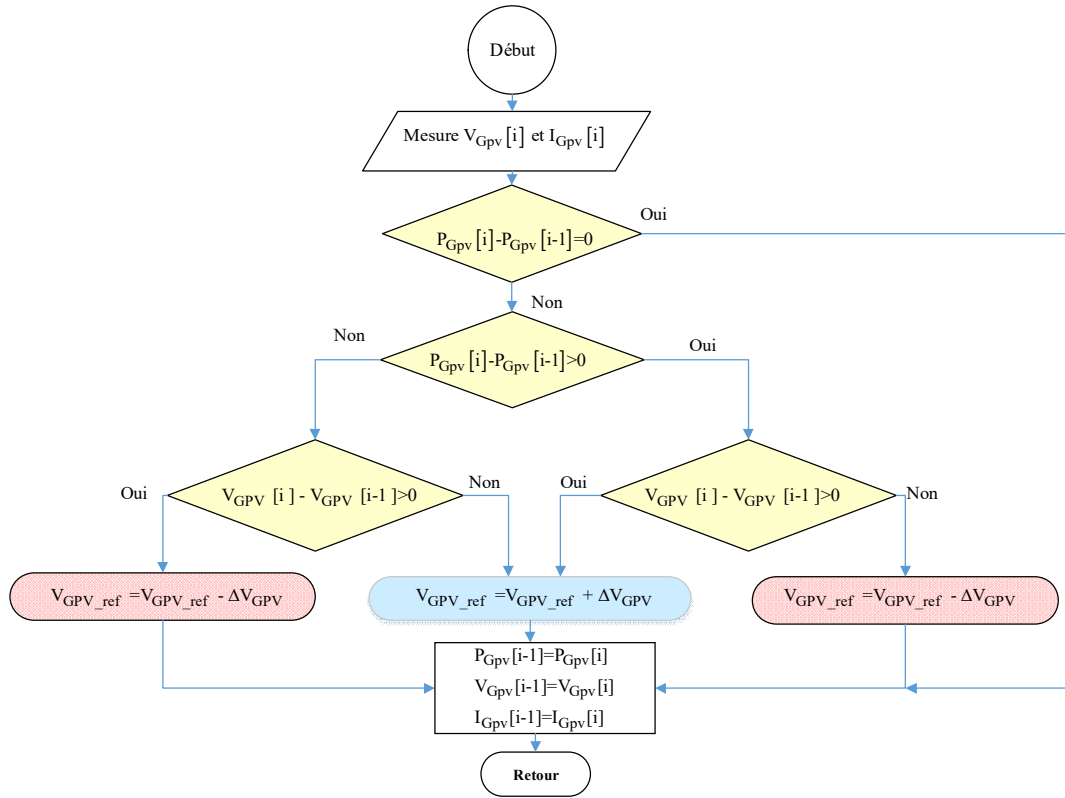


Figure (I.18): Organigramme de la méthode de perturbation et d'observation.

### 1.5.2 Technique de l'incrémentement de la conductance

La conductance  $G_c$  du générateur est définie comme suit:

$$G_c = \frac{I_{Gpv}}{V_{Gpv}} \quad (I.18)$$

Ainsi, la variation de la conductance :suit comme calculéeest  $\Delta G_c$

$$\Delta G_c = \frac{\Delta I_{Gpv}}{\Delta V_{Gpv}} \quad (I.19)$$

La dérivée de la puissance du générateur photovoltaïque par rapport à sa tension est calculée comme suit :

$$\frac{dP_{Gpv}}{dV_{Gpv}} = \frac{d}{dV_{Gpv}} (I_{Gpv} V_{Gpv}) = \frac{dI_{Gpv}}{dV_{Gpv}} V_{Gpv} + I_{Gpv} \frac{dV_{Gpv}}{dV_{Gpv}} = \frac{dI_{Gpv}}{dV_{Gpv}} V_{Gpv} + I_{Gpv} \quad (I.20)$$

D'après l'équation (I.20) on constate que :

1) Si  $\frac{dP_{Gpv}}{dV_{Gpv}} > 0 \Rightarrow \frac{dI_{Gpv}}{dV_{Gpv}} > -\frac{I_{Gpv}}{V_{Gpv}}$  ce qui signifie que le point de fonctionnement

est situé à gauche du point de puissance maximale 'MPP', voir figure (I.19).

2) Si  $\frac{dP_{Gpv}}{dV_{Gpv}} < 0 \Rightarrow \frac{dI_{Gpv}}{dV_{Gpv}} < -\frac{I_{Gpv}}{V_{Gpv}}$  ça signifie que le point de fonctionnement est

situé à droite du point de puissance maximale 'MPP', voir figure (I.19).

3) Si  $\frac{dP_{Gpv}}{dV_{Gpv}} = 0 \Rightarrow \frac{dI_{Gpv}}{dV_{Gpv}} = -\frac{I_{Gpv}}{V_{Gpv}}$  ça signifie que le point de fonctionnement est

autour du point de puissance maximale 'MPP', voir figure (I.19).

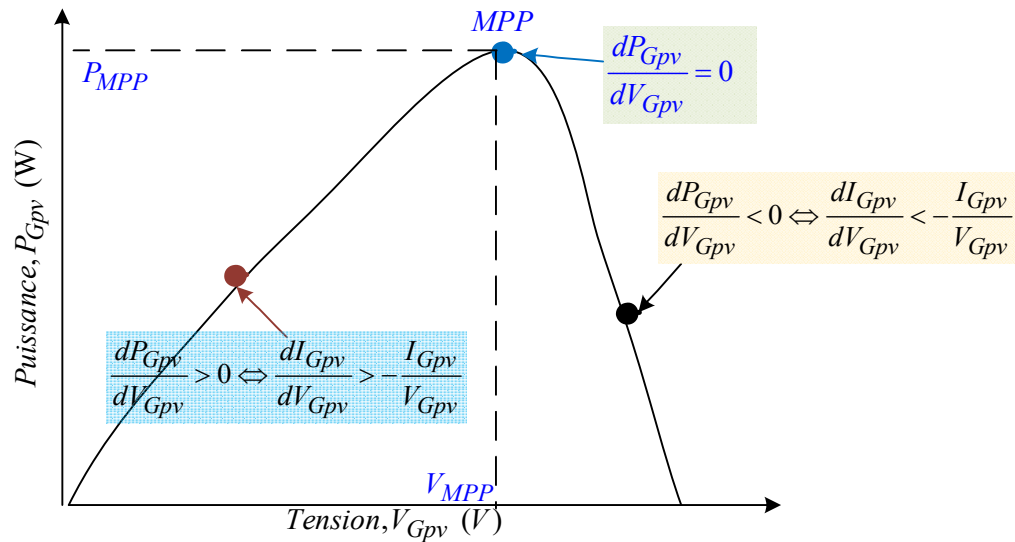


Figure (I.19) : Position du point de fonctionnement du générateur photovoltaïque selon la technique incrémentation de la conductance.

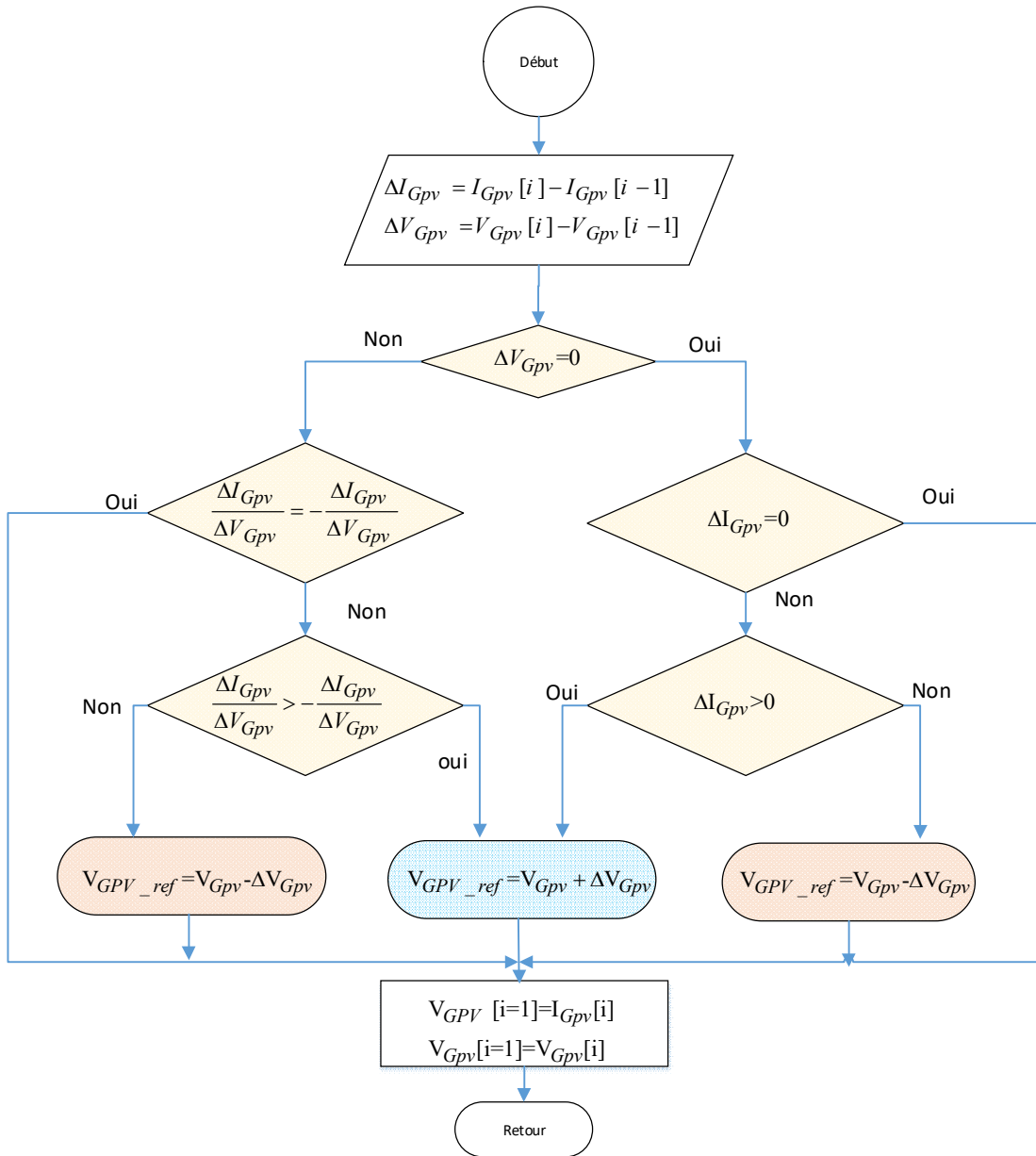


Figure (I.20) : Organigramme de la méthode de l'incrément de la conductance.

### I.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons développé le modèle analytique d'une cellule photovoltaïque. Ensuite nous avons généraliser ce modèle pour un panneau et un générateur photovoltaïques. Après nous avons étudié l'influence des conditions climatiques (température et irradiation solaire) sur les caractéristiques électriques du panneau. Les courbes des puissances, des tension et des courants ont montré une bonne précision du modèle développé. Dans la dernière partie du chapitre, nous avons présenté deux technique de poursuite de puissance maximale, perturbe et observation (P&O) et Incrément de la conductance. Ces deux

techniques permettent de déterminer le point de puissance maximale tout en mesurant seulement le courant et la tension du générateur photovoltaïque. Dans le chapitre suivant, nous allons étudier le convertisseur dc-dc qui permet de fonctionner le générateur photovoltaïque à son point de puissance maximale.

