



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



UNIVERSITE MENTOURI DE CONSTANTINE  
FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

N° de série : .....

N° d'ordre : .....

# Mémoire

Pour l'obtention du diplôme de  
**Magister en électrotechnique**

**OPTION : MODELISATION ET COMMANDE DES MACHINES**

Présenté par :

**DAOUDI ALI**

**Ingénieur en Electrotechnique**

**ETUDE ET SIMULATION D'UN TRAQUEUR DE PUISSANCE MAXIMALE D'UN  
SYSTEME  
PHOTOVOLTAIQUE**

Soutenu le : 1 / 07/ 2010 devant la commission d'examen :

<b>Président :</b>	Benalla Hocine	Professeur	Université Mentouri Constantine
<b>Rapporteur :</b>	Chenni Rachid	Maître de conférences	Université Mentouri Constantine
<b>Examineurs:</b>	Bouزيد Aissa	Professeur	Université Mentouri Constantine
	Labeled Djamel	Maître de conférences	Université Mentouri Constantine

2009/2010

**Le public est cordialement invité**

## *Dédicaces*

*A ma chère mère ,et mon cher père qui a fait de moi ce que*

*Je suis pas ses sacrifices,*

*A mes frères et sœurs*

*A tous ceux qui m'ont aimé, m'aiment et m'aimeront pour*

*Moi- même « mohamed islem, chayma »*

*Adlen*

Les travaux présentés dans cette mémoire ont été effectués au sein du laboratoire d'électrotechnique du département d'électrotechnique, faculté des sciences de l'ingénieur de l'université de Mentouri Constantine, sous la direction du monsieur **Chenni Rachid**, maître de conférences au département d'électrotechnique de l'université de Mentouri Constantine, à qui je présente l'expression de ma profonde gratitude pour tous les conseils et les encouragements qu'il m'a prodigués pendant toute la durée de ce travail.

Mes remerciements les plus sincères sont adressés à monsieur **Benalla Hocine**, professeur au département d'électrotechnique de l'université de Mentouri Constantine, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant la présidence du jury de ce mémoire.

Mes vifs remerciements vont aussi à monsieur **Bouزيد Aissa**, professeur au département d'électrotechnique, pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail en me faisant l'honneur de participer à ce jury.

Mes remerciements les plus sincères sont adressés à monsieur **Labed Djamel**, maître de Conférences de l'université de Mentouri Constantine, pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail en me faisant l'honneur de participer à ce jury.

A toutes les personnes (dont le nombre est très élevé pour les citer toutes ici), qui ont contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement à ce travail, je les remercie tous, particulièrement ma famille et tous mes amis.

Enfin, je ne pourrais terminer ces remerciements sans une pensée à l'ensemble de mes enseignants qui sont à l'origine de tout mon savoir.

<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>01</b>
<b>CHAPITRE I. MODELISATION DES CELLULES PHOTOVOLTAIQUES</b>	
I.1.INTRODUCTION.....	03
I.2. Historique des cellules solaires .....	03
I.3. Jonction PN utilisée comme capteur .....	05
I.4. Modélisation des cellules photovoltaïques .....	06
I.4.1 Modèle à cinq paramètres (5P) .....	06
I.4.2. Modèle à quatre paramètres (4P) .....	07
I.5. Modèle à paramètres constants .....	08
I.5.1. Evaluation des paramètres.....	11
I.6.Influence des différents paramètres .....	12
I.6.1. Influence de l'éclairement .....	12
I.6.2. Influence de la température et de la résistance série .....	12
I.6.3 Influence du facteur de qualité .....	13
I.8. Spécification du générateur photovoltaïque .....	15
I.9. Conclusion .....	16
<b>CHAPITRE II. LE CONVERTISSEUR DC-DC</b>	
II.1 Introduction .....	17
II. 2. Considérations relatives à la poursuite du point à puissance maximum.....	17
II. 3. Efficacité du système .....	18
II. 4. Convertisseur DC-DC .....	18
II.4.1 considérations relatives à la self de stockage.....	19
II.4.2 Convertisseur « buck ».....	21
II.4.2.1 Principe de fonctionnement du convertisseur « buck».....	22
II.4.2.2 Circuit d'entrée du convertisseur « buck ».....	22
II.4.2.3 Conception du condensateur de sortie et de la self .....	22
II.4.2.4 Modélisation d'un convertisseur «buck ».....	23
II.4.2.5 Description et dimensionnement des éléments.....	24
II.4.2.6. Avantages et inconvénients du convertisseur « buck ».....	25
II.4.3. Convertisseur « boost ».....	25
II.4.3.1 Principe de fonctionnement du convertisseur « boost ».....	25
II.4.3.2 Conception du condensateur d'entrée et de la self .....	26
II.4.3.3 Conception du condensateur de sortie .....	26
II.4.3.4 Avantages et inconvénients du convertisseur « boost ».....	27
II.5. Simulation du hacheur boost .....	28
II.5.1. Simulation sans régulation .....	28

II.5.3. simulation avec régulation .....	30
II.5.4. Résultats de simulation .....	30
II.6. Conclusion .....	32
<b>CHAPITRE III CONVERSION ET OPTIMISATION DE LA PUISSANCE</b>	
<b>    DU GENERATEUR PHOTOVOLTAIQUE</b>	
III.1. Introduction .....	33
III.2 Fonctionnement d'un générateur PV à sa puissance maximale .....	33
III.2.1 Principe.....	33
III.2.2 Exemple d'interface de puissance .....	34
III.3 Conception du système de poursuite du point optimum de fonctionnement .....	36
III.3.1 Principe de la régulation .....	36
III.3.2 Description, modélisation et mise en équation du système .....	38
III.3.2.1 Les panneaux photovoltaïques .....	38
III.3.2.2 Le convertisseur DC-DC et la charge (batterie) .....	40
III.3.2.3 Le système complet .....	40
III.3.2.4 Mise en équation du système et caractérisation du point optimum .....	41
III.3.3 Synthèse du régulateur .....	43
III.3.3.1 Générateur basse fréquence .....	44
III.3.3.2 Le correcteur PI .....	45
III.4 Simulation avec logiciel PVSIM .....	45
III.4.1 Résultats de simulation .....	46
III.4.1.1 Le courant $I_b$ .....	46
III.4.1.2 La tension $U_c$ aux bornes du générateur .....	47
III.4.2 Cas d'un saut d'éclairement .....	48
III.4.3 Simulation du régulateur .....	50
III.4.3.1 La tension $V_{mes}$ aux bornes de la résistance shunt .....	50
III.4.3.2 Cas d'un saut positif d'éclairement .....	51
III.4.3.3. Cas d'un saut négatif d'éclairement .....	51
III.5 Conclusion .....	52
<b>CHAPITRE IV.OPTIMISATION APLIQUE AU MOTEUR À COURANT</b>	
<b>    CONTINU</b>	
IV.1 Introduction .....	54
IV.2 Présentation générale .....	54
IV.2.3 Principe de fonctionnement .....	54
IV.3.1 : Commande par l'inducteur $I_m(t)=I_0$ .....	54
IV.3.2 Commande par l'induit ( $I_f(t)=C^{te} \Rightarrow \Phi(t)=C^{te}$ ) .....	55
IV.4 Mise en équation du système et caractérisation du point optimum .....	59
IV.5 Les résultats de la simulation bloque GPV+convertisseur DC-DC+Mcc ...	64

IV.6 Conclusion.....	65
Conclusion générale .....	66
ANNEXE.....	67
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	68

## Introduction générale

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

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

Le système photovoltaïque constitue le moyen de transformation de cette énergie solaire en électricité étant donné que c'est la forme d'utilisation la plus prépondérante.

Le problème d'électrification des locaux dans les sites isolés, surtout les pays sous développés, représente un lourd fardeau financier, l'extension du réseau pour des demandes relativement faibles et isolées ne pourra pas résoudre le problème et n'est pas rentable.

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

La facilité d'installation du système photovoltaïque est également un atout majeur, l'utilisation, l'entretien et la maintenance sont relativement simples.

L'objet de notre travail porte sur la présentation de la technique d'adaptation et d'optimisation de ces systèmes en vue d'un meilleur rendement d'utilisation du générateur PV.

Généralement, l'étude effectuée est axée et orientée vers l'optimisation de la puissance du générateur PV, sur l'incorporation d'un convertisseur continu-continu commandé par un algorithme de recherche du point de la puissance maximale (MPPT).

Cette étude concerne la modélisation, l'analyse et l'optimisation pour obtenir un meilleur rendement à travers le convertisseur DC-DC utilisé « buck ou boost » lié par un générateur photovoltaïque « cellule et panneau solaire » sous différents paramètres, éclairement, température,

Le document présenté est rédigé en quatre chapitres principaux résumés dans ce qui suit

Dans le premier chapitre, un modèle mathématique détaillé qui sera présenté pour la modélisation du ciel et des composantes du rayonnement. La caractéristique  $I-V$  du générateur photovoltaïque fera l'objet au chapitre deux, d'une attention particulière à travers un modèle mathématique plus souple qui aboutit à une solution numérique en utilisant logiciel matlab, permettant la détermination de cette caractéristique, et les influences des différents paramètres (éclairement, température, facteur de qualité, ...), ainsi que les différentes spécifications électriques du générateur.

Au deuxième chapitre on va étudier un convertisseur DC-DC. « buck et boost » et faire une comparaison entre deux types de convertisseur selon la nature de la charge

La présentation de l'intérêt du traqueur analogique qu'on va étudier et la modélisation de ce convertisseur MPPT (avec logiciel psim) va être présentée au troisième chapitre.

Au quatrième chapitre, on entamera une modélisation et simulation d'un moteur à courant continu avec l'ensemble générateur, convertisseur boost.



## I.1. Introduction

De tout temps, l'homme a cherché à utiliser l'énergie émise par le soleil, étoile la plus proche de la terre. La plupart des utilisations, connues depuis des siècles, sont directes comme en agriculture à travers la photosynthèse ou dans les diverses applications de séchage et chauffage autant artisanales qu'industrielles.

Cette énergie est disponible en abondance sur toute la surface terrestre, et malgré une atténuation importante lorsqu'elle traverse l'atmosphère, la quantité qui reste est encore assez importante quand elle arrive au sol. On peut ainsi compter sur 10 000 W/m<sup>2</sup> crête dans les zones tempérées et jusqu'à 14 000 W/m<sup>2</sup> lorsque l'atmosphère est faiblement polluée.

Signalons dès à présent le flux solaire reçu au niveau de sol dépend de :

- L'orientation, la nature et l'inclinaison de la surface terrestre.
- La latitude du lieu de collecte, son degré de pollution ainsi que son altitude.
- La période de l'année.
- L'instant considéré dans la journée.
- La nature des couches nuageuses.

Ainsi, il existe dans le monde des zones plus favorisées que d'autres, du point de vue ensoleillement, répertoriées sous forme d'atlas et mettant en évidence des "gisements solaires". [Réf. 1.1].

Pour comprendre le fonctionnement de cette énergie et optimiser son utilisation, nous effectuons dans ce chapitre un bref rappel des principales relations entre les diverses grandeurs physiques avant d'introduire la notion de capteur, puis de générateur solaire photovoltaïque. Ensuite, nous effectuons une synthèse des différentes utilisations de cette énergie avant de traiter les moyens d'adaptation de l'énergie solaire photovoltaïque en sortie du générateur grâce à divers types de commandes appropriées.

## I.2. Historique des cellules solaires.[Réf. 2.1]

La technologie de conversion de l'énergie photovoltaïque (PV) débute en 1839, lorsque Becquerel découvre pour la première fois l'effet photovoltaïque. Il s'agit de convertir directement l'énergie solaire en énergie électrique. Becquerel a réalisé des expériences en utilisant des électrodes en acide soluté et en métal noble.

L'étude des dispositifs photovoltaïques à semi-conducteurs a été débutée en 1982. Le matériau utilisé était le sélénium avec une efficacité de conversion d'énergie qui n'a jamais excédé approximativement 2%.

En 1954, les laboratoires de téléphone Bell ont produit le premier type pratique de la cellule solaire, une cellule de silicium de type monocristalline avec une efficacité de conversion d'énergie jusqu'à 6%.

Le développement de la nouvelle technologie d'énergie a été plutôt modéré jusqu'au milieu des années 70 et a été limité par les technologies conventionnelles d'énergie dominantes, les combustibles fossiles, particulièrement le charbon, le pétrole et le gaz naturel. En outre la recherche a été consacrée surtout au développement de l'énergie nucléaire. Durant cette période la production d'électricité à partir de l'énergie photovoltaïque a été seulement utilisée dans les applications spatiales.

Ensuite, la situation a été changée radicalement. Des grandes améliorations ont permis l'augmentation de l'efficacité de la conversion d'énergie, réduisant ainsi les coûts des cellules, par l'utilisation de différents matériaux de semi-conducteurs. Un rendement maximum de conversion de l'énergie photovoltaïque pour les cellules solaires monocristallines à base de silicium, a été atteint en 1988 avec une valeur de 22.8%, sans qu'il y ait utilisation de concentrateur solaire, et ceci en laboratoire. Le rendement le plus élevé a été obtenu pour une cellule cristalline de l'arséniure de gallium (GaAs) avec une efficacité de 31% avec un éclairement solaire équivalent à 350 W/m<sup>2</sup> (1988).

Les cellules solaires les plus récentes sont celles appelées couches minces qui se composent de CuInSe, et cellules amorphes de silicium. Ces deux types ont permis une efficacité de plus de 14% [Réf. 1.3]. Les nouvelles technologies de production ont réduit le prix de vente des cellules photovoltaïques, ce qui a permis à l'industrie PV de se développer.

Plusieurs facteurs sont responsables de cette évolution tels que l'augmentation mondiale de la demande énergétique et le fait que les sources d'énergie fossiles sont périssables et de plus en plus chers. Une autre question importante est l'impact des technologies classiques de la production d'énergie sur l'environnement (pollution de l'air et l'effet de serre qui en résulte). L'énergie nucléaire est elle-même source de problèmes tels que la radioactivité et les déchets nucléaires.

En contre partie, l'avantage de l'énergie produite par les cellules photovoltaïques est la production d'énergie propre et durable et son avenir est prometteur.

**I.3. Jonction PN utilise comme capteur**

Une jonction PN est formée quand les semi-conducteurs de type n et de type p sont placés en contact. Dans un tel dispositif, certains des électrons de conduction excessifs dans le matériau émigrent rapidement au matériau de type p pour combler les trous de valence. Ceci provoque un champ électrique fort et permanent à proximité de la jonction, comme il est montré ci-dessous:

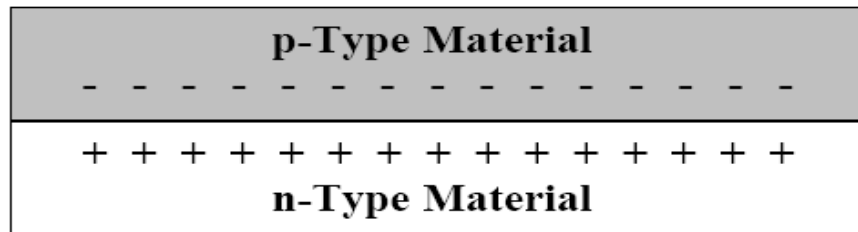


Figure I.1 :Jonction P-N [Réf. 1.4].

En polarisant électriquement une jonction PN classique à base de Silicium, on obtient la caractéristique statique représentée en figure I.2.

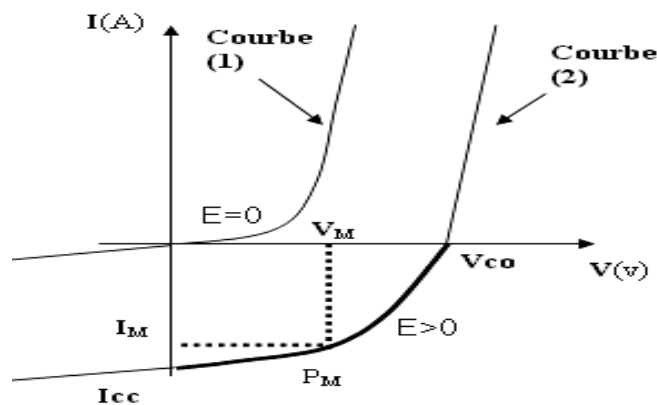


Figure I.2 : Caractéristique I (V) d'une jonction PN.[Réf. 1.5]

Ce comportement statique peut être décrit par l'équation électrique suivante [Réf. 1.6] :

$$I_D = I_0 \left[ \exp\left(\frac{q.V}{\lambda.K.T}\right) - 1 \right] \quad (\text{I-1})$$

$I_0$  correspondant au courant de saturation,  $K$  la constante de Boltzmann ( $1.381 \cdot 10^{-23}$  J/K),  $T$  la température effective des cellules (en Kelvin),  $q$  la charge de l'électron, et  $\gamma$  le facteur de qualité de la jonction. Sous polarisation directe, la barrière de potentiel est abaissée et le courant de porteurs peut se développer. Sous polarisation inverse, seul un courant de porteurs minoritaires (courant de saturation) circule, cependant, il varie peu avec la tension appliquée, tant que cette tension est inférieure à la tension de claquage. Il faut noter que ces courants directs ou inverses comme pour des jonctions classiques sont sensibles à la température de jonction.

#### I.4. Modélisation des cellules photovoltaïque

Pour développer un circuit équivalent précis pour une cellule PV, il est nécessaire de comprendre la configuration physique des éléments de la cellule aussi bien que les caractéristiques électriques de chaque élément. Selon cette philosophie plusieurs modèles électriques ont été proposés pour représenter la cellule photovoltaïque. Parmi ces modèles on peut citer les suivants :

##### I.4.1 Modèle à cinq paramètres (5P)

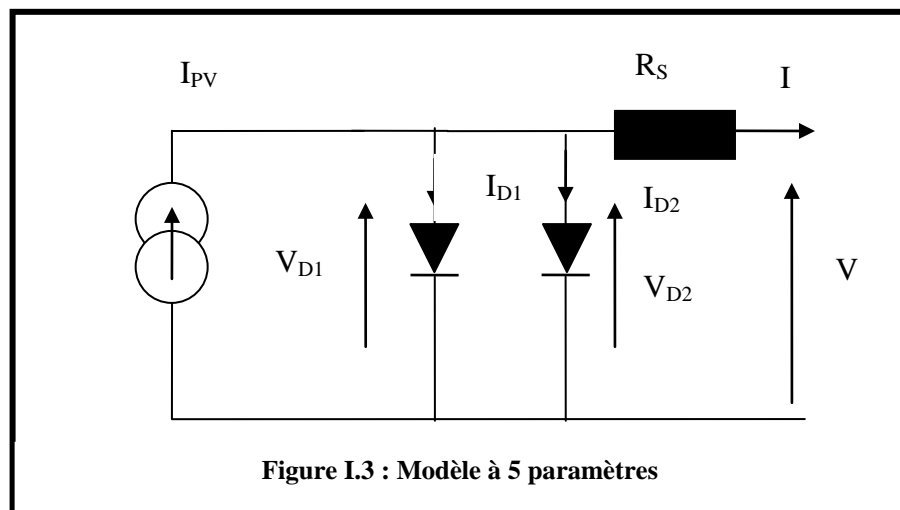


Figure I.3 : Modèle à 5 paramètres

Le circuit équivalent de ce modèle est obtenu en utilisant une simplification au circuit de modèle à cinq paramètres représenté sur la figure (I.3). Cette simplification se traduit à supposer que la résistance série est négligeable.

Les cinq paramètres de ce modèle sont : [Réf. 1.7].

$I_L$  = courant photonique.

$I_{01}$  = courant de saturation de diode 1.

$I_{02}$  = courant de saturation de diode 2.

$\gamma_1 = A1 \times (\text{NCS})$  ; le facteur de qualité de diode 1.

$\gamma_2 = A2 \times (\text{NCS})$  ; le facteur de qualité de diode 2.

L'équation générale de ce modèle est :

$$I = I_L - I_{D1} - I_{D2} \quad (\text{I-2})$$

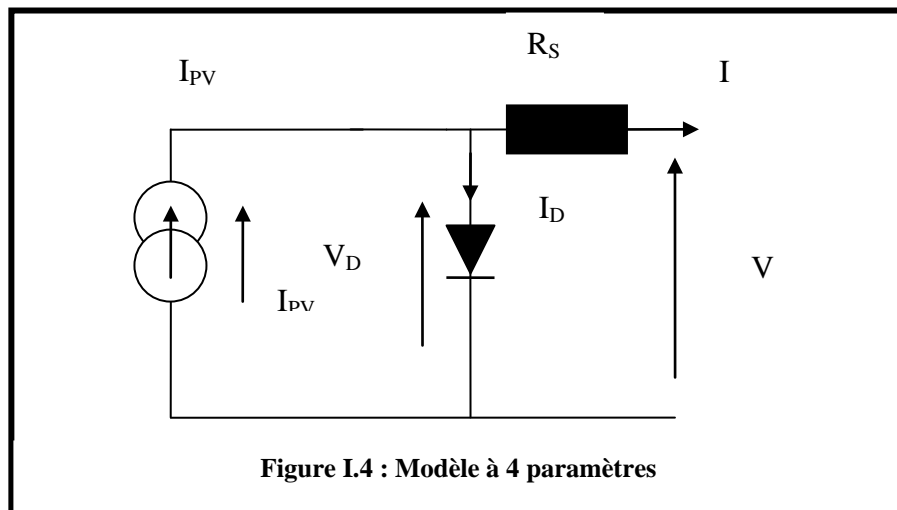
$$I_{D1} = I_{01} \left( \exp\left(\frac{qV}{\gamma_1 k T_C}\right) - 1 \right) \quad (\text{I-3})$$

$$I_{D2} = I_{02} \left( \exp\left(\frac{qV}{\gamma_2 k T_C}\right) - 1 \right) \quad (\text{I-4})$$

En remplaçant (I.3) et (I.4) dans (I.2) nous obtenons :

$$I = \left[ I_L - I_{01} \left( \exp\left(\frac{qV}{\gamma_1 k T_C}\right) - 1 \right) - I_{02} \left( \exp\left(\frac{qV}{\gamma_2 k T_C}\right) - 1 \right) \right] \quad (\text{I-5})$$

#### I.4.2. Modèle à quatre paramètres (4P)



Les quatre paramètres de ce modèle sont : [Réf. 1.8]

$I_L$  = le courant photonique.

$I_0$  =courant de saturation inverse.

$\gamma$  = facteur de qualité.

$R_s$  =la résistance séries.

Les différentes équations décrivant ce modèle seront détaillées par la suite.

