الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

Département du Génie Électrique

Mémoire de Fin d'Études

Présenté pour l'obtention du Diplôme
De Master en Génie Électrique

Option : Commande et électronique industrielle

THEME

LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MAS A CAGE D'ECUREUIL ALIMENTEE PAR GPV

Proposé et dirigé par
Dr .Abbadi Amel
Dr. Hamidia Fethia

Préparé et présenté
Par

Melle Boumahdi Meriem

Melle Larbi Akil Aicha

Année Universitaire 2016-2017

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à mes très chers parents qui veillent sur moi pour me voir réussir, et qui n'ont jamais cessé de m'encourager, de me conseiller. . . Ils

M'ont tout donné.

A Mes chersfrères: Sid Ali et sa femme et ses enfants Wael, Ahmed Karim et Meriem.

Hamid et sa femme

Mohamed et sa femme et leur fille May Assil

Kamel et son fils Rayen

Et ma chère sœur : Amel et son marie Ridha et leur filles Hadile , Malek et Meriem .

Et Ma chère amie et sœur binôme Meriem et à sa famille

Et mes âme sœurs : ,Assia, ,Asma ,Djalila, Imen, Ahlem, Houria, Karima ,hadjer, Takia et spécialement Chafia.

Et à toute ma grande famille sans exception spécialement à mes chères cousines.

A tous mes amis, particulièrement

A tous qui m'ont soutenue de prés ou de loin.

Aicha

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à mes très chers parents qui veillent sur moi pour me voir réussir, et qui n'ont jamais cessé de m'encourager, de me conseiller... Ils

M'ont tout donné.

A mes chères frères et sueurs

A toute la famille BOUMAHDI

Et Ma chère amie et sœur binôme Aicha et à sa famille

A tous mes amis

A tous qui m'ont soutenue de prés ou de loin.



Meriem

Remerciements

Tout d'abord nous aimerions remercier DIEU de nous avoir offert le

Courage pour réaliser ce projet et de nous avoir éclairé notre lanterne

Tout au long des années d'études.

Nous adressons nos remerciements les plus sincères à notre

Et nos promotrices Dr ABBADI .A et Dr HAMIDIA .F pour leur patience, leur disponibilité,

Leurs sacrifices, leur compréhension et leurs conseils bénéfiques.

Nos remerciements vont également à Imen et Chafia pour l'aide qu'elles nous ont offert et pour leur soutien moral tout long de ce projet.

Nous remercions particulièrement les membres de jury qui évalue notre travail.

Et le personnel de notre département ainsi que nos enseignants qui ont fait prouvent disponibilité durant nos études.

Sans oublier de remercier tous ceux qui ont contribué à la réalisation de ce travail

الملخص

الهدف من الأعمال التي عرضت هو المساهمة في دراسة نظام الضوئي.تتعلق دراسة الحالة بالتحكم المباشر للعزم لآلة غير متزنة التي تغذيها المولدات الكهربائية الضوئية فنظام الضوئية يعمل في الاستطاعة القصوى وتستخدم مرحلة مطابقة الاستمرار هي نقطة الاستطاعة القصوى وفي حالة وجود مضخة يقودها محرك غير اتزاني فمن الضروري الحفاظ على التوتر الصادر الذي يوفره نظام الضوئية لهذا أولا وقبل كل شيء نقوم بضبط التوتر ونستعمل الشبكات العصبية من اجل ضبط سرعة المحرك على أفضل أداء و ثبات يتم استخدام التحكم المباشر للعزم مع تحديد السرعة دائما على أساس الشبكات العصبية باستبدال المنظم التقليدي.

الكلمات المفتاحية

الكهروضوئي الاضطراب و الملاحظة , الشبكة العصبية ,التحكم المباشر للعزم , تتبع نقطة الطاقة القصوى,الآلة اللامتزامنة،

Résumé

L'objectif des travaux présentés dans ce mémoire est d'apporter une contribution à l'étude d'un système photovoltaïque fonctionnant à sa puissance maximale. Le cas étudié, concerne la commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone alimentée par GPV. Pour que le système photovoltaïque fonctionne à sa puissance maximale, un étage d'adaptation associé à un algorithme MPPT est utilisé « perturbation et observation». Et pour le cas d'une pompe entrainée par un moteur asynchrone comme moteur d'entrainement, Il est nécessaire de maintenir la tension délivrée par le système photovoltaïque constante. Pour cela, et en premier lieu, un système de contrôle de cette tension est présenté, la méthode utilisée pour la simulation de ce système est basée sur les réseaux de neurones.

Dans le but de régler la vitesse du moteur avec des meilleures performances, en second lieu, la commande directe du couple avec un réglage de vitesse basé toujours sur les réseaux de neurones est utilisé pour remplacer un régulateur conventionnel de type PI.

Mots clés :

Perturbation et observation , réseau de neurone artificiel, Commande Directe du Couple, MPPT, machine asynchrone, Photovoltaïque

Abstract

The aim of this works is to applicate the Direct Torque Control induction machine fed by photovoltaic system in order to obtain photovoltaic system works at the maximum power we will use MPPT algorithm as (P&O).At the case of pump driven by induction motor it is necessary to maintain the output voltage provided by the optical system to regulate the motor speed with best performance the direct torque control in speed based on the neural network to replace the conventional speed regulator PI classical .

Keywords : perturbation & observation, artificiel neural network, Direct Torque Control, MPPT, Asynchronous Machine, Photovoltaic.

Table de matière

Liste des figures ..... ***IX***

Liste des tableaux ..... ***XII***

Introduction Générale ..... ***XVI***

Chapitre I

Généralités sur les Générateurs Photovoltaïques

I.1 Introduction ***2***

I.2 Définition d'un système PV ***2***

I.3 L'effet photovoltaïque ***3***

I.4 La cellule photovoltaïque ***3***

I.4.1 Caractéristiques électriques d'une cellule photovoltaïque 4

I.4.2 Paramètres d'une cellule photovoltaïque **7**

I.4.2.1 Courant de court-circuit I_{cc} *8*

I.4.2.2 Tension de circuit-ouvert V_{co} 8

I.4.2.3 Facteur de forme *9*

I.5 Générateur photovoltaïque et ses performances ***9***

I.5.1 Caractéristique courant – tension 10

I.5.2 L'influence de la température et de l'éclairement sur les caractéristiques du module PV…….. 10

I.5.3 Influence de l'éclairement 11

I.5.4 Influence de la température 11

I.5.5 Influence de l'éclairement et la température 12

I.5.6 Influence de l'association série 13

I.5.7 Influence de l'association parallèle 14

I.5.8 Influence de l'association mixte (Série +Parallèle) 15

I.6 Avantages et inconvénients des systèmes photovoltaïques ***15***

I.6.1 Avantages 15

I.6.2 Inconvénients 15

I.7 Conclusion ***16***

Chapitre II

Les convertisseurs statiqueset la commande MPPT

II.1 Introduction ***17***

II.2 Les convertisseurs DC-DC (hacheurs) ***17***

II.2.1 Hacheur Survolteur (Boost) **18**
II.2.1.1 Modèle mathématique équivalent 18
II.2.1.2 Modèle approximé du convertisseur Boost 19
II.2.1.3 Les ondulations des courants et des tensions 21
II.2.1.4 Etude en régime continu 22
II.3 Hacheur dévolteur (Buck) ***23***
II.4 Le convertisseur Buck-Boost ***25***
II.5 Avantages et inconvénients des différents types d'hacheurs ***26***
II.6 Commandes MPPT des convertisseurs DC-DC ***26***
II.7 La commande MPPT ***27***
II.7.1 Poursuite du point de puissance maximale du générateur photovoltaïque **27**
II.7.2 Principe du MPPT 28
II.8 Classification de l'algorithme de suiveur la puissance max ***29***
II.8.1 Algorithme d'incrémentation de l'inductance 29
II.8.2 Méthode de perturbation et d'observation (P&O) 31
II.9 Avantages et inconvénients de P&O ***33***
II.9.1 Avantages 33
II.9.2 Inconvénients 33
II.10 Conclusion ***33***

Chapitre III

Modélisation de la machine asynchrone

III.1 Introduction ***34***
III.2 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone ***34***
III.3 Hypothèses simplifications ***34***
III.4 Equations générales de la MAS triphasé ***35***
III.4.1 Equations électriques 35
III.4.2 Equations magnétiques 36
III.4.3 Equations mécaniques 37
III.5 Changement de repère ***37***
III.5.1 Transformation de Park 37
III.5.2 Equations de la machine dans le modèle de Park 39
III.5.2.1 Equations électriques 39
III.5.2.2 Equations mécaniques 40
III.5.2.3 Expression en modèle d'état 40

III.6 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux *42*
III.6.1 Commande de l'onduleur par la technique MLI triangle-sinusoïdale 44
III.7 Résultats de simulation sans et avec onduleur *45*
III.8 Conclusion *47*

Chapitre IV

Commande directe du Couple (DTC)en boucle fermée

IV.1 Introduction *48*
IV.1.1 Principes de la DTC **48**
IV.1.2 Fonctionnement et séquence d'un onduleur de tension triphasé **49**
IV.1.2.1 Contrôle de flux statorique 50
IV1.2.2 Contrôle de couple électromagnétique 51
IV.1.2.3 Choix du vecteur de tension 52
IV.1.3 Estimateur du flux statorique **53**
IV.1.3.1 Estimateur du couple électromagnétique *54*
IV.1.3.2 Elaboration du vecteur de commande *55*
IV.1.3.3 Elaboration de la table de commutation *56*
IV.1.4 Les avantages et les inconvénients de la DTC **56**
IV.1.4.1 Avantages *56*
IV.1.4.2 Inconvénients *57*
IV.1.5 Réglage de vitesse conventionnel (régulateur de PI) *57*
IV.1.5.1 principe 57
IV.1.5.2 Résultat de simulation 58
IV.1.5.3 Interprétations des résultats *59*
IV.2 Commande par réseaux de neurones *60*
IV.2.1 Définitions **60**
IV.2.2 Le neurone 60
IV.2.2.1 Le neurone biologique *60*
IV.2.2.2 Le neurone artificiel *61*
IV.2.3 Réseau de neurones multicouches *61*
IV.2.3.1 Apprentissage *62*
IV.2.3.1.1 Apprentissage non supervisé 63
IV.2.3.1.2 Apprentissage non supervisé 63
IV.2.4 L'architecture du réseau **63**

IV.2.4.1 Avantages et inconvénients des réseaux de neurones 64
IV.2.4.1.1 Avantages.....64
IV.2.4.1.2 Inconvénients…….....65
IV.2.5 Application du réseau de neurones 65
IV.2.5.1 La commande MPPT basé sur les réseaux de neurones *66*
IV.2.5.1.1 Principe…..……..66
IV.2.5.1.2 Résultat de simulation…….66
IV.2.5.2 .3 Iterprétations des résultats 68
IV.2.5.4 Réglage de vitesse basé sur les réseaux de neurones……..……68
IV.2.5.4.1 Principe ……..…….68
IV.2.5.4.2 Résultats de simulation par réseaux de neurone ……..……..68
IV.2.5.4.3 Interprétations des résultats ……69
IV.2.5.5 Etude comparative entre les deux régulateurs utilisés..... 70
IV.2.6 Test robustesse 70
IV.2.6.1 Interprétations des résultats……..……..…….....……72
IV.2.7 Conclusion 73
Conclusion Générale.....74
Annexes 79

Liste des figures

Chapitre I *Généralité sur les systèmes photovoltaïques*

Figure I. 1 Schéma de principe d'une cellule photovoltaïque 3
Figure I. 2 Représentation schématique d'une cellule solaire. 4
Figure I. 3 Circuit électrique équivalent d'une cellule photovoltaïque.....5
Figure I. 4 Caractéristique courant-tension d'une cellule photovoltaïque.....10
Figure I. 5 Caractéristique courant- tension Figure I. 6 Caractéristique puissance- tension 11
Figure I. 7 Influence de l'éclairement sur I(V) et sur P(V) 11
Figure I. 8 Influence de la température sur I(V) et sur P(V).....12
Figure I. 9 Influence de l'éclairement et de la température sur I(V) et sur P(V).....12
Figure I. 10 Caractéristique résultante d'un groupement en série de cellules identiques.....13
Figure I. 11 Association de Ns modules solaires en série.....13
Figure I. 12 Caractéristique pour l'association parallèle.....14
Figure I. 13 Association de modules solaires en parallèle.....14
Figure I. 14 Association mixte x modules solaires.....15

Chapitre II *Les convertisseurs statiques et la commande MPPT*

Figure II. 1 Symbole d'un convertisseur DC-DC 18
Figure II. 2 Circuit électrique de base du hacheur survolteur.....18
Figure II. 3 Allure des variables dynamiques.....20
Figure II. 4 Caractéristique de la tension et du courant hacheur survolteur. 22
Figure II. 5 Circuit électrique de base du hacheur dévolteur.....23
Figure II. 6 Caractéristique de la tension et des courants dans le transistor et l'inductance d'un convertisseur Buck.....24
Figure II. 7 Variation de la tension de charge avec le courant de charge pour un convertisseur Buck. 25
Figure II. 8 Circuit électrique de base du hacheur dévolteur/survolteur. 25
Figure II. 9 Caractéristique de la tension et du courant du Buck-Boost.....26
Figure II. 10 Schéma synoptique d'un système photovoltaïque avec MPPT. 27
Figure II. 11 Chaîne de conversion d'énergie solaire comprenant une commande MPPT. 28
Figure II. 12 Recherche et recouvrement du Point de Puissance Maximale 29