## *Chapitre II*

# *Commande linéaire d'un convertisseur boost alimenté par une source photovoltaïque*

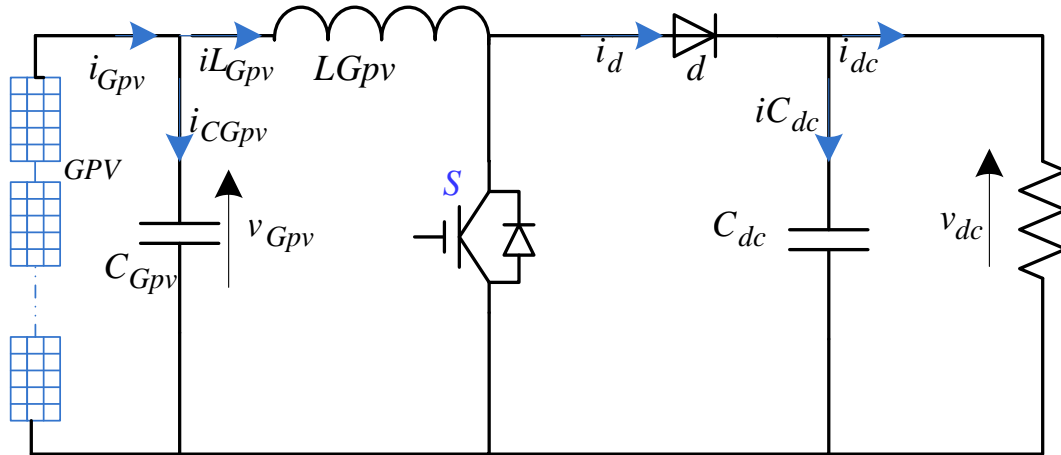
### **II.1 Introduction**

Un convertisseur boost est souvent utilisée dans les application industrielle (entraînement des moteurs DC, ) et les systèmes de conversion d'énergies renouvelables (photovoltaïque, pile à combustible...). En plus de son rendement la plus élevé, il est capable de fournir une tension de sortie contrôlable et supérieur à sa tension d'entrée [2],[3],[12]. Dans ce chapitre, notre attention sera principalement portée sur la modélisation, le dimensionnement et la commande du convertisseur boost alimenté par un générateur photovoltaïque. Premièrement, nous allons détaillé la modélisation du convertisseur boost en mode de conduction continue ainsi que le dimensionnement de ces composants passifs. Ensuite, nous allons développer une structure de commande permet de piloter le convertisseur boost pour extraire le maximum de la puissance disponible au bout du générateur photovoltaïque. Enfin nous allons évaluer les performances de la commande développée en considérant les variations de l'irradiation solaire et les variations de la températures.

### **II.2 Principe de fonctionnement du convertisseur boost**

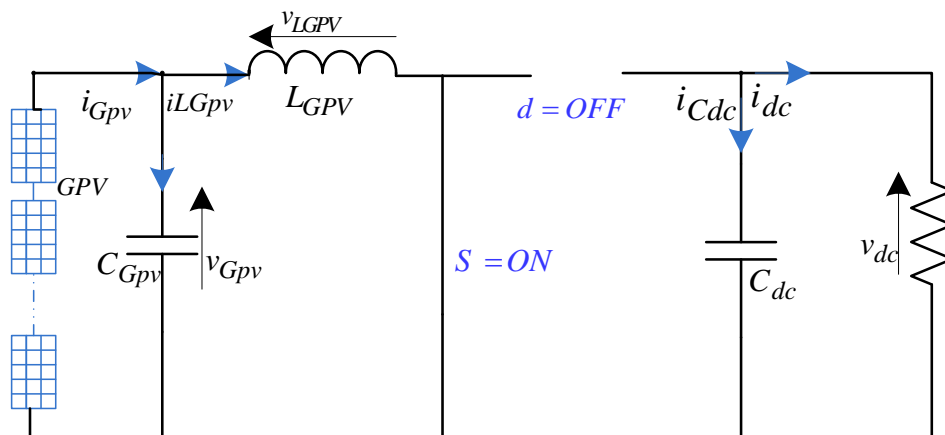
La Figure (II.1) présente la structure du convertisseur boost alimenté par un générateur photovoltaïque. Le convertisseur boost est constitué principalement d'un interrupteur de puissance  $S$  (généralement un IGBT ou un Mosfet), bobine d'inductance  $L_{Gpv}$ , une diode  $d$  et deux

condensateurs  $C_{Gpv}$ ,  $C_{dc}$ . Le fonctionnement du convertisseur boost repose sur la commutation de l'interrupteur de puissance pour fournir une tension de sortie continu et réglable. La commutation se fait à une fréquence souvent d'ordre de 10-20 kHz [13]. Cette fréquence appelée la fréquence de commutation  $f_c = 1/T_c$  [3].



Figure(II.1) : Circuit du convertisseur boost alimenté par un générateur photovoltaïque

Pendant l'intervalle de la fermeture de l'interrupteur de puissance ( $T_{ON}$ ), la bobine  $L_{Gpv}$  stocke l'énergie provenant de la source photovoltaïque  $Gpv$  ce qui entraîne l'augmentation de sa courant  $i_{LGpv}$  (la diode pendant cette phase reste bloquée). Le circuit équivalent du convertisseur boost pendant la phase ( $T_{ON}$ ) est représenté par la figure (II.2).



Figure(II.2) : Circuit équivalent du convertisseur boost lorsque l'interrupteur S est fermé.

Pendant l'intervalle d'ouverture de l'interrupteur de puissance ( $T_{OFF}$ ), la charge reçoit l'énergie stockée dans la bobine et celle provenant directement de l'entrée (du module photovoltaïque). Le circuit équivalent du convertisseur boost pendant la phase  $T_{OFF}$  est illustré dans la figure (II.3).

Le rapport de la durée de fermeture de l'interrupteur de puissance ( $T_{ON}$ ), par rapport à la période de commutation  $T_c$  représente le rapport cyclique du convertisseur ( $D = T_{ON} / T_c$ ). Les valeurs de ce dernier sont toujours comprises entre 0 et 1.

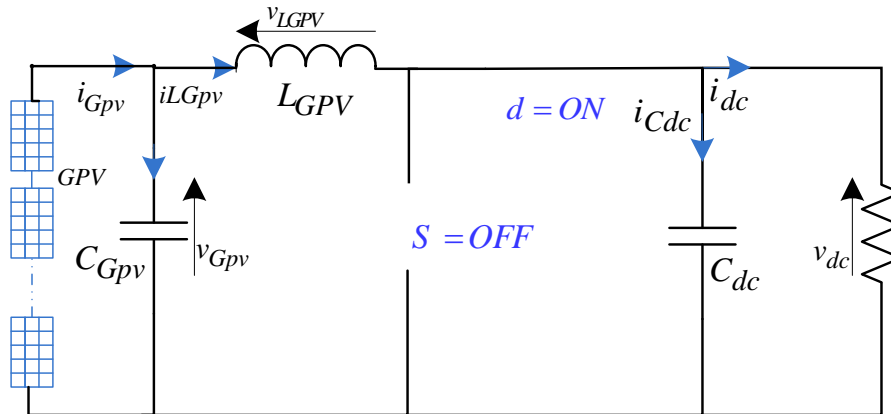


Figure (II.3) : Circuit équivalent du convertisseur boost lorsque l'interrupteur S est ouvert.

### II.3 Mode de fonctionnement du convertisseur boost

Selon la forme du courant traversant l'inductance  $i_{LGpv}$ , on distingue deux mode de fonctionnement pour le convertisseur boost :

- Mode de conduction discontinue: dans ce mode le courant de l'inductance s'annule périodiquement pendant l'intervalle  $[DT_c, T_c]$  ; où  $T_c$  est la période de commutation, voir figure (II.4).
- Mode de conduction continue : dans ce mode le courant de l'inductance ne s'annule jamais pendant toute la période de commutation, voir figure (II.5).

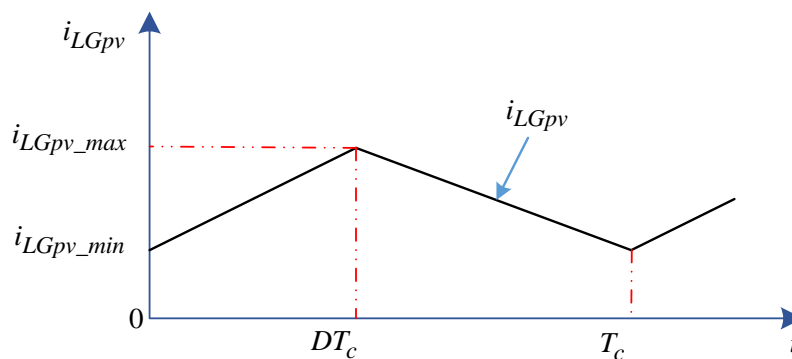


Figure (II.4) : Forme du courant traversant l'inductance dans le mode de conduction continu.

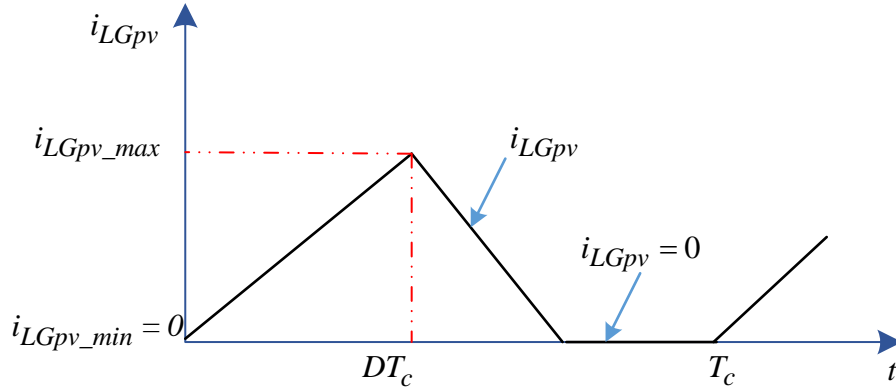


Figure (II.5) : Forme du courant traversant l'inductance dans le mode de conduction discontinu.

Dans notre travail, nous avons adopté le mode de conduction continu, par conséquent la théorie que nous allons présenter ne concerne que ce mode de fonctionnement.

#### II.4 Modélisation du convertisseur boost en mode de conduction continu

Dans cette section nous présentons le modèle du convertisseur boost alimenté par un générateur photovoltaïque. La figure (II.6) montre la structure du système à étudier.

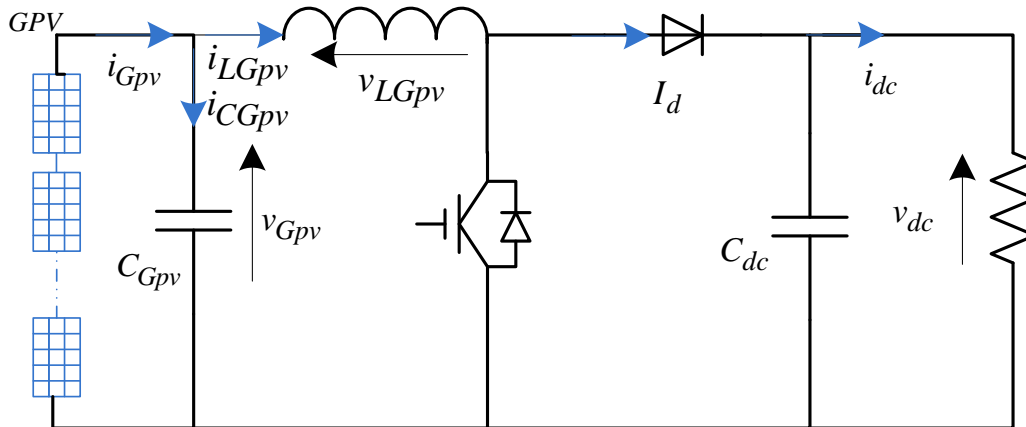


Figure (II.6) : Convertisseur boost alimenté par une source photovoltaïque.

D'après la figure (II.6), les équations mathématiques qui expriment la dynamique du convertisseur boost lorsque l'interrupteur  $S$  est fermé sont données comme suit :

$$\begin{cases} i_{CGpv} = C_{Gpv} \frac{dv_{Gpv}}{dt} = i_{Gpv} - i_{LGpv} \\ v_{LGpv} = L_{Gpv} \frac{di_{LGpv}}{dt} = v_{Gpv} \end{cases}, \text{ Lorsque } S = ON \quad (II.1)$$

Les équations qui expriment la dynamique du convertisseur lorsque l'interrupteur  $S$  est ouvert sont donnée comme suit:

$$\begin{cases} i_{CGpv} = C_{Gpv} \frac{dv_{Gpv}}{dt} = i_{LGpv} - i_{dc} \\ v_{LGpv} = L_{Gpv} \frac{di_{LGpv}}{dt} = v_{Gpv} - v_{dc} \end{cases}, \text{ Lorsque } S = OFF \quad (\text{II.2})$$

Les systèmes d'équation (II.1) et (II.2) peuvent être regroupés dans un seul système en fonction de l'état de l'interrupteur de puissance ( $u$ ) comme suit :

$$\begin{cases} i_{CGpv} = C_{Gpv} \frac{dv_{Gpv}}{dt} = u \times i_{LGpv} - i_{dc} \\ v_{LGpv} = L_{Gpv} \frac{di_{LGpv}}{dt} = v_{Gpv} - (1-u) \times v_{dc} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Où,  $u$  représente l'état de l'interrupteur de puissance,  $u = 1$  signifie que l'interrupteur est fermé et  $u = 0$  signifie que l'interrupteur est ouvert.