**I.5. Modèle à paramètres constants**

Le modèle à quatre paramètres est un modèle largement utilisé; il a été étudié par [Réf. 1.9]. Ce modèle traite la cellule photovoltaïque comme une source de courant, dépendante de l'éclairement, connectée en parallèle avec une diode et en série avec une résistance série  $R_s$ .

Les quatre paramètres apparaissant dans l'équation de la caractéristique  $I(V)$  sont : le courants photonique  $I_L$ , la résistance série  $R_s$ , et deux caractéristiques de la diode  $I_0$  et  $\gamma$ . Ces paramètres ne sont pas des quantités mesurables et ne sont pas généralement inclus dans les données des fabricants. Par conséquent, ils doivent être déterminés à partir des systèmes des équations  $I(V)$  pour différents points de fonctionnement (donnés par les fabricants).

D'après Kirchhoff, le courant de sortie de la cellule est :

$$I = I_L - I_D \tag{I- 6}$$

Le courant photonique est lié à l'éclairement, à la température et au courant photonique mesuré aux conditions de référence :

$$I_L = \left( \frac{G}{G_{REF}} \right) \left( I_{L,REF} + \mu_{ISC} (T_C - T_{C,REF}) \right)$$

??

??

I??????

Où?????

$I_{ph}$  = le courant photonique sous condition de référence [ampères].

$G$ ,  $G$

clairement réel et l'éclairement à la condition de référence [ $Wm^2$ ]

$T_{C,REF}$  = température de cellules; réelles et à la condition de référence [degré Kelvin].

$\mu_{ISC}$  = coefficient de la température du courant de court circuit [ampères/degré].

Le courant de la diode est donné par l'équation de Shockley :

$$I_D = I_0 \left[ \exp\left(\frac{q(V + IR_s)}{\gamma k T_c}\right) - 1 \right] \quad (\text{I- 8})$$

Où

$V$  = la tension de sortie [volts].

$I$  = le courant inverse de saturation [ampères].

$\gamma$  = le facteur de qualité.

$R_s$  = la résistance série [ohm].

$q$  = la constante de charge d'électron,  $1.602 \times 10^{-19}$  C.

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

$$I_0 = I_{0,REF} \left( \frac{T_C}{T_{C,REF}} \right)^3 \exp \left[ \left( \frac{q \varepsilon_G}{k \gamma} \right) \left( \frac{1}{T_{C,REF}} - \frac{1}{T_C} \right) \right] \quad (\text{I- 9})$$

La caractéristique I (V) est décrite ainsi par :

$$I = I_L - I_0 \left[ \exp\left(\frac{q(V + IR_s)}{\gamma k T_c}\right) - 1 \right] \quad (\text{I- 10})$$

Le facteur de qualité  $\gamma$  mesure l'imperfection de la cellule, il est lié au facteur d'accomplissement comme suit  $\gamma = A \times \text{NCS} \times \text{NS}$ , NCS est le nombre des cellules reliées en série par module. NS est le nombre de modules reliés en série.

Un module est défini comme un groupe de cellules. Habituellement encapsulé pour la protection, lorsqu'il est délivré par le fabricant.

Les quatre paramètres inconnus sont  $I_L$ ,  $I_0$ ,  $\gamma$  et  $R_s$  ou avec précision les paramètres aux conditions de référence. Alors que  $R_s$  et  $\gamma$  sont supposés être constants,  $I_L$  est en fonction de l'éclairement et de la température de la cellule et  $I_0$  est en fonction de la température.

### I.5.1. Evaluation des paramètres

Le fabricant fournit généralement la tension à vide (circuit ouvert)  $V_{OC,REF}$ , le courant de court circuit  $I_{SC,REF}$ , la tension et le courant à la puissance maximale  $V_{MP,REF}$  et  $I_{MP,REF}$ . Le procédé à suivre pour les trois paramètres  $I_{0,REF}$ ,  $I_{L,REF}$  et  $\gamma_{REF}$  est en forçant le passage de la courbe  $I(V)$  par ces trois points. Ceci est obtenu en formant un système de trois équations. Comme il sera montré, ce système peut être simplifié et une solution explicite est possible.

Les relations pour les points donnés sont :

Au court circuit :	$I = I_{SC}$	$V = 0$
Au circuit ouvert :	$I = 0$	$V = V_{OC}$
À la puissance maximale :	$I = I_{MP}$	$V = V_{MP}$

En substituant ces expressions successivement dans l'équation (I.8), le système d'équations obtenu est:

$$I_{sc,ref} = I_{L,ref} - I_{0,ref} \left[ \exp\left(\frac{q I_{sc,ref} R_s}{\gamma k T_{c,ref}}\right) - 1 \right] \quad (\text{I- 11})$$

$$0 = I_{L,ref} - I_{0,ref} \left[ \exp\left(\frac{q V_{oc,ref}}{\gamma k T_{c,ref}}\right) - 1 \right] \quad (\text{I- 12})$$



$$I_{MP,REF} = I_{L,REF} - I_{0,ref} \left[ \exp \left( \frac{q(V_{MP,REF} + I_{MP,REF} R_S)}{\gamma k T_{c,ref}} \right) - 1 \right] \quad (\text{I-13})$$

La substitution de l'équation (I-12) dans l'équation (I.13) nous donne le terme  $\gamma$  :

$$\gamma = \frac{q(V_{MP,REF} + I_{MP,REF} R_S - V_{OC,REF})}{k T_{C,REF} \ln \left( 1 - \frac{I_{MP,REF}}{I_{SC,REF}} \right)} \quad (\text{I-14})$$

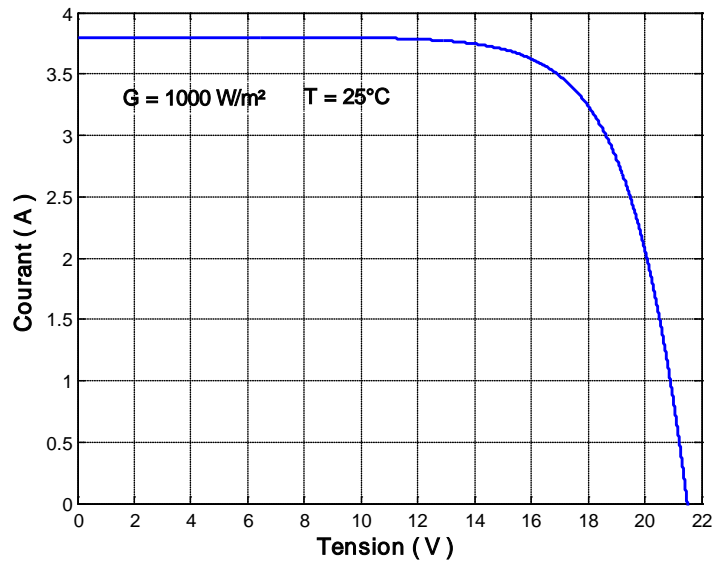


Figure I.5 : Caractéristiques I (V) d'un panneau solaire.

## I.6. Influence des différents paramètres

### I.6.1. Influence de l'éclairement

La puissance délivrée par un générateur PV dépend de l'irradiation qu'il reçoit. Pour un module référencié MSX60; L'augmentation du flux lumineux fait accroître le courant de court-circuit  $I_{sc}$ , ainsi que la tension à circuit ouvert, comme le montrent les figures I.6 et I.7.

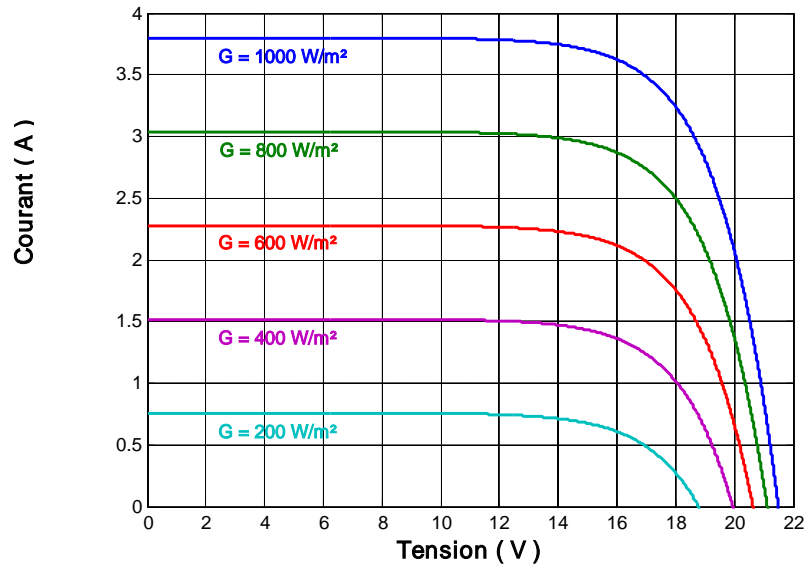


Figure I.6 : Influence de l'éclairement sur la caractéristique I (V)

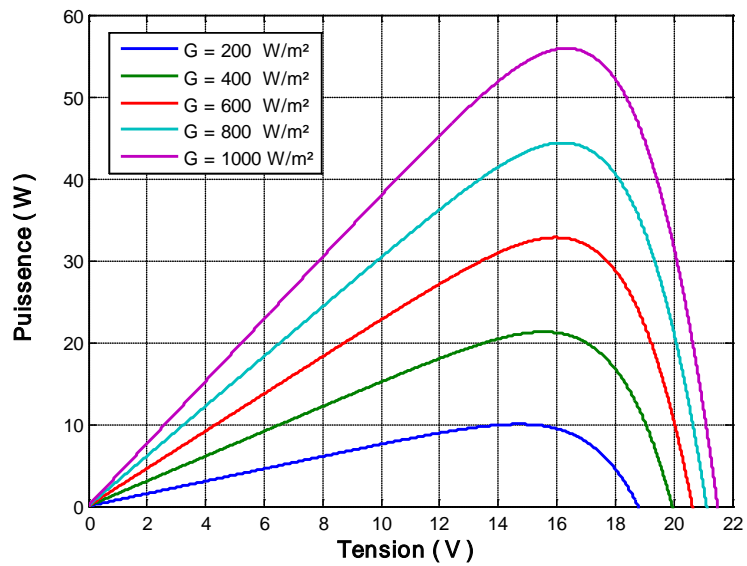


Figure I.7 : Influence de l'éclairement sur la caractéristique P (V).

### I.6.2. Influence de la température et de la résistance série

La température est un paramètre important dans le comportement des cellules. La figure (I.8) montre que l'augmentation de la température entraîne une diminution nette de la tension de circuit ouvert, ainsi qu'une diminution de la puissance maximale (une variation  $20^\circ \text{ C}$  entraîne une diminution de 10 watts de la puissance maximale).

La résistance série agit sur la pente de la caractéristique dans la zone où la photodiode se comporte comme un générateur de tension, et lorsqu'elle augmente, elle diminue la valeur de courant de court-circuit. (Figure I.9).

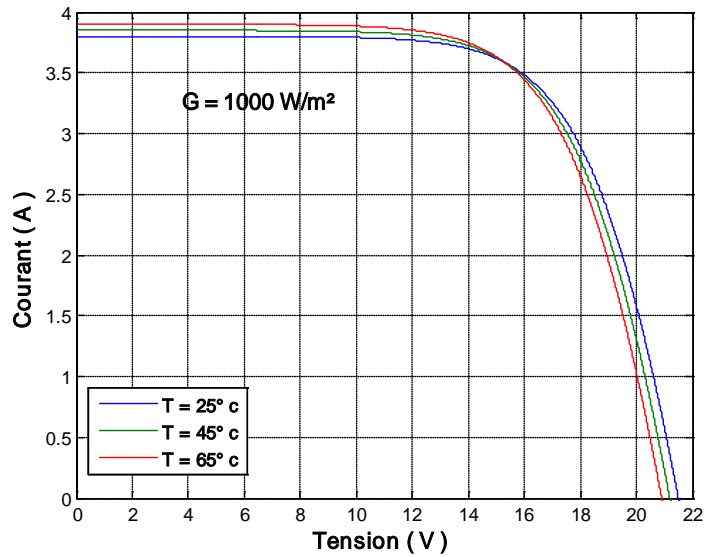


Figure I.8. Influence de la température sur la caractéristique I (V).

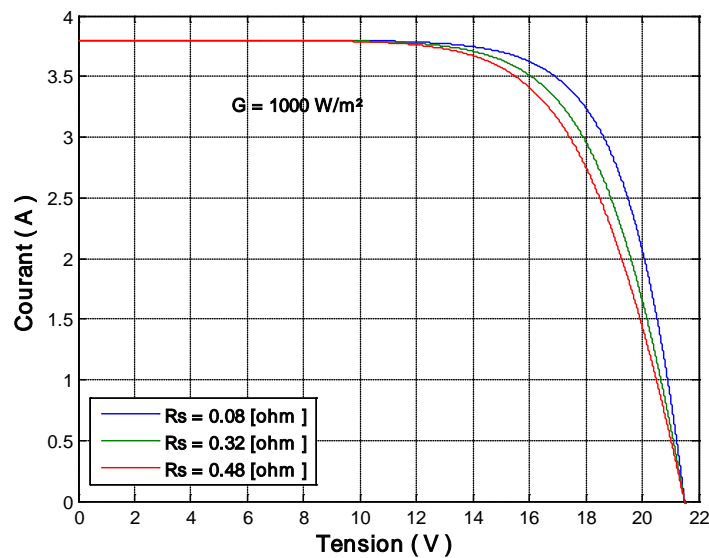


Figure I.9 : Influence de la résistance série sur la caractéristique I (V)

### I.6.3. Influence du facteur de qualité

L'augmentation du facteur d'idéalité de la diode influe inversement sur le point de puissance maximale et cela se traduit par une baisse de puissance au niveau de la zone de fonctionnement.

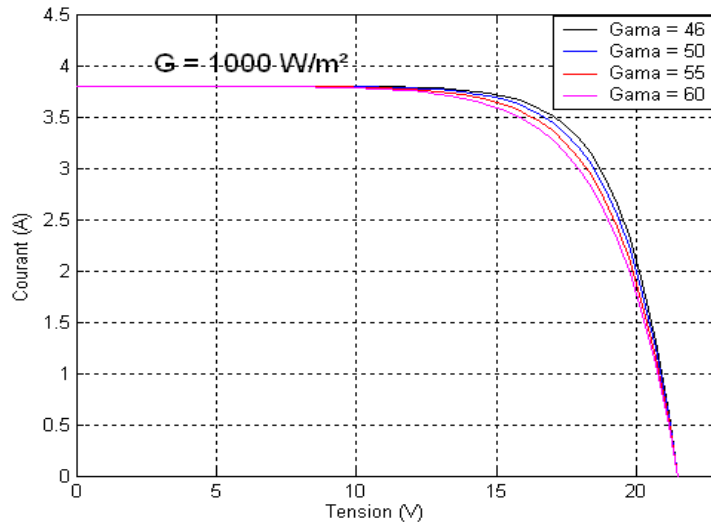


Figure. I.10 : Influence du facteur de qualité pour  $T=25^{\circ}\text{C}$ .

## I.7. Association des modules photovoltaïques

La cellule individuelle, unité de base d'un système photovoltaïque, ne produit qu'une très faible puissance électrique, typiquement de 0.6 W avec une tension de moins d'un volt. Pour produire plus de puissance, les cellules sont assemblées pour former un module (ou un panneau).

Un module de 36 cellules en série (Type MSX60) est suffisant pour obtenir une tension compatible avec la charge. Pour avoir plus de tension, il faut assembler  $N_s$  modules en série, par contre pour le courant généré, un nombre  $N_p$  de modules en parallèle permet d'en ajouter, les diodes de protection série et parallèles protègent le circuit contre le retour de courant.

### I.7.1. Association en parallèle, série, mixte (série et parallèle)

Un module des cellules connecté en parallèle est suffisant pour augmenter le courant, on peut assembler " $N_p$ " modules en parallèle comme le montre les figures I.11 et I.12.

Un module des cellules connecté en série est suffisant pour obtenir une augmentation de la tension. (Voir figures I.11 et I.12).

Afin d'obtenir des puissances de quelques kW, sous une tension convenable, il est nécessaire d'associer les modules en panneaux et de monter les panneaux en rangées de panneaux série et parallèle pour former ce que l'on appelle un générateur photovoltaïque (Figures I.11).

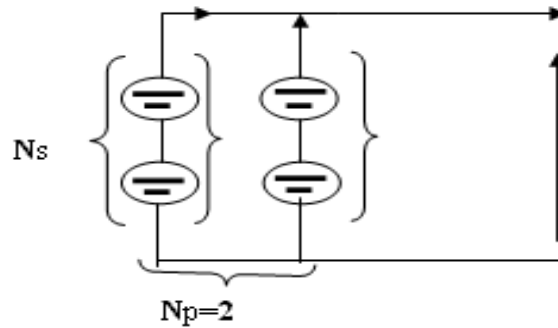


Figure I.11 : Schéma de connexion des cellules solaires en série et parallèle.

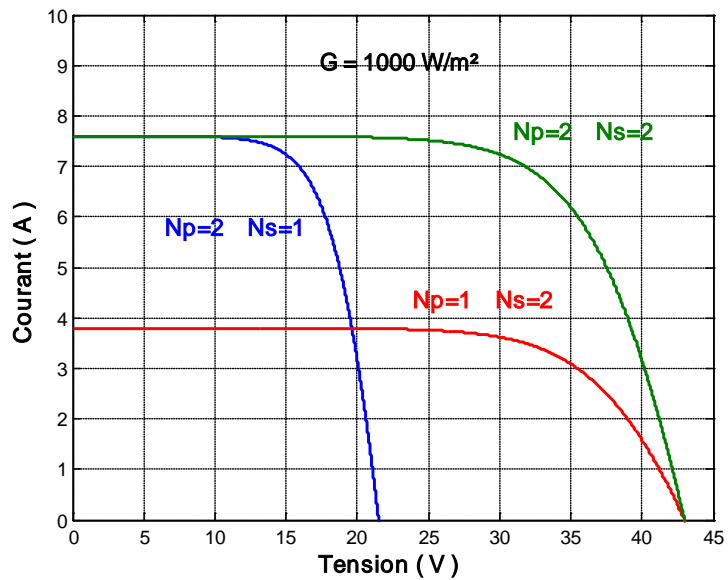


Figure I.12 : Groupement des modules PV.

### I.8. Spécification du générateur photovoltaïque

La caractéristique fondamentale du générateur photovoltaïque donnée pour un éclairement et une température donnée, n'impose ni le courant ni la tension de fonctionnement; seule la courbe  $I = f(V)$  est fixée. C'est la valeur de la charge aux bornes du générateur qui va déterminer le point de fonctionnement du système photovoltaïque. La figure I.13 représente trois zones essentielles :

La zone (1) : où le courant reste constant quelle que soit la tension, pour cette région, le générateur photovoltaïque fonctionne comme un générateur de courant.

La zone (2) : correspondant au coude de la caractéristique, la région intermédiaire entre deux zones, représente la région préférée pour le fonctionnement du générateur, où le point optimal (caractérisé par une puissance maximale) peut être déterminé.

La zone (3) : qui se distingue par une variation de courant correspondant à une tension presque constante, dans ce cas le générateur est assimilable à un générateur de tension.

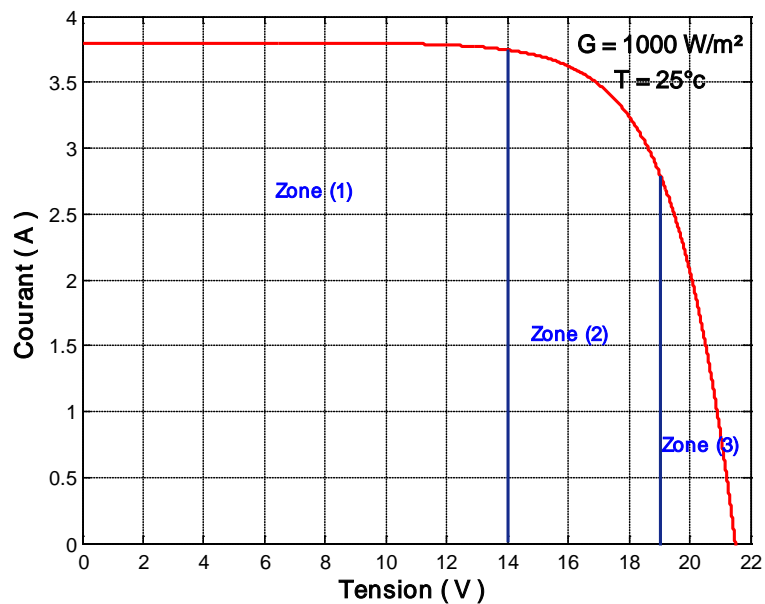


Figure I .13 : Les différentes zones de la caractéristique I (V).

### I.9. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'état de l'art et le cahier de charge de notre générateur photovoltaïque. La caractérisation du modèle de la photopile paraît intéressante, l'influence des différents paramètres climatiques et autres sur les caractéristiques  $I(V)$ ,  $P(V)$  a été abordée. Enfin une synthèse d'assemblage des panneaux et une spécification des différentes zones de fonctionnement et les avantages et inconvénients de l'énergie photovoltaïque.

## II.1. Introduction

Un système photovoltaïque (PV) de convertisseur d'énergie peut comporter un convertisseur DC-DC dans beaucoup d'applications, il est indiqué d'inclure un dispositif de poursuite du point optimum de fonctionnement (MPPT), ce qui permet de transférer à la charge une plus grande partie de l'énergie disponible à la sortie des modules .

Un MPPT peut être conçu en se basant sur les topologies buck/boost [Ref. 2.1], ces deux types de convertisseurs ne nécessitent qu'un seul transistor, sont simples et peuvent avoir un rendement élevé. Ils fournissent un courant unidirectionnel, ce qui ne présente aucun inconvénient dans une installation photovoltaïque. Ils ne fournissent qu'une seule polarité de la tension de sortie, ce qui réduit les applications au cas d'une charge DC.

Le convertisseur buck est utilisable lorsque la tension de la charge est inférieure à celle du panneau photovoltaïque. Alors que le convertisseur boost est utilisable lorsque la tension de la charge est supérieure à celle du panneau. Ce fait n'impose cependant pas le choix du convertisseur s'il est possible de modifier la tension de la charge (par le nombre d'éléments de batteries en série par exemple) ou celle du panneau (par une connexion différente des cellules en série /parallèle).