Figure II. 13 Signe de $\frac{dP}{dV}$ pour différentes zones de fonctionnement.....30

Figure II. 14 Algorithme incrémental conductance.....31

Figure II. 15 Algorithme de la méthode de perturbation et d'observation P&O simple. 32

Chapitre III *Modélisation de la machine asynchrone*

Figure III. 1 Modèle d'une machine asynchrone triphasé.....35

Figure III. 2 Définition des angles entre les différents repères quadratiques.....38

Figure III. 3 Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....42

Figure III. 4 Schéma du principe de la technique MLI triangule-sinusoïdale.....44

Figure III. 5 Résultat de simulation d'une MAS sans onduleur.....45

Figure III. 6 Résultat de simulation d'une MAS avec onduleur.....46

Chapitre IV *Commande directe du Couple (DTC)en boucle fermée*

Figure IV. 1 Structure générale de la DTC-MAS alimentée par GPV 49

Figure IV. 2 Représentation vectorielle de l'onduleur de tension 50

Figure IV. 3 Sélection de la vectrice tension Vi correspondant au contrôle de l'amplitude de flux, b.) Évolution du vecteur flux statorique dans le plan (α, β). 51

Figure IV. 4 Répartition des zones. 53

Figure IV. 5 (a) Sélection des vecteur Vi correspondant au contrôle de l'amplitude de l'amplitude de (b) comparateur hystérésis à deux niveaux.....55

Figure IV. 6 Méthodes des pôles imposés 58

Figure IV. 7 Structure de régulation de la vitesse mécanique 58

Figure IV. 8 Résultat de simulation de la DTC classique d'une (MAS) avec régulateur PI alimentée par GPV. 59

Figure IV. 9 La tension de sortie d'hacheur survolteur 59

Figure IV. 10 Structure d'un réseau de neurone biologique.....61

Figure IV. 11 Modèle de base d'un neurone formel.....61

Figure IV. 12 Définition des couches d'un réseau multicouche.....62

Figure IV. 13 Schéma synoptique du procédé d'apprentissage du réseau de neurone 62

Figure IV. 14 Commande directe du couple d'une MAS alimenté par GPV basé sur les réseaux de neurones 65

Figure IV. 15 Résultat de simulation de la DTC d'une (MAS) avec régulateur PI alimentée par GPV.....67

Figure IV. 16 la tension de sortie d'hacheur survolteur.....67

Figure IV. 17 Résultat de simulation de la DTC d'une (MAS) neuronal alimentée par GPV.69
Figure IV. 18 la tension de sortie d'hacheur survolteur.....69
Figure IV. 19 Comparaison entre les différents régulateurs utilisés.....70
Figure IV. 20 Comparaison entre la variation de température.....71
Figure IV. 21 la tension de sortie d'hacheur survolteur.....71
Figure IV. 22 Comparaison entre la variation de l'éclairement.....72
Figure IV. 23 la tension de sortie d'hacheur survolteur.....72

Liste des tableaux

Tableau II. 1: les avantages et les inconvénients des différents types d'hacheurs……26

Tableau IV.1: Evolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur Vs appliqué dans la zone Ni…….52

Tableau IV.2: Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à deux niveaux.....…..56

Tableau IV.3 : Les caractéristiques des régulateurs neuronal……66

Tableau IV.4: Les caractéristiques des régulateurs neuronal……..68

a	Le facteur de qualité de diode entre 1 et 2 et doit être estimé
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
C_{ref}	La référence de couple
d	Indice de l'axe direct
D	Le rapport cyclique des impulsions qui commandent l'interrupteur.
f	Coefficient de frottement de la machine.
G_a	Éclairement de la lumière du soleil (W/m2).
G_{nom}	Irradiance de fiche technique au STC .
i_{SABC}, i_{Rabc}	Les courants triphasés statoriques et rotoriques
I_d	Courant de diode (A).
I	Courant de sortie du PV (A).
I_{sc}	Courant de court-circuit (A) .
I_{mp}	Courant au point de puissance maximum.
I_o	Courant de saturation renversé de diode.
$I_{sc}(T_1)$	Courant au T_1 de la température.
I_L	Le courant dans l'inductance.
J	Moment d'inertie de la machine
K	Constant de Boltzmann (1.381 x 10^{-23} J/K).
L_s	Inductance propre cyclique du stator
L_r	Inductance propre cyclique du rotor.
L_m	Inductance mutuelle cyclique stator-rotor
M_s	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
M_r	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

M_{sr}	Inductance mutuelle stator par apport au rotor et M_0 est sa valeur maximale
M_{rs}	L'inductance mutuelle rotor par apport au stator.
o	Indice de l'axe homopolaire
P_{mp}	Puissance au point de puissance maximum.
P	Nombre de pair de pôles.
$\left[P(\delta)\right]$	Matrice de passage directe de Park.
q	Charge élémentaire d'électron (1.602 x 10^{-19} Cb).
q	Indice de l'axe en quadrature.
R_S	Série de résistance (Ω).
R_P	Résistance parallèle (Ω).
R_s	Résistance statorique par phase.
R_r	Résistance rotorique par phase.
T	La température en Kelvin (°k).
T_{1nom}	La température de la cellule de la de la fiche technique au STC .
T_r	La constante de temps rotorique.
T_s	Étant la période des impulsions.
V	Tension de sortie du PV (V).
V_{oc}	Tension de circuit ouvert (V).
V_{mp}	Tension au point de puissance maximum.
V_d	Tension de diode.
V_{SABC}, V_{Rabc}	Les tensions triphasées statoriques et rotoriques
Φ_{SABC}, Φ_{Rabc}	Les flux triphasés à travers les enroulements statoriques et rotoriques
η	Le rendement
Ω	Vitesse angulaire de rotation.
ω	Vitesse angulaire électrique telle que $\omega = p\Omega$
θ_s	Angle électrique formé par l'axe direct d et l'axe de la phase a du stator
θ_r	Angle électrique que forment l'axe direct d et l'axe de la phase a du rotor

θ	Ecart angulaire entre stator et rotor
$\varphi_s\|_{t=0}$	La valeur initiale du flux statorique.
$\overline{\varphi_s}$	Le vecteur de flux statorique ;
$\overline{\varphi'_r}$	Le vecteur de flux rotorique ramené au stator ;
γ	L'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.
ΔC	La bande d'hystérésis du correcteur.

Liste des ACRONYMES

AC	Courant Alternatif (Alternative Curent).
DC	Courant Continu (Direct Curent).
DTC	Commande directe du couple.
FF	Facteur de forme.
GPV	Générateur Photovoltaïque.
MPPT	Maximum Power Point Tracking.
MLI	Modulation par largeur d'impulsion
MAS	Machine asynchrone
P &O	Perturbation et Observation.
PI	Proportionnelle Intégral
PV	Photovoltaïque.
RNA	Réseau de Neurone Artificielle.

Introduction Générale

Durant les dernières années, la croissance du besoin en énergie, ainsi que la pollution provenant de l'utilisation des énergies fossiles poussent le grand public à utiliser les énergies renouvelables. Dans ce contexte, l'énergie solaire photovoltaïque est l'une des plus importantes sources d'énergie renouvelable, qui présente un dénouement à nos problèmes de production d'énergie. De plus, cette énergie semble la plus prometteuse, non polluante et inépuisable. Néanmoins, la production de cette énergie est non linéaire et elle varie en fonction de l'intensité lumineuse, de la température et de la charge. Par conséquent, le point de fonctionnement du panneau photovoltaïque, PV ne coïncide pas toujours avec le point de puissance maximale. On utilise alors un mécanisme qui permet la recherche et la poursuite du point de puissance maximale, appelé 'maximal power point tracking', (MPPT afin que la puissance maximale soit générée en permanence.

Plusieurs travaux sont consacrés aux les systèmes photovoltaïques. Ils ont essayé de développer des algorithmes permettant d'extraire le maximum d'énergie convertie par le panneau ; donc de permettent un fonctionnement optimal du système photovoltaïque. On trouve dans la littérature des algorithmes basés sur des méthodes telles que: P&O' et Incrément les conductances 'IncCond'…etc. Ou par l'intelligence artificielle comme les réseaux de neurones artificiels.[OUD15]

La machine asynchrone est connue pour être la plus fiable des machines électriques, la plus robuste de sa génération, la moins coûteuse à sa fabrication. En effet, par sa simplicité de conception et d'entretien, la machine asynchrone a la faveur des industriels depuis son invention le siècle dernier. Cependant, cette simplicité s'accompagne d'une forte complexité physique liée aux interactions électromagnétiques existant entre le stator et le rotor. Ce qui a, en quelque sorte, limité son utilisation pendant longtemps [SID15].

La commande directe du couple (Direct torque control ou direct self-control en anglais) est une méthode de commande des variateurs de vitesse électrique. Comme son nom l'indique, elle se concentre sur la commande du couple. La méthode estime le flux magnétique et le couple du moteur à partir de la mesure des tensions et des courants alimentant celui-ci. Si le couple ou le flux sortent d'une plage de tolérance prédéfinies, les transistors du variateur de vitesse sont commutés vers l'état suivant de telle manière à revenir dans la plage aussi vite que possible

L'objectif de ce mémoire, c'est la commande par la méthode DTC d'une machine asynchrone cette dernière va alimentée par un GPV commandé par un algorithme dit MPPT,(poursuite du point de puissance maximale) dans le but d'amener le système à son optimum de puissance et à la maintenir en dépit des variation de paramètre (température et l'éclairement).

Notre mémoire se compose de quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous allons présenté des généralités sur les systèmes photovoltaïques .Construction des cellules photovoltaïques, l'effet photovoltaïque, principe de fonctionnement et les avantages et inconvénients.

Dans le deuxième chapitre, On va étudie quelques types de convertisseurs DC-DC, utilisés dans les systèmes photovoltaïques. Ainsi, on décrive des commandes MPPT classique des convertisseurs DC-DC basée sur contre réaction de puissance (P&O et IndCond).

.

Dans le troisième chapitre, nous allons présenter la modélisation de la machine asynchrone nous allons donné la représentation mathématique du moteur asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park. En se basant sur le modèle de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

Au quatrième chapitre, le travail sera consacré à la présentation de la commande directe du couple. Tout d'abord, nous allons expose brièvement les méthodes de commande de la machine pour arriver à présenter le principe de la commande DTC, on explique le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique, ensuite nous allons donné quelques généralités sur les réseaux de neurone, Nous avons obtenu les résultats de simulation de la DTC classique d'une (MAS) avec régulateur PI alimentée par GPV.

Ainsi que la DTC en présence de réglage de vitesse, où nous avons utilisé des régulateurs telle que les régulateurs classiques de type PI et ensuite nous avons remplacé ce régulateur conventionnel par des régulateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielle, telles quels réseaux de neurones pour l'amélioration des performances de la commande proposée.

Finalement, on va terminer par une conclusion générale.

Chapitre I

Généralités sur les Générateurs

Photovoltaïques

Chapitre I
Généralités sur les systèmes photovoltaïques

I.1 Introduction

Le soleil est une source énergétique quasiment illimitée, il pourrait couvrir plusieurs milliers de fois notre consommation globale d'énergie. C'est pourquoi, l'homme cherche depuis long temps à mettre à profit cette énergie importante et diffusée sur l'ensemble de la planète, il est arrivé à réaliser ce but par le moyen dit cellule photovoltaïque [SLA11].

Cette énergie solaire 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 400 w/m² crête dans les zones tempérées et jusqu'à 1000 W/m² lorsque l'atmosphère est faiblement polluées [OUD15].

Dans ce chapitre, nous présenterons tout d'abord état de l'art sur le système PV Pour comprendre le fonctionnement de cette énergie et en optimiser son utilisation, nous affecterons dans ce chapitre un rappel sur le principe de l'effet photovoltaïque, la cellule photovoltaïque et ses performances ainsi que le générateur solaire photovoltaïque et ces performances.

I.2 Définition d'un système PV

Le nom Photovoltaïque vient du Grec, il est composé de deux parties:

Photos : Lumière.

Volt : Unité de tension électrique, du nom Alessandro Volta.

Ce phénomène fut découvert au 19ème siècle par le physicien Alexandre Edmond Becquerel. La première cellule photovoltaïque fut développée début 1954 pour l'alimentation en énergie des satellites. Depuis 1958, les cellules photovoltaïques alimentent seulement le système énergétique des satellites jusqu'à ses premières applications terres très au début des années 70. Le photovoltaïque fut utiliser pour l'alimentation en énergie de petites maisons isolées et d'équipements de télécommunications. Aujourd'hui, grâce à sa fiabilité et à son concept respectueux de l'environnement, le photovoltaïque prend une place prépondérante [SLA11].