En appliquant la valeur moyenne (sur une période de commutation) sur le système d'équation (I.3) on obtient le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \bar{i}_{CGpv} = C_{Gpv} \frac{d\bar{v}_{Gpv}}{dt} = \bar{u} \times \bar{i}_{LGpv} - \bar{i}_{dc} \\ \bar{v}_{LGpv} = L_{Gpv} \frac{d\bar{i}_{LGpv}}{dt} = \bar{v}_{Gpv} - (1-\bar{u}) \times \bar{v}_{dc} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Où, l'opérateur  $\bar{x}$  représente la valeur moyenne de la grandeur  $x$ .

Sachant que la valeur moyenne du courant du condensateur et la tension aux bornes de l'inductance sont nuls ( $\bar{i}_{CGpv} = 0, \bar{v}_{LGpv} = 0$ ).

D'autre part, si on néglige la fluctuation au niveau de la tension d'entrée et la tension de sortie ( $\bar{v}_{dc} = v_{dc}, \bar{v}_{Gpv} = v_{Gpv}$ ), le système (II.4) peut être simplifié à la forme suivante :

$$\begin{cases} v_{Gpv} = (1-D) \times v_{dc} \\ (1-D) \times \bar{i}_{LGpv} = \bar{i}_{dc} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Où, la valeur moyenne de l'état de l'interrupteur  $\bar{u}$  représente le rapport cyclique ( $\bar{u} = D$ ).

La fonction de transfert du convertisseur boost peut être déduit à partir de (I.5) comme suit :

$$\frac{v_{dc}}{v_{Gpv}} = \frac{1}{(1-D)} \quad (\text{II.6})$$

Ainsi, l'expression du courant moyenne  $\bar{i}_{dc}$  dans le cas d'une charge résistive peut être déduite à partir de (I.6) comme suit:

$$\bar{i}_{dc} = \frac{v_{Gpv}}{R(1-D)} \quad (II.7)$$

## II.5 Calcul de la valeur de l'inductance qui assure le fonctionnement du convertisseur boost dans le mode de conduction continu

A la frontière entre le mode de conduction continu et discontinu, le courant traversant l'inductance part de, et revient à, 0 comme le représente la figure (II.7).

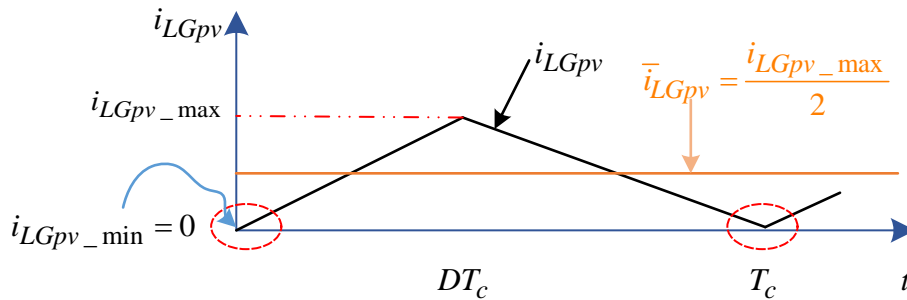


Figure (II.7): Forme du courant de l'inductance à la frontière entre le mode continu et discontinu .

Dans cette situation, le courant moyen de l'inductance s'écrit comme suit :

$$\bar{i}_{LGpv} = \frac{i_{LGpv\_max}}{2} \quad (II.8)$$

Ce qui revient à écrire :

$$\bar{i}_{LGpv} = \frac{DT_c v_{Gpv}}{2L_{Gpv}} \quad (II.9)$$

A partir de (II.6) et (II.9) on trouve :

$$\bar{i}_{LGpv} = \frac{DT_c v_{dc}(1-D)}{2L_{Gpv}} \quad (II.10)$$

Sachant qu'en régime permanent la moyenne du courant parcourant le condensateur d'entrée est nulle ( $\bar{i}_{CGpv} = 0$ ), il vient donc :

$$\bar{i}_{Gpv} = \bar{i}_{LGpv} \quad (II.11)$$

Et à partir de (II.7), (II.10), et (II.11), on trouve :

$$\bar{i}_{dc} = \frac{D(1-D)^2 T_c v_{dc}}{2L_{Gpv}} \quad (\text{II.12})$$

Les valeurs maximales des courants  $\bar{i}_{L_{Gpv}}$  et  $\bar{i}_{dc}$  sont calculés respectivement à partir de la dérivée de (II.10) et (II.12). Les dérivées (II.10) et (II.12) s'annulent respectivement pour,  $D=1/2$  et  $D=1/3$ , par conséquent, les valeurs maximales des courants  $\bar{i}_{L_{Gpv}}$  et  $\bar{i}_{dc}$  sont trouvés suit :

$$\bar{i}_{dc\_max} = \frac{2T_c v_{dc}}{27L_{Gpv}} \quad (\text{II.13})$$

$$\bar{i}_{L_{Gpv}\_max} = \frac{T_c v_{Gpv}}{8L_{Gpv}} \quad (\text{II.14})$$

Les équations (II.13), (II.14) peuvent être utilisées pour calculer la valeur d'inductance minimale qui assure le fonctionnement en mode de conduction continue comme suit :

$$L_{Gpv\_min} = \frac{2T_c v_{dc}}{27\bar{i}_{dc\_max}} \quad (\text{II.15})$$

$$L_{Gpv\_min} = \frac{T_c v_{Gpv}}{8\bar{i}_{L_{Gpv}\_max}} \quad (\text{II.16})$$

## II.6 Dimensionnement des composants passifs du convertisseur boost

Les formes d'ondes du convertisseur boost en mode de conduction continue sont présentée dans la figure (II.8). Dans les paragraphes suivants, nous présenterons le dimensionnement des éléments passif du convertisseur boost.

### II.6.1 Calcul de l'inductance du convertisseur

A partir de la figure (II.8), on peut calculer la valeur de l'inductance pour une ondulation donnée  $\Delta I_{L_{Gpv}}$  comme suit :

$$L_{Gpv} = \frac{DT_c v_{Gpv}}{\Delta I_{L_{Gpv}}} \quad (\text{II.17})$$

L'ondulation du courant est maximale pour  $D=0.5$ . Pour  $M_s=10$  (nombre des panneaux en série),  $M_p=1$  (nombre des panneaux en parallèle =0) on a :

$$v_{Gpv} = 345\text{V}, \bar{i}_{L_{Gpv}} = 4.35\text{A}.$$

En imposant une ondulation  $\Delta \bar{i}_{L_{Gpv}} = 1\% \bar{i}_{L_{Gpv}}$  avec  $T_c = 0.02 \mu s$ , on trouve  $L_{Gpv} = 0,08 H$ .

La valeur minimale de l'inductance assurant la conduction continue est calculée à partir de l'équation (II.15) ou de l'équation (II.16). Le calcul conduit à la valeur  $L_{Gpv\_min} = 200 \mu H$ .

### II.6.2 Calcul de la capacité du condensateur d'entrée

A partir de la figure (II.8), l'ondulation de la tension du condensateur  $\Delta v_{Gpv}$  est calculée comme suit :

$$\Delta V_{Gpv} = \frac{D \bar{i}_{Gpv} T_c}{C_{Gpv}} \quad (II.18)$$

La capacité  $C_{Gpv}$  est calculée pour une ondulation imposée à la tension aux bornes du condensateur d'entrée comme suit:

Avec  $I_{Gpv} = 4.35 A$ ,  $\Delta V_{Gpv} = 5\% V_{Gpv}$ ,  $V_{Gpv} = 345 V$ ,  $T_c = 0.02 \mu s$ ,  $D = \frac{1}{2}$ , alors la valeur minimale est  $C_{Gpv} = 2.5 \mu F$ . La valeur retenue pour notre cas est  $C_{Gpv} = 6.5 \mu F$

### II.7 Principe de la Modulation de Largeur d'Impulsion

Le principe de la modulation de la largeur d'impulsion consiste à comparer le rapport cyclique  $D$  avec une onde porteuse  $v_p$  de fréquence de commutation fixe  $f_c$ . La forme de porteuse est souvent de dent de scie pour les convertisseur DC-DC. La figure (II.8) illustre le principe de la modulation de la largeur d'impulsion (MLI)[3]. Le signal de contrôle  $u$  est élaboré comme suit :

- Lorsque  $D > v_p$  :  $u = 1$ , fermeture de l'interrupteur de puissance ( $S = ON$ ).
- Lorsque  $D < v_p$  :  $u = 0$ , ouverture de l'interrupteur de puissance ( $S = OFF$ ).

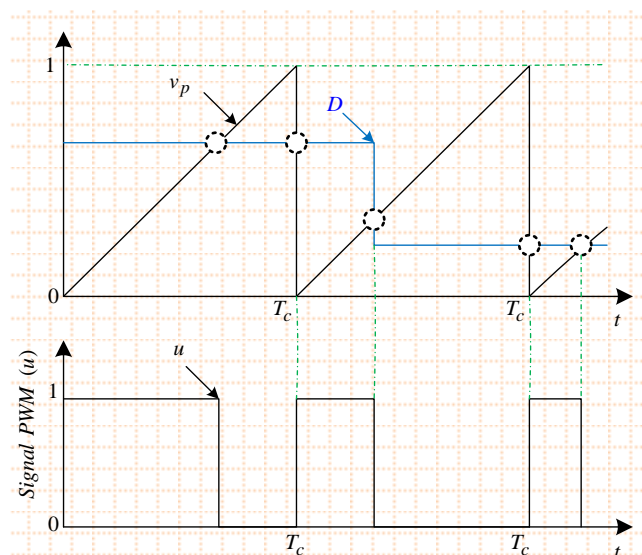


Figure (II.8) :Principe de la modulation de la largeur d'impulsion.

## II.8 Commande linéaire d'un convertisseur boost alimenté par un générateur photovoltaïque

Dans cette partie, nous allons présenter une structure de contrôle pour un convertisseur boost alimenté par une générateur photovoltaïque. L'objectif de cette structure de commande est de piloter le boost pour extraire le maximum de la puissance disponible au niveaux du générateur photovoltaïque.

La figure (II.9) présente la structure de commande développée. Cette dernière se compose un bloc MPPT permet de déterminer la tension de référence  $v_{Gpv}^*$ , deux boucles de régulation en cascade à base du régulateur PI et un bloc PWM.

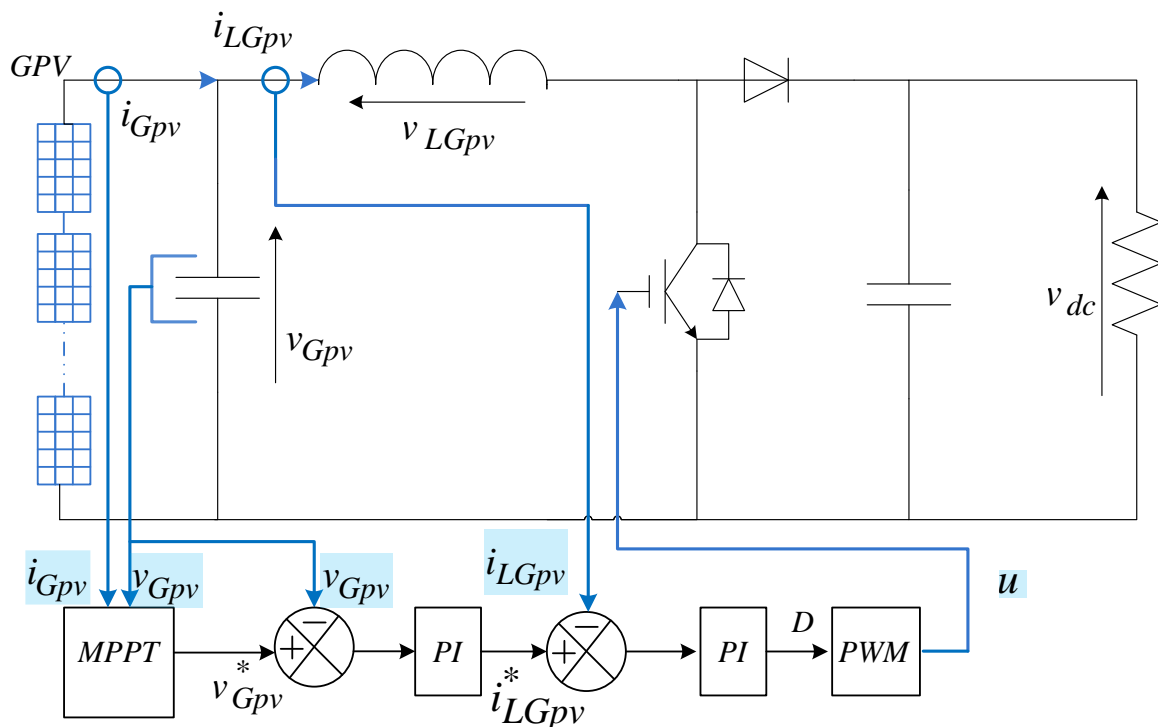


Figure (II.9) : Schéma global de la commande linéaire du convertisseur boost.