En général, le convertisseur buck a un rendement plus élevé. Cependant il existe une différence fondamentale entre une source d'énergie conventionnelle et un générateur photovoltaïque dans le premier cas, l'énergie qui n'est pas fournie par la source n'est pas perdue, mais reste disponible à l'intérieur de la source. Au contraire, l'énergie qui n'est pas fournie par un générateur photovoltaïque est gaspillée puisque dans ce cas la source (le soleil) est gratuite dans le cas d'une application photovoltaïque. Dans le choix du type de convertisseur, il faut donc tenir compte non seulement du rendement du convertisseur, mais aussi de sa capacité à s'adapter aux différents régimes de fonctionnement rencontrés suite aux variations d'éclairement et de température.

## II.2. considérations relatives à la poursuite du point à puissance maximum

Le convertisseur DC-DC a pour but principal de maintenir à sa valeur optimum la tension de sortie du panneau photovoltaïque. Or, à cause de la variation importante de son environnement (éclairage énergétique, température ambiante ...), la caractéristique tension-courant du générateur photovoltaïque fluctue constamment, de même que son point de puissance maximum (MPPT). Pour maintenir la puissance de sortie du générateur photovoltaïque à une valeur proche optimum, il est nécessaire d'utiliser non seulement un

dispositif de contrôle sophistiqué, mais aussi un convertisseur offrant de larges possibilités de contrôle. Le convertisseur DC-DC est en fonctionnement normal utilisé pour régler sa tension d'entrée, et sa tension de sortie étant quant à elle déterminée par le comportement de la charge, ce qui est l'opposé de l'usage classique de ces convertisseurs. Dans cette chapitre, nous supposons que la tension de la charge est constante, ce qui est approximativement le cas pour une installation munie de batteries.

Cependant, dans certains cas, il est souhaitable que le convertisseur puisse être utilisé aussi pour limiter la puissance fournie à la charge lorsque celle-ci ne peut absorber toute la puissance fournie par les modules (batteries chargées, puissance disponible supérieure à la puissance nominale de la charge,...). Dans ce cas, le convertisseur change de rôle et il est utilisé pour réguler la tension de la sortie de système.

### II.3. Efficacité du système

La puissance maximum disponible à la sortie du champ photovoltaïque est égale au produit de la tension et du courant qui définit le point à puissance maximum. Comme cette puissance varie en permanence sous l'effet de l'environnement, l'énergie maximum qui peut être fournie par le champ photovoltaïque sur une période de temps est donnée par une intégrale

$$W1 = \frac{1}{T} \int V_{in} I_{in} dt \quad (\text{II-1})$$

Par ailleurs, l'énergie fournie à la sortie du convertisseur sur la même période de temps :

$$W2 = V_{opt} I_{opt} \quad (\text{II-2})$$

On peut donc définir l'efficacité par le rapport

$$n = W1/W2 \quad (\text{II-3})$$

Cette efficacité ne doit pas être confondue avec le rendement de convertisseur. En fait, elle est toujours inférieure ou égale au rendement. Etant donné que la source (le soleil) est gratuite si l'efficacité (II-3) qui doit être optimisée et non le rendement. En outre le prix encore élevé des modules photovoltaïques, et donc de l'énergie qu'ils produisent, doit conduire à accorder une plus grande importance à l'efficacité que dans le cas d'une conception classique (ou les notions d'efficacité et de rendement se confondent).



## II.4. Convertisseur DC-DC

Le convertisseur DC-DC de cycle de fonctionnement le plus souvent par modulation de largeur d'impulsion (MLI) à la fréquence fixe

$$f = 1/T \quad (\text{II-4})$$

où T est la période de cycle de fonctionnement interne. La fréquence f est de l'ordre de plusieurs dizaines de kHz ou même plus.

Actuellement, le composant qui assure le hachage est ordinairement un IGBT ou un MOSFET de puissance. Ce composant est conducteur pendant une durée T on et bloqué pendant le reste de la période T. on définit le rapport cyclique comme le rapport

$$\alpha = T_{on} / T \quad (\text{II-5})$$

C'est en réglant ce rapport cyclique que le contrôleur peut agir sur le convertisseur.

### II.4.1 considération relative à la self de stockage

Le convertisseur dont il est question dans cette communication comportent tous deux une self dans laquelle un stockage d'énergie est réalisé à l'échelle d'une période. Le courant qui traverse cette self est affecté d'une ondulation  $\Delta I_L$ .

Une raison de diminuer  $\Delta I_L$  est que, à cause de cette ondulation, la valeur efficace du courant dans le self est plus grande que sa valeur moyenne. Il en résulte une augmentation des pertes joule dues à la résistance de la self, ainsi qu'à la résistance des semi-conducteurs, donc une diminution du rendement et par là de l'efficacité.

La réduction de  $\Delta I_L$  peut se faire en augmentant la valeur de L. De fait, la conception classique de cette self se fait en imposant une valeur de égale à une fraction choisie à priori (par exemple 10%).du courant moyen circulant dans le self. De la sortie, on s'assure aussi que le courant de la self ne s'annule pas au cours du cycle ( on dit alors que le convertisseur fonctionne en mode de conduction continue), ce qui simplifie sa loi de commande comme nous le verrons ci-dessous.

Malheureusement, dans le cas d'un dispositif photovoltaïque, le fonctionnement se fait la plupart du temps à puissance réduite, comme le montre la figure( II.1).

Dés lors, il y aura toujours des zones de fonctionnement pour lesquelles le courant de la self s'annule pendant une partie de cycle (on dit alors que le convertisseur fonctionne en mode lacunaire).

Ceci nous conduit à chercher d'autres critères de dimensionnement de l'inductance. Un critère possible est d'effectuer un compromis entre le prix de celle-ci et l'efficacité du système, autrement dit le prix de l'énergie «gaspillée».

Le prix d'une inductance n'est pas directement lié à sa valeur en henry, comme on peut s'en rendre compte par le fait que cette valeur peut être réglé en agissant uniquement sur l'épaisseur de l'entrefer, donc sans modification des dimensions de noyau magnétique ni de l'enroulement

En fait, le prix d'une inductance dépend de la taille de son noyau. Pour un noyau donné, le flux maximum encerclé par l'enroulement sans saturation du noyau est proportionnel au nombre de spires de l'enroulement. par contre, en supposant la fenêtre complétement occupée, la résistance de l' enroulement dépend de carré de nombre de spires, car, en augmentant ce dernier, on agit non seulement sur la longueur du conducteur mais encore sur sa section. On peut donc définir une grandeur.

$$K_d = \Psi_{c \max}^2 / R \quad (\text{II-6})$$

Indépendant du nombre de spires, et qui est en fait une fonction croissante de la taille de l'inductance. Or, le flux est calculable en analysant le fonctionnement de convertisseur, car le flux d'une inductance est l'intégrale de sa tension, ou encore le produit du courant par la valeur de l'inductance. Ayant calculé ce flux sur l'ensemble des régimes à considérer, on peut en chercher la valeur maximum puis en déduire, pour une taille donnée de l'inductance, la valeur de R et donc des pertes joule dans le self.

Une autre raison de diminuer  $\Delta I$  est qu'il occasionne une augmentation du courant de crête de l'inductance .Or, ce courant doit être commuté par les semi conducteur (transistor et diode), de sorte qu'une augmentation du courant de crête se traduit par une augmentation des pertes de commutation de ces semi conducteurs.

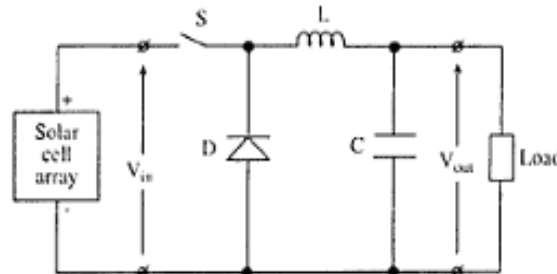
Les calculs décrits ci-dessus ne doivent pas être effectués sur un seul régime de fonctionnement, mais sur l'ensemble des régimes réellement rencontrés, ce qui nécessite au minimum le recours à un histogramme comme celui de la figure 1, voire un enregistrement complet de l'éclairement et d'autres données aux grandeurs électriques nécessite aussi le recours à un modèle des modules photovoltaïques,

Les critères exposes dans ce paragraphe ne sont pas les seuls à prendre en compte, comme nous allons le discute ci-dessous.

**II.4.2 Convertisseurs « buck »**

**II.4.2.1 Principe de fonctionnement du convertisseur « buck » [Réf. 2.4]**

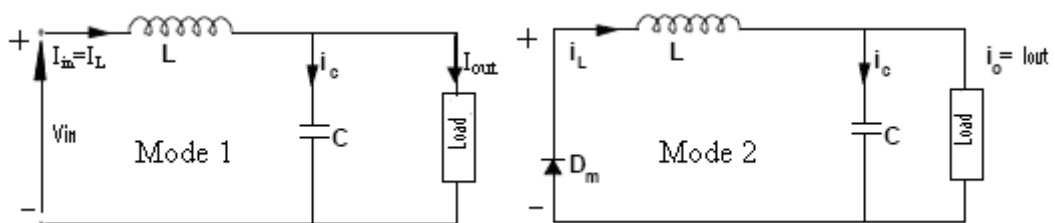
Dans le cas d'un convertisseur, la tension de sortie  $V_{out}$  est moindre que la tension d'entrée  $U_{in}$ , d'où son nom .Le schéma d'un convertisseur buck est montré à la figure 2.



**Figure II.1:Schéma de principe d'un convertisseur « buck »**

Le fonctionnement du circuit peut être divisé en plusieurs temps .Le temps 1 commence quand le transistor S est fermé, en  $t = 0$ .Le courant de l'inductance, croissant si l'on suppose que la tension d'entrée est supérieure à la tension de sortie, circule dans le générateur photovoltaïque et dans l'ensemble formé par la charge et la capacité C. Le temps 2 commence quand le transistor S est bloqué en  $t = t_1$ . Dans ce cas, le courant de l'inductance décroissant vient de la diode D et s'écoule vers l'ensemble formé par la charge et la capacité C. Si un nouveau cycle commence avant que le courant de l'inductance ne soit annulé, le fonctionnement ne comporte que les deux temps décrits ci-dessus (conduction continue). Par contre, si le courant de l'inductance s'annule avant le début d'un nouveau cycle, il existe un troisième temps durant lequel le courant de l'inductance est nul: on a alors affaire à un fonctionnement en conduction lacunaire. [Réf. 2.2]

Les circuits équivalents relatifs aux temps 1 et 2 sont montrés à la figure II2 la forme des tensions et courants à la figure (II.3) pour un fonctionnement en conduction continue.



**Figure .II.2 .circuits équivalents relatifs aux temps 1 et 2**

### II.4.2.2. Circuit d'entrée du convertisseur « buck »

Avec le schéma de la figure, le courant d'entrée est égal au courant de l'inductance durant le premier temps de son cycle de fonctionnement. Par contre il est nul durant le temps 2. Cette situation est parfois acceptable lorsque l'entrée du convertisseur est connectée à un générateur classique. Cependant, dans le cas d'un générateur photovoltaïque, elle a pour conséquence que le générateur photovoltaïque n'est pas actif que pendant une fraction  $\alpha$  du temps même si le rendement du convertisseur est très bon, son efficacité est donc toujours inférieure à  $\alpha$ .

Dans ces conditions le convertisseur devient nuisible: le mieux que l'on puisse faire est de fixer  $\alpha$  à la valeur 1, ou, mieux, supprimer le convertisseur au profit d'une liaison directe.

Il est donc nécessaire, pour effectuer une MMPT à l'aide d'un convertisseur buck, de prévoir en parallèle sur l'entrée de celui-ci un condensateur de valeur assez élevée pour lisser la tension de l'entrée du convertisseur. L'ondulation résiduelle de la tension d'entrée a un effet défavorable sur l'efficacité du dispositif puisqu'elle déplace le point de fonctionnement du générateur de part et d'autre de son point optimum. Si les seuls éléments à prendre en compte sont l'efficacité et le prix du condensateur, le choix de valeur du condensateur d'entrée provient donc d'un compromis entre ces deux objectifs.

### II.4.2.3 Conception du condensateur de sortie et de la self

Le courant qui traverse l'inductance est affecté d'une ondulation  $\Delta I_L$ . Si cette ondulation de courant est inacceptable pour la charge, on doit prévoir un condensateur en parallèle sur la sortie du convertisseur [Réf. 2.3], comme indiqué à la figure II.1. La valeur de condensateur dépend de l'ondulation  $\Delta V_{out}$  tolérée sur la tension de sortie, mais aussi de l'amplitude de l'ondulation du courant

### II.4.2.4 Modélisation d'un convertisseur « buck » [Réf. 2.4]

$$e = L \frac{dI}{dt} \quad (\text{II-7})$$

Le 1er temps

$$V_{in} - V_{out} = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad (\text{II-8})$$

Où

$$t_1 = \frac{\Delta I \cdot L}{V_{in} - V_{out}} \quad (\text{II-9})$$

$V_{out}$  : La tension de sortie du convertisseur

$V_{in}$  : La tension a l'entrée du convertisseur

Pour le 2ieme temps,

$$-V_{out} = -L \frac{\Delta I}{t_2} \quad (\text{II-10})$$

Où

$$t_2 = \frac{\Delta I \cdot L}{V_{out}} \quad (\text{II-11})$$

Avec  $t_1 = \alpha \cdot T$ , et  $t_2 = (1-\alpha) T$

$$V_{out} = \alpha \cdot V_{in} \quad (\text{II-12})$$

$$I_{in} = \alpha \cdot I_{out} \quad (\text{II-13})$$

#### II.4.2.5 Description et dimensionnement des éléments

Pour un cycle T on a :

$$\frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I \cdot L}{V_{in} - V_{out}} + \frac{\Delta I \cdot L}{V_{out}} = \frac{\Delta I \cdot L \cdot V_{in}}{V_{out} (V_{in} - V_{out})} \quad (\text{II-14})$$

On trouve

$$\Delta I = \frac{V_{out} (V_{in} - V_{out})}{f \cdot L \cdot V_{in}} \quad (\text{II-15})$$

où

$$\Delta I = \frac{V_{in} \cdot \alpha \cdot (1 - \alpha)}{f \cdot L} \quad (\text{II-16})$$

En appliquant Kirchhoff's on obtient :

$$i_L = i_C + i_{out} \quad (\text{II-17})$$

Sachant que:  $\Delta i_{out} = 0$ , et  $\frac{t_1}{2} = \frac{t_2}{2}$

$$\text{On trouve } I_C = \frac{\Delta I}{4}$$

La tension du condensateur est donnée par l'expression suivante :

$$v_c = \frac{1}{C} \int i_c dt + v_c(t=0) \tag{II-18}$$

Donc on a

$$\begin{aligned} \Delta V_C &= v_c - v_c(t=0) \\ &= \frac{1}{C} \int_0^{T/2} \frac{\Delta I}{4} dt = \frac{\Delta I \cdot T}{8C} = \frac{\Delta I}{8f \cdot C} \end{aligned} \tag{II-19}$$

$$\Delta V_C = \frac{V_{out}(V_{in} - V_{out})}{8L \cdot C \cdot f^2 \cdot V_{in}} \tag{II-20}$$

où

$$\Delta V_C = \frac{V_{in} \cdot \alpha(1-\alpha)}{8L \cdot C \cdot f^2} \tag{II-21}$$

$$C = \frac{T \cdot \Delta I \cdot L}{8\Delta V_{out}}$$

En prend une ondulation de  $\Delta V_{out}$  de 5% [Réf. 2.5]

Et la valeur de L est déterminée par la formule (II-16)

$$t_2 = \frac{\Delta I \cdot L}{V_{out}}, \text{ avec } t_2 = T(1-\alpha) \tag{II-22}$$

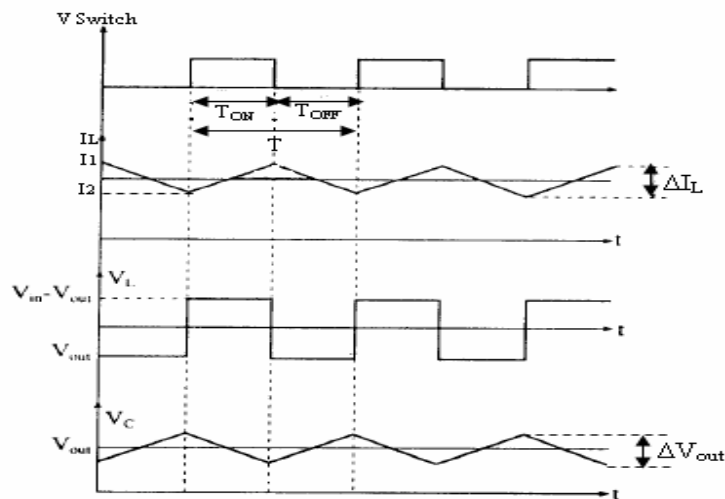


Figure II.3: Formes d'onde typiques d'un convertisseur « buck »

### II.4.2.5. Avantages et inconvénients du convertisseur « buck »

Ce convertisseur a l'avantage d'une ondulation du courant de charge limité par l'inductance  $L$ . En outre, dans le cas d'une installation photovoltaïque, il permet d'annuler le courant par blocage du transistor lorsque la charge n'est pas en état d'être alimentée.

Cependant, le courant d'entrée est discontinu, un filtre d'entrée est donc normalement requis tout particulièrement dans le cas d'un système (PV). Il nécessite un circuit de protection

Contre le cas de court-circuit de la diode. En fin, dans le cas d'un système (PV), il ne peut fonctionner lorsque la tension du générateur (PV) est inférieure à la tension de la charge de sorte que l'énergie reçue pendant les périodes à faible éclaircissement est perdue

### II.4.3. Convertisseur « boost »

#### II.4.3.1 Principe de fonctionnement du convertisseur « boost »

Dans le cas d'un convertisseur « boost » la tension de sortie  $V_{out}$  est supérieure à la tension d'entrée  $V_{in}$ , d'où son nom. Le schéma d'un convertisseur « boost » est montré à la figure (II.4).

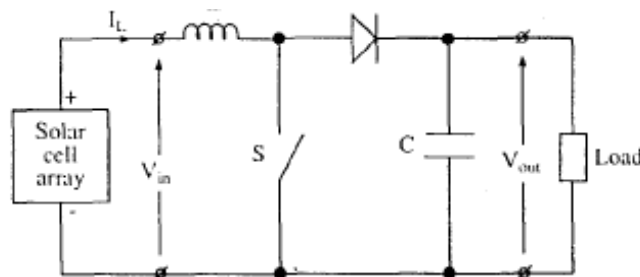


Figure II.4: Schéma de principe d'un convertisseur « boost »

Le fonctionnement du circuit peut être divisé en plusieurs temps. Le temps 1 commence quand le transistor  $S$  est fermé, en  $t = 0$ . Le courant de l'inductance est alors croissant, ce courant traverse le circuit d'entrée, mais n'atteint pas la charge

Le 2ème temps commence quand le transistor  $S$  est bloqué en  $t = t_1$ . Dans ce cas, le courant de l'inductance décroissant si la tension de sortie est supérieure à celle d'entrée traverse la diode  $D$  et s'écoule vers la charge. Si un nouveau cycle commence avant que le courant de l'inductance se soit annulé, le fonctionnement ne comporte que les deux temps décrits ci-dessus (conduction continue). Par contre, si le courant de l'inductance s'annule avant le début d'un nouveau cycle, il existe un troisième temps durant lequel le courant de l'inductance est nul : on a alors affaire à un fonctionnement en conduction lacunaire

Les circuits équivalents relatifs aux temps 1 et 2 sont montrés à la figure .6 la forme des tensions et courants à la figure 7 pour un fonctionnement en conduction continue.

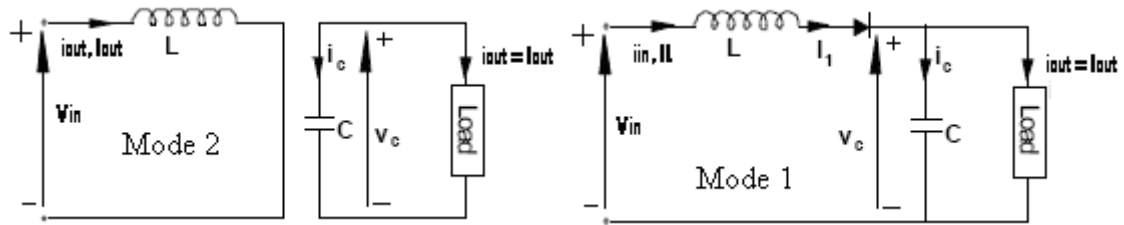


Figure .II.6: circuits équivalents relatifs aux temps 1 et 2

#### II.4.3.2 Conception du condensateur d'entrée et de la self

Le courant d'entrée du convertisseur « boost » est en permanence égal au courant de l'inductance.

Si l'inductance a une valeur suffisante élevée, elle peut donc jouer le rôle d'élément de lissage de courant d'entrée, il n'est donc pas indispensable de disposer un condensateur en parallèle sur l'entrée, même dans le cas d'un système (PV).

Le courant qui traverse l'inductance est affecté d'une ondulation  $\Delta I_L$ . Si cette ondulation de courant diminue l'efficacité du dispositif parce qu'elle empêche de maintenir le courant d'entrée exactement à la valeur optimum du point de vue de la puissance fournie par le générateur (PV) .pour éviter de devoir trop surdimensionner l'inductance, on est donc amené à disposer un condensateur, cela vient d'un compromis entre la perte d'efficacité liée à l'ondulation de tension  $\Delta V_{in}$  et le coût de ce condensateur. Pour limiter la valeur de C, on a donc intérêt à diminuer la valeur de  $\Delta I_L$ , donc à augmenter la valeur de L au-delà de ce qui peut être calculé par la méthode du paragraphe (II4.1).

#### 4.3.3 Conception du condensateur de sortie

Si le courant d'entrée du convertisseur boost est plus facile à lisser que ce lui du convertisseur Buck, c'est par contre son courant de sortie est discontinu, ce qui nécessite dans la plupart des cas un filtrage énergétique de la sortie.

La capacité C prévu à la figure II.4 doit en effet fournir tout le courant consommé par la charge pendant le 1ier temps est éventuellement 3. Elle ne peut récupérer la charge électrique perdue pendant ces temps que durant le 2ieme temps.



### II.4.3.4 Avantages et inconvénients du convertisseur « boost »

Ce convertisseur a l'avantage d'une ondulation du courant d'entrée limitée par l'inductance L. Il peut fonctionner même avec une tension d'entrée faible, ce qui dans le cas d'une installation PV permet récupérer le peu d'énergie disponible lors des périodes à faible éclaircissement. Si la tension à vide du générateur PV devient supérieure à la tension de la charge, il n'est plus possible d'annuler le courant en bloquant le transistor, mais il reste la possibilité d'annuler le courant de sortie en rendant le transistor conducteur en permanence ( $\alpha=1$ ), ce qui revient à court-circuiter le générateur PV.