I.3 L'effet photovoltaïque

L'effet photovoltaïque c'est un phénomène physique propre à certains matériaux appelés "semi-conducteurs" qui, exposés à la lumière, produisent de l'électricité. Le plus connu d'entre eux est le silicium cristallin qui est utilisé aujourd'hui dans 90% des panneaux solaires produits dans le monde [SOF11].L'effet photovoltaïque est obtenu par absorption des photons dans un matériau semi-conducteur qui génère un courant. En effet lorsque les photons heurtent une surface mince de ces matériaux, ils transfèrent leur énergie aux électrons de la matière. Ceux-ci se mettent alors en mouvement dans une direction particulière, créant ainsi un courant électrique [OUD15]

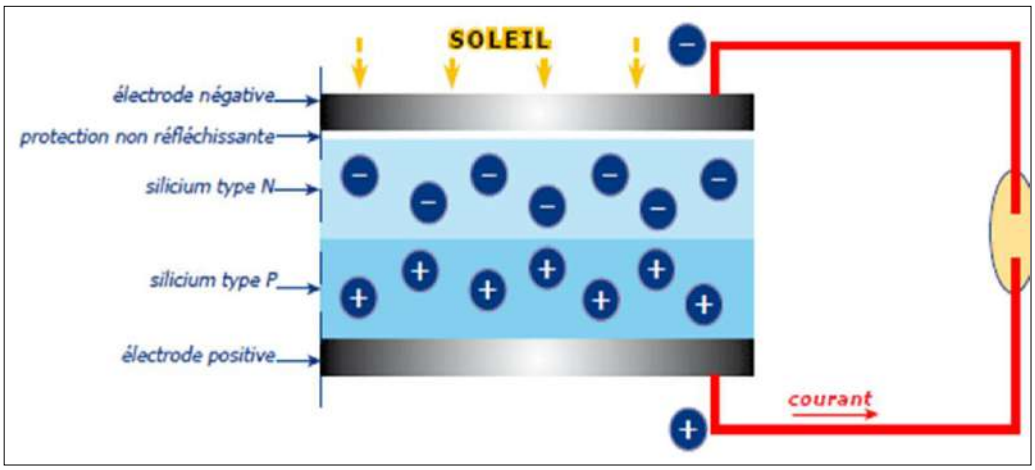


Figure I. 1 : Schéma de principe d'une cellule photovoltaïque

I.4 La cellule photovoltaïque

La cellule PV ou encore photopile est le plus petit élément d'une installation photovoltaïque. Elle est composée de matériaux semi-conducteurs et transforme directement l'énergie lumineuse en énergie électrique. Les cellules photovoltaïques sont constituées :

- d'une fine couche semi-conductrice (matériau possédant une bande interdite, qui joue le rôle de barrière d'énergie que les électrons ne peuvent franchir sans une excitation extérieure, et dont il est possible de faire varier les propriétés électroniques) tel que le silicium, qui est un matériau présentant une conductivité électrique relativement bonne.
- d'une couche anti-reflet permettant une pénétration maximale des rayons solaires.
- d'une grille conductrice sur le dessus ou cathode et d'un métal conducteur sur le dessous ou anode.

les plus récentes possèdent même une nouvelle combinaison de multi couches réfléchissants justes en dessous du semi-conducteur, permettant à la lumière de rebondir plus longtemps dans celui-ci pour améliorer le rendement.[HAN14]

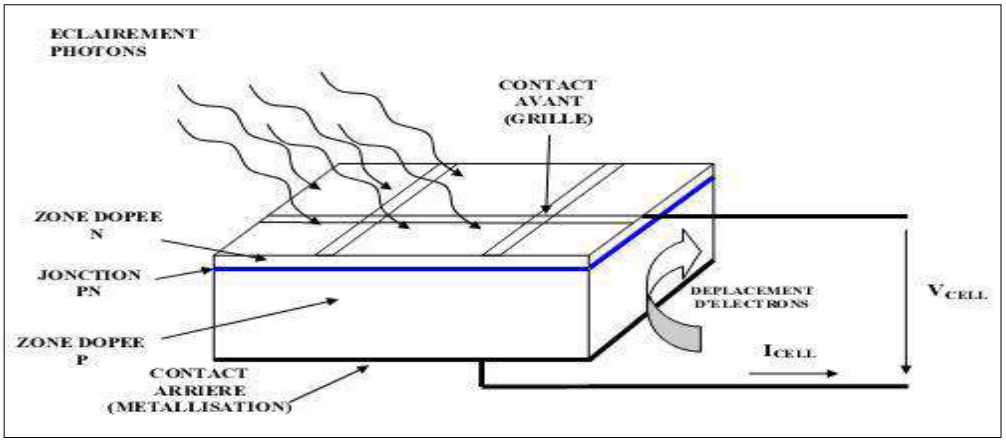


Figure I. 2 : Représentation schématique d'une cellule solaire [BED14].

Une cellule photovoltaïque est basée sur le phénomène physique appelé effet photovoltaïque qui consiste à établir une force électromotrice lorsque la surface de cette cellule est exposée à la lumière [HAN14] **.**

I.4.1 Caractéristiques électriques d'une cellule photovoltaïque

Les cellules solaires sont généralement associées en série et en parallèle, puis encapsulées sous verre pour obtenir un module photovoltaïque. Un générateur PV est constitué de modules interconnectés pour former une unité produisant une puissance continue élevée compatible avec le matériel électrique usuel. Les modules PV sont habituellement branchés en série parallèle pour augmenter la tension et l'intensité à la sortie du générateur. Les modules interconnectés sont montés sur des supports métalliques et inclinés suivant l'angle désiré en fonction du lieu, cet ensemble est souvent désigné par champ de modules [OUD15].

Ainsi la caractéristique « $I-V$ » du générateur PV est basée sur celle d'une cellule élémentaire modélisée par le circuit équivalent bien connu (figure I.3).Ce circuit introduit une source de courant et une diode en parallèle, ainsi que des résistances série R_S et parallèle (shunt) R_P pour tenir compte des phénomènes dissipatifs au niveau de la cellule.

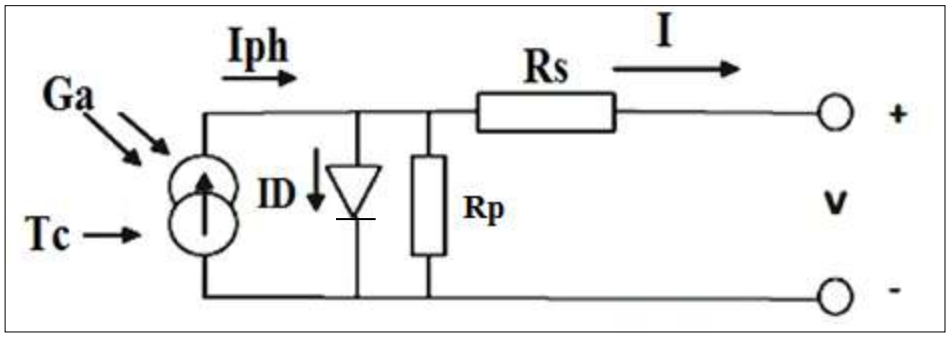


Figure I. 3 : Circuit électrique équivalent d'une cellule photovoltaïque.

La résistance série est due à la contribution des résistances de base et du front de la jonction et des contacts face avant et arrière. La résistance parallèle rend compte des effets, tels que le courant de fuite par les bords de la cellule, elle est réduite du fait de la pénétration des impuretés métalliques dans la jonction (surtout si cette pénétration est profonde). Ce circuit peut être utilisé aussi bien pour une cellule élémentaire, que pour un module ou un panneau constitué de plusieurs modules [OUD15].

Dans la figure (I.3) les différents paramètres caractéristiques des cellules photovoltaïques sont:

I_{ph} : Les courants générés par les cellules solaires (A).

R_S **:** Série de résistance (Ω).

R_P **:** Résistance parallèle (Ω).

G_a : Éclairement de la lumière du soleil (W/m2).

I_d : Courant de diode (A).

I : Courant de sortie du PV (A).

V : Tension de sortie du PV (V).

Le fabricant du module solaire donne d'autres paramètres requis pour modeler les piles solaires. La fiche technique qui donne les caractéristiques électriques est calculée. Ces conditions normales d'essais : la température T est 25°C et l'irradiante G est 1000 W / m^2 Les paramètres qui peuvent être trouvés sur la fiche technique sont :

V_{co} : Tension de circuit ouvert (V).

I_{sc} : Courant de court-circuit (A) .

P_{mp} : Puissance au point de puissance maximum.

V_{mp} : Tension au point de puissance maximum.

I_{mp} : Courant au point de puissance maximum.

A partir de cellule idéal le courant de sortie de la cellule de PV est :

$$I = I_{ph} - I_d - I_R \quad \text{(I.1)}$$

Où :

Par équation de Shockley, l'identification de courant de diode est donnée par :

$$I_d = I_o(e^{-\frac{qVd}{KT}} - 1) \quad \text{(I.2)}$$

Où :

I_o : Courant de saturation renversé de diode.

q : Charge élémentaire d'électron (1.602 x 10^{-19} Cb).

V_d : Tension de diode.

K : Constant de Boltzmann (1.381 x 10^{-23} J/K).

T : La température en Kelvin (°k).

La relation entre la tension et le résultat actuel en remplaçant le courant de diode :

$$I = I_{ph} - I_o(e^{\frac{qVd}{KT}} - 1) \quad \text{(I.3)}$$

$$I_o(T_1)\frac{I_{ph}(T_1)}{\left(e^{\frac{qV_{co}}{KT}} - 1\right)}$$

Le courant produit par les piles solaires I_{pv} peut être rapproché avec l' *Isc* courant de court circuit. Le courant produit peut être calculé pour d'autre irradiance. Le courant, la température et l'irradiance standard de la fiche technique sont employés pour déterminer le courant à des états différents. $I_{sc} \approx I_{ph}$

$$I_{sc}(T_1) = \left(\frac{G}{G_{nom}}\right) I_{sc}(T_{1nom}) \quad \text{(I.4)}$$

Où :

$I_{sc}(T_1)$: Courant à la température T_1

T_{1nom} : La température de la cellule de la de la fiche technique au STC .

G_{nom} : Irradiance de fiche technique au STC .

$$I = I_{ph} - I_o \left[e^{q\left(\frac{(V + I.R_s)}{aKT}\right)} \right] - \left(\frac{V + I.R_s}{R_p} \right) \quad \text{(I.5)}$$

Où :

a : Le facteur de qualité de diode entre 1 et 2 et doit être estimé. Sa valeur égale à 1 pour la diode idéale.

V : Est la tension de cellules. Pour un module PV, la tension de cellules est multipliée par le montant total des cellules en série.[OUD15].

Le courant de saturation renversé I_o dépend de la température T .Il est calculé par l'équation suivante :

$$I_o = I_o(T_1)\left(\frac{T}{T_1}\right)^{\frac{3}{n}} e^{\frac{qvq(T_1)}{aK\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_1}\right)}} \quad \text{(I.6)}$$

La valeur de la résistance série R_s est mesurée de la pente dV/dI de la courbe $I-V$ à la tension de circuit ouvert de point. L'équation de est donnée par :

$$R_s = -\frac{dV}{dI_{(vco)}} - \frac{aKT/q}{I_o e^{\left(\frac{qV_{co}}{aKT}\right)}} \quad \text{(I.7)}$$

Le modèle est accompli en employant les équations récursives suivantes pour trouver les courants .L'équation récursive est employée pour calculer le courant pour p cellules en parallèle.

$$I_{n+1} = I_n - \frac{I_{ph} - I_n - I_o\left[e^{q\left(\frac{V+I_n R_s}{aKT}\right)} - 1\right]}{-1 - I_o\left(\frac{q.R_s}{aKT}\right)e^{q\left(\frac{V+I_n.R_s}{aKT}\right)}} \quad \text{(I.8)}$$

I.4.2 Paramètres d'une cellule photovoltaïque

Les paramètres des cellules photovoltaïques (I_{cc},$V_{co,}$ et FF), extraits des caractéristiques courant-tensions, permettent de comparer différentes cellules éclairées dans des conditions identiques.[OUD15].

I.4.2.1 Courant de court-circuit I_{cc}

C'est le courant pour lequel la tension aux bornes de la cellule ou du générateur PV est nulle. Dans le cas idéal (R_{ser} nulle et R_{shu} infinie), ce courant se confond avec le photo-courant I_{ph} dans le cas contraire [HAN14].