Dans les paragraphes suivants, nous allons détailler la synthèse des boucles de régulation utilisées ainsi que le calcul des gains de chaque régulateur.

### II.8.1 Synthèse du régulateur de la tension du générateur photovoltaïque

Pour imposer la tension de référence ( $v_{Gpv}^*$ ) (déterminer par le bloc MPPT) aux bornes du condensateur d'entrée, nous avons utilisé un régulateur proportionnel-intégral (PI) dont sa fonction de transfert est donnée comme suit :

$$C_t(s) = k_{pt} + \frac{k_{it}}{s} \quad (II.19)$$

Où :

- $s$  représente l'opérateur de Laplace.
- $k_{pt}, k_{it}$  représentent respectivement les gains proportionnel et intégral du régulateur.

La boucle de régulation utilisée pour contrôler la tension du générateur photovoltaïque est présentée dans la figure (II.10).

La sortie du régulateur PI permet de déterminer le courant de référence du condensateur  $i_{CGpv}^*$  comme suit:

$$i_{CGpv}^*(t) = k_{pt}(v_{Gpv}^* - v_{Gpv}) + k_{it} \int (v_{Gpv}^* - v_{Gpv}) dt \quad (II.20)$$

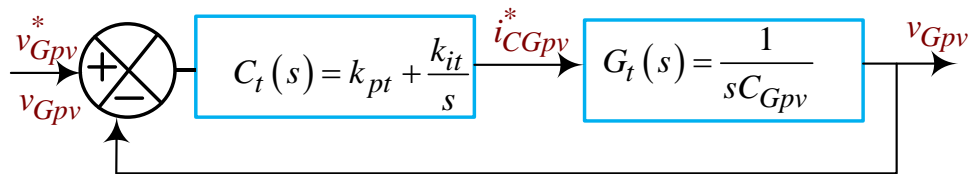


Figure (II.10) : Schéma de régulation de la tension de générateur par un PI

A partir du schéma de la figure (II.10) la fonction de transfert du système en boucle fermée s'écrit comme suite :

$$H_c(s) = \frac{\frac{k_{pt}}{C_{Gpv}}s + \frac{k_{it}}{C_{Gpv}}}{s^2 + \frac{k_{pt}}{C_{Gpv}}s + \frac{k_{it}}{C_{Gpv}}} \quad (II.21)$$

Pour calculer les gains du régulateur nous avons adopté la méthode de placement des pôles. Cette dernière consiste à comparer la fonction de transfert du système (en boucle fermée) avec la fonction de transfert canonique correspond à l'ordre du système (deuxième ordre dans notre cas).

La fonction de transfert canonique du système de deuxième ordre est donnée comme suit :

$$H_c(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\omega_n s + \omega_n^2} \quad (II.22)$$

L'identification de deux systèmes (II.21) et (II.22) permet de calculer les gain du régulateur comme suit :

$$k_{pt} = 2\xi\omega_n C_{Gpv}; k_{it} = C_{Gpv}\omega_n^2 \quad (\text{II.23})$$

Où,  $\xi, \omega$  sont respectivement le facteur d'amortissement et la pulsation de système. Les valeurs de ces grandeurs peuvent être choisi selon la dynamique désirée (temps de réponse, dépassement ...).

Finalement, la consigne de la boucle interne (boucle du courant) est calculée en fonction de  $i_{CGpv}^*$  comme suit :

$$i_{LGpv}^* = i_{Gpv} - i_{CGpv}^* \quad (\text{II.24})$$

### II.8.2 Synthèse du régulateur du courant de la bobine

Un régulateur PI est utilisé pour contrôler le courant de l'inductance  $i_{LGpv}$  comme montre la figure (II.11). La sortie du régulateur PI permet de déterminer la tension de référence aux bornes de l'inductance  $v_{LGpv}^*$  comme suit:

$$v_{LGpv}^*(t) = k_{pt}(i_{LGpv}^* - i_{LGpv}) + k_{it} \int (i_{LGpv}^* - i_{LGpv}) dt \quad (\text{II.25})$$

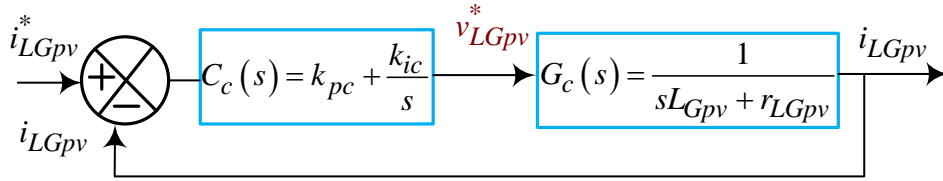


Figure (II.11): Schéma de régulation de courant de l'inductance.

Où :

$r_{LGpv}$  : la résistance interne de la bobine.

D'après la figure (II.11), la fonction de transfert du système en boucle fermée s'écrit comme suite ;

$$H_c(s) = \frac{\frac{k_{pc}}{L_{Gpv}} s + \frac{k_{ic}}{L_{Gpv}}}{s^2 + \frac{k_{pc} + R_{LGpv}}{L_{Gpv}} s + \frac{k_{ic}}{L_{Gpv}}} \quad (\text{II.26})$$

Après avoir identifié la fonction de transfert en boucle fermée avec celle d'un système de deuxième ordre, on trouve les gains du régulateur comme suit :

$$k_{pt} = 2\xi\omega_n L_{Gpv} - r_{LGpv}; k_{it} = L_{Gpv}\omega_n^2 \quad (\text{II.27})$$

Finalement, le rapport cyclique du convertisseur est calculé en fonction de  $v_{LGpv}^*$  comme suit :

$$D^* = 1 + \left( v_{LGpv}^* - v_{Gpv} \right) / v_{dc} \quad (II.28)$$

## II.9 Résultats de simulation

Le tableau (II.1) représente les paramètres du convertisseur boost ainsi que les paramètres de contrôle.

Tableau (II.1) : Paramètres de simulation.

GPV	$M_s = 10, M_p = 1, v_{Gpv} = 345 \text{ V}$
Convertisseur boost	$C_{Gpv} = 6.5 \mu F, T_c = 0.02 \mu s, L_{Gpv} = 0.08 H, R_{LGpv} = 1 \Omega$
Régulateur de la tension	$\xi = 1, \omega_n = 1000 \text{ rad/s}$
Régulateur du courant	$\xi = 1, \omega_n = 5000 \text{ rad/s}$

### II.9.1 Variation d'irradiation solaire

Dans ce test, nous procéderons à une diminution de l'ensoleillement de  $1 \text{ kW/m}^2$  à  $0.6 \text{ kW/m}^2$  pour une durée de 1s durant laquelle la température est maintenue constante égale à  $25^\circ\text{C}$ . Les résultats de la simulation sont illustrés par les figures (II.12). La figure (II.12) (a), montre que Dans les conditions ( $T=25^\circ\text{C}, G= 1 \text{ kW/m}^2$ ), le générateur photovoltaïque fournit la puissance optimale (1.5 kW). Cela explique que l'algorithme MPPT est suit bien le point de puissance maximale (MPP) qui correspond à avec une tension de 345V et courant de 4.35A.

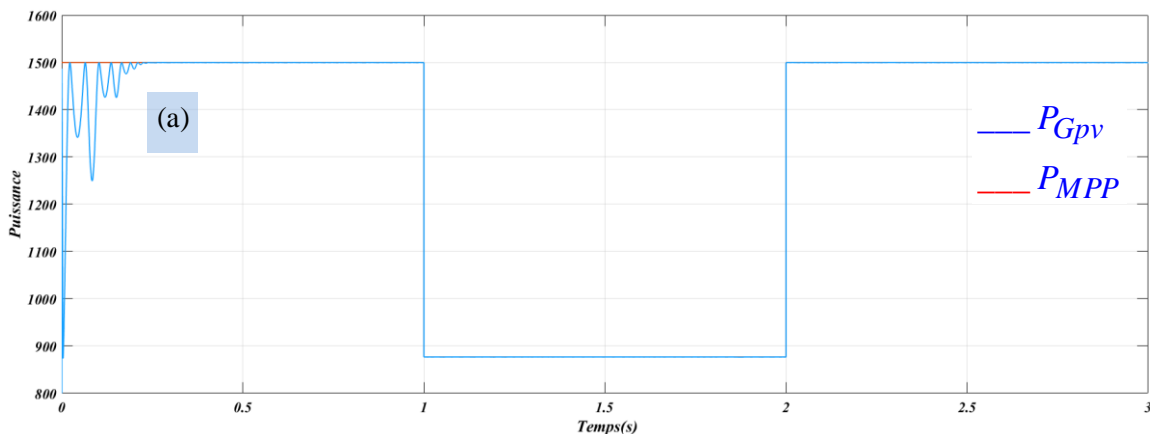


Figure (II.12): Performance du système lors vis-à-vis une variation de l'irradiation solaire, (a) Puissance du générateur avec la puissance du point MPP, (b) Courant du générateur avec le courant du point MPP, (c) Tension du générateur avec la tension du point MPP, (d) Rapport cyclique du convertisseur.

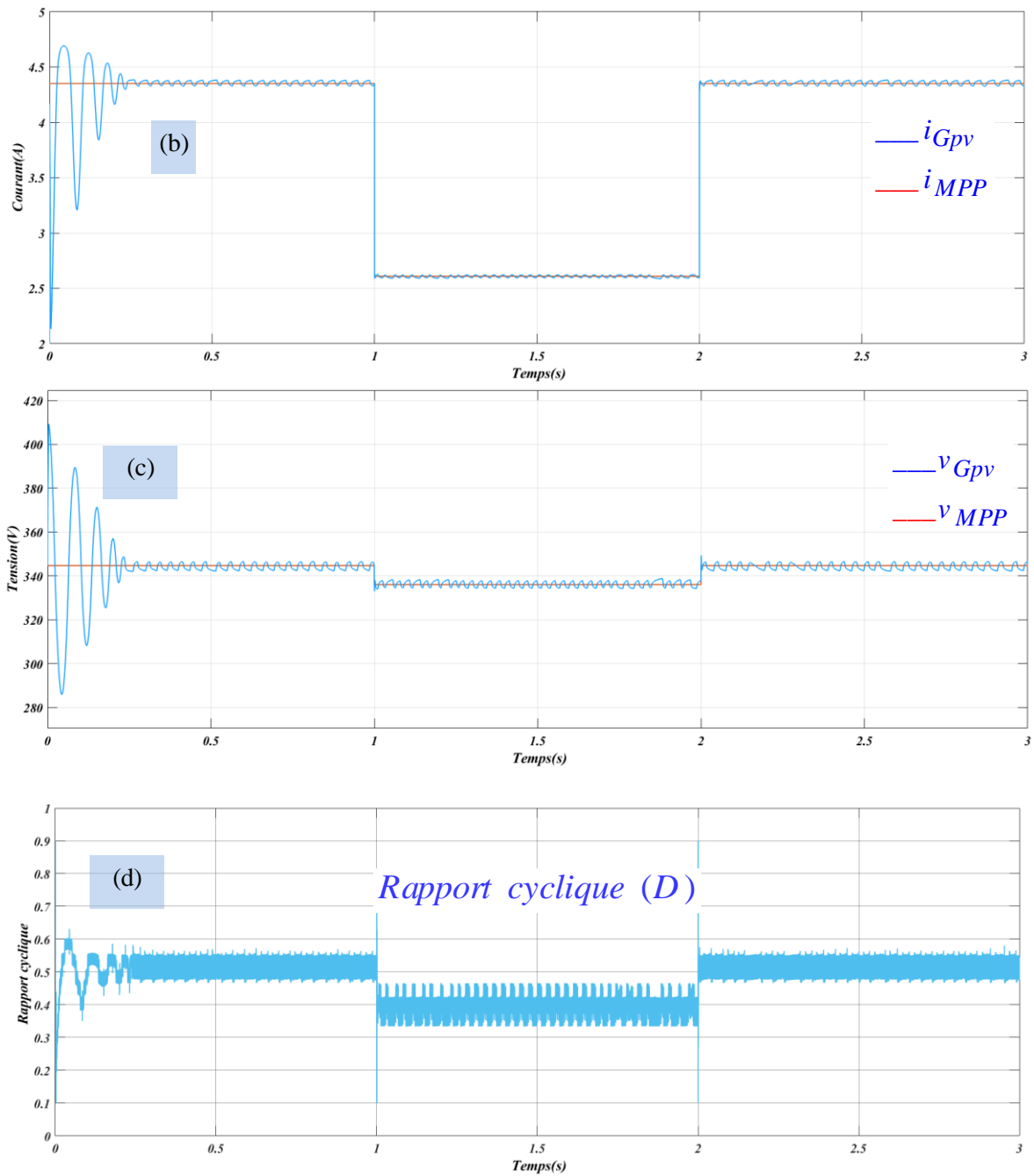


Figure (II.12) (suite): Performance du système lors vis-à-vis une variation de l'irradiation solaire, (b) Courant du générateur avec le courant du point MPP, (c) Tension du générateur avec la tension du point MPP, (d) Rapport cyclique du convertisseur.