Un court-circuit du transistor n'a pour effet que de court-circuiter le générateur PV, ce qui ne conduit pas à une situation dangereuse. Il faut par contre prévoir un circuit de protection contre le cas de court-circuit de la diode.

### II.4.3.5 Modélisation d'un convertisseur « boost »

Le 1er temps

$$V_{in} = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad (\text{II-23})$$

où

$$t_1 = \frac{\Delta I L}{V_{in}} \quad (\text{II-24})$$

Le 2ème temps

$$V_{in} - V_{out} = -L \frac{\Delta I}{t_2} \quad (\text{II-25})$$

Avec  $t_1 = DT$  et  $t_2 = (1-D)T$ ,

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (\text{II-26})$$

On a:

$$V_{in} I_{in} = V_{out} I_{out} = V_{in} I_{out} / (D-1) \quad (\text{II-27})$$

On trouve

$$I_{in} = \frac{I_{out}}{1-D} \quad (\text{II-28})$$

Pour un cycle de temps T

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I L}{V_{in}} + \frac{\Delta I L}{V_{out} - V_{in}} = \frac{\Delta I L V_{out}}{V_{in} (V_{out} - V_{in})} \quad (\text{II-29})$$

Donc:

$$\Delta I = \frac{V_S D}{fL} \quad (\text{II-30})$$

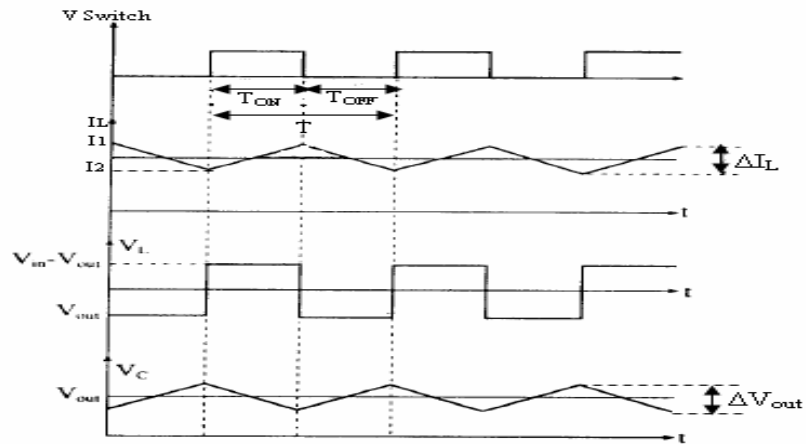


Figure. II.7: Formes d'onde typiques d'un convertisseur « buck » [Réf. 2.]

## II.5 Simulation du hacheur « boost »

### II.5.1 Simulation sans régulation

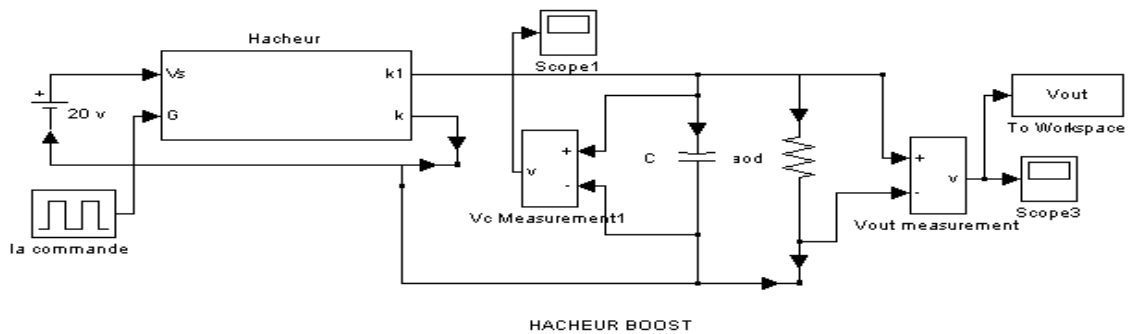


Figure II.8 : simulation de l' hacheur boost sans régulation

### II.5.2 Résultats de simulation

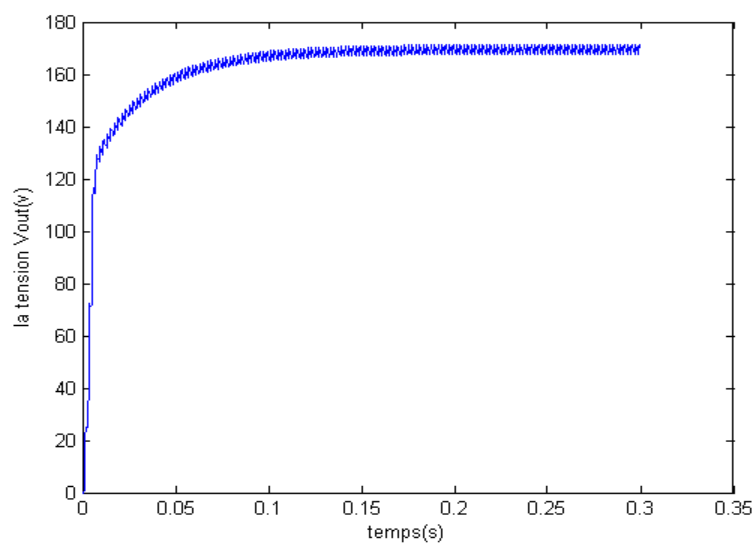


Figure II.9 : la tension aux borne de la condensateur Vout(t)

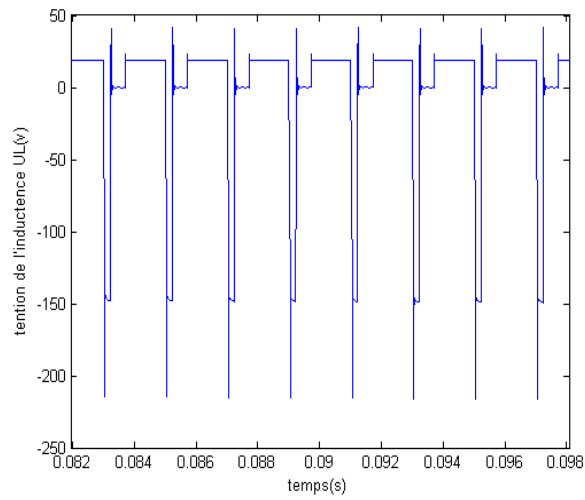


Figure. II.10 : la tension aux bornes de l'inductance

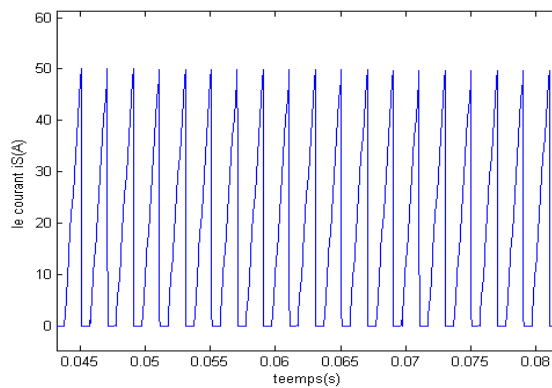
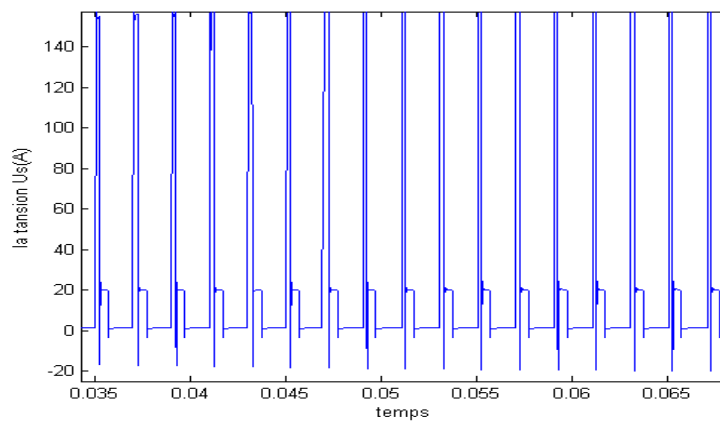


Figure. II.11 : le courant du transistor  $i_S$  (A)



FigureII. 5.12 : la tension aux bornes de switch S  $U_S$  (v)

### II.5.3 Simulation avec régulation

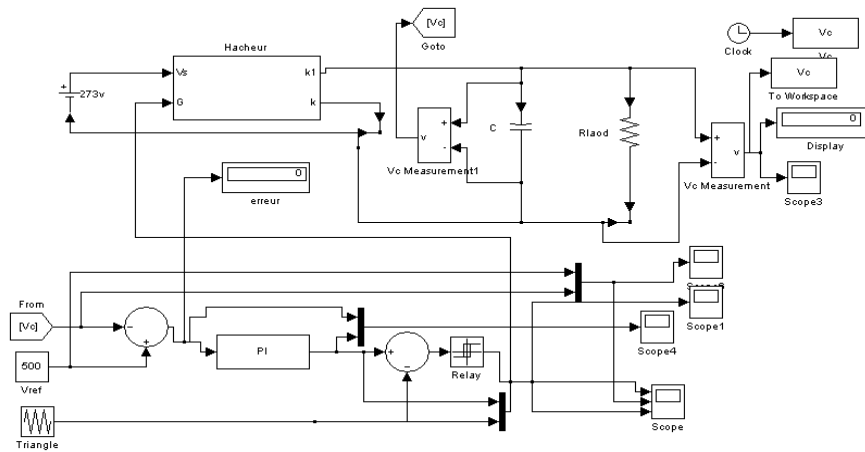


Figure II.13 : simulation d'un hacheur boost sans régulation

### II.5.4 Résultats de simulation

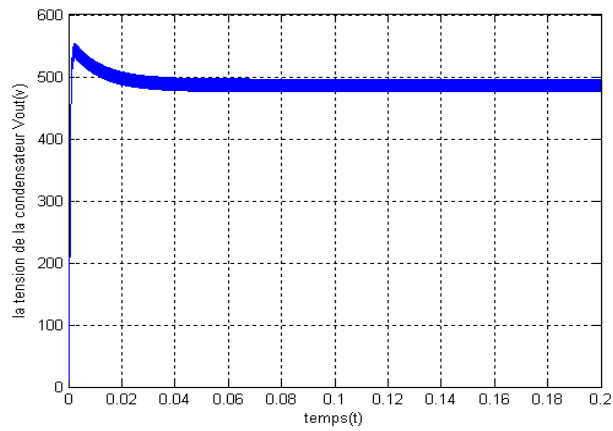


Figure II.14 : la tension aux bornes de la charge

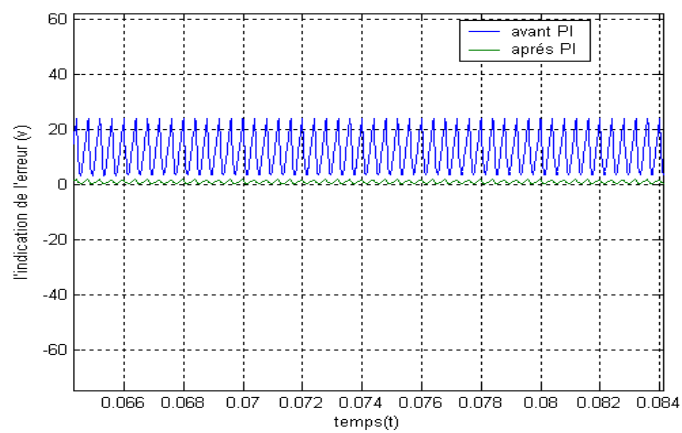


Figure II.15 : l'indication de l'erreur après et avant le correcteur PI

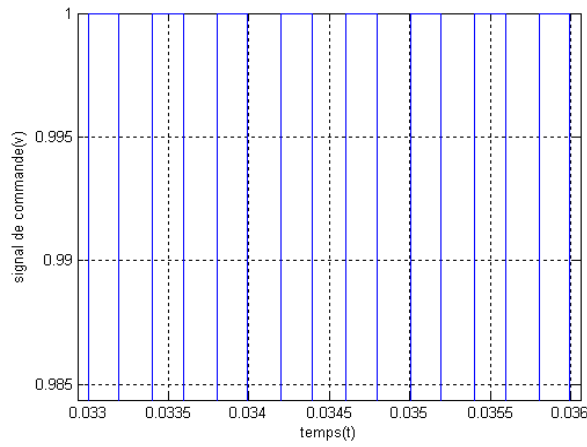


Figure II.16 : la commande MLI

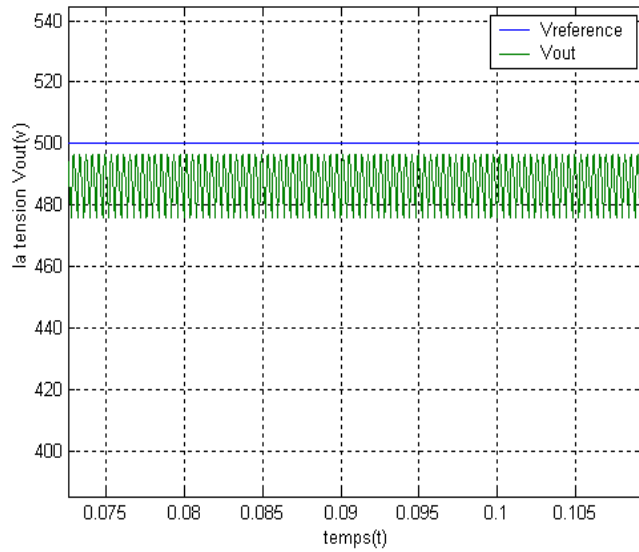


Figure II.17 : la tension mesurée de la sortie Vout (V)

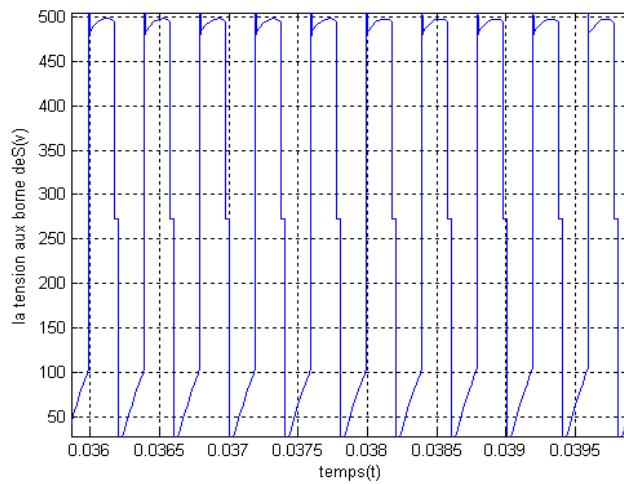


Figure II.18 : la tension aux bornes de l'interrupteur S VS(v)

**II.6 Conclusion :**

Cette étude du convertisseur a permis d'adapter la tension de sortie suivant la valeur désirée  $V_{ref}$  c'est-à-dire: c'est une préparation pour intégrer ce système de conversion entre la source et la charge pour obtenir une mieux optimisation du panneau solaire, dans chaque variation brusque de l'éclairement.

### III.1 Introduction

Aujourd'hui, compte tenu du prix élevé des générateurs photovoltaïques et du faible rendement des dispositifs de conversion mis en œuvre, le développement de cette énergie à grande échelle nécessite avant tout une amélioration de ces systèmes de telle sorte qu'ils puissent fonctionner à tout instant à leur puissance maximale.

En effet les études, autant que les simulations, ont montré que l'énergie des photons convertie en énergie électrique est une fonction fortement variable selon l'éclairement et la température, mais aussi selon la charge qui est connectée au générateur. Pour remédier à cette dernière influence, des lois de commande spécifique ont été conçues afin de permettre à ces dispositifs de produire leur maximum de puissance électrique, quelle que soit la charge [Réf.3.1 à 6]. Ce type de commande est souvent nommé dans la littérature « recherche du point de puissance maximum » ou bien « maximum power point tracking : MPPT ». Le principe de base comme l'indique son nom, est d'effectuer une recherche permanente du point de puissance maximale. Ainsi la principale fonction effectuée par cette commande est d'assurer à tout instant une parfaite adaptation entre le générateur PV et sa charge tout en assurant que le générateur fonctionne à son maximum, le rôle d'interface de puissance étant assuré par un convertisseur statique.

### III.2 Fonctionnement d'un générateur PV à sa puissance maximale

#### III.2.1 Principe

La conception globale du système photovoltaïque optimisé est par nature difficile. En effet, coté source pour un générateur PV, la production de puissance varie fortement en fonction de l'éclairement et de la température, mais aussi du vieillissement global du système. Chaque charge, que ce soit en continue (batterie, certains appareils électroménagers) ou bien en alternatif (réseau électrique, certains moteurs), a son comportement propre. De plus, souvent la variation du comportement de la charge varie brutalement en fonction de la consommation des utilisateurs, difficile à prévoir surtout sur des petits réseaux locaux [Réf.3.7 et 3.8].

Ainsi pour qu'une connexion source-charge soit possible, un point de fonctionnement correspondant à l'intersection des caractéristiques électriques doit exister. Pour mieux comprendre ceci, prenons par exemple le cas d'une connexion directe entre un générateur PV

et une charge. Nous regardons l'influence de la nature de la charge qu'elle soit une simple charge résistive  $R$  ou bien même une batterie.

Dans le cas d'une connexion directe entre une batterie et un générateur photovoltaïque, le rendement du système dépend de l'écart entre la tension optimale du générateur photovoltaïque et la tension de batterie qui varie en fonction de son état de charge. Ainsi pour une batterie au plomb de tension nominal de 12V et un générateur PV constitué par exemple d'un module de tension optimale  $V_{opt} = 16.7$  V et de courant optimal  $I_{opt} = 4.7$  A, la tension de la batterie en début de charge étant égale à 12V et le courant de charge  $I_b$  de 5A et compte tenue que le point de fonctionnement est égal au courant de court circuit du générateur PV,  $I_{cc} = 5$  A, le rendement de l'ensemble sera :

$$\eta = \frac{V_b \times I_b}{V_{opt} \times I_{opt}} = \frac{12 \times 5}{16.7 \times 4.7} = 76.4 \%$$

Si l'état de charge de la batterie est tel que sa tension vaut 14 V, le rendement atteint alors :

$$\eta = \frac{14 \times 4.9}{16.7 \times 4.7} = 87 \%$$

Pour que le générateur PV fonctionne le plus souvent possible dans son régime optimal la solution communément adoptée est alors d'introduire un convertisseur statique qui joue le rôle d'adaptateur source-charge. Ce dernier par le biais d'une commande spécifique est alors susceptible de permettre au générateur de délivrer sa puissance maximale  $P_{max}$  correspondant à  $P_{max} = V_{opt} \cdot I_{opt}$  (III-1)

Où  $V_{opt}$  et  $I_{opt}$  représentent respectivement la tension et le courant optimaux du générateur photovoltaïque pour une courbe  $I-V$  donnée. Tout en assurant que la tension ou bien le courant de la charge correspond bien aux caractéristiques de ce dernier. Il est à remarquer d'ores et déjà que contrairement aux régulations de tension et de courant, les commandes MPPT qui sont des régulateurs de puissance d'entrée n'ont qu'un degré de liberté sur la régulation de la grandeur de sortie : soit le courant, soit la tension de sortie. Ceci exclut alors certains types d'application nécessitant une forme de courant et de tension particulière.

### III.2.2 Exemple d'interface de puissance

Considérons l'exemple de la figure (III-1), correspondant à un convertisseur dc-dc élévateur (boost). Ce type de convertisseur peut être utilisé comme adaptateur source-charge



lorsque la charge a besoin d'une tension supérieure à celle du générateur. (C'est le cas qu'on va traiter dans cette section)

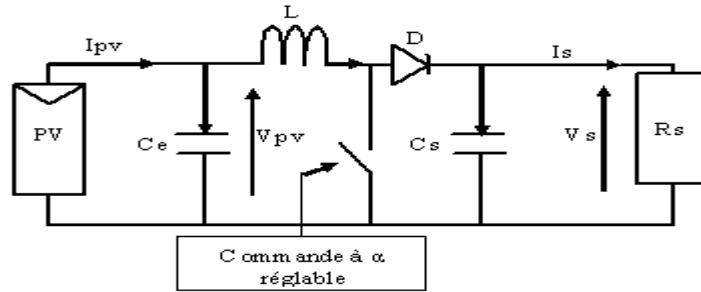


Figure .III.1 Convertisseur statique dc-dc

L'adaptation entre la source et la charge est réalisée par la variation du rapport cyclique  $\alpha$ , si nous supposons que le boost fonctionne en conduction continue et si nous considérons que le rendement de ce dernier avoisine les 100%, les relations électriques entre les grandeurs d'entrée du convertisseur (correspondant à  $I_{opt}$  et  $V_{opt}$  du générateur) et de sortie du convertisseur (respectivement  $I_s$  et  $V_s$ ) ne dépendent que du rapport cyclique  $\alpha$  et s'expriment par [Réf 3.9] :

$$V_s = \frac{V_{pv}}{(1-\alpha)} \quad \text{(III-2)}$$

$$I_s = I_{pv} \cdot (1-\alpha) \quad \text{(III-3)}$$

L'adaptation optimale est réalisée lorsque  $I_{pv}$  et  $V_{pv}$  valent respectivement  $I_{opt}$  et  $V_{opt}$ . Ceci correspond alors à une résistance optimale  $R_{opt}$  du générateur répondant à l'équation suivante :

$$R_{opt} = \frac{V_{opt}}{I_{opt}} = (1-\alpha)^2 \cdot \frac{V_s}{I_s} = (1-\alpha)^2 \cdot R_s \quad \text{(III-4)}$$

En résumé, la connexion entre une source et une charge peut être optimisée en ajustant le rapport cyclique  $\alpha$  pour que d'un côté le générateur puisse fonctionner à  $R_{opt}$  et d'un autre côté la charge puisse varier « à sa guise » dans la mesure où le point d'intersection source-charge existe.