On obtient:

$$I_{cc} = I_{ph} - I_{sat}\left[\exp^{\left(\frac{e(I_{cc}.R_s)}{nKT}-1\right)}\right] - \left(\frac{I_{cc}.R_s}{R_p}\right) \quad \text{(I.9)}$$

Pour la plupart des cellules (dont la résistance série est faible), on peut négliger le terme :

$$I_{sat} = \left[\exp\left(\frac{e\left(I_{ph}.R_s\right)}{nKT}\right)-1\right] \quad \text{(I.10)}$$

Devant I_{ph} , l'expression approchée du courant de court-circuit est alors:

$$I_{cc} \cong \frac{I_{ph}}{\left(1+\frac{R_s}{R_p}\right)} \quad \text{(I.11)}$$

Quantitativement, il a la plus grande valeur du courant généré par la cellule (pratiquement $I_{cc} = I_{ph}$)

I.4.2.2 Tension de circuit-ouvert V_{co}

C'est la tension V_{co} pour laquelle le courant débité par le générateur photovoltaïque est nul. (C'est la tension maximale d'une photopile ou d'un générateur photovoltaïque).[HAN14].

$$0 = I_{cc} - I_{sat}\left[\exp^{\left(\frac{ev_{pv}}{nKT}\right)}-1\right] - \left(\frac{V_{pv}}{R_p}\right) \quad \text{(I.12)}$$

Dans le cas idéal, sa valeur est légèrement inférieur à :

$$V_{co} = V_T Ln\left[\frac{I_{ph}}{I_{sat}}+1\right] \quad \text{(I.13)}$$

Avec :

$$VT = e\frac{q.n}{KT}$$

Le rendement η, (efficience) des cellules PV désigne le rendement de conversion en puissance. Il est défini comme étant le rapport entre la puissance maximale délivrée par la cellule et la puissance lumineuse incidente Il est donné par :[OUD15].

$$\eta = \frac{P_{\max}}{P_{inc}} = \frac{I_{opt}V_{opt}}{P_{inc}} \quad \text{(I.14)}$$

I.4.2.3 Facteur de forme

Le facteur de forme représente l'efficacité de la cellule, il peut nous renseigner sur le vieillissement de la cellule. C'est le rapport entre la puissance maximale que peut fournir une cellule et la puissance qu'il est théoriquement possible d'obtenir (puissance optimale [HAN14] Les meilleure cellules auront donc fait l'objet de compromise technologique pour atteindre le plus possible les caractéristique idéales [OUD15]:

Il est défini par la relation suivante :

$$FF = \frac{P_{\max}}{I_{cc}V_{co}} = \frac{I_{opt}V_{opt}}{I_{cc}V_{co}} \quad \text{(I.15)}$$

I.5 Générateur photovoltaïque et ses performances

Le générateur photovoltaïque est un ensemble d'équipements mis en place pour exploiter l'énergie photovoltaïque afin de satisfaire les besoins en charge. En fonction de la puissance désirée, les modules peuvent être assemblés en panneaux pour constituer un "champ photovoltaïque". Relié au récepteur sans autre élément, le panneau solaire fonctionne "au fil du soleil", c'est-à-dire que la puissance électrique fournie au récepteur est fonction de la puissance d'ensoleillement. Elle est donc à son maximum lorsque le soleil est nulle à la nuit.

Mais, très souvent, les besoins en électricité ne correspondent pas aux heures d'ensoleillement et nécessitent une intensité régulière (éclairage ou alimentation de réfrigérateurs, par exemple). On équipe alors le système de batteries d'accumulateurs qui permettent de stocker l'électricité et de la restituer en temps voulu.

Pour un certain nombre d'applications, le courant continu produit, par le générateur photovoltaïque, est convertit à l'aide d'un onduleur en courant alternatif.

Un module photovoltaïque est constitué d'un ensemble de cellules photovoltaïques élémentaires montées en série et/ou en parallèle afin d'obtenir des caractéristiques électriques

désirées tels que: la puissance, le courant de court-circuit I_{cc} ou la tension en circuit ouvert V_{co}

Un générateur photovoltaïque est constitué d'un ou plusieurs modules PV en série et /ou en parallèle pour obtenir une puissance, un I_{cc} et un V_{co} désirés [OUD15]

I.5.1 Caractéristique courant – tension

La caractéristique principale du générateur photovoltaïque est la caractéristique $I-V$ qui montre comment un générateur photovoltaïque répondra à toutes les charges possibles sous un ensemble particulier des conditions d'ensoleillement et de température [AOU14]

La caractéristique réelle et le schéma équivalent de la cellule sont représentés sur la figure (I.4).Les valeurs respectives des divers éléments du schéma équivalent déterminent les performances de la cellule réelle [OUD15].

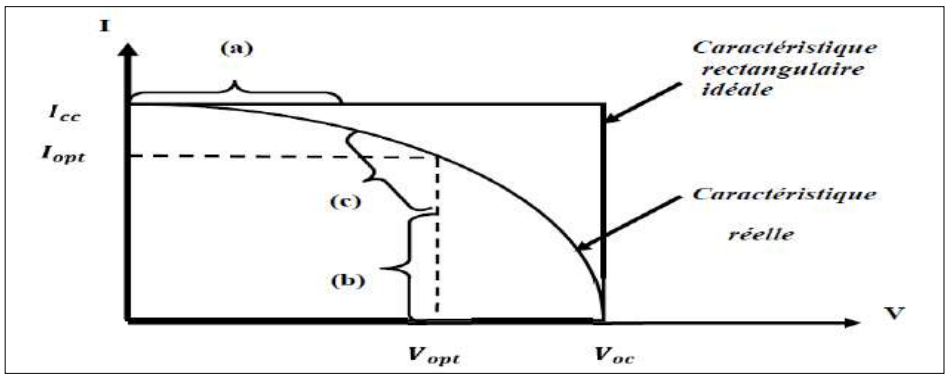


Figure I. 4 : Caractéristique courant-tension d'une cellule photovoltaïque

La caractéristique se divise en trois parties :

- (a) où la cellule se comporte comme un générateur de courant I_{cc} proportionnel à l'éclairement,
- (b) où la cellule se comporte comme un générateur de tension V_{co}
- (c) ou l'impédance interne du générateur varie rapidement.

I.5.2 L'influence de la température et de l'éclairement sur les caractéristiques du module PV

Il est important de connaitre l'influence de la température et de l'éclairement sur les caractéristique courant- tension I(V) figure (I-5) et puissance – tension P(V) figure (I-6) du module PV.

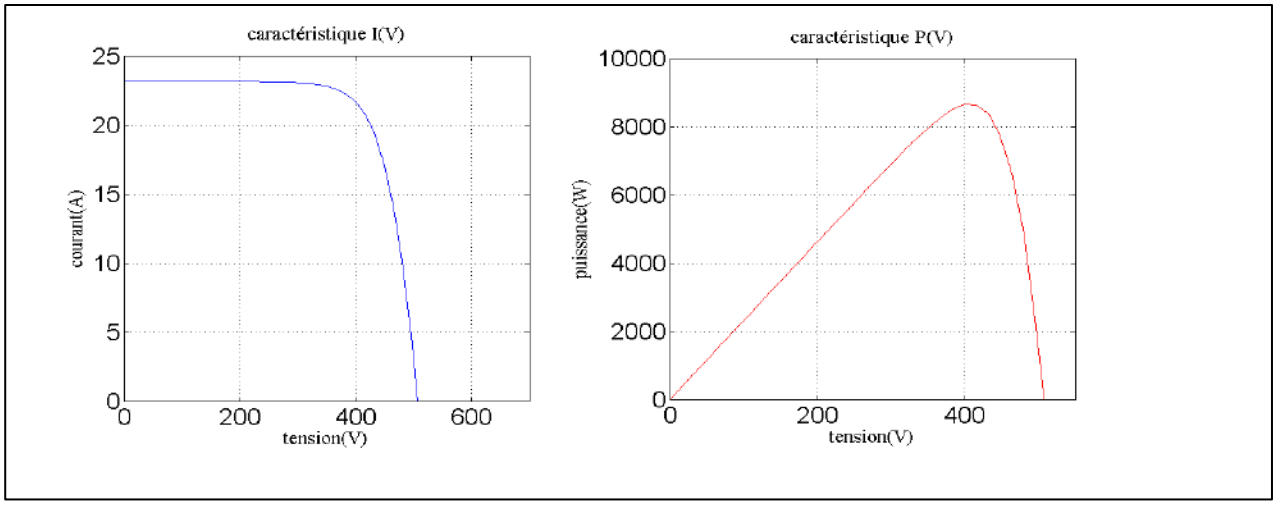


Figure I.5: Champs électrique de courant- tension **Figure I.6 :** Champs électrique de puissance- tension

I.5.3 Influence de l'éclairement

Lorsque nous maintenons une température constante **(25°C)** à différents éclairements (**200W /m^2,400W /m^2, 600W /m^2, 800W /m^2, 1000W /m^2)**on remarque que l'accroissement du courant de court-circuit est beaucoup plus important que l'augmentation de la tension de circuit ouvert .Figure **(I-7)**

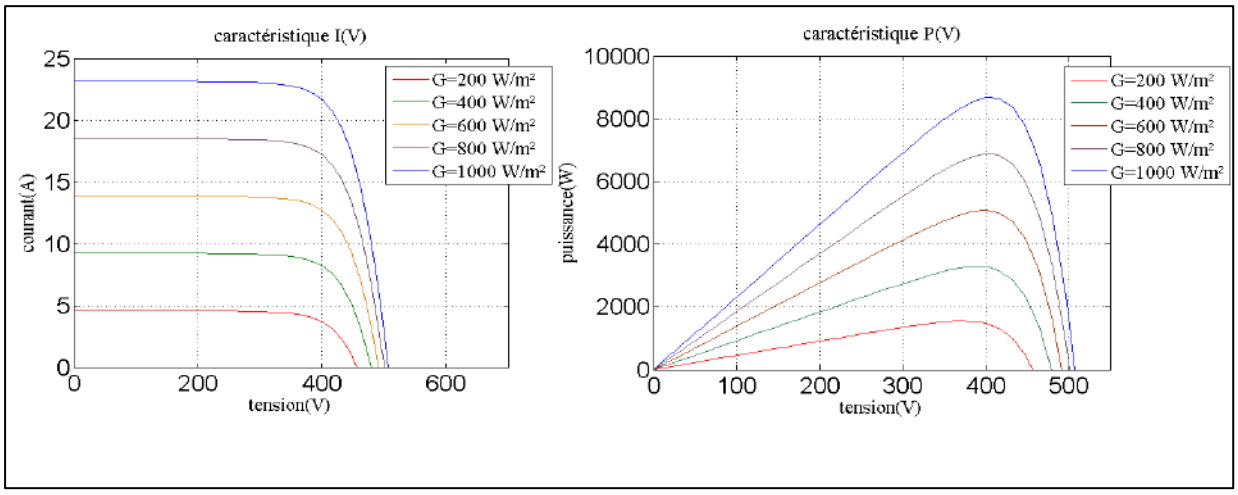


Figure I. 7 : Influence de l'éclairement sur I(V) et sur P(V)

I.5.4 Influence de la température

La température est un paramètre important dans le comportement du générateur photovoltaïque. Nous avons effectué une simulation où nous avons maintenu un éclairement constant **(G=1000W /m^2)** pour différentes température **(25°C, 50°C ,75°C ,100°C)**. La tension

à vide va diminuer lorsque la température va augmentée, à l'inverse du courant de court-circuit. Figure **(I-8).**

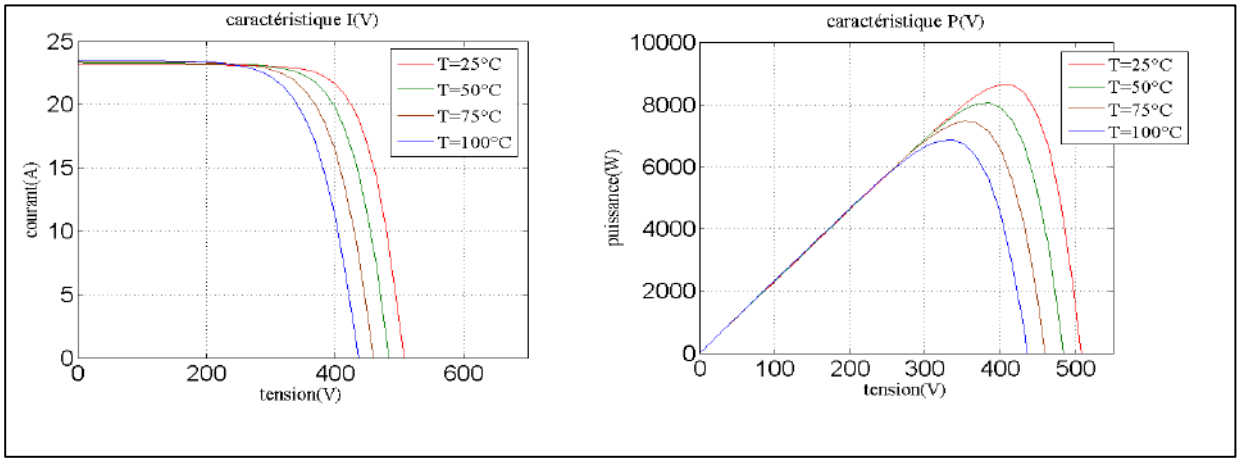


Figure I. 8 : Influence de la température sur I(V) et sur P(V)

I.5.5 Influence de l'éclairement et la température

La variation de la température et de l'éclairement en même temps **(250W /m²et25°C, 500W /m²et 50°C, 750W /m²et75°C, 1000W /m²et100°C)**, nous a permet de conclure qu'il y a une petite variation de la tension du circuit-ouvert (V_{co}), par contre il y a une grande variation du courant (I_{cc}), voire figure **(I-9).**

On remarque aussi que la puissance délivrée par le générateur photovoltaïque dépend beaucoup plus de la variation de l'éclairement que la variation de la température.