La diminution de l'éclairement (à  $t=1s$ ), entraîne une diminution de courant et de la tension et du générateur photovoltaïque comme montre respectivement les figures (II.12) (b) et (II.12) (c). Cependant l'algorithme MPPT détermine parfaitement le nouveau point de puissance maximal (PPM).

La figure (II.12) (d) présente le rapport cyclique du convertisseur. D'après cette figure, on constate que le convertisseur réagit bien avec la variation de l'irradiation solaire ce qui confirme également l'efficacité de la commande développée.

### II.9.2 Variation de la température

Dans ce test nous avons maintenu l'ensoleillement constant (à  $G = 1kW/m^2$ ) et nous avons varié la température de  $t=1s$  de  $25^{\circ}C$  à  $40^{\circ}C$  pendant  $1s$ . Les résultats de simulation sont présentés dans la figures (II.13).

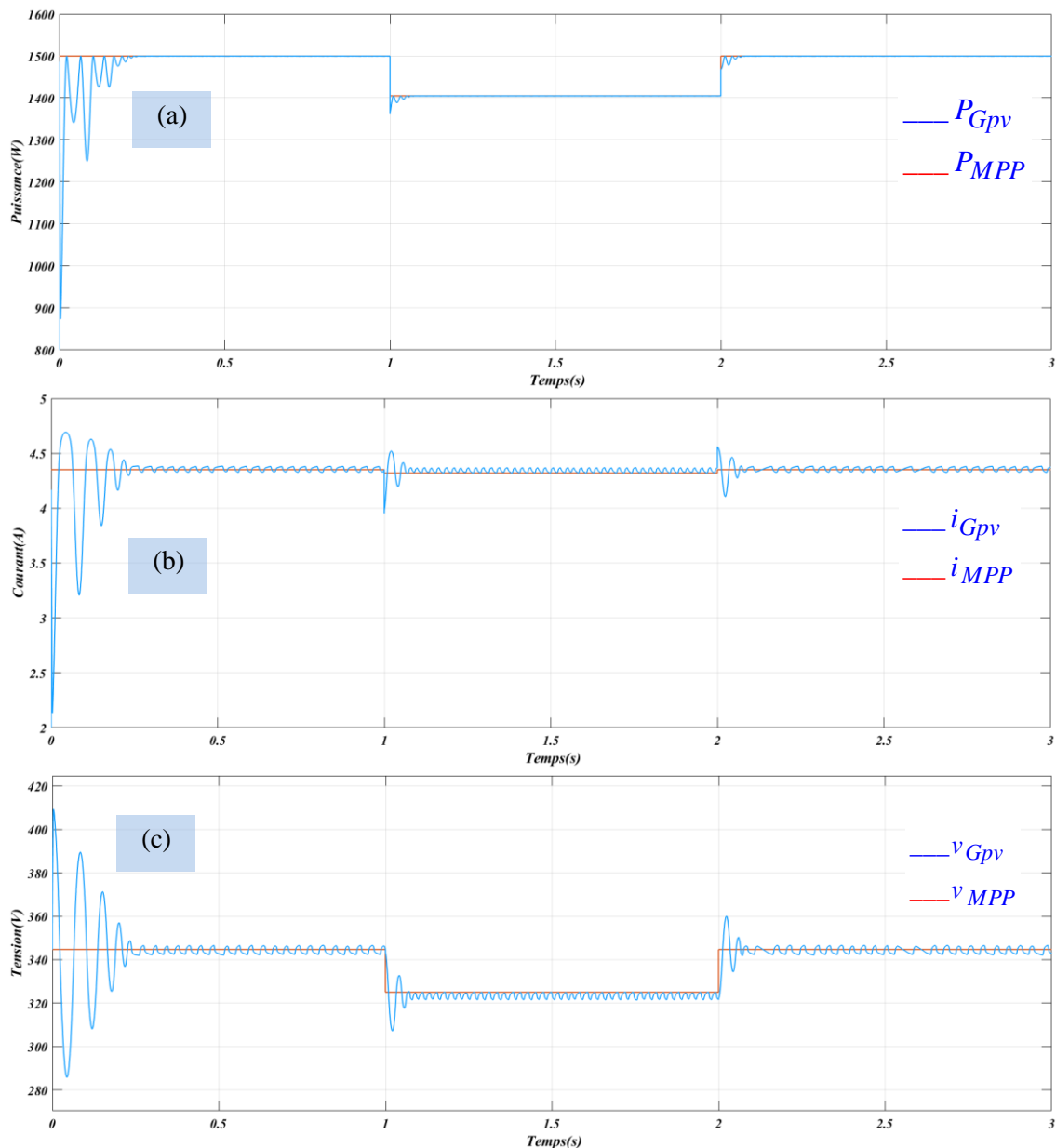


Figure (II.13): Performance du système lors vis-à-vis une variation de la température, (a) Puissance du générateur avec la puissance du point MPP, (b) Courant du générateur avec le courant du point MPP, (c) Tension du générateur avec la tension du point MPP, (d) Rapport cyclique du convertisseur.

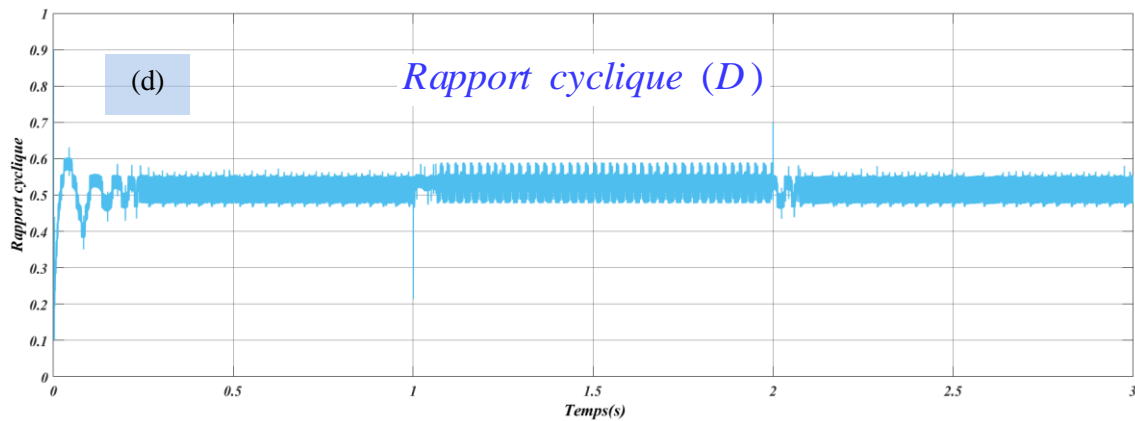


Figure (II.13) (suite): Performance du système lors vis-à-vis une variation de la température, (d) Rapport cyclique du convertisseur.

D'après figure (II.13) (a), on constate que l'augmentation de la température a entraîné une diminution de la puissance produit par le générateur photovoltaïque. De plus, cette figure confirme que le convertisseur boost est bien contrôlé pour extraire la puissance maximale du générateur photovoltaïque. Ce résultat peut être confirmé par les figures (II.13)(b) et (II.13)(c) où le courant et la tension du générateur photovoltaïque sont toujours correspond aux coordonnées du point de puissance maximale ( $i_{MPP}, v_{MPP}$ ).

On comparant les figures (II.13)(a)-(c) avec celles obtenues précédemment sous une variation de l'irradiation solaire (figures (II.12)(a)-(c)) on constate que la température a moins influence sur la puissance du générateur photovoltaïque.

D'après la figure (II.13) (d), on constate que le convertisseur a réagi bien avec la variation de de la température pour déterminer le point de la puissance maximale du générateur photovoltaïque. Ces résultats confirment l'efficacité de la commande développée.

## II.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude sur un convertisseur boost alimenté par un générateur photovoltaïque. Dans un premier temps, nous avons présenté en détail la modélisation, le dimensionnement du convertisseur. Dans un second temps, nous avons développé une commande linéaire permet de contrôler le convertisseur et extraire la puissance maximale du générateur photovoltaïque. Enfin nous avons testé les performances du système vis-à-vis la variation de l'irradiation solaire et la variation de la température. Les résultats obtenus ont montré une bonne performance notamment en termes de la poursuite du point de puissance maximale.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter une commande non linéaire dans le but d'améliorer davantage les performance du système étudié.

## *Chapitre III*

### *Commande par mode glissant d'un convertisseur boost connecté à une source photovoltaïque*

#### **III.1 Introduction**

Le système : générateur photovoltaïque - convertisseur boost- charge, nécessite un contrôle stable et robuste pour suivre avec précision le point de puissance maximale de la source photovoltaïque même avec les perturbations des conditions climatiques (température, irradiation solaire...etc.) [2], [3],[13]. La commande par mode glissant, en anglais sliding mode control (SMC) est une stratégie de contrôle non linéaire robuste et efficace notamment pour les systèmes avec des incertitudes et des perturbations, ce qui la rend idéale pour répondre aux exigences susmentionnées [8]. De plus, la commande par mode glissant présente des avantages importants par rapport au régulateur PI notamment en termes de dépassement, l'erreur statique et le temps de réponse [14], [15]. Dans ce chapitre, nous allons développer une structure de commande à base de régulateur mode glissant pour contrôler le système : générateur photovoltaïque- convertisseur boost- charge. Dans un premier temps, nous allons présenter brièvement la théorie de commande par mode glissant ainsi que les étapes essentielles pour calculer la loi de commande. Dans un second temps, nous allons présenter en détail la synthèse de différents régulateurs mode glissant utilisés. Enfin nous allons présenter et commenter les différents résultats obtenus.

### III.2 Technique de la commande par mode glissant

La commande par mode glissant est une technique de contrôle non linéaire a été introduite initialement pour le contrôle des systèmes à structure variable. Les principaux avantages de cette technique est la garantie de la stabilité et de la robustesse vis-à-vis les variations paramétriques du système et les perturbations sur le système. D'un autre côté, la commande par mode glissant est flexible en termes de la synthèse et facile à mettre en œuvre par rapport à d'autres techniques de contrôle non linéaires. Ces propriétés font que cette loi de commande est adaptée à de nombreuses applications industrielle [14].

### III.3 Principe de la commande par mode glissant

La technique de mode glissant 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. Parmi les propriétés de cette technique :

- La trajectoire d'état du système en mode de glissement appartient à une surface de dimension inférieure à celle de l'espace d'état, par conséquent l'ordre des équations différentielles régissant le fonctionnement du système en mode de glissement est réduit ;
- La théorie des modes glissants s'adapte bien pour les systèmes dont la commande est discontinue ;
- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement

La dynamique de la commande par mode glissant est divisée en trois parties comme le Représente dans la figure (III.1).

1. Le mode non glissant ou mode d'accès, ou mode de convergence: c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation  $S(x, \dot{x}) = 0$ , ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence[15].
2. Le mode glissant : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée Par le choix de la surface de glissement[15].

3. Le mode du régime permanent : ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase). Il est caractérisé par les performances de la commande [14].

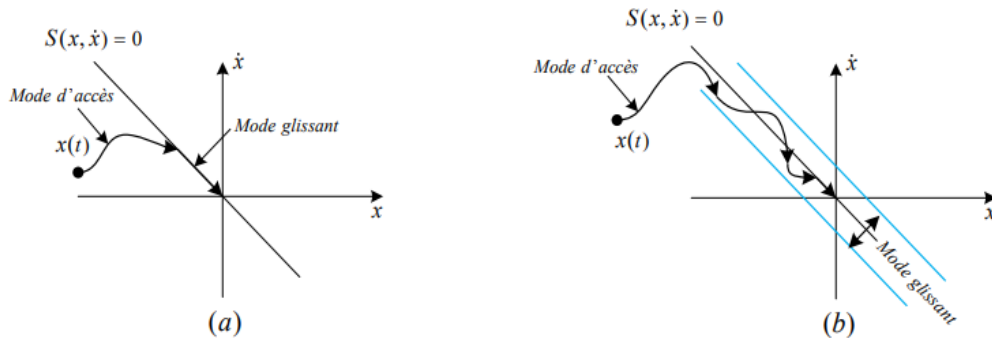


Figure (III.1): Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase, (a) Glissement idéal, (b) Glissement réel

### III.4 Conception de la commande par mode glissant

La synthèse de la commande par mode glissant s'effectue généralement selon les trois étapes suivantes :

- Choix de la surface de glissement ;
- Etablissement des conditions d'existence de la convergence ;
- Détermination de la loi de commande.