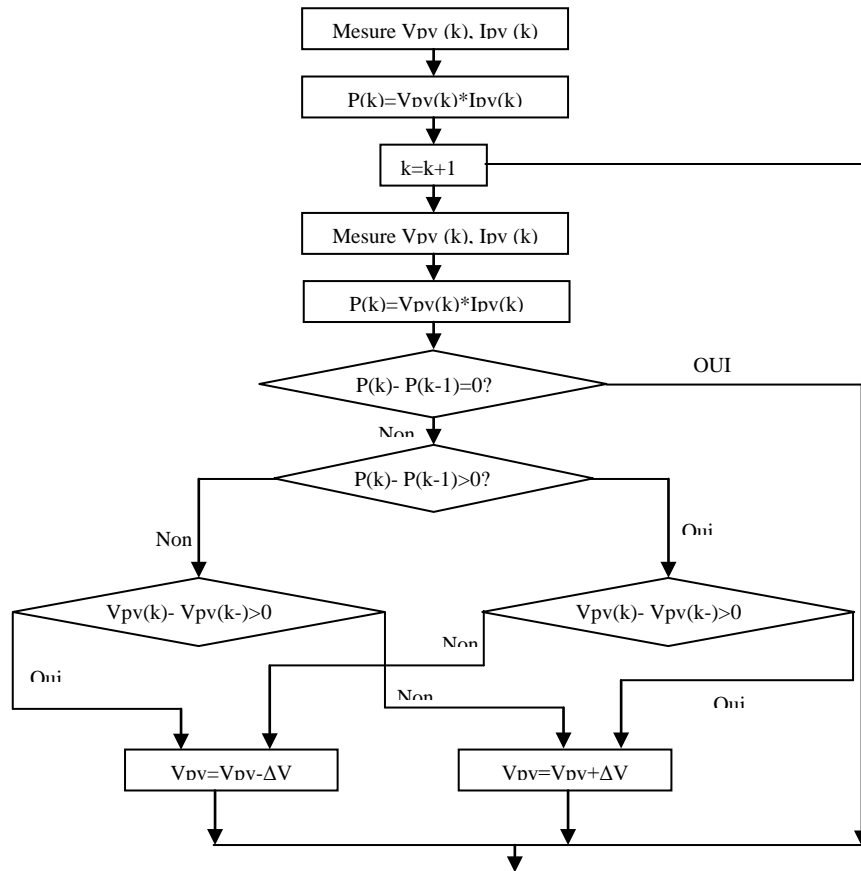


Figure III.2 : Principe classique d'une MPPT.

### III.3 Conception du système de poursuite du point optimum de fonctionnement

#### III.3.1 Principe de la régulation

Soit une grandeur  $P$ , la puissance fournie par les modules photovoltaïques présentant un et un seul maximum, en fonction d'une autre grandeur  $V$ , la tension appliquée aux bornes du générateur.

Soit  $(V_0, P_0)$ ,  $(V_g, P_g)$  et  $(V_d, P_d)$ , différents points de fonctionnement,  $(V_0, P_0)$  étant le point optimum, voir figure (3-3). On peut étudier l'effet d'une perturbation périodique de faible amplitude autour de  $V_0$ ,  $V_g$  et  $V_d$  sur la variable de sortie autour des valeurs correspondantes  $P_0$ ,  $P_g$  et  $P_d$ .

- Si  $V$  se trouve à gauche du point optimum, les oscillations autour de  $P_g$  seront en phase avec celles appliquées à  $V_g$ .
- Si  $V$  se trouve à droite du point optimum, les oscillations autour de  $P_d$  seront en opposition de phase par rapport à celles appliquées à  $V_d$ .

- Au point optimum l'amplitude des oscillations est très faible et leur fréquence est doublée.

Dans les deux premiers cas, plus on s'écarte du point optimum, plus l'amplitude des oscillations est grande. De ces constatations, on peut déduire une méthode pour la recherche du point optimum. On applique en permanence des oscillations de commande (la tension appliquée aux modules) autour du point de fonctionnement considéré.

Trois cas se présentent :

- Soit les oscillations sont en opposition de phase et une diminution de la tension sera nécessaire.
- Soit les oscillations sont en phase et une augmentation de la tension sera nécessaire.
- Soit les oscillations sont très faibles et de fréquence double, on est alors au point optimum.

L'augmentation ou la diminution de la tension se fait à travers la commande MLI du hacheur, donc par le rapport cyclique  $\alpha$ .

La relation qui donne l'écart  $\Delta\alpha$  dans un système perturbé est [Réf 3.10]:

$$\Delta\alpha = K \cdot \int \frac{dp}{dt} \cdot \frac{dV}{dt} dt \quad \text{(III-5)}$$

Dans notre cas l'optimisation de la puissance se fait par le courant qui alimente la charge, donc optimiser la puissance revient à optimiser ce courant.

La relation (3-5) devient

$$\Delta\alpha = K \int \frac{dI_b}{dt} \cdot \frac{dV}{dt} dt \quad \text{(III-6)}$$

$K$  est un réel qui dépend du gain de la commande MPPT et sa position (positive ou négative), donc de l'emplacement du point de fonctionnement.

- $K < 0$  : on est à gauche du point optimum.
- $K > 0$  : on est à droite du point optimum.

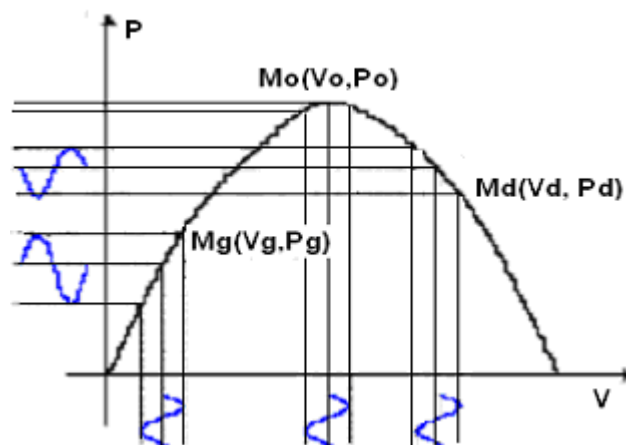
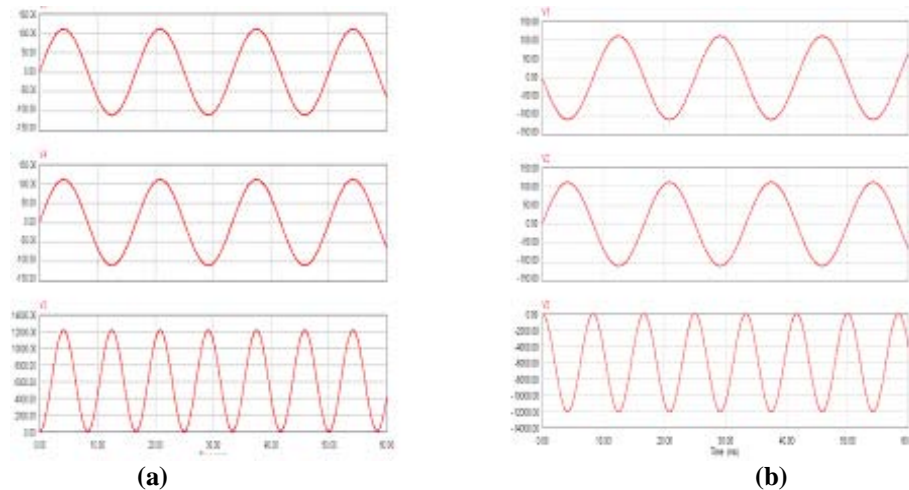


Figure 3-3 : Principe de la régulation

Pour savoir si un signal périodique est en phase ou en opposition de phase avec un autre signal de même fréquence, une démodulation est nécessaire. Si les deux signaux ont une valeur moyenne nulle, leur produit aura une valeur non nulle qui dépend de leur déphasage relatif, si elle est positive, les signaux sont en phase, si par contre elle est négative, ils seront en opposition de phase.



**Figure III.4 : Effet de la démodulation pour deux signaux sinusoïdaux :  
(a) en phase, (b) en opposition de phase.**

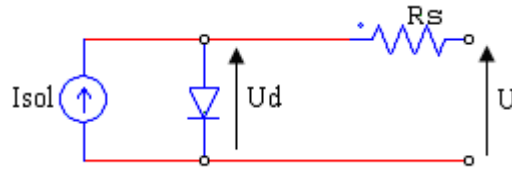
Pour dépister le point optimal de fonctionnement, on applique des oscillations de tension au panneau photovoltaïque (entrée) et on capte la puissance à la sortie. Si les oscillations à l'entrée et la sortie sont en phase, il est nécessaire d'augmenter la tension pour atteindre le point optimal, inversement, il faut diminuer la tension.

### III.3.2 Description, modélisation et mise en équation du système

Le système est composé de trois éléments distincts, le générateur photovoltaïque, le convertisseur électronique de puissance et la charge. Pour chacune des parties, un modèle simple ne comprenant que les éléments pertinents a été choisi en vue de la simulation. Ceci nous permet de mieux comprendre l'influence des paramètres du système et d'en dégager les conclusions intéressantes.

#### III.3.2.1 Les panneaux photovoltaïques

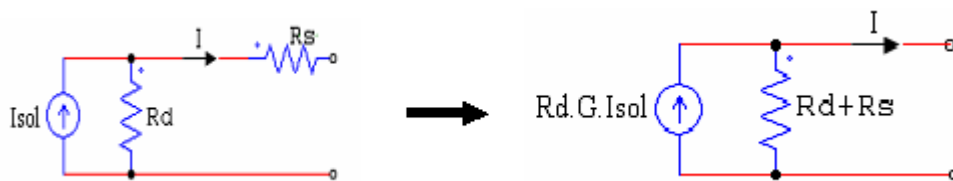
Pour se rapprocher de la tension de la charge, on peut connecter plusieurs modules en série, la tension à leurs bornes atteignant celle de la charge. Diminuer le nombre de modules, en raison du coût et utiliser un convertisseur Boost pour atteindre la tension nominale de la charge est une autre solution.



**Figure 3-5 : Modèle du générateur photovoltaïque**

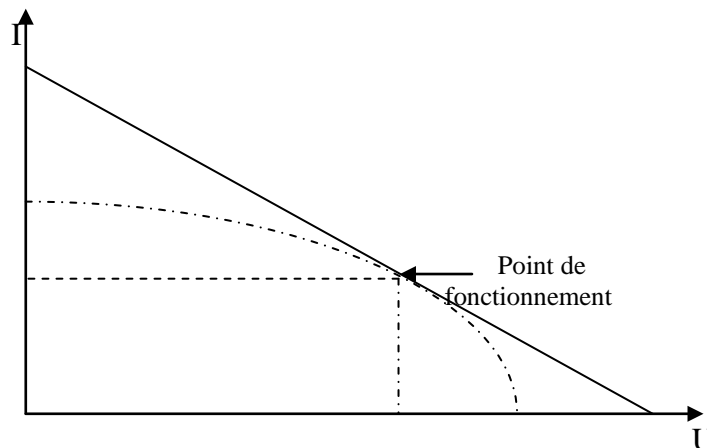
La synthèse du régulateur étant faite pour des variations autour d'un point de fonctionnement, il est plus intéressant de remplacer la diode par une résistance dynamique  $R_d$  complétée d'une source de courant en parallèle (celle-ci sera intégrée dans  $I_{sol}$ ) dont la valeur dépend du point de fonctionnement considéré :

$$G = \frac{1}{R_d + R_s}$$



**Figure III.6 : Modèle simplifié du générateur photovoltaïque**

En fait, c'est comme si la caractéristique du générateur était remplacée par une droite tangente à la courbe au point de fonctionnement choisi. La pente de cette droite étant négative, nous pouvons trouver un maximum de puissance sur celle-ci, pouvant correspondre au maximum de la courbe précédente si le point de fonctionnement a été bien choisi.



**Figure .III7: caractéristique I-V simplifiée du générateur photovoltaïque**

Si l'on compare les courbes de la puissance  $P = V.I$ , délivrée par le générateur en fonction de la tension  $V$  à ses bornes, courbes obtenues à l'aide des modèles linéaire et non linéaire, on remarque que la courbure au point maximum n'est pas tout à fait identique. Or, comme expliqué dans la section 3.3.1, l'amplitude des oscillations autour du point de fonctionnement dépend de cette courbure. Dès lors, la simulation du système avec régulateur ne pourra fournir qu'un ordre de grandeur pour son gain.

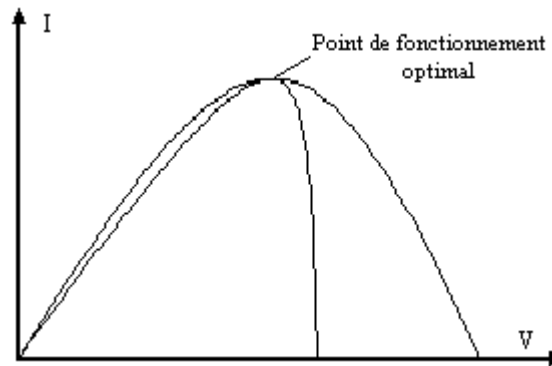


Figure III.8 : Caractéristique  $P$ - $V$  simplifiée du générateur photovoltaïque.

### III.3.2.2 Le convertisseur DC-DC et la charge (batterie)

Le schéma du convertisseur est le suivant :

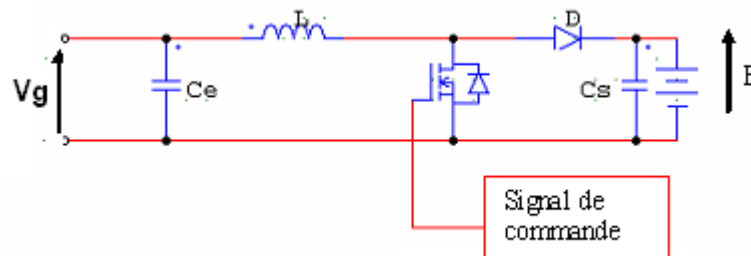


Figure III.9: Schéma du convertisseur DC-DC

Ce convertisseur est à modulation de largeur d'impulsion (MLI). Son fonctionnement est le suivant. Pendant le temps  $\alpha T$  ( $\alpha$  étant le rapport cyclique de transformation et  $T$  la période de hachage), le transistor est conducteur et la diode bloquée, l'inductance se magnétise et le courant qui la traverse croît. Pendant le temps  $(1-\alpha)T$ , le transistor est bloqué et la diode conductrice. L'inductance décharge son énergie dans la batterie et son courant décroît. La capacité à l'entrée du convertisseur sert à maintenir la tension constante en filtrant les variations de tension dues au hachage.

Dans tout ce qui suit, on supposera que la conduction est continue, i.e. que le courant dans l'inductance ne s'annule jamais, au quel cas le transistor et la diode seraient bloqués simultanément. L'inductance sera dimensionnée pour satisfaire cette hypothèse.

Si la fréquence de hachage est suffisamment élevée par rapport aux fréquences caractéristiques du système, on peut remplacer le convertisseur par un modèle continu équivalent. On prend seulement les valeurs moyennes des tensions et des courants qui apparaissent dans le circuit. Le transistor peut être remplacé par une source de tension dont la valeur  $U_t$  est la tension moyenne à ses bornes, et la diode par une source de courant dont la valeur  $I_d$  est le courant moyen qui la traverse.

$$U_T = \frac{1}{T}(0 \cdot \alpha T + E \cdot (1 - \alpha)T) = (1 - \alpha)E \quad (\text{III-6})$$

$$I_D = \frac{1}{T}(0 \cdot \alpha T + I_L \cdot (1 - \alpha)T) = (1 - \alpha)I_L \quad (\text{III-7})$$

Et le modèle continu équivalent.

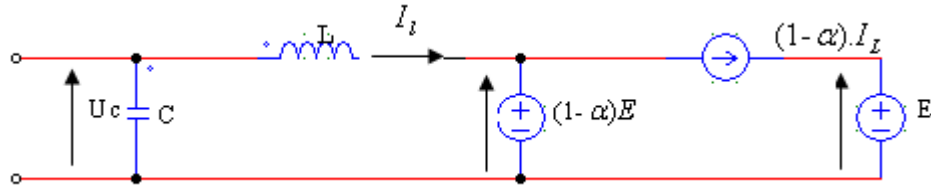


Figure III.10 : Modèle du convertisseur DC-DC

### III.3.2.3 Le système complet

Le modèle sur lequel se basera la simulation sera donc.

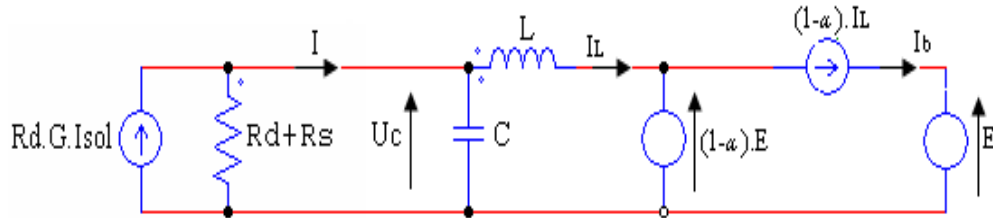


Figure III.11 : Modèle du système complet

La perturbation du système est le courant d'éclairage; la variable de sortie, le courant  $I_b$  qu'il faut optimiser et la commande, le rapport cyclique  $\alpha$ .

Avec ce modèle, la puissance en régime entrant dans la batterie équivaut exactement à celle fournie par le générateur puisque aucun élément dissipatif n'apparaît dans le convertisseur.

### 3.3.2.d- Mise en équation du système et caractérisation du point optimum

Les variables d'état du système sont  $I_b$  et  $U_c$  et leurs équations d'évolution correspondantes sont :

$$C \cdot \frac{\partial U_c}{\partial t} = I - I_L \text{ avec } I = \frac{R_d}{R_d + R_s} I_{sol} - \frac{1}{R_s + R_d} \cdot U_c \quad (\text{III-8})$$

$$L \cdot \frac{\partial I_L}{\partial t} = U_c - (1 - \alpha) \cdot E \quad (\text{III-9})$$

Une troisième équation lie le courant  $I_b$  aux deux autres variables :

$$I_b = (1 - \alpha) \cdot I_L \quad (\text{III-10})$$

Pour la suite nous posons  $G = \frac{1}{R_s + R_d}$

Pour évaluer les performances du régulateur, nous allons partir d'un point optimum de fonctionnement pour un ensoleillement donné et voir quelle sera sa réaction lorsque l'éclairement varie. Pour développer ces équations autour d'un point de fonctionnement, nous effectuons les changements de variables suivants :

$$U_c = U_{c0} + \Delta U_c, \quad \alpha = \alpha_0 + \Delta\alpha, \quad I_L = I_{L0} + \Delta I_L$$

$$I_{sol} = I_{sol0} + \Delta I_{sol}, \quad I = I_0 + \Delta I, \quad I_b = I_{b0} + \Delta I_b,$$

( $U_{c0}, \alpha_0, I_{L0}, I_{sol0}$  et  $I_{b0}$  définissent un point optimum de fonctionnement). Du régime permanent, on déduit les relations suivantes :

$$I_0 = I_{L0}, \quad \text{(III-11)}$$

$$U_{c0} = (1 - \alpha_0) \cdot E \quad \text{(III-12)}$$

$$I_{b0} = (1 - \alpha_0) \cdot I_{L0} \quad \text{(III-13)}$$

Les équations du système deviennent, après perturbation:

$$C \cdot \frac{d\Delta U_c}{dt} = R_d \cdot G \cdot \Delta I_{sol} - G \cdot \Delta U_c - \Delta I_L \quad \text{(III-14)}$$

$$L \cdot \frac{d\Delta I_L}{dt} = \Delta U_c \cdot \Delta\alpha \cdot E \quad \text{(III-15)}$$

$$\Delta I_b = (1 - \alpha_0) \cdot \Delta I_L - I_{L0} \cdot \Delta\alpha - \Delta\alpha \cdot \Delta I_L \quad \text{(III-16)}$$

Le point optimum sera caractérisé par:

$$\frac{\partial I}{\partial U} = -\frac{I}{U} \quad \text{(III-17)}$$

Dans notre étude, nous avons:

$$\frac{\partial I}{\partial U} = -\frac{I_0}{U_{c0}} = -\frac{I_{L0}}{U_{c0}} = -\frac{I}{R_d + R_s} = -G \quad \text{(III-18)}$$

Par les relations en régime permanent, nous obtenons:

$$I_{b0} - (1 - \alpha_0) \cdot G \cdot E = 0 \quad \text{(III-19)}$$

Si maintenant l'éclairement change ( $\Delta I_{sol} \neq 0$ ), nous devons calculer  $\Delta I_b$  et  $\Delta\alpha$  correspondants au nouveau point optimum.

$$\Delta I_b = (1 - \alpha_0) \cdot R_d \cdot G \cdot \Delta I_{sol} + [(1 - \alpha_0) \cdot G \cdot E - I_{L0}] \cdot \Delta\alpha - R_d \cdot G \cdot \Delta I_{sol} \cdot \Delta\alpha - G \cdot E \cdot (\Delta\alpha)^2 \quad \text{(III-20)}$$

$(1 - \alpha_0) \cdot G \cdot E - I_{L0} = 0$ , par la condition de l'ancien point optimum. D'où :



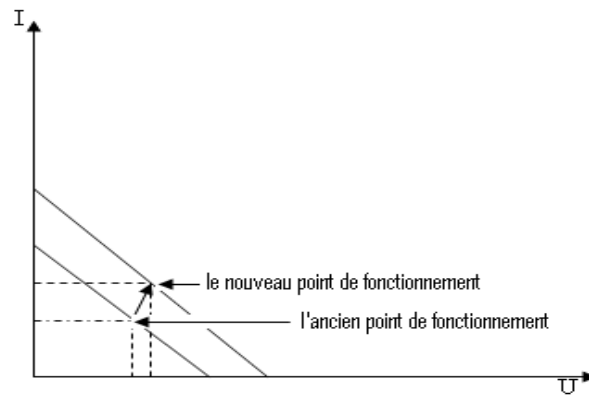
$$\Delta I_b = (1 - \alpha_0) \cdot R_d \cdot G \cdot \Delta I_{sol} - R_d \cdot G \cdot \Delta I_{sol} \cdot \Delta \alpha - G \cdot E \cdot (\Delta \alpha)^2, \quad (\text{III-21})$$

et si l'on impose  $\frac{\partial \Delta I_b}{\partial \Delta \alpha} - R_d \cdot G \cdot \Delta I_{sol} - 2E \cdot G \cdot \Delta \alpha = 0$  on obtient :

$$\Delta \alpha_{max} = -R_d \cdot \frac{\Delta I_{sol}}{2E} \quad (\text{III-22})$$

$$\Delta I_{bmax} = R_d \cdot G \cdot (1 - \alpha_0) \cdot \Delta I_{sol} + \frac{G \cdot R_d^2}{4E} \cdot (\Delta I_{sol})^2 \quad (\text{III-23})$$

Lorsque l'éclairement augmente (diminue), le courant correspondant au point de puissance maximum augmente (diminue) tandis que le rapport cyclique diminue (augmente), c'est-à-dire que la tension aux bornes du générateur photovoltaïque augmente (diminue).