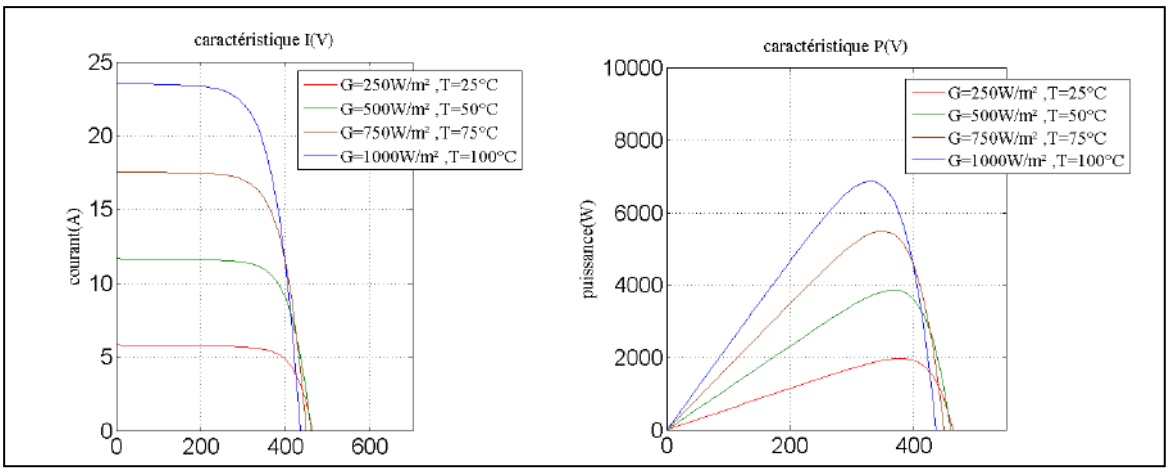


Figure I. 9 : Influence de l'éclairement et de la température sur I(V) et sur P(V).

I.5.6 Influence de l'association série

La résistance série caractérise les pertes par effets Joule de la résistance propre du semi-conducteur et les pertes à travers les grilles de collectes et les mauvais contactes ohmiques de la cellule. Les contacts semi-conducteur– électrodes à résistance élevée abaissent appréciablement la tension et le courant de sortie ce qui va limiter le rendement de conversion [MEF11].

La Figure (I.10) montre la caractéristique résultante (I_{scc}, V_{sco}) obtenue en associant en série (indices) N_s cellules identiques (I_{cc}, V_{co}), ainsi :

$$I_{scc} = I_{cc} et V_{sco} = n_s V_{sco} \quad \text{(I.16)}$$

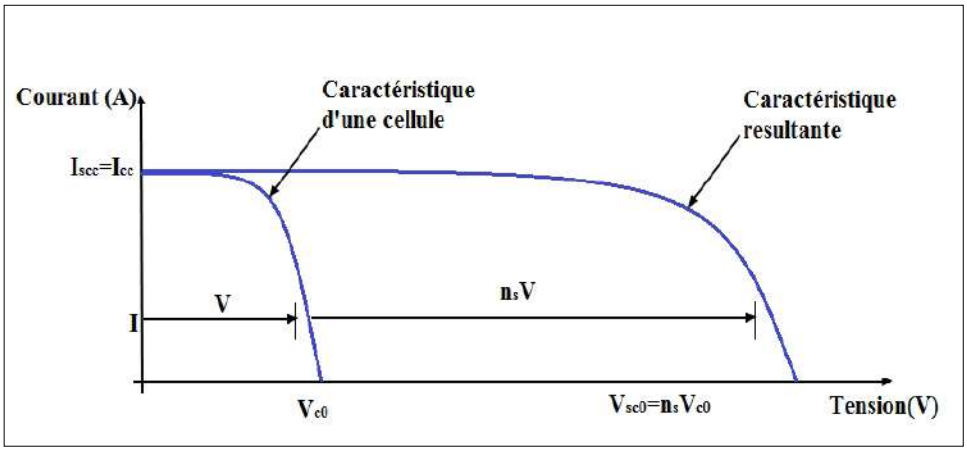


Figure I. 10 : Caractéristique résultante d'un groupement en série de N_s cellules identiques [OUD15]

L'association en série des cellules délivre une tension égale à la somme des tensions individuelles et un courant égal à celui d'une seule cellule [HAN14]

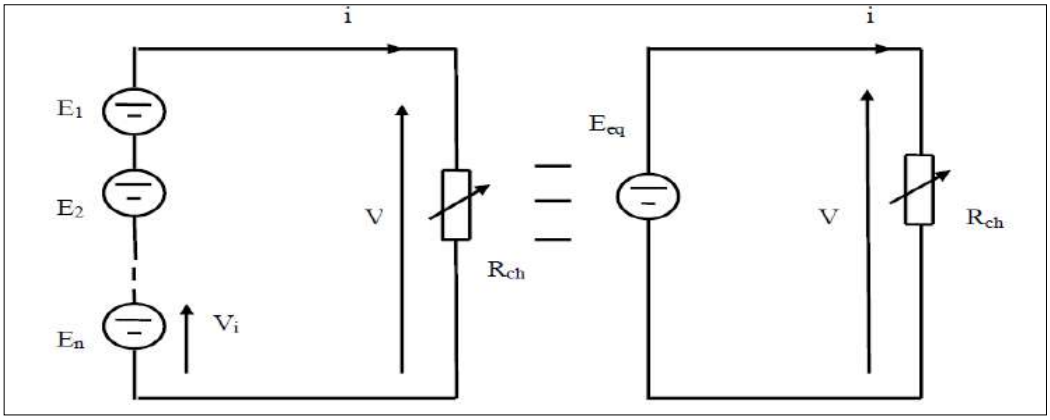


Figure I. 11 : Association de *Ns* modules solaires en série.

I.5.7 Influence de l'association parallèle

En additionnant des cellules (modules) identiques en parallèle, la tension de la branche est égale à la tension de chaque cellule et l'intensité augmente proportionnellement au nombre de cellules en parallèle dans la branche [DJE11]

La figure (I-12) montre la caractéristique résultante obtenue en associant en parallèles N_p cellules identiques.

$$I_{pcc} = N_s I_{cc} et V_{pco} = Vsco \quad \text{(I.17)}$$

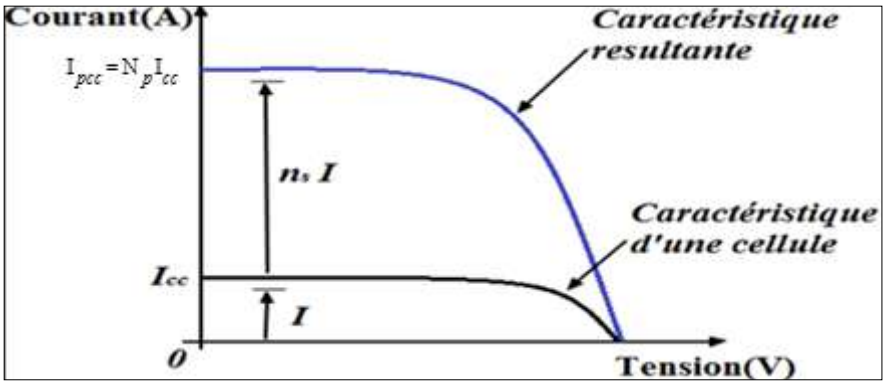


Figure I. 12 : Caractéristique $I(V)$ pour l'association parallèle [OUD15]

L'association en parallèle des photopiles délivre un courant égal à la somme des courants individuels et une tension égale à celui d'une seule cellule [HAN14]

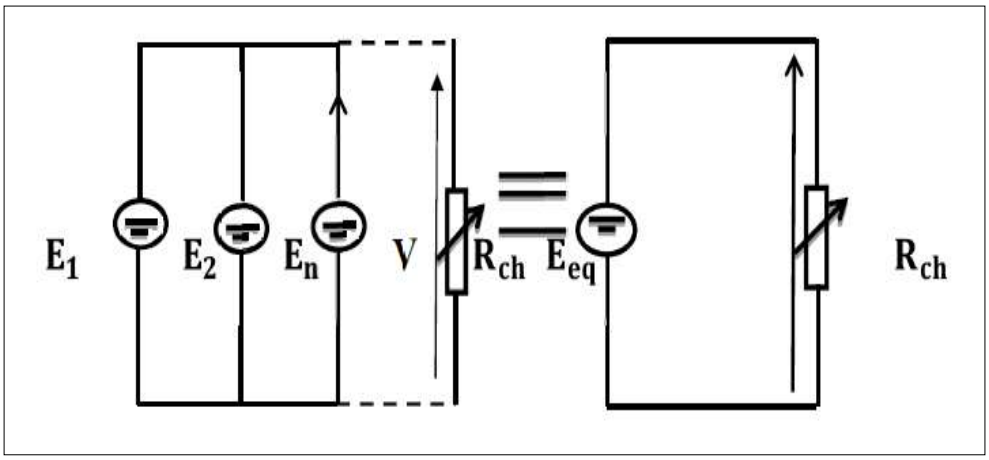


Figure I. 13 : Association de N_p modules solaires en parallèle [HAN14]

I.5.8 Influence de l'association mixte (Série +Parallèle)

On est obligé d'utiliser un groupement mixte, c'est-à-dire Série-Parallèle, Pour avoir une satisfaction en courant et en tension.

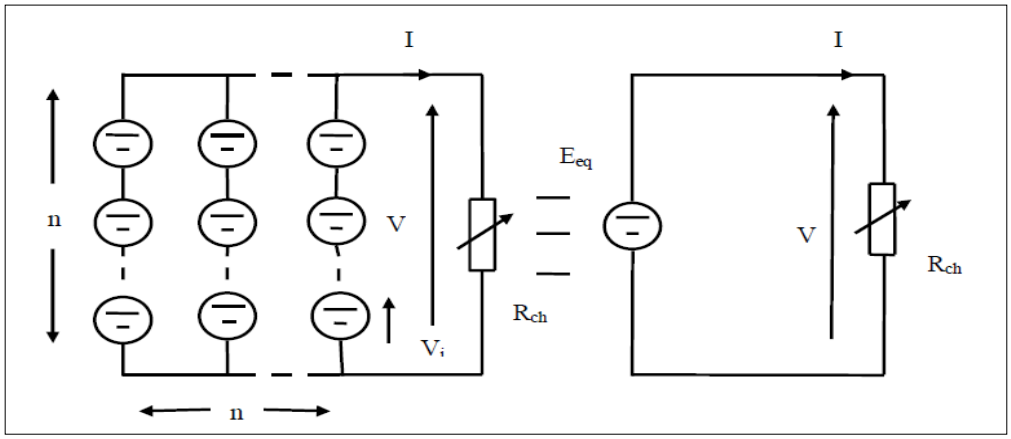


Figure I. 14 : Association mixte N_s x N_p modules solaires.[HAN14]

I.6 Avantages et inconvénients des systèmes photovoltaïques

I.6.1 Avantages

Les systèmes photovoltaïques ont les avantages suivantes :[BOU16]

- ✓ ils peuvent être des systèmes autonomes qui actionnent sûrement sans surveillance pendant de longues périodes.
- ✓ ils ne consomment aucun carburant, leur carburant est abondant et libre.
- ✓ ils peuvent être combinés avec d'autres sources d'énergie pour augmenter la fiabilité de système.
- ✓ ils n'exigent aucun raccordement à une source d'énergie ou à un approvisionnement en carburant existant [AOU14].

Le soleil est une source d'énergie propre et renouvelable, l'utilisation de l'énergie solaire ne produit ni le gaz ni le déchet toxique.

I.6.2 Inconvénients [AOU14]

- ➢ les modules solaires sont encore lointains pour produire une fraction significative de l'énergie du monde requise.
- ➢ le rendement réel d'un module photovoltaïque et de l'ordre de 10 à 15 %,
- ➢ ils sont tributaires des conditions météorologiques.

- l'énergie issue du générateur photovoltaïque est continu et de faible voltage (< à 30V) donc il doit être transformé par l'intermédiaire d'un onduleur.
- beaucoup des appareils vendus sur le marché fonctionnent avec du 230 V alternatif

I.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné un aperçu général sur le système photovoltaïque. On a commencé par donner l'essentiel sur les cellules solaires. On a étudié le principe de l'effet photovoltaïque. Aussi On a représenté les caractéristiques de générateur PV. Ainsi que les avantages et les inconvénients du système photovoltaïque.

Chapitre II

Les convertisseurs statiques

et la commande MPPT

Chapitre II
Les convertisseurs statiques et la commande MPPT

II.1 Introduction

Dans un système de conversion des énergies renouvelables des convertisseurs sont utilisés pour charger des batteries de stockage et pour transformer le courant continu en courant alternatif et inversement. Trois types de convertisseurs sont souvent rencontrés dans les énergies renouvelables: les redresseurs, les onduleurs, les hacheurs.

L'étude du convertisseur est intéressante dans la mesure où il est utilisé dans la plupart des nouveaux types de sources de production d'énergie disponible connectée au réseau (éolienne, photovoltaïque, pile à combustible…) [HAN14].

Un *GPV* présente des caractéristiques courant-tension non linéaires avec des PPM . Ces caractéristiques dépendent entre autre du niveau d'éclairement et de la température de la cellule [OUD15].

Dans ce chapitre nous présentons les convertisseurs statiques qu'on peut utiliser dans le système photovoltaïque. Premièrement on commence par les convertisseurs $(DC-DC)$ et ces différents types, On présente aussi, quelques méthodes $MPPT$ basées sur réaction de puissance, comme l'algorithme d'incrémentation de l'inductance et la méthode de perturbation et observation.

II.2 Les convertisseurs DC-DC (hacheurs)

Le hacheur est un convertisseur continue/continue permettant de convertir une énergie continue à un niveau donné de tension (ou de courant) en une énergie continue à un autre niveau de tension (ou de courant).Son utilisation s'avère nécessaire pour stocker l'énergie photovoltaïque dans des batteries, ou pour alimenter une charge continue .

Le hacheur se compose de condensateurs, d'inductance et de commutateurs. Dans le cas idéal, tous ces dispositifs ne consomment aucune puissance active, c'est la raison pour laquelle on a de bons rendements dans les hacheurs.