#### III.4.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme des fonctions nécessaires. Stolone a proposé une forme de la surface de glissement en fonction de l'écart (erreur) entre la variable d'état  $x$  et sa valeur de consigne  $x^*$  [14]. Cette fonction est donnée comme suit :

$$S(x) = \left( \frac{d}{dt} + k_s \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.1})$$

Avec :

- $e(x) = (x^* - x)$  : représente l'écart entre la variable  $x$  à régler et sa référence  $x^*$ .
- $k_s$  : est une constante positive.
- $r$  : est l'ordre du système.

L'objectif de la commande est de maintenir la surface  $S(x)$  à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(t)$ . Pour un choix convenable des gains

du régulateur, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence [14],[15].

### III.4.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et de rester indépendamment de la perturbation [15]. On présente deux types de conditions qui sont :

#### III.4.2.1 Condition d'attractivité

C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par Utkin [14]. Il s'agit de donner à la surface une dynamique de convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.2})$$

#### III.4.2.2 Fonction de Lyapunov

Il s'agit de choisir une fonction candidate de Lyapunov  $V(x) > 0$  (fonction scalaire strictement positive) pour les variables d'état du système et ensuite on formule la loi de commande qui assure la décroissance de cette fonction. La fonction de Lyapunov est définie par :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (\text{III.3})$$

Pour décroître la fonction du Lyapunov, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative ;

$$\dot{V}(x) < 0 \quad (\text{III.4})$$

Par conséquent, le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement  $e(x)^2 = (x^* - x)^2$  diminue tout le temps ce qui va contraindre la trajectoire du système à se diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière [14].

### III.4.3 Détermination de la loi de commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à régler vers la surface, ensuite vers son point d'équilibre, en maintenant la condition d'existence du mode glissant. Lorsqu'il y a un régime glissant, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande. De ce fait, on peut introduire une partie continue pour diminuer l'amplitude de la discontinuité [15], on aura donc :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_{dis}(t) \quad (\text{III.5})$$

- $u_{eq}$  Correspond à la commande équivalente proposé par Filipo $v$  et Utkin. On peut la considérer comme la valeur moyenne continue que prend la commande lors d'une commutation rapide entre deux valeurs  $u^+$  et  $u^-$ , voir Figure (III.2).
- $u_{dis}$  Correspond à la commande qui garantit l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface et satisfaire la condition  $\dot{S}(x)S(x) < 0$ .

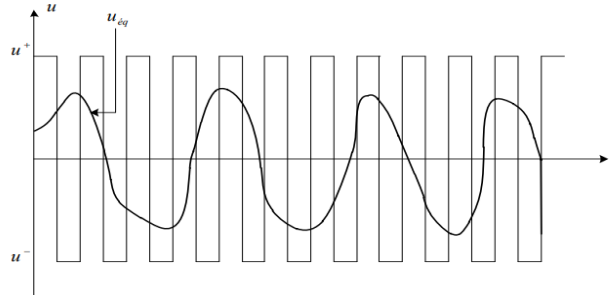


Figure (III.2): Valeur continue  $u_{eq}$  prise par la commande lors de la commutation entre  $u^+$  et  $u^-$ .

Pour mettre en évidence le développement précédent, nous considérons un système défini dans l'espace d'état comme suit :

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (III.6)$$

La dérivée de la surface est calculée comme suit :

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (III.7)$$

En remplaçant (III.5) et (III.6) dans (III.7), on trouve :

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial x} \left[ f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t) \right] + \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)u_{dis}(t) \quad (III.8)$$

#### III.4.3.1 Calcul de la commande équivalente

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle  $S(x) = 0$ , et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles  $\dot{S}(x) = 0$ ,  $u_{dis} = 0$ . D'où nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

$$u_{eq}(t) = - \left( \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \quad (III.9)$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{\partial s}{\partial x} g(x, t) \neq 0 \quad (\text{III.10})$$

### III.4.3.2 Commande discontinue

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (III.9), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface:

$$\dot{S} = \frac{\partial s}{\partial x} g(x, t) u_{dis}(t) \quad (\text{III.11})$$

Et la condition d'attractivité exprimée (III.2) devient :

$$S(x, t) \frac{\partial s}{\partial x} g(x, t) u_{dis}(t) < 0 \quad (\text{III.12})$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de  $u_{dis}$  doit être opposé à celui de  $S(x, t) \frac{\partial s}{\partial x} g(x, t)$ .

La fonction la plus simple que peut être utilisée pour accomplir cette condition est définie par :

$$u_{dis}(t) = k_s \text{sign}(s(x)) \quad (\text{III.13})$$

Où :

$$\text{sign}(s(x)) = \begin{cases} 1 & \text{si } s(x) > 0 \\ 0 & \text{si } s(x) = 0 \\ -1 & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Pour assurer la convergence de (III.12), le signe de  $k_s$  doit être différent de celui de  $\frac{\partial s}{\partial x} g(x, t)$ .

## III.5 Commande par mode glissant d'un convertisseur boost connecté à un générateur PV

Dans cette partie, nous allons présenter une structure de contrôle pour un convertisseur boost connecté à un générateur photovoltaïque. L'objectif de cette structure de commande est double. Le premier consiste à piloter le boost pour extraire le maximum de la puissance disponible au niveau du générateur photovoltaïque tandis que le deuxième consiste à améliorer les performances du système en termes de dépassement, temps de réponse et l'erreur statique. Le schéma global de la commande par mode glissant du convertisseur boost est représenté par la figure (III.3). Cette dernière se compose d'un bloc MPPT permet de déterminer la tension de référence  $v_{Gpv}^*$ , deux boucles de régulation en cascade à base du régulateur SMC et un bloc PWM. Dans les paragraphes suivants, nous allons présenter la synthèse des régulateurs mode glissant utilisés.

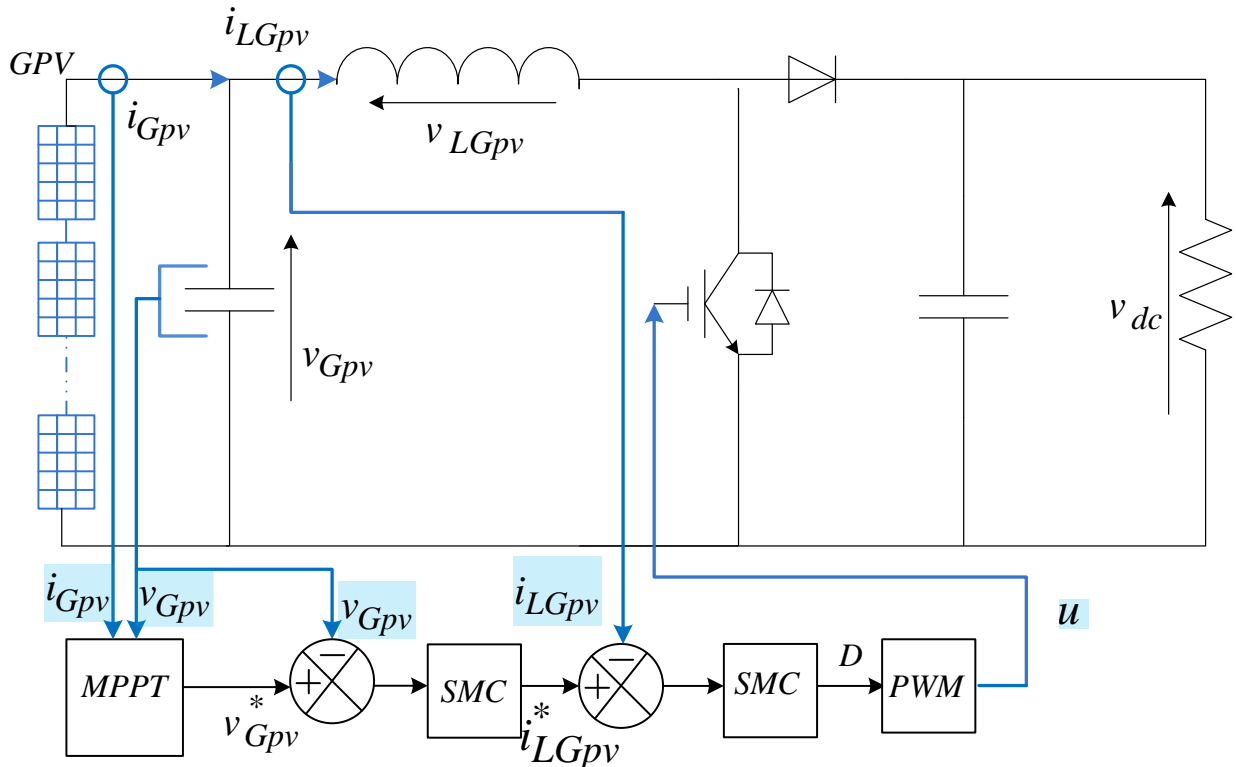


Figure (III.3) : Schéma global de la commande par mode glissant du convertisseur boost.

On reprend la dynamique du courant et de la tension à l'entrée du convertisseur boost donnée par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{dv_{Gpv}}{dt} = \frac{i_{Gpv}}{C_{Gpv}} - \frac{i_{LGpv}}{C_{Gpv}} \\ \frac{di_{LGpv}}{dt} = \frac{1}{L_{Gpv}}(v_{Gpv} - v_{dc}(1-D)) \end{cases} \quad (III.15)$$

### III.5.1 Synthèse du régulateur mode glissant de la tension d'entrée du convertisseur

La première équation du (III.15) est utilisée pour réguler la tension du générateur photovoltaïque  $v_{Gpv}$  où le courant de l'inductance  $i_{LGpv}$  est choisi comme grandeur de commande. La surface de glissement est choisie comme suit :

$$S_t = k_t(v_{Gpv}^* - v_{Gpv}) \quad (III.16)$$

Ou,  $k_t$  est un constant strictement positif.

Sachant que, durant le régime de glissement la surface et sa dérivée sont nulles, donc la drivée de (III.16), donne :

$$\dot{S}_t = k_t \frac{d}{dt} (v_{Gpv}^* - v_{Gpv}) = k_t \left[ \frac{d}{dt} v_{Gpv}^* - \left( \frac{i_{Gpv}}{C_{Gpv}} - \frac{i_{LGpv}}{C_{Gpv}} \right) \right] = 0 \quad (III.17)$$

La résolution de cette équation donne l'expression de la commande équivalente suivante :

$$(i_{LGpv})_{eq} = i_{Gpv} - C_{Gpv} \frac{d}{dt} v_{Gpv}^* \quad (III.18)$$

A noter que, si l'état du système  $v_{Gpv}$  n'est pas sur la surface de glissement, la technique de la commande par mode glissant a l'avantage de renforcer la commande équivalente par la commande discontinue. Cette dernière est calculé à partir de la condition d'attractivité donnée précédemment dans (III.2).

En utilisant (III.5) dans la dérivée de la surface de glissement on trouve :

$$\dot{S}_t = k_t \frac{d}{dt} (v_{Gpv}^* - v_{Gpv}) = k_t \left[ \frac{d}{dt} v_{Gpv}^* - \left( \frac{i_{Gpv}}{C_{Gpv}} - \frac{(i_{LGpv})_{eq} + (i_{LGpv})_{dis}}{C_{Gpv}} \right) \right] \quad (III.19)$$

En remplaçant (III.18) dans (III.19), on trouve :

$$\dot{S}_t = \frac{k_t}{C_{Gpv}} (i_{LGpv})_{dis} \quad (III.20)$$

Ainsi, la condition de convergence donnée par (III.2) est calculée en utilisant (III.20) comme suit :

$$S_t(x) \dot{S}_t(x) < 0 \Rightarrow S_t(x) \frac{k_t}{C_{Gpv}} (i_{LGpv})_{dis} < 0 \quad (III.21)$$

Pour satisfaire la condition de convergence donnée par (III.21), la commande discontinue  $(i_{LGpv})_{dis}$  peut être choisi comme suit :

$$(i_{LGpv})_{dis} = \lambda_t \text{sign}(S_t(x)) \quad (III.22)$$

Où,  $\lambda$  est un constant strictement négatif.