**Figure .III.12 : Effet d'une augmentation de l'éclairement sur la caractéristique simplifiée**

### III.3.3 Synthèse du régulateur

Le fonctionnement en boucle ouverte à rapport cyclique donné n'est pas satisfaisant, en effet même pour un éclairement constant, la tension évolue au cours de son changement et fait donc varier le point de fonctionnement. Asservir la tension du générateur à une référence donnée, permet de palier à ce problème. Une boucle d'asservissement de tension est donc nécessaire. Cette seconde boucle de régulation permet de générer cette référence de tension et peut être obtenue d'une façon analogique à l'aide d'une détection synchrone. Une composante alternative ajoutée à la référence de tension induit une composante alternative dans le courant de charge de la batterie. Le produit de ces deux composantes permet d'obtenir la pente de la courbe puissance/tension du panneau solaire. L'intégration de cette pente permet alors de générer la composante continue de la référence de tension.

Donc le régulateur sera constitué de plusieurs éléments à travers lesquels le signal de mesure sera traité en vue de corriger le rapport cyclique si celui-ci n'est pas optimum.

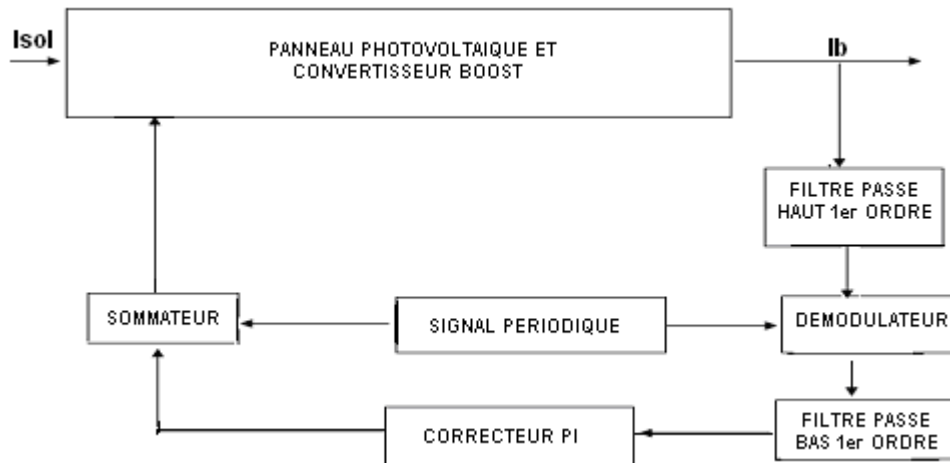


Figure .III.13 : Schéma du régulateur.

### III.3.3.1 Générateur basse fréquence

Celui-ci fournit un signal sinusoïdal (bien que dans la pratique, ce signal sera carré pour faciliter la mise en œuvre) de faible amplitude.

- Un capteur assure la mesure du courant entrant dans la batterie.
- Un filtre passe haut: Celui-ci permet de ne conserver que la composante alternative du courant mesuré.
- Un démodulateur: Celui-ci multiplie le signal de départ par le signal mesuré.
- Un filtre passe bas: Il permet de ne conserver que la composante continue du signal sortant du démodulateur. Celle ci contient deux informations :
  - la valeur absolue est l'image de l'amplitude du signal mesuré,
  - le signe nous renseigne si le signal mesuré est en phase (+) ou en opposition de phase (-) avec celui du générateur ;
- Un correcteur PI: il fournit, si l'amplitude du signal n'est pas nulle, un nouveau rapport cyclique sur base du signe du signal précédent, s'il est en phase,  $\alpha$  augmente, s'il est en opposition de phase,  $\alpha$  diminue.

Quand on regarde plus en détail les éléments du régulateur, on s'aperçoit que plusieurs paramètres restent encore à fixer: tout d'abord, la fréquence du signal produit par le générateur basse fréquence de laquelle dépendent les pulsations de coupure des deux filtres, le gain du terme proportionnel  $K_p$  et le gain du terme intégral  $K_i$ .

La fréquence du générateur basse fréquence est choisie pour assurer un bon fonctionnement du démodulateur. Si  $\Delta I_{b\omega}$  est déphasé par rapport à  $\Delta \alpha_\omega$ , la valeur moyenne de leur produit n'est plus tout à fait l'image de l'amplitude du signal  $\Delta I_{b\omega}$ . En effet on a :

$$A \sin(\omega t + \varphi) \cdot \sin(\omega t) = \frac{A}{2} \cdot [\cos \varphi - (\cos(2\omega t + \varphi))] \quad (\text{III-24})$$

dont la valeur moyenne est :  $\frac{A}{2} \cos \varphi$

Dès lors, l'annulation de ce signal se produit soit quand  $A$  s'annule, soit quand  $\cos \varphi$  s'annule. Or, pour certains points de fonctionnement,  $\varphi$  peut s'approcher de  $90^\circ$  et conduire le régulateur à fixer le système à un point qui ne serait pas optimum.

Donc, il faut choisir la fréquence du GBF de telle manière que  $\Delta I_{b\omega}$  soit en phase avec  $\Delta \alpha_\omega$ . Il suffit d'étudier les racines de la fonction de transfert liant ces deux variables :

$$\frac{\Delta I_{b\omega}}{\Delta \alpha_\omega} = \frac{Cs + G}{LCs^2 + LGs + 1} \quad (\text{III-25})$$

On prend  $G = 0.7$ ,  $C = 40\mu\text{F}$  et  $L = 800\mu\text{H}$ .

Le diagramme de bode pour cette fonction de transfert est

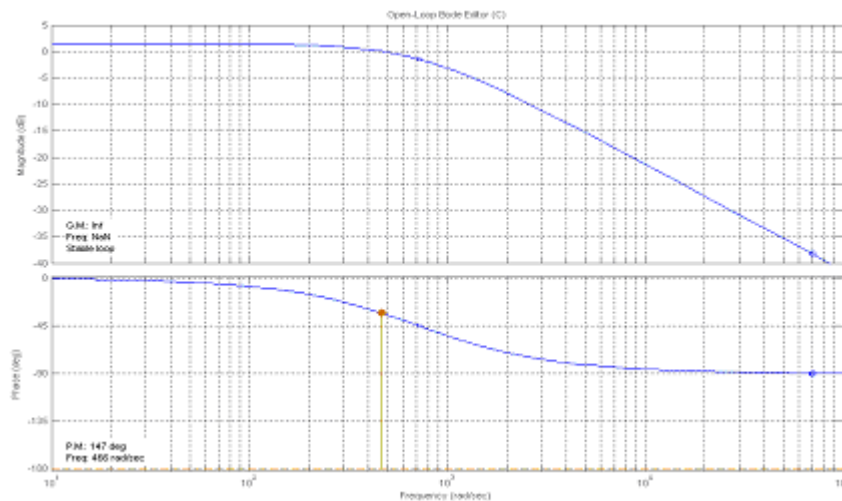


Figure III.14 : Tracé de Bode de la fonction de transfert  $Ib/a$

Du diagramme de bode de la phase, on peut choisir la fréquence du GBF pour éviter tout problème de déphasage. On prend  $\omega = 200 \text{ rad/s}$ , ce qui correspond à une fréquence de  $30 \text{ Hz}$  et un déphasage de  $1.16^\circ$  supposé presque nul.

### III.3.3.2 Le correcteur PI

Notre système étant non linéaire, les techniques de l'automatique applicables aux systèmes linéaires ne conviennent pas. Les paramètres du régulateur seront appréciés à l'aide de la simulation.

Soit  $e$  le signal d'erreur à la sortie du filtre passe-bas. À la sortie du correcteur nous aurons :

$$\Delta\alpha = K_p \cdot e + K_i \cdot \int e dt$$

$K_i$  et  $K_p$  seront choisis de manière telle que le temps de réponse ne soit pas trop long et l'amplitude des oscillations pas trop grande, et ce, pour un échelon d'ensoleillement (variation la plus contraignante).

### III.4 Simulation avec logiciel PVSIM

Le schéma du système de régulation est le suivant :

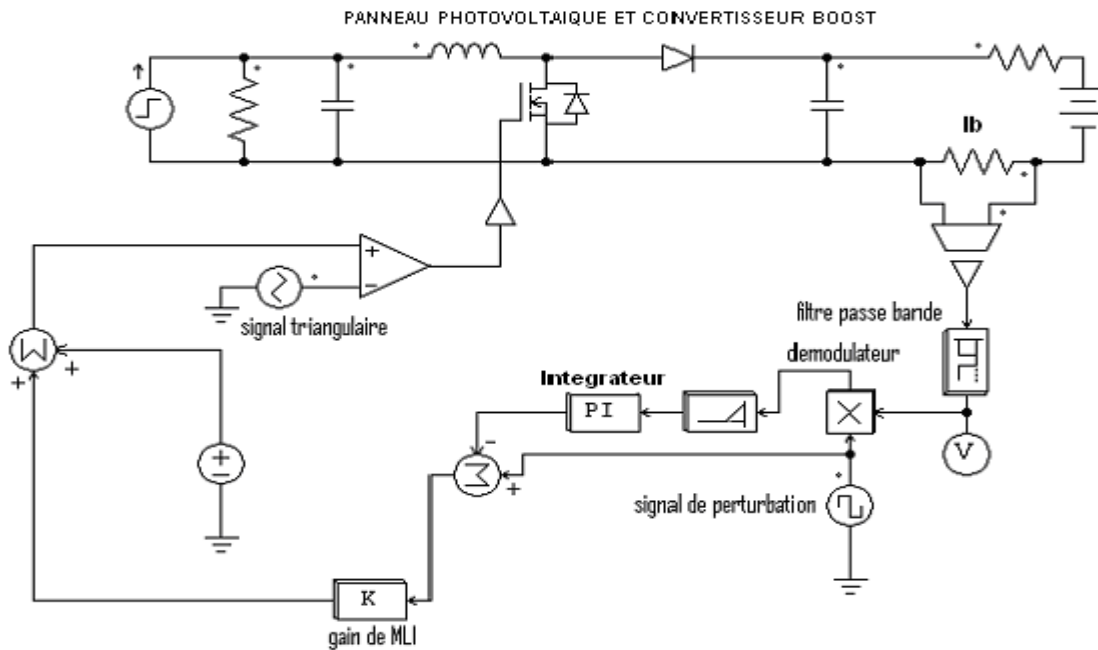


Figure 3-15: Convertisseur charge-régulateur

On perturbe le signal de commande ( $\alpha$ ). Cette perturbation permet de déduire la pente d'un point de fonctionnement sur la caractéristique du panneau. On obtient cette perturbation dans la sortie (le courant  $I_b$ ), on la mesure à travers une résistance shunt, elle sera filtrée et multipliée par le signal de perturbation pour obtenir la pente ou le signe de déplacement du point optimum. Un correcteur PI corrige le rapport cyclique qui donne le courant  $I_{optimal}$ .

#### III.4.1 Résultats de simulation

##### III.4.1.1 Le courant $I_b$

On remarque que le courant  $I_b$  est stabilisé à une valeur de 1.81 A, après le régime transitoire avec des oscillations de fréquence 20 kHz dus à la fréquence de hachage. Un agrandissement (zoom) nous permet de voir très bien des oscillations de 30 Hz dues aux perturbations du signal de commande  $\alpha$ .

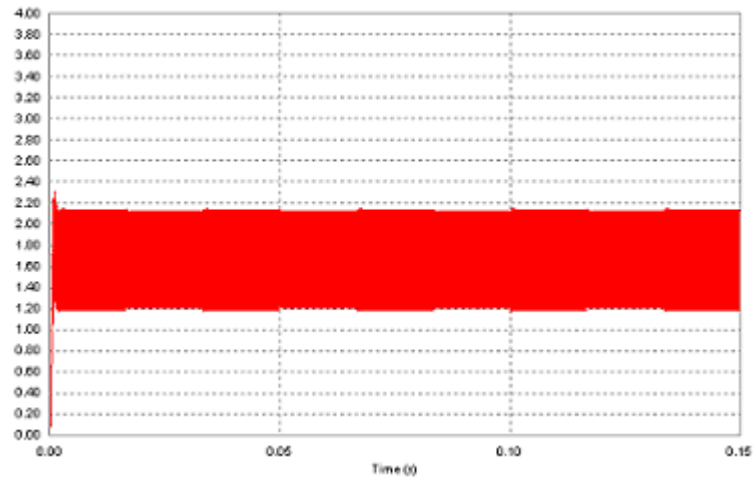


Figure 3-16: Courant  $I_b$  optimisé

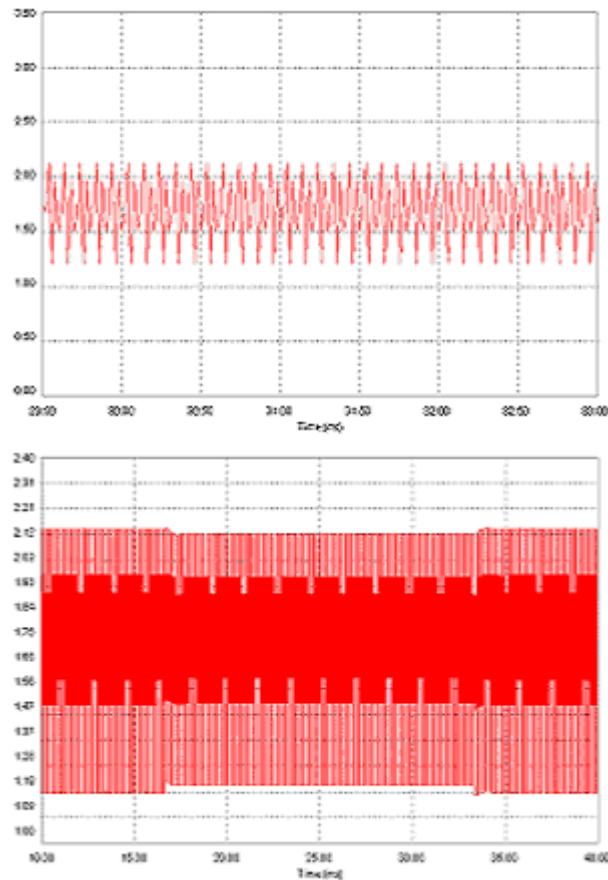
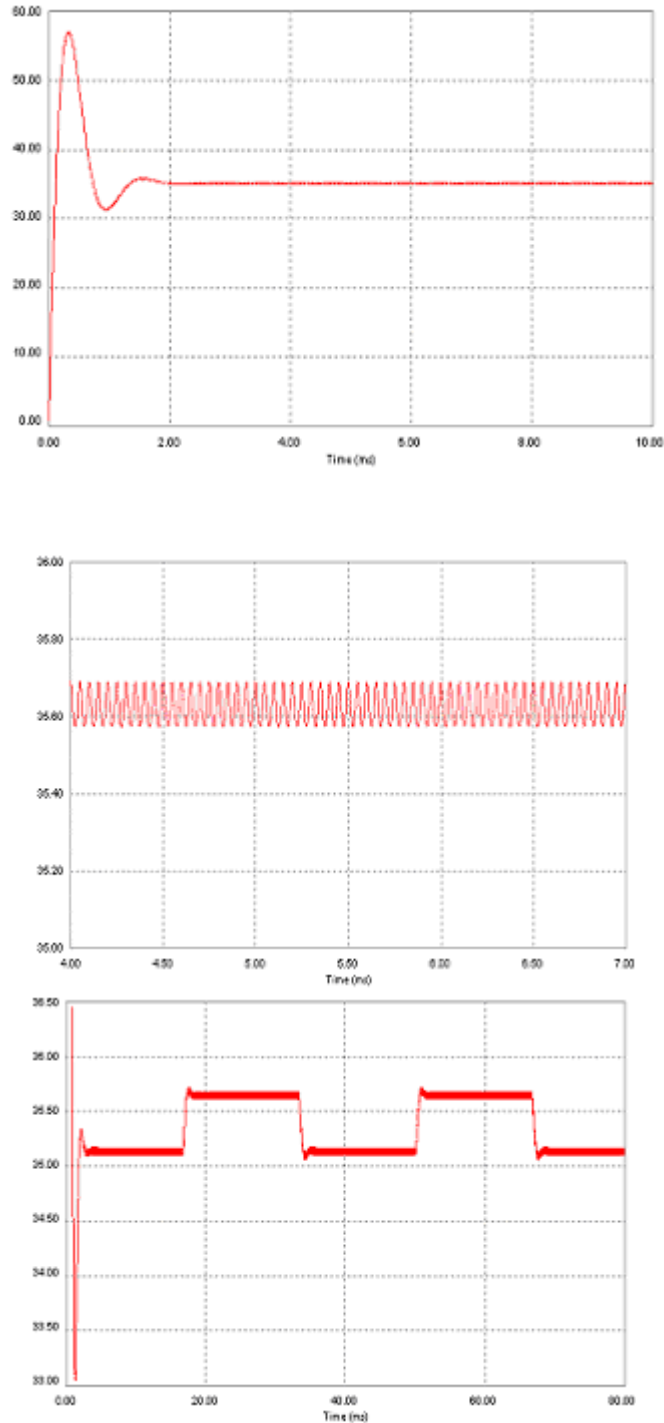


Figure 3-17: Oscillations du courant  $I_b$  optimisé

#### III.4.1.1 La tension $U_c$ aux bornes du générateur

La tension optimale aux bornes du panneau est donnée égale à 35.3 V. On voit les mêmes oscillations de la fréquence de hachage 20 kHz et les oscillations de 30 Hz.



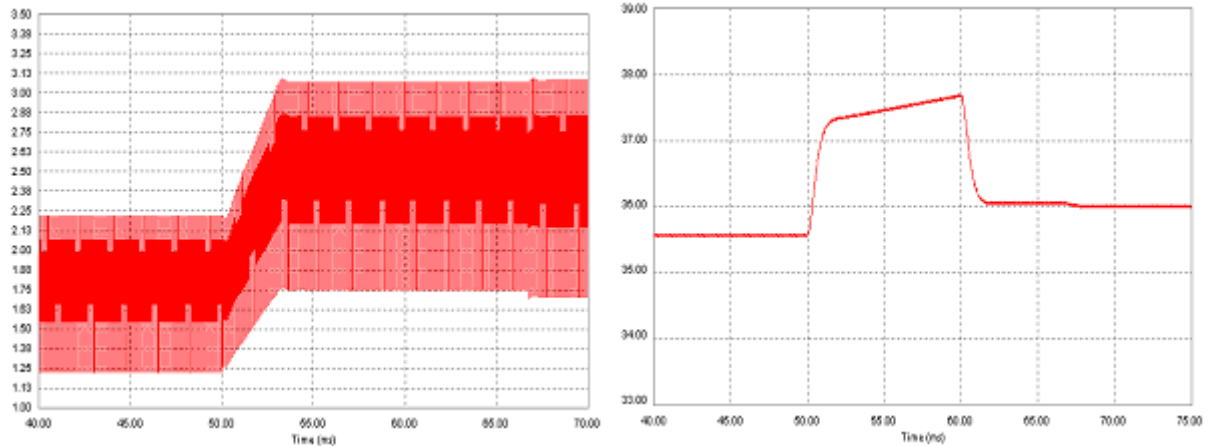
**Figure 3-18: Tension aux bornes du générateur**

### III.4.2 Cas d'un saut d'éclairement

Dans cette partie, on va voir la réaction de notre système dans le cas d'un changement d'éclairement.

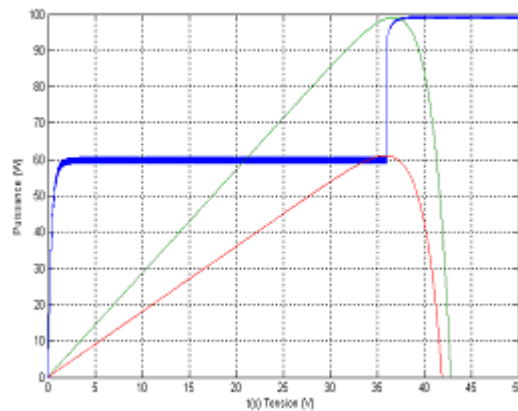
Dans le premier cas, on prend:

$\Delta I_{sol}=1A$  ;  $\alpha_0=0.28$  ;  $T_{\text{Changement}}=10$  ms (un changement rapide de l'éclairement)



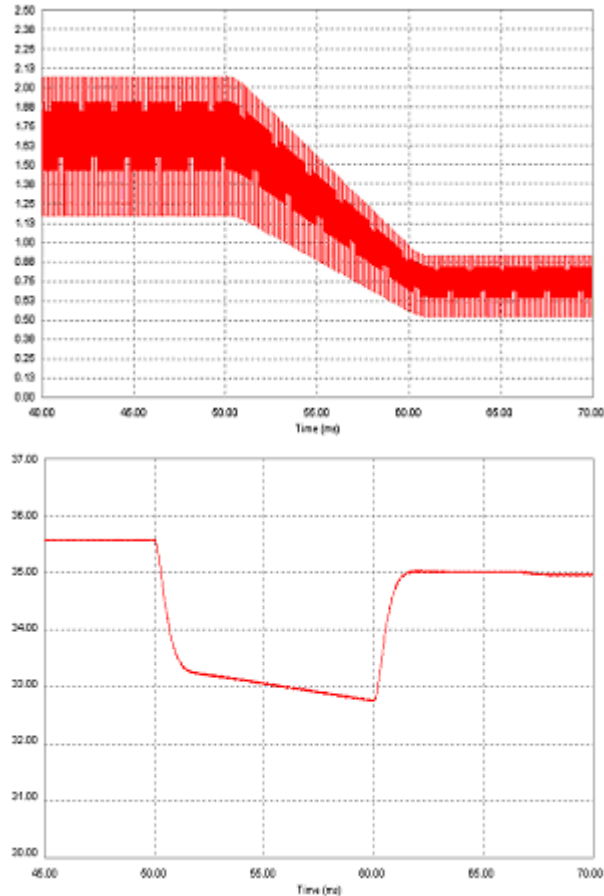
**Figures 3-19 et 3-20 : Courant  $I_b$  et tension  $U_C$  dans le cas d'un saut d'éclairement.**

On voit que le courant  $I_b$  est passé de 1.75A à 2.6A, donc a subi un écart  $\Delta I_b$  de 0.85A. Ce qui vérifie l'équation (3-25).



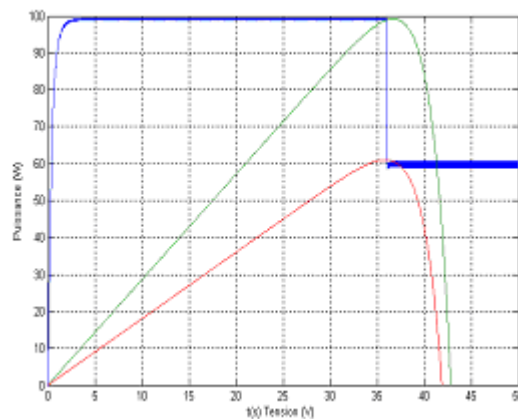
**Figure III.21: La puissance du générateur dans le cas d'un saut d'éclairement positif.**

Dans le second cas, on prend  $\Delta I_{sol} = -1A$ ,  $\alpha_0 = 0.348$  et  $T_{\text{Changement}} = 50\text{ms}$ .