Les hacheurs sont des convertisseurs continu qui procèdent par découpage d'une grandeur d'entrée continue, tension ou courant et dont la grandeur de sortie est également continue ou à faible ondulation [HAN14].

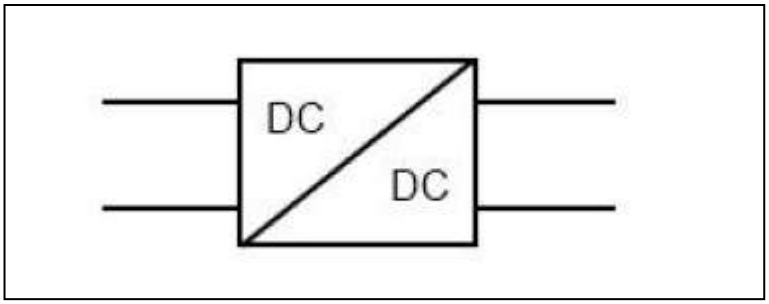


Figure II. 1 : Symbole d'un convertisseur DC-DC.

II.2.1 Hacheur Survolteur (Boost)

Le convertisseur Boost ou hacheur parallèle est connu par le nom d'élévateur de tension .Le schéma de la figure(II.2), représente le circuit électrique du Boost .Au premier temps $[0, DT_s]$ le transistor est fermé le courant dans l'inductance croit progressivement, et au fur et à mesure, elle emmagasine de l'énergie, jusqu'a la fin de la première période. Ensuite, le transistor s'ouvre et l'inductance (L) s'opposant à la diminution de courant (I_L), génère une tension qui s'ajoute à la tension de source, qui s'applique sur la charge (R) à travers la diode (D) [CHE15].

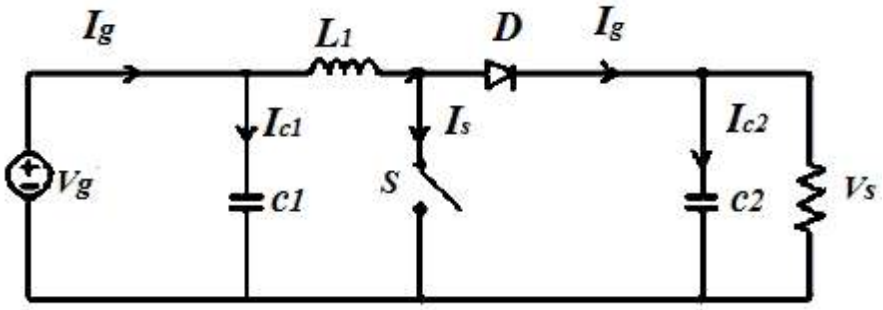


Figure II. 2 : Circuit électrique de base du hacheur survolteur.

II.2.1.1 Modèle mathématique équivalent

L'application des lois de Kirchhoff sur les deux circuits équivalents des deux phases de fonctionnement donne :

Pour la première période $D\,T_s$:

On note :

D : Le rapport cyclique des impulsions qui commandent l'interrupteur.

T_s : Etant la période des impulsions.

$$I_{C_1} = C_1 . \frac{dv_g}{dt} = I_g - I_L \qquad \text{(II.1)}$$

$$I_{C_2} = C_2 . \frac{dv_o}{dt} = I_o \tag{II.2}$$

$$V_L = L . \frac{dI_L}{dt} = v_g - R_L I_L \tag{II.3}$$

Pour la deuxième période $(1-D)T_s$:

$$I_{C_1} = C_1 . \frac{dv_g}{dt} = I_g - I_L \tag{II.4}$$

$$I_{C_2} = C_2 . \frac{dv_o}{dt} = I_L - I_o \tag{II.5}$$

$$V_L = L . \frac{dI_L}{dt} = V_g - V_o - R_L L_L \tag{II.6}$$

II.2.1.2 Modèle approximé du convertisseur Boost

Les systèmes d'équations de base (II.1, 2,3) et (II.4, 5,6) Représentent le convertisseur Boost pour une période DT_s et $(1-D)T_s$ respectivement. Le convertisseur oscille entre ces deux états avec une fréquence élevée, nous devons trouver une représentation dynamique approximée valable pour les deux intervalles de temps. Pour cela nous considérons que la variation des variables dynamiques est de forme linéaire, en d'autres termes nous pouvons faire une approche d'exponentielle par un segment $\left(e^{\varepsilon} \approx 1+\varepsilon\right)$ si ε <<1 et ainsi la dérivée de ces grandeurs sera constante. Cette approche nous permet de décomposer l'expression de la valeur moyenne de la dérivée de la variable dynamique x sur les deux laps de temps DT_s et $(1-D)T_s$

$$< \frac{d_x}{d_t} > T_s = \frac{d_x}{dt_{(DT_s)}} DT_s + \frac{d_x}{dt_{(1-D)T_s}} (1-D)T_s \tag{II.7}$$

Ou $< \frac{d_x}{d_t} >$ est la valeur moyenne de la dérivée de x sur une période T_s .Cette relation est valide si : $\frac{d_x}{dt_{(DTs)}} et \frac{d_x}{dt_{(1-D)}T_s}$ Sont constants sur les périodes $DT_s \; et \; (1-D)T_s$ respectivement en d'autres termes cette approximation est valable si les périodes $DT_s \;\; et \;\; (1-D)T_s$ sont très faibles devant la constante de temps du circuit $C_1 R_g$,$C_2 L \,/\, R_L$ [CHE15].

Dans ce cas la forme exponentielle du courant qui parcourt la self et la tension aux bornes de la capacité est de forme linéaire comme le montre la figure (II.3).

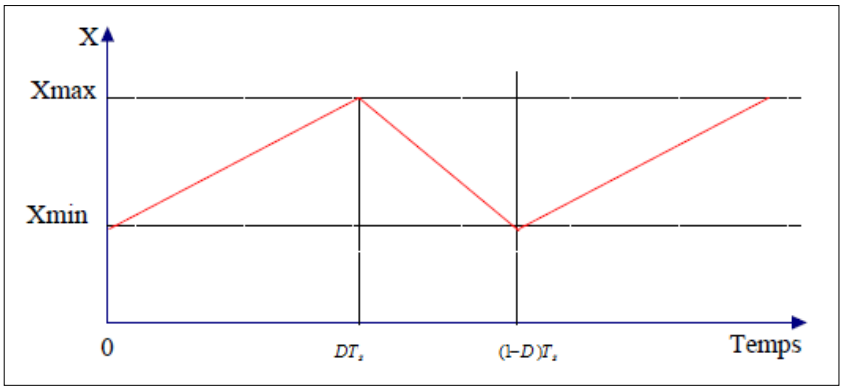


Figure II. 3 : Allure des variables dynamiques.

En appliquant la relation (II.7) sur les systèmes d'équations (II.1, 2 ,3) et (II.4,5,6) On obtient les équations qui régissent le système sur une période entière :

$$I_{C_1} = C_1.\frac{dv_g}{dt} = (I_g - I_L)DT_s + (1-D)T_s(I_g - I_L) \quad \text{(II.8)}$$

$$I_{C_1} = C_2.\frac{dv_o}{dt} = -DT_s I_o + (1-D)T_s(I_L - I_0) \quad \text{(II.9)}$$

$$V_L = L.\frac{dI_l}{dt} = (V_g - R_L I_L)DT_s + (1-D)T_s(V_g - V_o - R_L L_L) \quad \text{(II.10)}$$

En arrangeant les termes des équations précédents, (pour qu'on puisse interconnecter le Boost avec les autres blocs de simulation),on obtient la modélisation dynamique du convertisseur Boost.

$$I_L = I_g - C_1.\frac{dv_g}{dt} \quad \text{(II.11)}$$

$$I_o = (1-D)I_L - C_2.\frac{dv_o}{dt} \quad \text{(II.12)}$$

$$V_g = (1-D)V_o - L.\frac{dI_L}{dt} + R_L L_L \quad \text{(II.13)}$$

II.2.1.3 Les ondulations des courants et des tensions

Le dimensionnement des différents composants du circuit va nous permettre de diminuer les ondulations des courants et des tensions. Cette remarque est très importante pour le dimensionnement de l'inductance L_1 fin de respecter le courant admissible par le transistor MOSFET S, ou dans le cas pratique les ondulations du courant I_L sont plus importantes par rapport aux autres ondulations.

La pente du courant I_L pendant la première période de fonctionnement est donnée par :

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_L}{L} \approx \frac{V_g - R_L L_L}{L} \tag{II.14}$$

A partir de la relation (II.14), la valeur crête à crête du courant I_{Lcc} est :

$$I_{Lcc} = 2\Delta I_L \approx \frac{V_s - R_L L_L}{L} DTs \tag{II.15}$$

La valeur de l'inductance L_1 à certaine ondulation ΔI_L est :

$$L_1 \approx \frac{V_g - V_o - R_L L_L}{2\Delta I_L} \tag{II.16}$$

Pour le calcul des capacités C_1 et C_2, on a :

$$\frac{dV_g}{dt} = \frac{I_{C_1}}{C_1} = \frac{I_o - I_L}{C_1} \tag{II.17}$$

$$\frac{V_o}{dt} = \frac{I_{C_2}}{C_2} = \frac{-I_o}{C_2} \tag{II.18}$$

Les valeurs des ondulations crête des tensions d'entrées et de sorties sont :

$$V_{c_{1cc}} = 2\Delta V_{c_1} = \frac{I_g - I_L}{C_1} DT_s \tag{II.19}$$

$$V_{c_{2cc}} = 2\Delta V_{C2} = \frac{-I_o}{C_2} DT_s \tag{II.20}$$

Les valeurs des capacités C_1 et C_2 sont respectivement données par :

$$C_1 = \frac{I_g - I_L}{2\Delta V_{c_1}} DT_s \tag{II.21}$$

$$C_2 = \frac{-I_o}{2\Delta V_{c_2}} DT_s \qquad \text{(II.22)}$$

II.2.1.4 Etude en régime continu

Le régime continu est obtenu en éliminant les dérivées des variables dynamiques, et en remplaçant ces signaux par leurs valeurs moyennes.

Le système d'équation (II.11, 12,13) donne :

$$I_L = I_g \qquad \text{(II.23)}$$

$$I_0 = (1-D)I_L \qquad \text{(II.24)}$$

$$V_g = (1-D)V_o \qquad \text{(II.25)}$$

Comme le présente la figure (II.4), lorsque l'interrupteur du transistor (S) est sur la position (on), le courant de l'inductance du hacheur augmente linéairement et à cet période la diode (D) est bloquée (off).Et lorsque (S) tourne sur la position (off), l'énergie emmagasinée par l'inductance est dissipée dans le circuit (RC) bien que la diode (D) est passante. Les caractéristiques de tension et du courant de charge du convertisseur Boost dans le cas de la conduction continue sont décrites par la figure (II.4) comme suit :

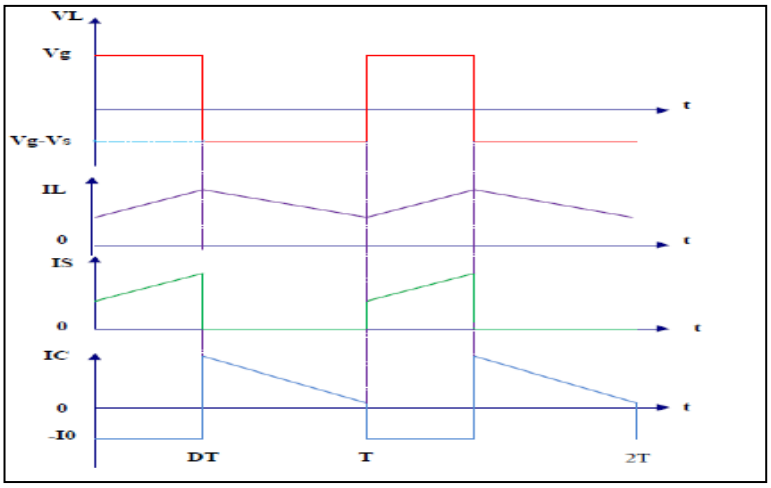


Figure II. 4 : Caractéristique de la tension et du courant hacheur survolteur.

II.3 Hacheur dévolteur (Buck)

La figure (II.5) présente le convertisseur buck ou convertisseur dévolteur (abaisseur de tension) ou hacheur série. Son rôle principal est de convertir sa tension d'entrée en une tension de sortie inférieure [OUD15].

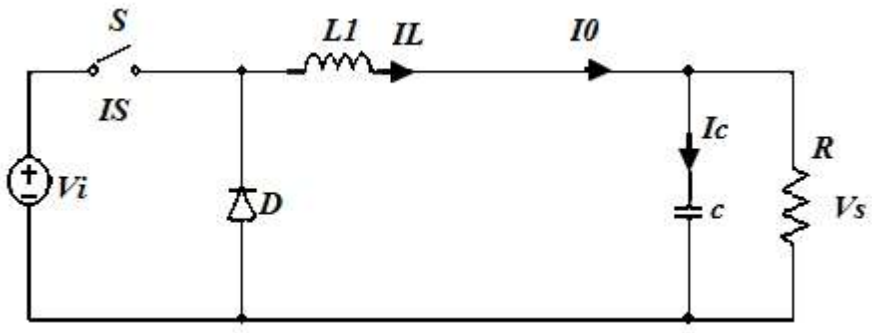


Figure II. 5 : Circuit électrique de base du hacheur dévolteur.