Enfin, la loi de commande globale du régulateur de tension est déterminée à partir de (III.18) et (III.22) comme suit :

$$i_{LGpv}^* = (i_{LGpv})_{eq} + (i_{LGpv})_{dis} = i_{Gpv} - C_{Gpv} \frac{d}{dt} v_{Gpv}^* + \lambda_t \text{sign}(S_t(x)) \quad (III.23)$$

### III.5.2 Synthèse du régulateur mode glissant du courant de l'inductance

La deuxième équation du (III.15) est utilisée pour réguler le courant traversant la bobine du convertisseur  $i_{LGpv}$  où le rapport cyclique  $D$  est choisi comme grandeur de commande. La surface de glissement adoptée pour contrôler le courant de l'inductance est choisie comme suit :

$$S_c = k_c(i_{LGpv}^* - i_{LGpv}) \quad (III.24)$$

Ou,  $k_c$  est un constant strictement positif.

Durant le mode de glissement les surfaces et les dérivés des surfaces sont nulles ( $S_c = \dot{S}_c = 0$ ), ce qui permet de calculer l'expression de la commande équivalente comme suit :

$$D_{eq} = 1 + \frac{1}{v_{dc}} (L_{Gpv} \frac{d}{dt} i_{LGpv}^* - v_{Gpv}) \quad (III.25)$$

Pour déterminer la commande discontinue, la condition d'attractivité donnée par (III.2) est utilisée ce qui en résulte :

$$S_c \dot{S}_c < 0 \Rightarrow S_c \times \left( -\frac{k_c v_{dc}}{L_{Gpv}} D_{dis} \right) < 0 \quad (III.26)$$

La commande discontinue respectant la condition (III.26) est choisie comme suit :

$$D_{dis} = \lambda_c \text{sign}(S_c(x)) \quad (III.27)$$

Ou,  $\lambda_c$  est un constant strictement positif.

Finalement, la loi de commande globale du régulateur du courant est déterminée à partir de (III.25) et (III.27) comme suit :

$$D^* = D_{eq} + D_{dis} = 1 + \frac{1}{v_{dc}} (L_{Gpv} \frac{d}{dt} i_{LGpv}^* - v_{Gpv}) + \lambda_c \text{sign}(S_c(x)) \quad (III.28)$$

### III.6 Résultats de simulation

Dans cette partie, nous allons évaluer les performances du convertisseur boost contrôlé par mode glissant en considérant la structure de commande illustrée dans la figure (III.3). Afin de montrer les performances apportées par ce type de régulateur, nous avons comparé ses performances avec celle obtenue en utilisant le régulateur PI. Le tableau (III.1) représente les paramètres du convertisseur boost ainsi que les paramètres de contrôle.

Tableau (III.1) : Paramètres de simulation.

Générateur photovoltaïque	$M_s = 10, M_p = 1, v_{Gpv} = 345 \text{ V}$
Convertisseur boost	$C_{Gpv} = 6.5 \mu\text{F}, T_c = 0.02 \mu\text{s}, L_{Gpv} = 0.08 \text{H}, R_{LGpv} = 1 \Omega$
Régulateur mode glissant de la tension du GPV	$\lambda_t = -0.15, k_t = 1$
Régulateur mode glissant du courant de l'inductance	$\lambda_c = 0.1, k_c = 1$
Paramètres des régulateurs PI	même paramètres données dans le tableau (II.1)

### III.6.1 Variation d'irradiation solaire

Dans ce test, nous procéderons à une diminution de l'ensoleillement de  $1 \text{kW/m}^2$  à  $0.6 \text{kW/m}^2$  pour une durée de 1s durant laquelle la température est maintenue constante égale à  $25^\circ\text{C}$ . Les résultats de la simulation sont illustrés par les figures (III.4).

La figure (III.4) (a) montre que dans les conditions ( $T=25^\circ\text{C}$ ,  $G= 1 \text{kW/m}^2$ ), le générateur photovoltaïque fournit la puissance optimale ( $1.5 \text{kW}$ ). Cela explique que les deux régulateurs suivent le point de puissance maximale (MPP), cette dernière correspond à avec une tension de  $345 \text{V}$  et courant de  $4.35 \text{A}$ . De plus, en comparant les performances des deux régulateurs, on constate que le régulateur mode glissant est plus efficace et plus robuste en terme de dépassement et de temps de réponse.

D'après la figure (III.4) (b), on constate que le courant du générateur photovoltaïque correspond exactement au courant du point de puissance maximale IMPP pour les deux régulateurs. De plus, on constate également que le mode glissant surpasse considérablement le régulateur PI obtenue en termes de l'erreur statique, le temps de réponse et les dépassements.

La figure (III.4) (c) montre la dynamique de la tension du générateur photovoltaïque. D'après cette figure, on constate que **les deux régulateurs ont succédé de déterminer** la tension du point de puissance maximale du GPV,  $V_{MPP}$ . De plus, en comparant la dynamique des deux régulateurs, on constate clairement que le régulateur mode glissant est plus robuste et plus efficace en termes de l'erreur statique, le temps de réponse et les dépassements.

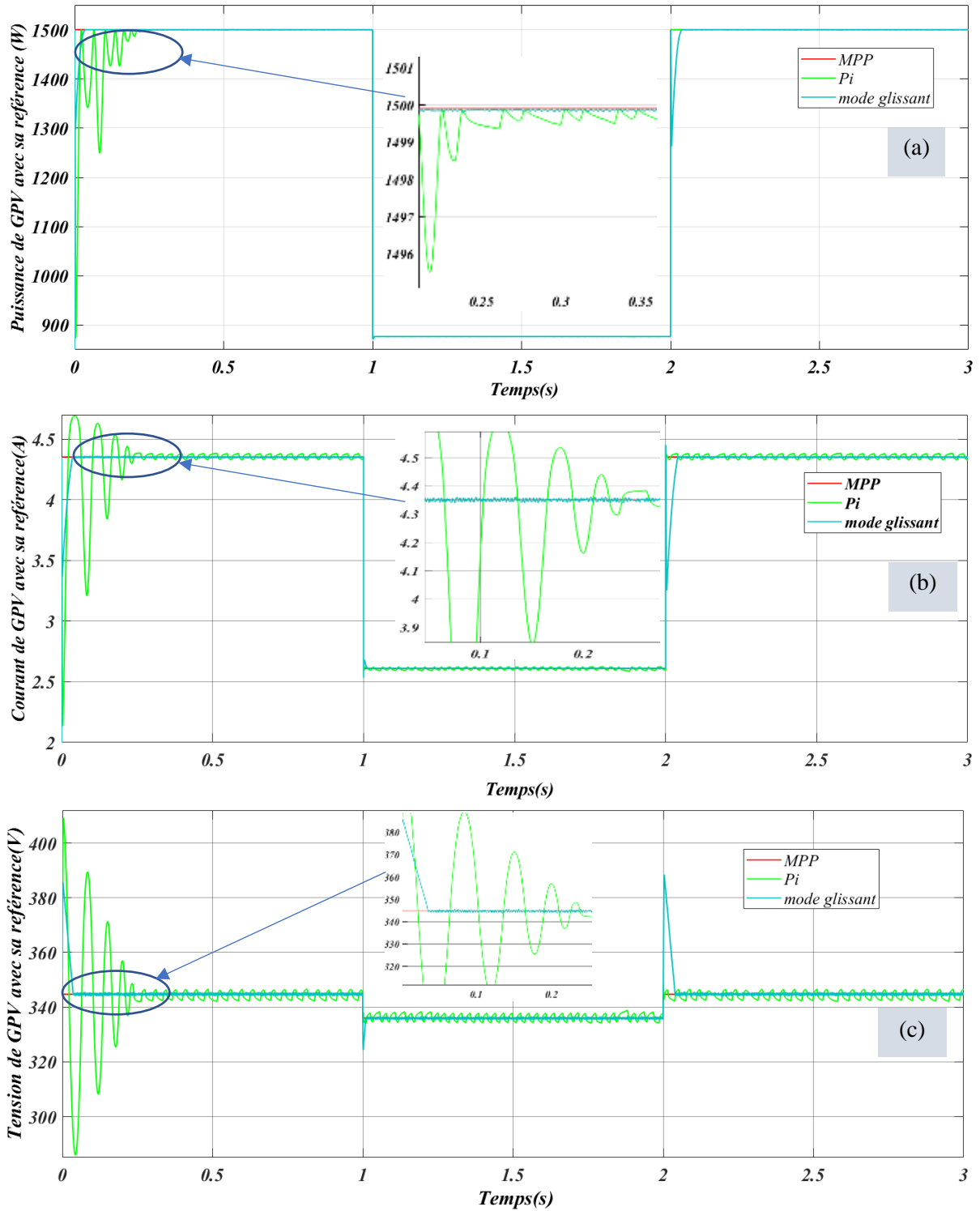


Figure (III.4): Comparaison des performances du régulateur mode glissant avec celles du régulateur PI en considérant variation de l'irradiation solaire, (a) Puissance du générateur avec la puissance du point MPP, (b) Courant du générateur avec le courant du point MPP, (c) Tension du générateur avec la tension du point MPP.

### III.6.2 Variation de la température

Dans ce test nous avons maintenu l'ensoleillement constante (à  $G = 1kW/m^2$ ) et nous avons variée la température de  $t=1s$  de  $25^{\circ}C$  à  $40^{\circ}C$  pendant 1s. Les résultats de la simulation obtenus par les deux régulateurs sont présentés dans la figure (III.5).

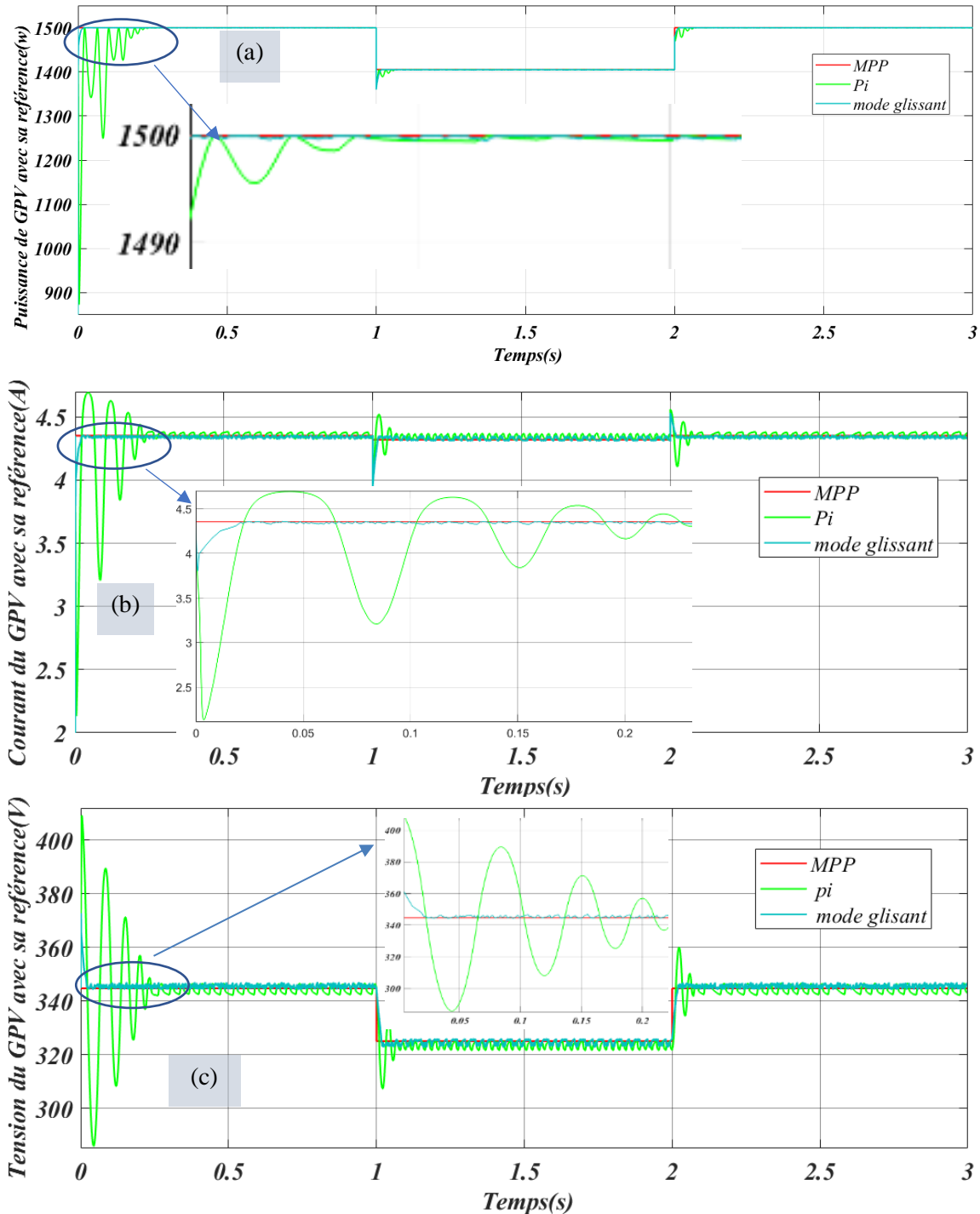


Figure (III.5): Comparaison des performances du régulateur mode glissant avec celles du régulateur PI en considérant variation de la température solaire, (a) Puissance du générateur avec la puissance du point MPP, (b) Courant du générateur avec le courant du point MPP, (c) Tension du générateur avec la tension du point MPP.