Figures III.22 et III.23 : Courant  $I_b$  et tension  $U_C$  dans le cas d'un saut d'éclairement

Dans ce cas, on a une diminution du courant.



Figures III.24 : la puissance dans le cas d'un saut négatif d'éclairement

### III.4.3 Simulation du régulateur

#### III.4.3.1 La tension $V_{mes}$ aux bornes de la résistance shunt

Pour minimiser les pertes, la résistance shunt sera dimensionnée telle :

Sachant que  $P_{max} = 56.7$  W et que la résistance présente un taux de pertes de 0.5% :



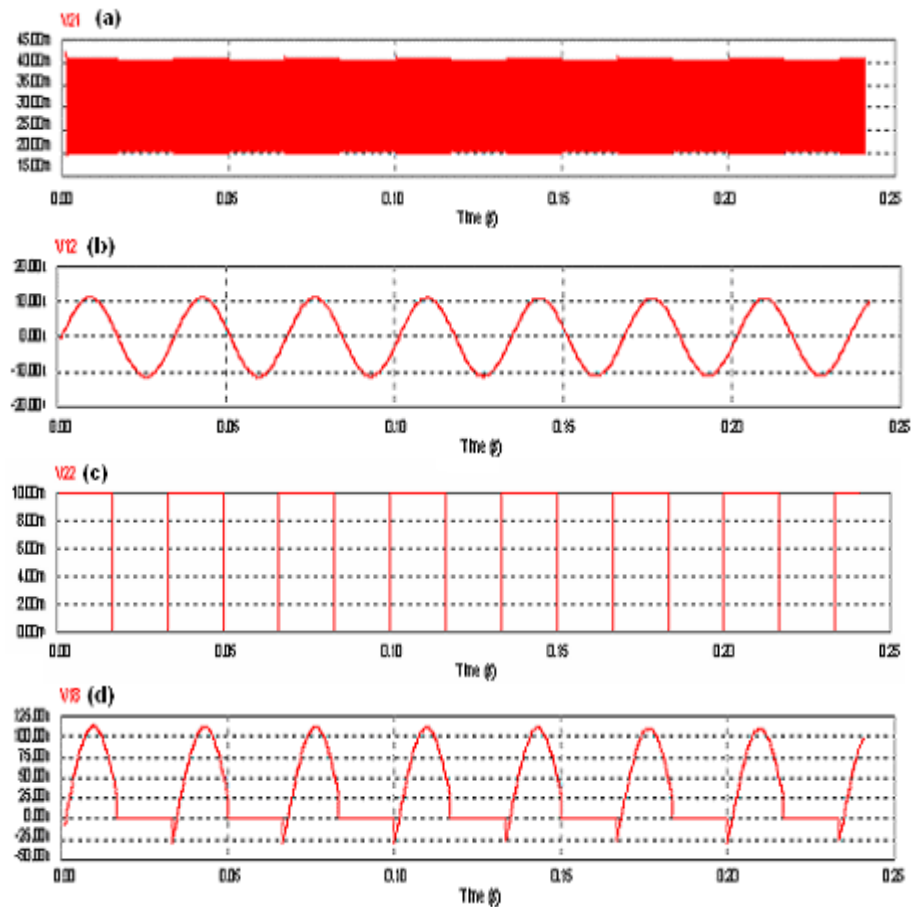
$P_{Rshunt} = \frac{56.7 \times 0.5}{100} = 0.2835 \text{ W}$ . Or le courant de court circuit est  $I_{cc} = 3.1 \text{ A}$ , donc :

$P_{shunt} = I_{cc}^2 \cdot R_{shunt}$  et  $R_{shunt} = \frac{0.2835}{(3.1)^2} = 29.5 \text{ m}\Omega$ , nous adopterons donc une valeur de  $30 \text{ m}\Omega$ .

### III.4.3.1 Cas d'un saut positif d'éclairement

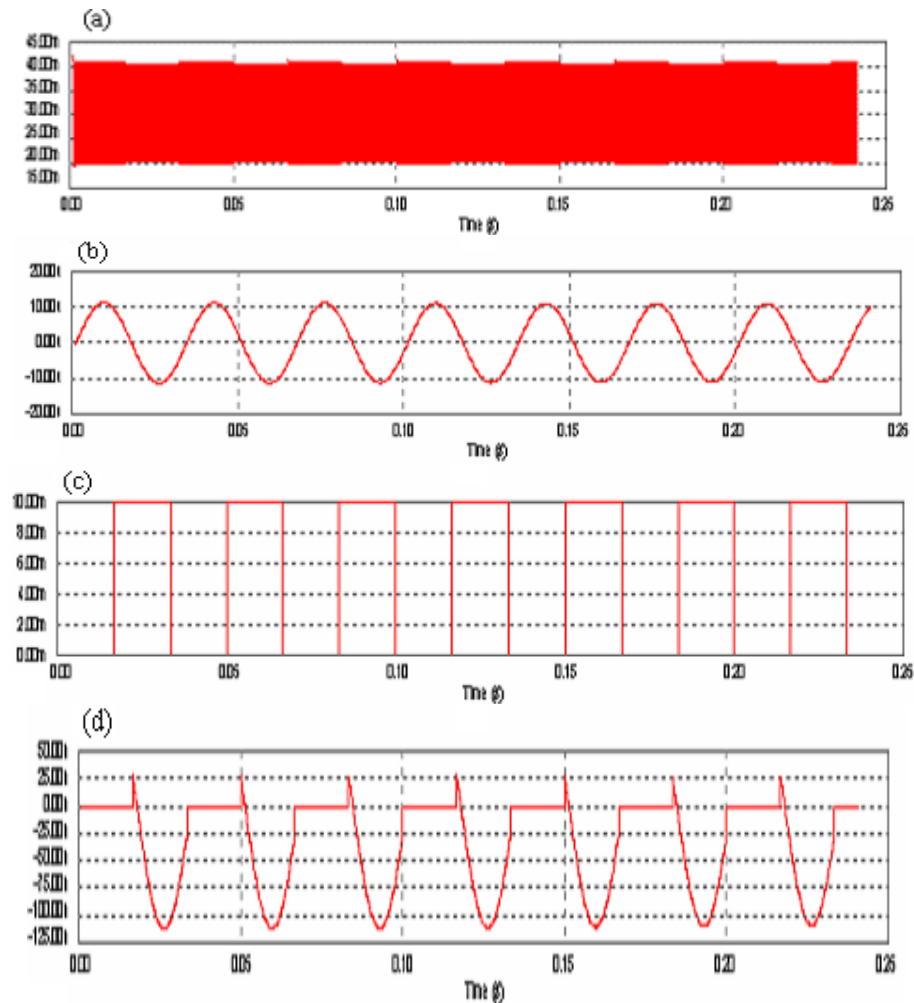
On remarque sur la figure (III-25), qui est le résultat de la simulation du système dans le cas d'un saut d'éclairement, que la tension redressée présente une valeur moyenne positive donc l'écart entre le MPP et le point de fonctionnement actuel est positif.

Cet écart donne un aperçu sur la valeur qui doit être rajoutée à l'ancienne valeur du rapport cyclique  $\alpha_0$  pour atteindre le point maximum de fonctionnement.



**Figure III.25 : Filtrage et modulation de la valeur  $V_{mes}$**   
 (a)  $V_{mes}$  (aux bornes de  $R_{sh}$ ), (b) Sortie du filtre passe bande,  
 (c) Signal de perturbation, (d) Signal modulé (ou redressé)

### III.4.3.1 Cas d'un saut négatif d'éclairement



**Figure III.26 : Filtrage et modulation de la valeur  $V_{mes}$**   
**(a)  $V_{mes}$  (aux bornes de  $R_{sh}$ ), (b) Sortie du filtre passe bande,**  
**(c) Signal de perturbation, (d) Signal modulé (ou redressé)**

### III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, un principe de recherche du point optimum de fonctionnement a été exposé. Il a été simulé sur un modèle simplifié, mais qui a le mérite de mettre en évidence les éléments déterminants du système et d'en tirer des renseignements intéressants tel que :

- Le principe exposé convient bien à une réalisation pratique du régulateur à l'aide des circuits analogiques simples et bon marché.

- Ce MPPT présente une bonne dynamique (un temps de réponse de l'ordre de 10 ms), qui peut donc prendre en considération des sauts d'éclairement aussi rapides que possibles, avec une bonne convergence des résultats.

- Ce MPPT est adaptable avec les gammes de puissances qui concernent les systèmes photovoltaïques étudiés.

Cette section a permis d'étudier le fonctionnement d'une MPPT et de comprendre l'utilité d'une telle commande dans les systèmes de génération photovoltaïque.

## IV.1 Introduction

Les moteurs à courant continu sont encore utilisés assez largement pour l'entraînement à vitesse variable des machines. Très facile à miniaturiser, ils s'imposent dans les très faibles puissances. Ils se prêtent également fort bien à la variation de vitesse avec des technologies électroniques simples pour des performances élevées et jusqu'à des puissances importantes.

Leurs caractéristiques permettent également une régulation précise du couple, en moteur ou en génératrice. Leur vitesse de rotation nominale est adaptable aisément par construction à toutes les applications car elle n'est pas liée à la fréquence du réseau. Ils sont en revanche moins robustes que les moteurs asynchrones et nécessitent un entretien régulier du collecteur et des balais.

## IV.2 Présentation générale

### IV.2.1 Conversion d'énergie

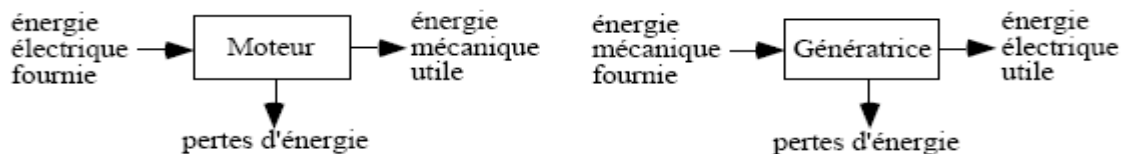


Figure.IV.2.1 : Conversion de l'énergie.

### IV.2.2 Constitution

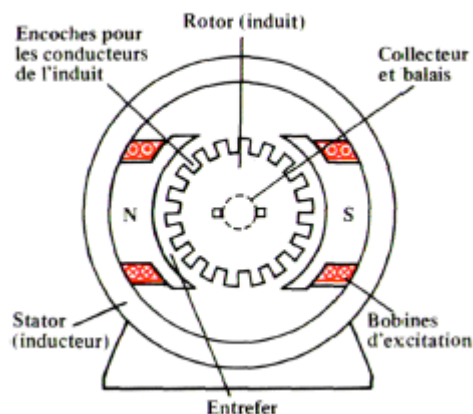


Figure.IV.2.2: Circuit magnétique d'un moteur bipolaire.

Un **circuit magnétique** comportant une partie fixe, le stator, une partie tournant, le rotor et l'entrefer l'espace entre les deux parties.

Une source de champ magnétique nommée **l'inducteur** (le stator) crée par un bobinage ou des aimants permanents.

- Un circuit électrique **induit** (le rotor) subit les effets de ce champ magnétique.
- Le **collecteur** et les **balais** permettent d'accéder au circuit électrique rotorique

### IV.2.3 Principe de fonctionnement

Le courant d'excitation traversant les bobines inductrices qui sont portées par les noyaux polaires, crée dans l'entrefer un champ magnétique d'induction **B**. les lignes de champs se referment d'une part par le fer de l'induit et d'autre part par la culasse et le fer des noyaux polaires. Le système balais collecteur ou commutateur tournant permet à chaque instant d'additionner toutes les FEM de même signe et d'obtenir une FEM redressée qui est unidimensionnelle.

### IV.2.4 Modélisation de la machine à courant continu [Réf. 4.1]

La modélisation de la machine permet notamment de mettre en évidence certains phénomènes qui apparaissent lors du fonctionnement de la machine tels que le démarrage, le freinage, la commutation, la variation de vitesse.

La modélisation du moteur en régime transitoire est réalisable à partir des équations de base de la machine à courant continu, la figure.IV.3 représente le modèle de la machine à courant continu.

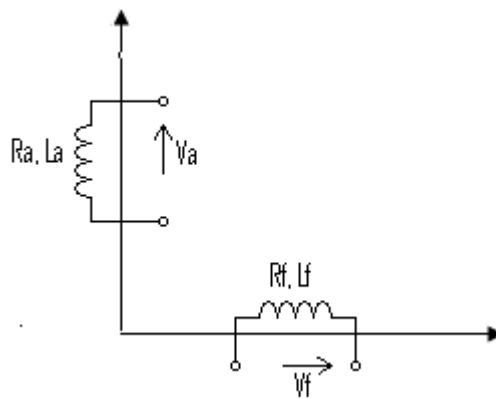


Figure.IV.3 Modèle électrique de la machine à courant continu

D'après le modèle de la figure.IV.3 les relations des tensions et des flux pour un fonctionnement en moteur sont régies par les formules suivantes : [Réf. 4.2]

$$V_f = R_f i_f + \frac{d\phi_f}{dt} \quad (\text{IV-1})$$

$$V_m = R_a i_f + \frac{d\phi_a}{dt} \quad (\text{IV-2})$$

$$\phi_f = L_f i_f + M_{af} i_m \tag{IV-3}$$

$$\phi_a = L_a i_a + M_{af} i_f \tag{IV-4}$$

Si l'angle entre l'induit et l'inducteur  $\theta=90$ , les relations des tensions  $V_f$  et  $V_a$  deviennent

$$V_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \tag{IV-5}$$

$$V_m = R_a i_f + L_a \frac{di_m}{dt} + M_{af} i_f \Omega \tag{IV-6}$$

Le couple électromagnétique de la machine est défini à partir de la relation de la coénergie.

$$W_c = \frac{1}{2} [i]^T \frac{\partial [L]}{\partial \theta} [i] \tag{IV-7}$$

$$C_m = \frac{\partial W_c}{\partial \theta} (i=cste) = M_{af} \cdot I_f \cdot I_m \cdot \Omega \tag{IV-8}$$

L'équation mécanique ou l'équation du mouvement est :

$$C_m - C_r = J \frac{\partial \Omega}{\partial t} \tag{IV-9}$$

Les équations (IV-5) (IV-6) permettent de tirer le schéma électrique de l'inducteur et de l'induit.

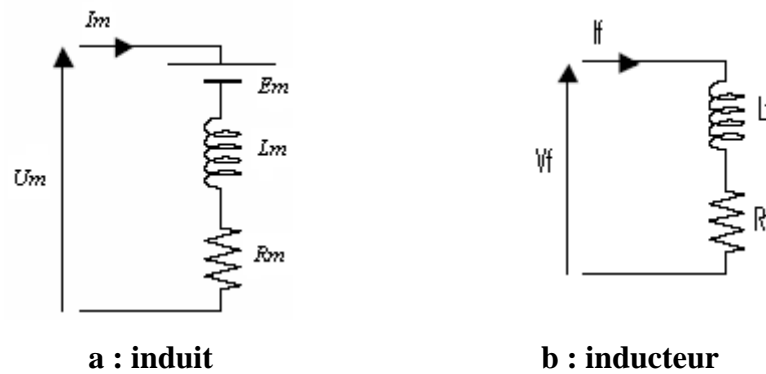


Figure. IV.4 : schéma électrique équivalent de la machine à courant continu

$E_m$  : la force électro-motrice donne par la formule ( $E = M_{af} \cdot \Omega \cdot I_f$ )

Donc les équations régissant le fonctionnement d'un moteur CC sont les suivantes : [Réf. 4.2]

Modèle temporel	Modèle de Laplace
$V_f = R_f I_f(t) + L_f \cdot (dI_f(t)/dt)$	$V_f = R_f I_f(p) + L_f \cdot (dI_f(p)/dp)$
$V_m(t) = R_a I_m(t) + L_a \cdot (dI_a(t)/dt) + M_{af} \cdot \Omega(t) \cdot I_f(t)$	$V_m(p) = R_a I_a(p) + L_a \cdot p I_m(p) + M_{af} \cdot \Omega(p) \cdot I_f(p)$
$E_m(t) = K \Phi(t) \cdot \Omega(t)$	$E_m(p) = K \phi(p) \cdot \Omega(p)$
$C_m(t) = K \phi(t) \cdot I_a(t)$	$C_m(p) = K \phi(p) \cdot I_m(p)$
$\Phi(t) = L_f \cdot I_f(t)$	$\Phi(p) = L_f \cdot I_f(p)$
$C_m(t) - K_r \Omega(t) = J \frac{\partial \Omega}{\partial t}$	$C_m(p) - K_r \Omega^2(p) = J \cdot p \cdot \Omega(p)$

Figure. IV.5 Modèle temporel et Laplace de la machine à courant continu.[Réf. 4.3]

Si le flux inducteur  $\Phi(t)$  et le courant dans l'enroulement d'induit  $I_m(t)$  sont variables, les équations (IV-2) et (IV-3) traduisent un système non linéaire (produit de deux variables). Pour se placer dans le cas du fonctionnement linéaire, une des grandeurs  $\Phi(t)$  ou  $I_a(t)$  doit être maintenue constante. Ceci impose une excitation séparée. On obtient alors deux modes de fonctionnement avec commande par l'induit ou par l'inducteur.

**IV.3.1 Commande par l'inducteur  $I_m(t) = I_0$ :**

Ce mode correspond évidemment au cas d'un inducteur bobiné dans lequel le courant pourra varier.

Entraînant un flux variable. Le courant d'induit est maintenu constant à l'aide d'une source extérieure que l'on peut représenter par une source de courant  $I_0$ .

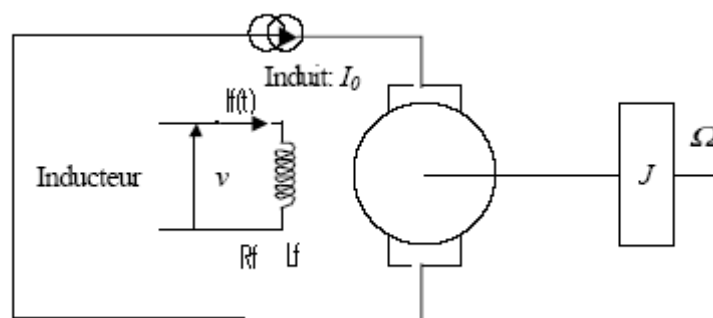


Figure. IV.6 Commande par l'inducteur

Dans cette configuration:

$$\phi_f = L_f i_f(t) \tag{IV-10}$$

On considère le circuit magnétique inducteur non saturé, donc:

$$C_e = K.L_f.I_f(t).I_0 \tag{IV-11}$$

Soit en simplifiant :

$$K_m = K.L_f.I_0 \quad \text{donc :}$$

$$C_m(t) = K_1 I_f(t) \tag{IV-12}$$

En considérant les équations (IV-5) (IV-9) (IV-12) dans le domaine de Laplace le diagramme fonctionnel du moteur est celui de la fig. 4-7 :

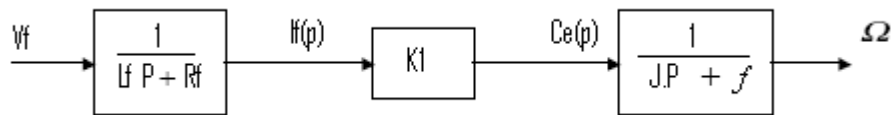


Figure.IV.7 : Diagramme fonctionnel de la commande par inducteur

**IV.3.2 : commande par l'induit ( $I_f(t) = C^{te} \Rightarrow \Phi(t) = C^{te}$ ) :**

Dans ce cas le flux inducteur est maintenu constant, par l'utilisation soit d'un aimant permanent pour la création directe du flux, soit d'une source de courant régulée.

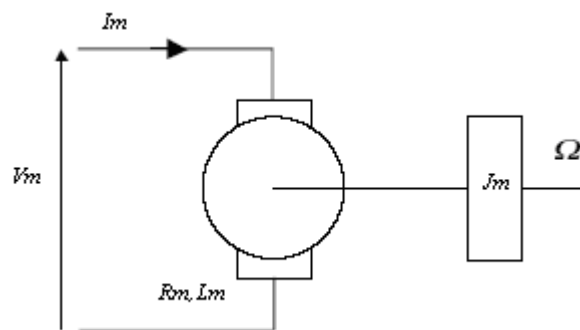


Figure. IV.8 Commande par l'induit.

Donc on a :

$$C_m(t) = K. \Phi(t).I_m(t) \quad \text{or } \Phi(t) = C^{te}$$

Donc :

$$C_e(t) = K_m.I_m(t) \tag{IV-13}$$

Le moment du couple est directement proportionnel au courant d'induit.

De même, on obtient de la relation (IV-6) :

$$E(t) = K_e.\Omega(t) \tag{IV-14}$$



A l'aide des équations (IV-5) (IV-6) (IV-13) (IV-14) on peut construis le diagramme fonctionnel de moteur commande par l'induit :

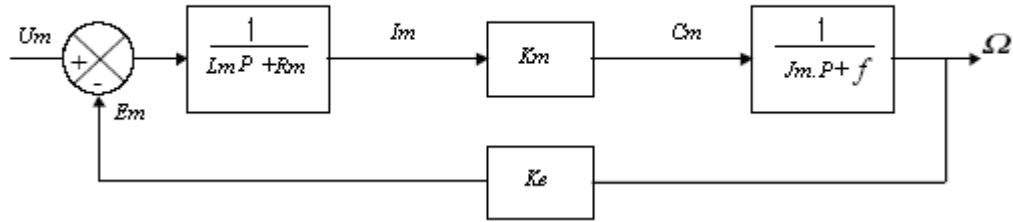


Figure. IV.9 Diagramme fonctionnel de la commande par induit.