Les composantes clés sont l'inductance L_1, le commutateur (Transistor) (S) la diode (D) et le condensateur C . Celui-ci se charge par le commutateur (S) et qui maintient la tension à ces bornes jusqu'à l'ouverture ce qui fait décharger son énergie à travers la diode sur la charge pour un cycle de période de fonctionnement [OUD15].

Le commutateur peut être un transistor MOSFET ou un IGBT qui peut se commuter sur deux positions, marche ou arrêt rapidement. La tension de la source doit être plus grande que la tension aux bornes de la charge. L'équation mathématique caractérisant le courant de l'inductance est donnée par l'équation suivante [CHE15]:

$$\frac{\delta I}{\delta t} = \frac{V_i - V_s}{L_1} \qquad \text{(II.26)}$$

I_L : Le courant dans l'inductance.

Le processus de commutation est décrit par la position de l'interrupteur (S) .Dans le premier laps de temps (DT_s) le transistor est dans un état de saturation, alors l'inductance L se charge d'énergie avec augmentation du courant I_L .Dans le deuxième laps de temps $(1-D)T_s$, l'inductance (L) libère cette énergie à la charge avec une diminution de courant I_L En négligeant la chute de tension à travers la diode, le taux de changement du courant est donné par :

$$\frac{\delta I}{\delta t} = \frac{-V_i}{L_1} \tag{II.27}$$

L'interrupteur est commandé à la fréquence de découpage $f_e = \frac{1}{T_e}$. La source V_i fournit de l'énergie à la charge et à l'inductance. Pendant le temps $t \in \left[DT_s, T_s\right]$ l'interrupteur s'ouvre et l'énergie emmagasinée dans l'inductance commande la circulation du courant dans la diode de roue libre (D). La tension à ses bornes est donc nulle [HAN14].

Comme illustré sur la figure (II.6), et dans ce cas, si la tension de charge dépend seulement de la tension de source et du rapport cyclique $D = T_{on} / T$, la tension aux bornes de la charge :

$$V_s = DV_i \tag{II.28}$$

Dans le mode de conduction discontinu le courant de l'inductance s'annule dans un cycle de commutation entre le transistor (S) et la diode. Dans ce cas, la tension de charge dépend d'une manière plus complexe du rapport cyclique et le courant de la charge, la figure (II.6) montre comment la tension de charge varie avec le courant de charge c.à.d. les caractéristiques des courants et de la tension représentant le fonctionnement du hacheur dévolteur.

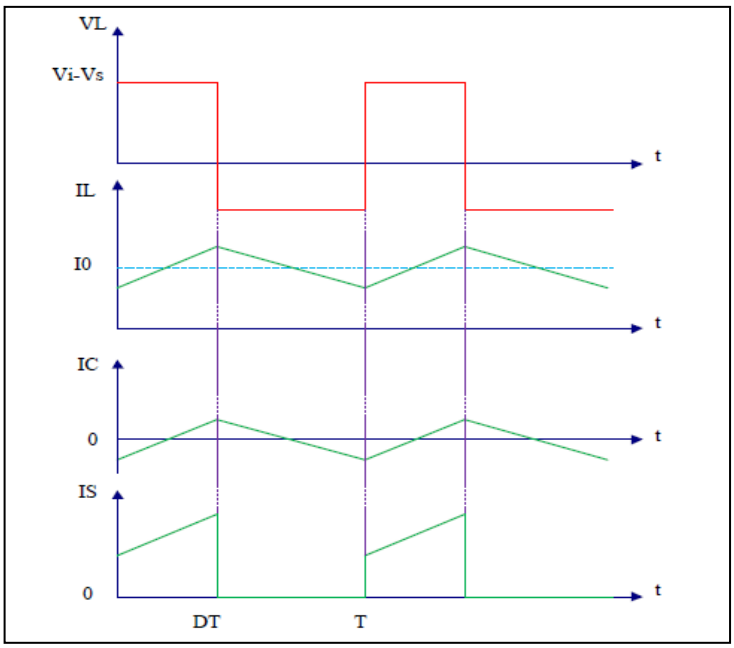


Figure II. 6 : Caractéristique de la tension et des courants dans le transistor et l'inductance d'un convertisseur Buck.

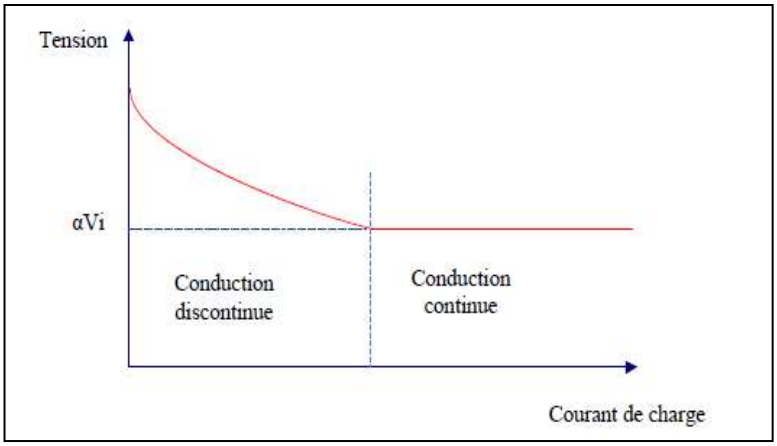


Figure II. 7 : Variation de la tension de charge avec le courant de charge pour un convertisseur Buck [SLA11].

II.4 Le convertisseur Buck-Boost

Le convertisseur dévolteur-survolteur combine les propriétés des configurations de dévolteur et de survolteur. Il peut être employé pour transformer idéalement n'importe quelle tension continue d'entrée en n'importe quelle tension continue désirée de sortie [OUD15]

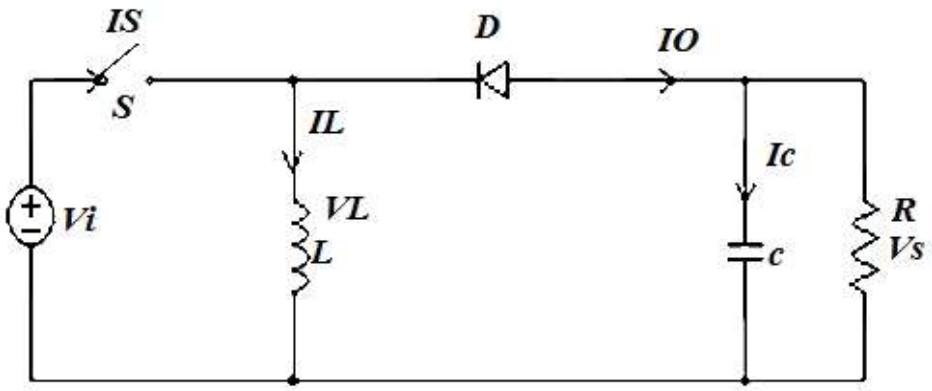


Figure II. 8 : Circuit électrique de base du hacheur dévolteur/survolteur.

La figure (II.8**)** montre le schéma du circuit électrique de base du hacheur dévolteur survolteur, et les caractéristiques du courant et de la tension de charge. Dans ce dispositif, la tension peut augmentée ou diminuée selon le mode de commutation. Cependant, La tension de sortie est de signe opposé à la tension d'entrée.

Lorsque le transistor est sur la position (on) le courant dans l'inductance augmente et l'énergie est stockée ; et quand le commutateur tourne sur la position (off) la tension à travers l'inductance est renversée et l'énergie stockée se transfert vers la charge via la diode. Dans ce

cas, l'équation de la tension aux bornes de la charge décrivant le fonctionnement en conduction continue est donnée comme suit:

$$V_s = \frac{D}{1-D} V_i \qquad \text{(II.29)}$$

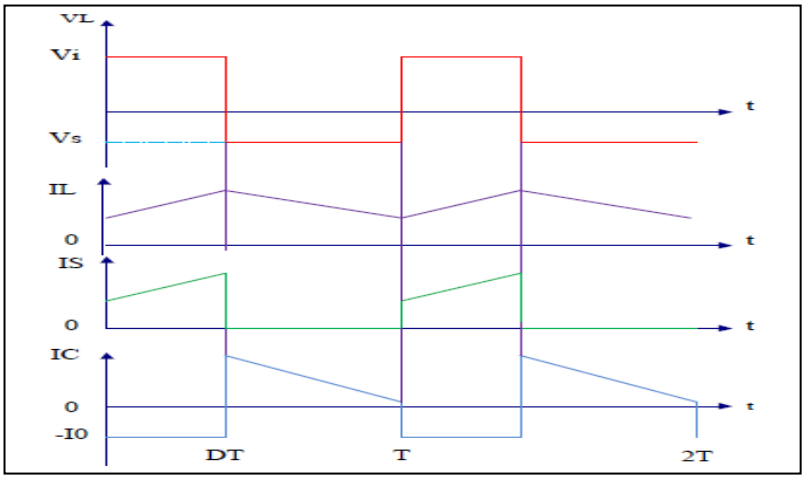


Figure II. 9 : Caractéristique de la tension et du courant du Buck-Boost.

II.5 Avantages et inconvénients des différents types d'hacheurs

On a résumé les avantages et les inconvénients des différents types d'hacheurs dans le tableau suivant [CHE15].

Type de convertisseur DC-DC	**Avantages**	**Inconvénients**
Dévolteur	1-Architecture simple 2-Rendement très élevé	Intervalle limité des points opérations
Survolteur	1-Architecture simple 2-Rendement très élevé	Intervalle limité des points opérations
Dévolteur-survolteur	La gamme complète de l'exécution est possible	Architecture complexe

Tableau II. 1 : Les avantages et les inconvénients des différents types d'hacheurs.

II.6 Commandes MPPT des convertisseurs DC-DC

Nous pouvons classifier d'une manière générale les commandes du MPPT selon le type d'implémentation électronique: analogique, numérique ou mixte. Il est cependant plus

intéressant de les classifier selon le type de recherche qu'elles effectuent et selon les paramètres d'entrée de la commande du MPPT. [OUD15].

La figure (II.10) montre le diagramme synoptique d'un système photovoltaïque, avec un module MPPT qui a pour entrées la tension et le courant de sortie du module. Dans la plupart des cas, on fait une maximisation de la puissance fournie par le module solaire.

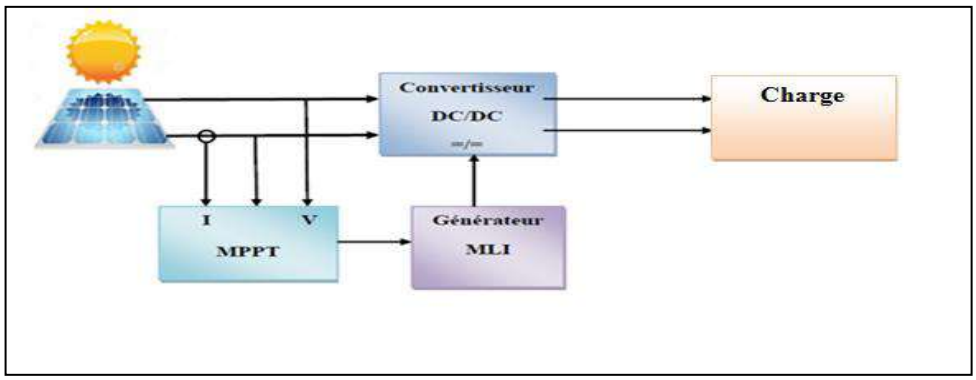


Figure II. 10 : Schéma synoptique d'un système photovoltaïque avec MPPT

.

Ces méthodes sont basées sur des algorithmes de recherche itérative pour trouver le point de fonctionnement du module solaire pour que la puissance générée soit maximale sans interruption de fonctionnement du système. Elles ne sont pas basées sur des valeurs de références prédéfinies ou à partir des paramètres opérationnels, mais sur la maximisation permanente de la puissance générée par les modules photovoltaïque PV [OUD15]

La puissance extraite du module est calculée à partir des mesures de courant I et de tension V du module et la multiplication de ces deux grandeurs $P_{pv} \approx I_{pv} \square V_{pv}$

II.7 La commande MPPT

Un MPPT , (Maximum Power Point Tracker) est un principe permettant de suivre, comme son nom l'indique, le point de puissance maximale d'un générateur électrique non linéaire.

Les systèmes MPPT sont généralement associés avec les générateurs photovoltaïques ou encore avec les générateurs éoliens.

II.7.1 Poursuite du point de puissance maximale du générateur photovoltaïque

La poursuite du point maximum de la puissance (MPPT) est une partie essentielle dans les systèmes photovoltaïque. Plusieurs techniques sont développées depuis 1968 dates de publication de la première loi de commande de ce type, adaptées à une source d'énergie

renouvelable de type PV . Ces techniques se différent entre eux par leur complexité, nombre de capteurs requis, la vitesse de convergence, coût, rendement et domaine d'application [SLA11].

II.7.2 Principe du MPPT

Par définition, une commande MPPT, associée à un étage intermédiaire d'adaptation, permet de faire fonctionner un générateur PV de façon à produire en permanence le maximum de sa puissance. Ainsi, quels que soient les conditions météorologiques (température et l'éclairement), la commande du convertisseur place le système au point de fonctionnement maximum (V_{mpp} , I_{mpp}). L'adaptation d'impédance est souvent sous forme d'un convertisseur $DC-DC$ comme représenté sur la figure (II.11) [SLA11].