D'après figure (III.5) (a), on constate que la puissance fournie par le générateur photovoltaïque correspond exactement au point de puissance maximale PMPP, ce qui signifie une bonne poursuite est obtenue par les deux régulateurs. D'un autre côté, en comparant les dynamiques obtenues par les deux régulateurs on constate que le régulateur mode glissant a éliminé l'oscillation et réduit considérablement l'erreur statique.

Ce résultat peut être confirmé dans les figures (III.5)(b) et (III.5)(c) où les dynamiques obtenues par les régulateurs mode glissant sont mieux que celles obtenues par les régulateurs PI notamment en termes de dépassements et le temps de réponse.

### **III.7 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons développé une commande par mode glissant pour contrôler un convertisseur boost connecté à une source photovoltaïque. Dans un premier temps, nous avons présenté la théorie de la commande par mode glissant. Ensuite, nous avons présenté les points essentiels requis pour calculer la loi de commande telles que le calcul de la commande équivalente, la commande discontinue, la condition de convergence...etc. Ensuite, nous avons développé la synthèse des régulateurs mode glissant utilisés pour contrôler le système étudié. Enfin, nous avons comparé les résultats obtenus avec ceux obtenus en utilisant des régulateurs PI où les résultats obtenus ont montré la robustesse des régulateurs mode glissant notamment en termes de l'erreur statique, les dépassements et le temps de réponse.

## *Conclusion générale*

Les travaux présentés dans ce mémoire focalisent principalement sur la commande d'une source photovoltaïque connecté à un convertisseur boost. Ce dernier est souvent utilisé dans les systèmes photovoltaïques pour forcer la source photovoltaïque de produire le maximum de sa puissance et pour booster également la tension de la source photovoltaïque au niveau nécessaire au bus continu.

Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous avons étudié la modélisation de la source photovoltaïque. Dans un premier temps, nous avons développé le modèle analytique de la cellule photovoltaïque. Ensuite, nous avons élargi ce modèle pour un panneau et encore pour un générateur photovoltaïque. Pour valider les modèles développés, nous avons étudié l'influence des conditions climatiques (l'irradiation solaire et la température) sur les caractéristiques électriques du panneau. Les résultats obtenus ont montré que le modèle développé reflète bien les comportements réels du panneau solaire. Dans la dernière partie du chapitre, nous avons présenté le principe de deux algorithmes de la poursuite du point de puissance maximale.

Dans le deuxième chapitre, nous avons étudié la commande d'un convertisseur boost associé à un générateur photovoltaïque. Dans un premier temps, nous avons présenté la modélisation de ce convertisseur ainsi que le dimensionnement de ses composants passifs.

En effet la poursuite du point de puissance maximale provoqué par les conditions climatiques est le problème le plus sérieux à prendre en considération. Ainsi, nous avons développé une structure de commande constituée principalement d'un algorithme MPPT, deux régulateurs PI en cascades et une modulation PWM. L'objectif de cette commande est de faire fonctionner le générateur photovoltaïque à son point de puissance maximale et d'assurer en plus une bonne performance du système. Pour vérifier les performances de la commande développée, nous avons procédé à la variation de l'irradiation solaire et de la température. Les résultats obtenus ont montré une bonne régulation du courant et de la tension du générateur photovoltaïque et une bonne poursuite du point de puissance maximale.

Dans l'objectif d'améliorer davantage les performances du système étudié, nous avons développé dans le dernier chapitre une commande à base de régulateur mode glissant.

Premièrement, nous avons présenté brièvement la théorie de cette technique de contrôle. Ensuite nous avons détaillé la synthèse des régulateurs mode glissant utilisés.

Pour montrer l'efficacité du régulateur mode glissant par rapport au régulateur PI, nous avons comparé les résultats obtenus les deux régulateurs. Cette comparaison a été montrée que le régulateur mode glissant est le plus performant en termes de temps de réponse, les dépassements et l'erreur statique.

# *Bibliographie*

- [1] Touafek Khaled, "Contribution à l'étude et à la conception d'un système énergétique utilisant des capteurs hybrides photovoltaïques thermiques," Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique Département D'électronique, 2010.
- [2] Benzaoui Khaled et Delaldja Ayoub, "Etude comparative des commandes MPPT pour une chaîne de conversion photovoltaïque," Mémoire de Master, Université de M'sila, 2019.
- [3] Abdelmalik Zorig "Modélisation et commande d'un système de production d'énergie photovoltaïque couplé au réseau triphasé," Mémoire de Master, Université de M'sila, 2011.
- [4] Birane Mouhoub, "Etude et simulation des systèmes photovoltaïques avec micro-convertisseurs," Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2011.
- [5] Chamkha Tahar, "Modélisation et simulation d'un générateur photovoltaïque," Mémoire de Master, Université de Ghardaïa, 2016.
- [6] Azzedine Chadia et Mezhoud Ilham, "Commande d'un convertisseur abaisseur DC/DC multi-phases," Mémoire de Maste, Université de Tébessa, 2022.
- [7] Bensaoudi Mohamed Samir et Etarar Salah Eddine, "Etude d'un convertisseur boost pour système photovoltaïque," Mémoire de Maste, Ecole supérieure en sciences appliquées, Tlemcen, 2020.
- [8] Karim Kadir et Djamel Kahil, "Commande par mode glissant d'un hacheur parallèle «Application à l'extraction de la puissance» maximale d'un panneau photovoltaïque," Mémoire de Maste, Université de Tizi-Ouzou, 2014.
- [9] Hamidouche Macylia et Mokhtari Boubkeur, "Etude d'un système photovoltaïque," Mémoire de Maste, Université de Bejaia, 2016.
- [10] Belmili Hocine, "Conception d'un laboratoire semi-virtuel pour générateur solaire photovoltaïque," Thèse Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2020.
- [11] Slimane Boubeche, "Techniques de poursuite du point de puissance maximale d'un système photovoltaïque," Mémoire de Master, Université de BEJAIA, 2020.

- [12] Seif Eddine Naffouti, "Dimensionnement et commande d'un hacheur parallèle alimenté par une source photovoltaïque," mémoire de projet de fin d'études, Ecole nationale d'ingénieurs de Monastir, 2012.
- [13] Azzedine Chadia et Mezhoud Ilham, "Commande d'un convertisseur abaisseur DC/DC Multi-phases," Mémoire de Master, Université Tébessa, 2022.
- [14] Bouzidi Ali et Bouchareb Mohammed, "Commande par mode glissant floué d'un D-STATCOM multiniveaux," Mémoire de Master, Université de M'sila, 2011.
- [15] Zorig Anwar et Ghadbane Houssam Eddine, "Simulation par PIL de la commande par mode glissant de deux convertisseurs buck et boost entrelacés," Mémoire de Master, Université de M'sila, 2019.

# Commande non linéaire d'un hacheur parallèle connecté à une source photovoltaïque

## Résumé

Les travaux de ce mémoire sont focalisés sur la modélisation et la commande non linéaire d'un Hacheur parallèle connecté à une source photovoltaïque. Le Hacheur parallèle est souvent utilisé dans les systèmes photovoltaïques pour extraire la puissance maximale de la source photovoltaïque et pour booster également la tension de cette dernière au niveau nécessaire au bus continu.

Premièrement, ce travail commence par la modélisation de la source photovoltaïque. Initialement, un modèle analytique de la cellule photovoltaïque est développé. Ce modèle est ensuite étendu pour un panneau photovoltaïque, puis pour un générateur photovoltaïque. Ces modèles ont été validés en analysant leurs dynamiques vis-à-vis les variations des conditions climatiques.

Deuxièmement, nous avons présenté une structure de commande à base des régulateur PI et la modulation PWM pour contrôler un hacheur parallèle connecté à un générateur photovoltaïque. Nous avons commencé par la modélisation du hacheur parallèle et le dimensionnement de ses composants passifs. Ensuite nous avons détaillé la synthèse des régulateur PI en utilisant la méthode des placement des pôles. Enfin, nous avons évalué les performances de la commande vis-à-vis la variation de l'irradiation solaire et de la température.

Troisièmement, nous avons présenté une commande par mode glissant dans l'objectif de booster les performances du système étudié. Tout d'abord, la théorie de cette technique de contrôle est brièvement introduite. Ensuite, la synthèse des régulateurs en mode glissant utilisés ont été bien détaillée. Afin de montrer l'efficacité du régulateur mode glissant par rapport au régulateur PI, une comparaison ont été également élaborée. Le résultat de cette comparaison a été démontré que le régulateur en mode glissant est plus performant en termes de temps de réponse, de dépassements et d'erreur statique.

**Mots clés :** Energie photovoltaïque, Hacheur parallèle, PWM, MPPT, régulateur PI, Régulateur mode glissant.

## Abstract

The work of this thesis focuses on the modeling and nonlinear control of boost converter connected to a photovoltaic source. The boost converter is often used in photovoltaic systems to extract the maximum power from the photovoltaic source and also to boost its voltage to the level required for the DC- bus.

First, an analytical model of the photovoltaic cell is developed. This model is then extended for a photovoltaic panel, and subsequently to a photovoltaic generator. The developed models have been validated by analyzing their dynamics against the variations of climatic conditions.

Second, we presented a control structure based on PI controller and PWM modulation for boost converter connected to a photovoltaic generator. First, we modeled the boost converter and determined the sizes of its passive components. Then we detailed the synthesis of the PI controllers and the calcul of their parameters. Finally, we evaluated the performance of the control structure with respect to the variation of solar irradiation and temperature.

Third, we presented a sliding mode control in order to enhance the system performance. First, the theory of this control technique is briefly introduced. Then, the synthesis of the sliding mode controllers has been well detailed. In order to show the efficiency of the sliding mode controller compared to the PI controller, a comparison has been also developed. This comparison has been shown that the sliding mode controller is more efficient in terms of response time, overshoots and static error.

**Key words :** Photovoltaic energy, Boost converter, PWM, MPPT, PI controller, Sliding mode controller.

## ملخص

يركز عمل هذه المذكرة على النمذجة والتحكم الغير الخطي لمحول مستمر (boost converter) متصل بمصدر كهروضوئي. غالبًا ما يستخدم هذا المحول في الأنظمة الكهروضوئية لاستخراج أقصى قدر ممكن من الطاقة الكهروضوئية وأيضًا لرفع جهد هذه الأخيرة إلى المستوى المطلوب للربط مع الشبكة الكهربائية.

أولاً، تم تطوير نموذج رياضي للخلية الكهروضوئية. بعد ذلك تم توسيع هذا النموذج ليشمل لوحة كهروضوئية (photovoltaic panel) ثم ليشمل بعد ذلك مولد كهروضوئي. تم التحقق من صحة هذه النماذج المطورة من خلال تحليل ديناميكياتها وخصائصها الكهربائية تجاه التغيرات المناخية.

ثانيًا، قمنا باعداد نظام تحكم يعتمد على معدل PI وتقنية PWM وتطبيقه على محول مستمر متصل بمولد كهروضوئي، انطلقنا بنمذجة هذا المحول وتحديد احجام العناصر المكونة له. ثم عرضنا بالتفصيل كيفية تصميم معدلات PI كذلك حساب معالماتها. في الأخير، قمنا بتقييم أداء نظام التحكم تحت تأثير تغيرات شدة الاضاءة ودرجة الحرارة.

ثالثًا، قدمنا نظام تحكم غير خطي (sliding mode) من أجل تحسين أداء المحول المستمر. بداية عرضنا بإيجاز الجانب النظري لهذه التقنية. بعد ذلك عرضنا بالتفصيل تصميم كل المعدلات اللاخطية المستعملة. في الأخير قمنا بمقارنة كفاءة المعدلات اللاخطية sliding mode مع نظيرتها الخطية (PI) نتائج هذه المقارنة أثبتت أن نظام التحكم اللاخطي أكثر كفاءة من حيث وقت الاستجابة والتجاوزات ومقدار الخطأ بين القيم المطلوبة والقيم الحقيقية (static error).

كلمات مفتاحية : طاقة كهروضوئية ، محول مستمر رافع للجهد، PWM، خوارزمية تتبع نقطة الطاقة القصوى MPPT، معدل خطي PI ، معدل غير خطي .