On peut écrire la fonction de transfert du système :

$$\frac{\Omega(p)}{Vm(p)} = \frac{K_2 \cdot \frac{1}{(La.p + Ra)(J.p + f)}}{1 + \frac{K_2^2}{(La.p + Ra)(J.p + f)}} = \frac{K_2}{K_2^2 + Raf + (J.Ra + Lf).p + L.JP^2} \quad \text{(IV-15)}$$

En identifiant à un système du second ordre :

$$\frac{\Omega(p)}{Vm(p)} = \frac{K_s}{1 + 2\xi \cdot \frac{p}{\omega_n} + \left(\frac{p}{\omega_n}\right)^2} \quad \text{(IV-16)}$$

En identifiant les constantes du système on obtient (  $K_s = \frac{K_2}{K_2^2 + Ra.f}$  ,  $\omega_n = \sqrt{\frac{K_2^2 + Ra.f}{La.J}}$  et

$$\xi = \frac{1}{2} \frac{J.Ra + L_m.K_r}{\sqrt{L_m.J(k_2^2 + Ra.f)}}).$$

#### IV.4 Mise en équation du système et caractérisation du point optimum.

Comme traité dans le chapitre 4, nous allons modéliser notre système dans le mode continu; après voir la réaction du système autour d'un point optimum lors d'une perturbation (changement de l'éclairément).

Le système complet (panneau +convertisseur+moteur CC+regulateur) peut être modélisé avec le circuit ci dessous :

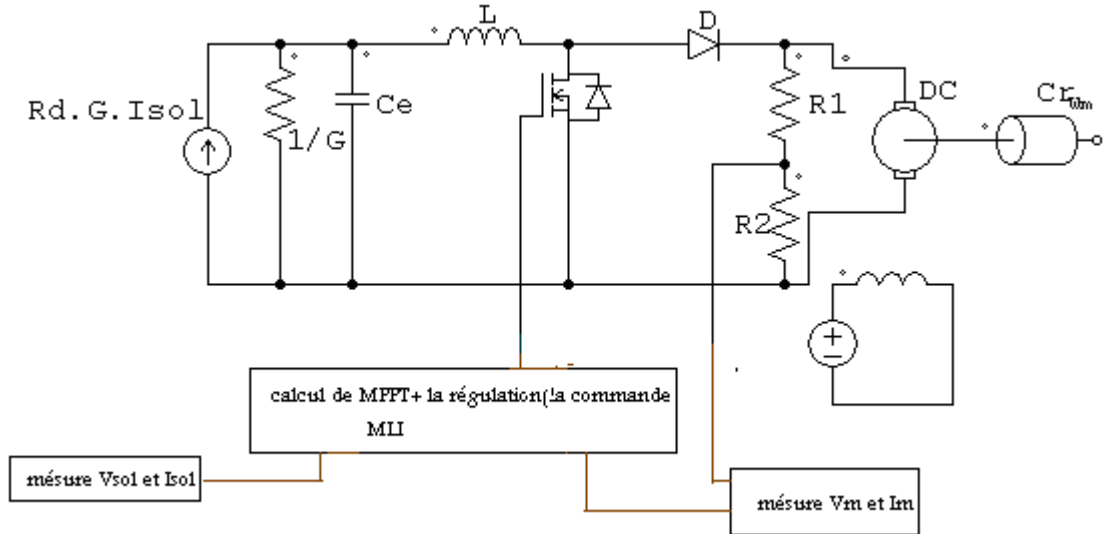


Figure.IV.10 Le Circuit complet (panneau+convertisseur+moteur CC+régulateur)

On remplace les interrupteurs (transistor et diode) par leur tension et courant moyen dans le mode continu :[Réf. 4.4]

$$U_{trans} = \frac{1}{T} [0.\alpha.T + (1-\alpha).T(Em + Lm \frac{\partial I_m}{\partial t})] = (1-\alpha).Em \quad (IV-17)$$

$$I_d = \frac{1}{T} (0.\alpha.T + I_L.(1-\alpha).T) = (1-\alpha).I_L \quad (IV-18)$$

Donc notre système dans le mode continue est :

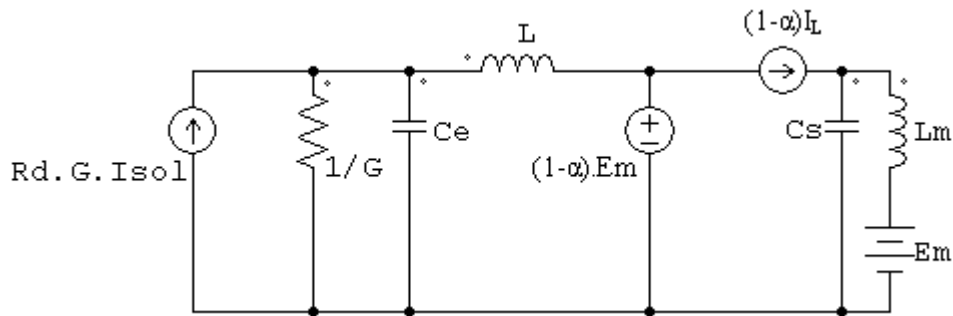


Figure. IV.11 : Modelé continu du système complet.

Donc les équations du système sont :

$$C. \frac{\partial U_c}{\partial t} = I - I_l \quad \text{Avec } I = Rd.G.I_{sol} - GU_c$$

$$C. \frac{\partial U_c}{\partial t} = Rd.G.I_{sol} - GU_c - I_l \quad (IV-19)$$

$$L. \frac{\partial I_l}{\partial t} = U_c - (1-\alpha)E_m \quad (IV-20)$$

$$I_m = (1 - \alpha)I_l \quad (\text{IV-21})$$

$$U_m = Lm \frac{\partial I_m}{\partial t} + E_m \quad (\text{IV-22})$$

Et l'équation mécanique du moteur :

$$Cm = Cr \quad (\text{IV-23})$$

Pour évaluer les performances du système, nous allons partir d'un point optimum de fonctionnement pour un ensoleillement donné. Les variables d'état du système dans le cas d'un moteur CC sont :

$U_{c0}$  : la tension aux bornes du panneau.

$I_0$  : le courant sortant du panneau.

$I_{L0}$  : le courant dans l'inductance.

$\alpha_0$  : le rapport cyclique du convertisseur.

$I_{m0}$  : le courant dans l'induit du moteur.

$\Omega_0$  : la vitesse du moteur

$U_{m0}$  : la tension aux bornes de l'induit.

Ces variables définissent un point optimum de fonctionnement. Du régime permanent, on déduit les relations suivantes : [Réf. 4.5].

$$U_{c0} = (1 - \alpha_0) \cdot E_m \quad (\text{IV-24})$$

$$I_0 = I_{L0} \quad (\text{IV-25})$$

$$I_m = (1 - \alpha_0) I_{L0} \quad (\text{IV-26})$$

$$E_{m0} = K_e \cdot \Omega_0 \quad (\text{IV-27})$$

$$U_{m0} = E_{m0} \quad (\text{IV-28})$$

Si maintenant l'éclairement change, nous devons calculer  $\Delta U_m$  et  $\Delta \alpha$  qui correspond au point optimum.

(Nous avons choisi la tension aux bornes du moteur comme variable de sortie car la tension induite  $E_m$  change lorsqu'il y a une perturbation dans le système et cette tension est proportionnelle à la vitesse du moteur).

Donc on introduit les équations (4-20) (4-21) (4-22). On introduit les changements de variables suivantes :

$$(U_c = U_{c0} + \Delta U_c, I_L = I_{L0} + \Delta I_L, I_m = I_{m0} + \Delta I_m, E_m = E_{m0} + \Delta E_m, U_{m0} = U_{m0} + \Delta U_m, \alpha = \alpha_0 + \Delta \alpha)$$

$$I_{sol} = I_{sol0} + \Delta I_{sol}, \quad \Omega = \Omega_0 + \Delta \Omega, \quad \alpha_0 = \alpha_0 + \Delta \alpha$$

Les équations du système deviennent :

$$C_e \frac{\partial \Delta U_c}{\partial t} = R_d G \Delta I_{sol} - G U_c - \Delta I_L \quad (\text{IV-29})$$

$$L \frac{\partial \Delta I_L}{\partial t} = \Delta U_c + \Delta \alpha \cdot \Delta E_m - (1 - \alpha_0) \cdot \Delta E_m + \Delta \alpha \cdot \Delta E_m \quad (\text{IV-30})$$

$$\Delta I_m = (1 - \alpha_0) \Delta I_L - I_{l0} \Delta \alpha - \Delta \alpha \cdot \Delta I_L \quad (\text{IV-31})$$

$$\Delta U_m = L_m \frac{\partial \Delta I_m}{\partial t} + \Delta E_m \quad (\text{IV-32})$$

L'équation mécanique du système donne :

$$\Delta I_m = \frac{K_r}{K_m \cdot K_e} \cdot \Delta U_m^2 + \frac{2 \cdot K_r}{K_m \cdot K_e} U_{m0} \cdot \Delta U_m \quad (\text{IV-33})$$

En régime permanent en introduit les équations (IV-29) (IV-30) (IV-31) (IV-32) (IV-33), en

posant  $\frac{\partial}{\partial t} = 0$  :

On obtient la relation suivante ;

$$A \cdot \Delta U_m^2 + B \cdot \Delta U_m + C = 0 \quad (\text{IV-34})$$

D'où :

$$A = \frac{K_r}{K_e \cdot K_m},$$

$$B = \left[ \frac{2 \cdot K_r}{K_m \cdot K_e} - G \cdot \Delta \alpha^2 - 2 \cdot G (1 - \alpha_0) \Delta \alpha - G \cdot (1 - \alpha_0)^2 \right]$$

$$C = [G \cdot U_{m0} \Delta \alpha^2 + R_d \cdot G \cdot \Delta I_{sol} \cdot \Delta \alpha + G \cdot R_d \Delta I_{sol} \cdot (1 - \alpha_0)]$$

Donc nous avons une fonction de la forme :

$$F(\Delta \alpha, U_m) = 0. \quad (\text{IV-35})$$

Pour établir une relation entre la commande  $\alpha$  et la sortie  $U_m$ , Il est préférable dans ce cas de traiter le problème dans le cadre des **fonctions implicites**, pour établir la formule de la

dérivée  $\frac{\partial \Delta U_m}{\partial \Delta \alpha}$ , qui donne le rapport cyclique optimal.

Soit une fonction de deux variables définie dans un domaines D. Si à chaque valeur de x prise dans un intervalle]  $x_0-h_0, x_0+h_0$  [, on associe une seule valeur y telle que le couple (x, y) vérifie l'équation (V-35), on définit une fonction  $y=y(x)$  pour laquelle l'égalité  $F(x, y(x))=0$  est réalisée identiquement en x dans l'intervalle donné et on dit que l'équation (4-34) définit une fonction implicite y de x.

Si la fonction est implicite, elle vérifie les conditions suivantes :

$F(x, y)$  est définie et continue dans un rectangle D.

$F(x, y)$  est nulle en  $x_0, y_0$

Les dérivées partielles existent et sont continues dans le rectangle D.

$$\frac{\partial F(x_0, y_0)}{\partial y} \neq 0$$

Si ces conditions sont satisfaites, on peut écrire

$$\frac{\partial y}{\partial x} = - \frac{\frac{\partial F}{\partial x}}{\frac{\partial F}{\partial y}} \quad (\text{IV-36})$$

On admet que ces conditions existent dans notre cas (voir la démonstration mathématique)

Donc dans notre cas  $x=\Delta\alpha$  ,  $y=\Delta U_m$  D= (0,1)

On a :

$$\frac{\partial F}{\partial \Delta\alpha} = (-2.G.\Delta\alpha - 2.G(1-\alpha_0)).\Delta U_m + 2.G.U_{m0}\Delta\alpha + R_d.G.\Delta I_{sol}$$

$$\frac{\partial F}{\partial \Delta U_m} = 2.\left(\frac{K_r}{K_m.K_e}\right).\Delta U_m + \left[\frac{2.K_r}{K_c.K_m} - G.\Delta\alpha^2 - 2.G.(1-\alpha_0)\Delta\alpha - G.(1-\alpha_0)^2\right]$$

$$\frac{\partial \Delta U_m}{\partial \Delta\alpha} = - \frac{(-2.G.\Delta\alpha - 2.G(1-\alpha_0)).\Delta U_m + 2.G.U_{m0}\Delta\alpha + R_d.G.\Delta I_{sol}}{2.\left(\frac{K_r}{K_m.K_e}\right).\Delta U_m + B}$$

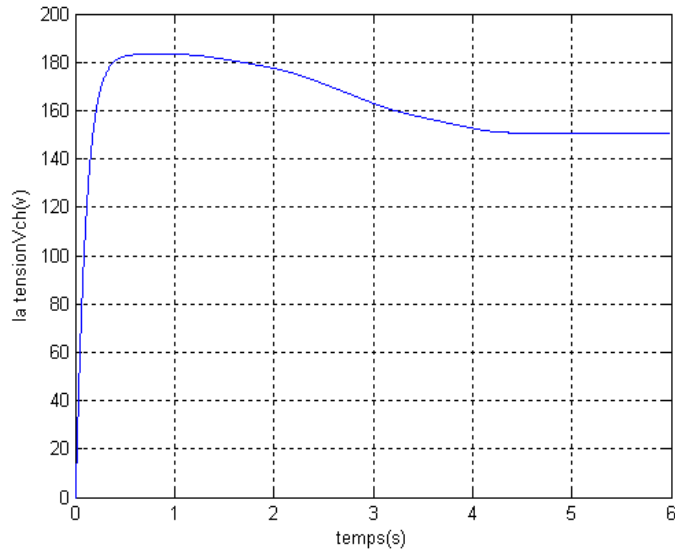
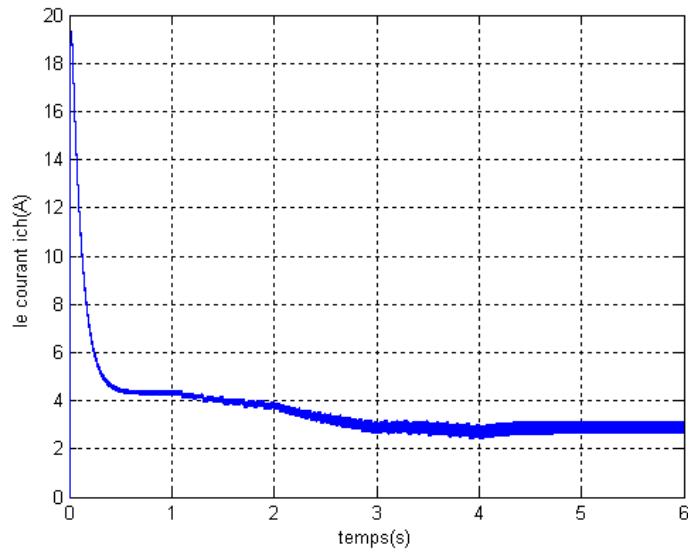
$$\frac{\partial \Delta U_m}{\partial \Delta\alpha} = 0$$

D'où :

$$\Delta U_{m(\max)} = \frac{2.G.U_{m0}.\Delta\alpha_{\max} + R_d.G.\Delta I_{sol}}{2.G.\Delta\alpha_{\max} - 2.G(1-\alpha_0)} \quad (\text{IV-37})$$

D'après (IV.37) peut être le problème est résoudre parce que la relation entre  $\Delta U_m$  et  $\Delta\alpha_{\max}$  est linéaire.

## IV.5 Les résultats de la simulation bloc GPV+convertisseur DC-DC+Mcc

Figure.IV. 12 : la tension optimisée  $V_{chopt}$ Figure. IV.13 : le courant optimisé de l'induit  $i_{ch}(t)$

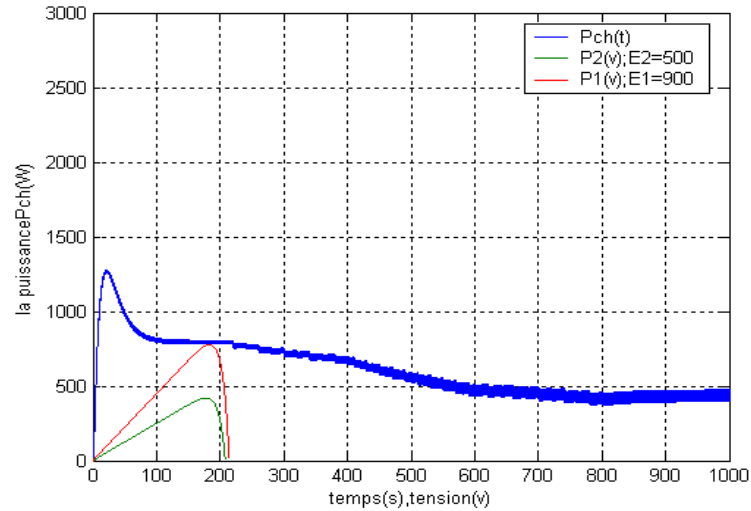


Figure. IV.14 : la puissance optimisée Pch

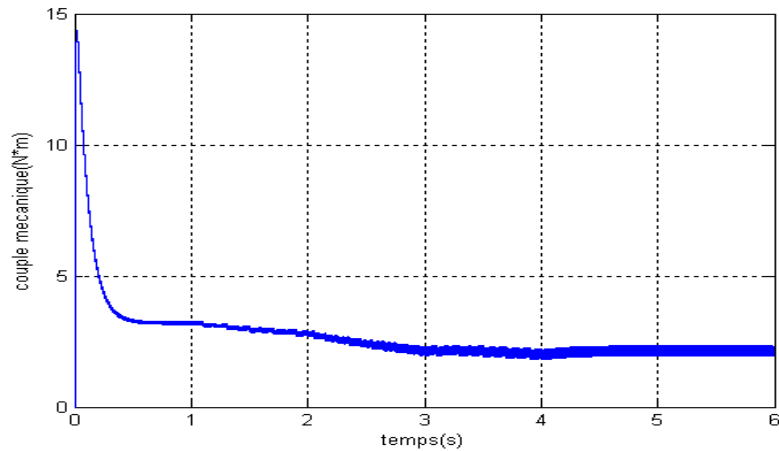


Figure. IV.15 le couple mécanique optimal

#### IV.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté une modélisation d'une machine à courant continu en régime dynamique et statique, ainsi que la modélisation et la commande d'un convertisseur DC-DC.

La représentation des équations électriques de la machine sous forme d'état, nous a permis de dégager puis d'établir des lois de commande du système.

## **Conclusion générale**

La production d'énergie électrique à l'aide de panneau photovoltaïque présente un point optimum de fonctionnement. i.e qu'il existe une tension aux bornes du générateur pour laquelle la puissance récoltée est maximale. Ce point optimum a la particularité de varier avec l'éclairement et la température. Des lors une connexion directe sur des batteries ou un moteur, dans notre cas un moteur à courant continu, ne permet pas de suivre ce point de puissance maximale.

Pour dépister ce point de fonctionnement qui varie avec le rayonnement et la température, un traqueur du point optimal (MPPT) est utilisé. Il est conçu à base de convertisseurs statiques qui sont l'élément de base pour l'optimisation de la puissance du générateur photovoltaïque.

L'efficacité énergétique étant le facteur prépondérant dans le choix du convertisseur qui donne une MPPT meilleure. Ce convertisseur choisi « l'hacheur survolteur » est étudié dans le chapitre II, a permis d'asservir le point de fonctionnement dans chaque variation de l'éclairement.

Le principe de la régulation est exposé au chapitre III et IV, à partir de ce principe nous avons pu concevoir un système de poursuite du point optimum à base de circuits analogiques.

Techniquement, il faut avant tout augmenter le rendement du convertisseur, quitte à utiliser des éléments plus coûteux, afin que le système reste performant (en terme de gain de puissance) sur une large plage de fonctionnement par rapport à une connexion directe.

Economiquement, ce système de régulation nous permet de réduire le nombre de modules photovoltaïques lorsqu'il s'agit de grandes puissances.

. Le MPPT offre une solution idéale à ce problème et donne des résultats probants. L'inconvénient de cette technique est la nécessité de résoudre des équations non linéaires compliquées résultant en l'utilisation des calculateurs numériques (microprocesseur, DSP...).

Cela entraîne une complexité à plusieurs niveaux tels la réalisation, l'implantation, l'adaptation et bien sûr la maintenance.



**Les paramètres du module photovoltaïque Type MSX60**

$K=1.3854e-23$  J/C

$q=1.6021e-19$  C

$N_{cs}=36$ ;

**Les paramètres du hacheur**

**1-sans régulation**

$U=20$  V

$C=0.00134$  F

$L=0.08$  mH

$R_{ch}=4.35$   $\Omega$

$F=25$  kHz

Le rapport cyclique  $\alpha=0.7$

**2-avec régulation**

$U=273$  V

**Les paramètres du PI**

$U_{\text{réf}}=500$  V

$K_p=0.083$

$K_i=0$

**Les paramètres de la machine**

$R_a=8.03$   $\Omega$

$L_a=0.045$  H

$k_e=0.741$  V/rad.s

$k_m=0.741$  Nm/A

$R_r=0.7$   $\Omega$

$J=0.0240$  N.s<sup>2</sup>

$p=1$ .

**Le nombre de modules associés en parallèle et en série**

$N_s=1$ ,  $N_p=10$

La température

$T=298$  °K

L'éclairement

$E_2=500$  W/m<sup>2</sup>;  $E_1=900$ W/m<sup>2</sup>.

## ملخص

الهدف من هذا العمل هو استخدام نظام تعقب نقطة الاستطاعة العظمي (MPPT) وفي هذا الأخير نقوم بتحسين مردود الهولد الكهربائي الشمسي بحيث نستعمل القواعد الخوارزمية كخوارزمية الاضطراب و الملاحظة, بالتنسيق مع التحكم برفع للجهد مع تقنية نموذجية عرض الموجة من اجل الحصول علي النقطة العظمي لكل تغير في الضوء للهولد الكهربائي الشمسي .

## Résumé

Le but de ce travail est de réaliser un système de suivi du point de puissance maximum (MPPT) et ce, afin d'optimiser l'utilisation d'un panneau photovoltaïque. Pour cela, on a utilisé des méthodes basées sur des algorithmes d'optimisation tels que l'algorithme, « Perturber & Observer » (P&O), afin de rechercher le point de puissance maximum pour chaque changement de l'éclairage d'un panneau solaire. Ce panneau est lie avec Un hacheur dévolteur (lévateur de tension). Avec technique de modulation de largeur d'impulsion.

## Abstract

The goal is to realize a maximum power point tracker system. With this intention We have place between the panels and the load, a boost converter whose variable cyclic ratio makes it possible to adapt the terminal voltage, of the module

### **Résumé**

Le but de ce travail est de réaliser un système de suivi du point de puissance maximum (**MPPT**) et ce, afin d'optimiser l'utilisation d'un panneau photovoltaïque. Pour cela, on a utilisé des méthodes basées sur des algorithmes d'optimisation tels que l'algorithme, « Perturber & Observer » (P&O), afin de rechercher le point de puissance maximum pour chaque changement de l'éclairement d'un panneau solaire. Ce panneau est alimenté par un hacheur survolteur (élevateur de tension) avec technique de modulation de largeur d'impulsion.