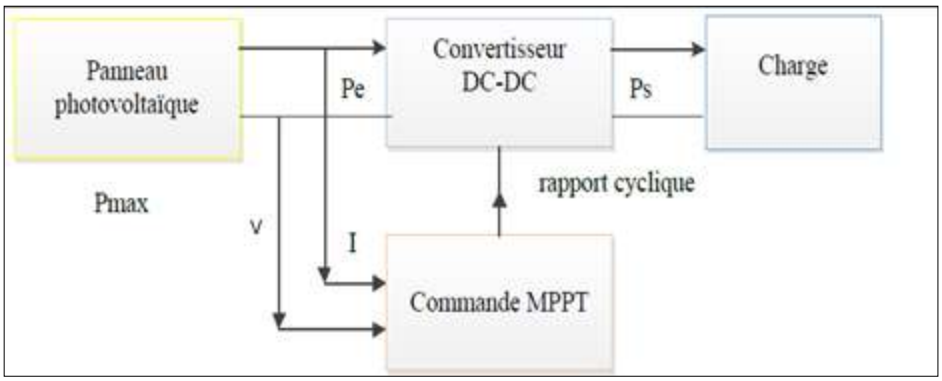


Figure II. 11 : Chaîne de conversion d'énergie solaire comprenant une commande MPPT.

La technique de contrôle communément utilisée consiste à agir sur le rapport cyclique de manière automatique pour amener le générateur à sa valeur optimale de fonctionnement qu'elles que soient les instabilités météorologiques ou variations brutales de charges qui peuvent survenir.

La figure (II.12) illustre trois cas de perturbations. Suivant le type de perturbation, le point de fonctionnement bascule du point de puissance maximal PPM_1 vers un nouveau Point P_1 de fonctionnement plus ou moins éloigné de l'optimum.

- Pour une variation d'ensoleillement (cas a), Il suffit de réajuster la valeur du rapport cyclique pour converger vers le nouveau point de puissance maximum PPM_2 .
- Variations de température de fonctionnement du GPV (cas c).
- Pour une variation de charge (cas b).

On peut également constater une modification du point de fonctionnement qui peut retrouver une nouvelle position optimale grâce à l'action d'une commande.

En résumé, le suivi du PPM réalisé au moyen d'une commande spécifique nommée MPPT agit essentiellement sur le rapport cyclique du convertisseur statique (CS) pour rechercher et atteindre le PPM du GPV. Il existe plusieurs principes de fonctionnement des commandes MPPT plus ou moins performantes basées sur les propriétés du GPV [HAN14].

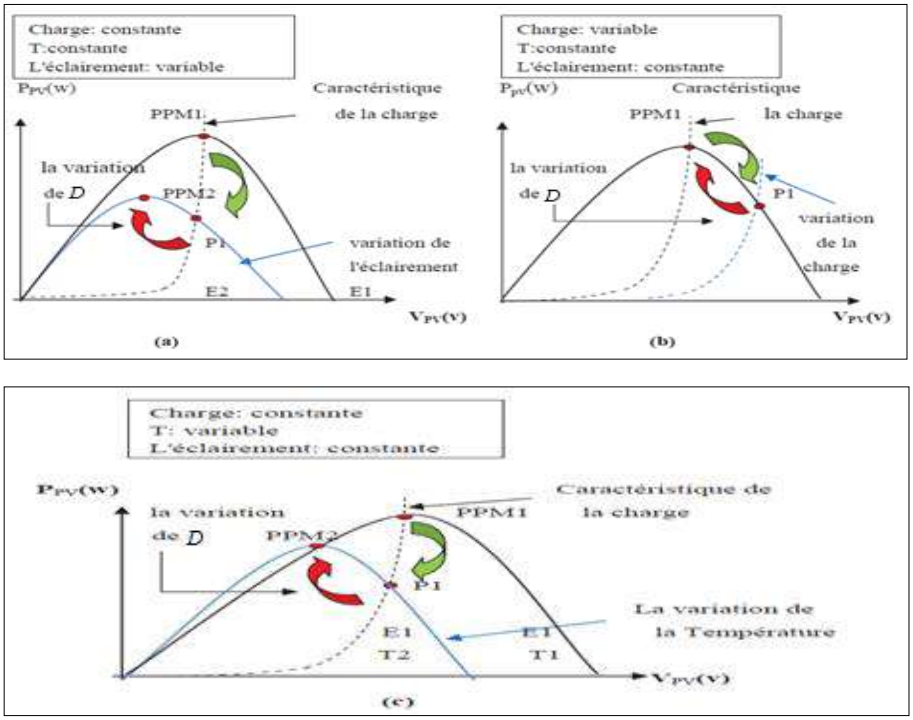


Figure II. 12 : Recherche et recouvrement du Point de Puissance Maximale

II.8 Classification de l'algorithme de suiveur la puissance max

La classification des algorithmes du suiveur peut être basée sur la fonction des techniques ou des stratégies de commande utilisées. Ainsi, deux catégories peuvent être présentées: méthodes directes et indirectes [BEN12].dans notre travail, on s'intéresse au méthode directes.

II.8.1 Algorithme d'incrémentation de l'inductance

Dans cet algorithme la dérivée de la puissance de sortie du panneau est calculée en fonction de la tension V et sa différence dV et du courant I et sa différence dI .

Cette dérivée est nulle au point de puissance maximale, positive à gauche du point MPP et négative à droite [OUD15].

La puissance du panneau solaire est donnée par :

$$P = I.V \quad \text{(II.30)}$$

La dérivé $\frac{dP}{dV}$ partielle est donnée par :

$$\frac{dP}{dP} = I + V\frac{dI}{dV} \tag{II.31}$$

$$\frac{I}{V}\frac{dP}{dV} = \frac{I}{V}\frac{dI}{dV} \tag{II.32}$$

On définit la conductance de la source $G = \frac{I}{V}$ et l'incrémentale conductance $\Delta G = \frac{dI}{dV}$

Puisque la tension V du panneau est toujours positive, les relations (II.32) explique que le point de puissance maximale MPP est atteint si la conductance de la source G égale l'incrémentale conductance ΔG de la source avec un signe moins, et qu'elle est à gauche de ce point lorsque la conductance ΔG est supérieure à l'incrémentale conductance ΔG et vice-versa, comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dP}{dV} > 0 si \frac{I}{V} > -\frac{dI}{dV} \\ \frac{dP}{dV} = 0 si \frac{I}{V} = -\frac{dI}{dV} \\ \frac{dP}{dV} < 0 si \frac{I}{V} < \frac{dI}{dV} \end{cases} \tag{II.33}$$

La figure (II.13) présent le signe de $\frac{dP}{dV}$ pour différentes zones de fonctionnement.

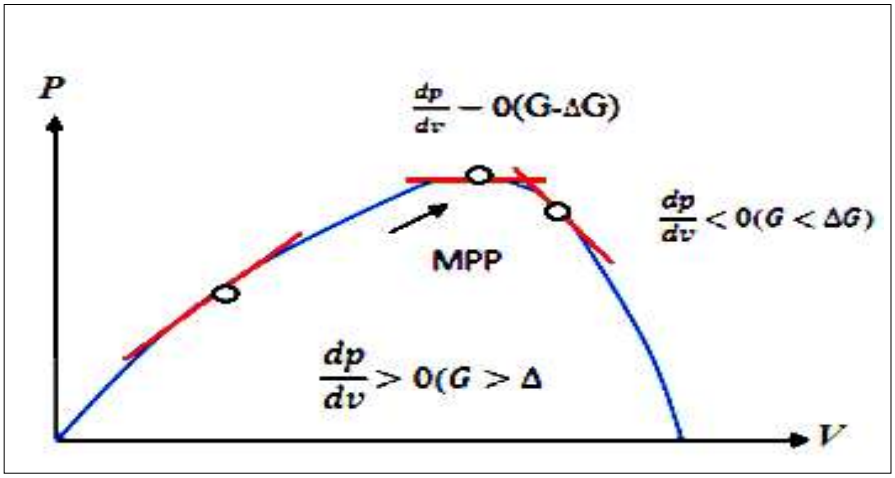


Figure II. 13 : Signe de $\frac{dP}{dV}$ pour différentes zones de fonctionnement.

Les tensions et courants du panneau sont monitoires, de telle manière que le contrôleur peut calculer la conductance et la conductance incrémentale, et décider de son comportement. Cet algorithme implique un nombre important de calculs de dérivée.

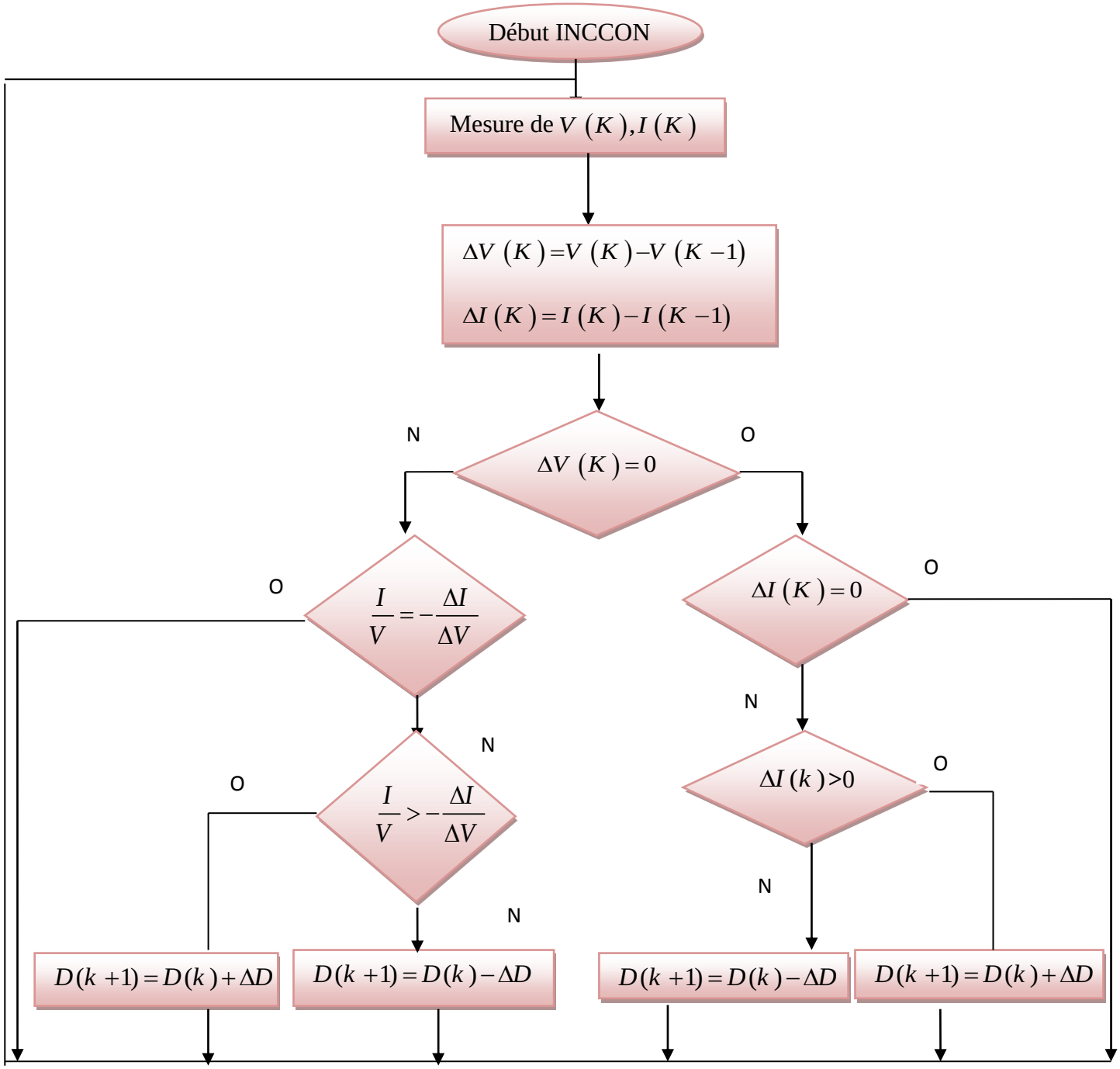


Figure II. 14 : Algorithme incrémental conductance [HAN14].

II.8.2 Méthode de perturbation et d'observation (P&O)

La méthode perturbation et observation 'P&O', est la plus répandue dans le milieu industriel, car son algorithme est facile à implémenter. Elle est une approche largement répandue dans la recherche de MPPT parce qu'elle est simple et exige seulement des mesures

de tension et du courant du panneau photovoltaïque V_{pv} et I_{pv} respectivement, elle peut dépister le point maximum de puissance même lors des variations de l'éclairement et la température.

Comme son nom l'indique, la méthode P&O fonctionne avec la perturbation de la tension et l'observation de l'impact de ce changement sur la puissance de sortie du panneau photovoltaïque en vue d'une éventuelle correction de ce rapport cyclique (D).[OUD15].

Si la valeur de la puissance actuelle du générateur est supérieure à la valeur précédente alors on garde la même direction de perturbation précédente si non on inverse la perturbation du cycle précédent [HAN14].

L'organigramme de l'algorithme de perturbation et de l'observation (P & O) est donné par la (Figure 15)

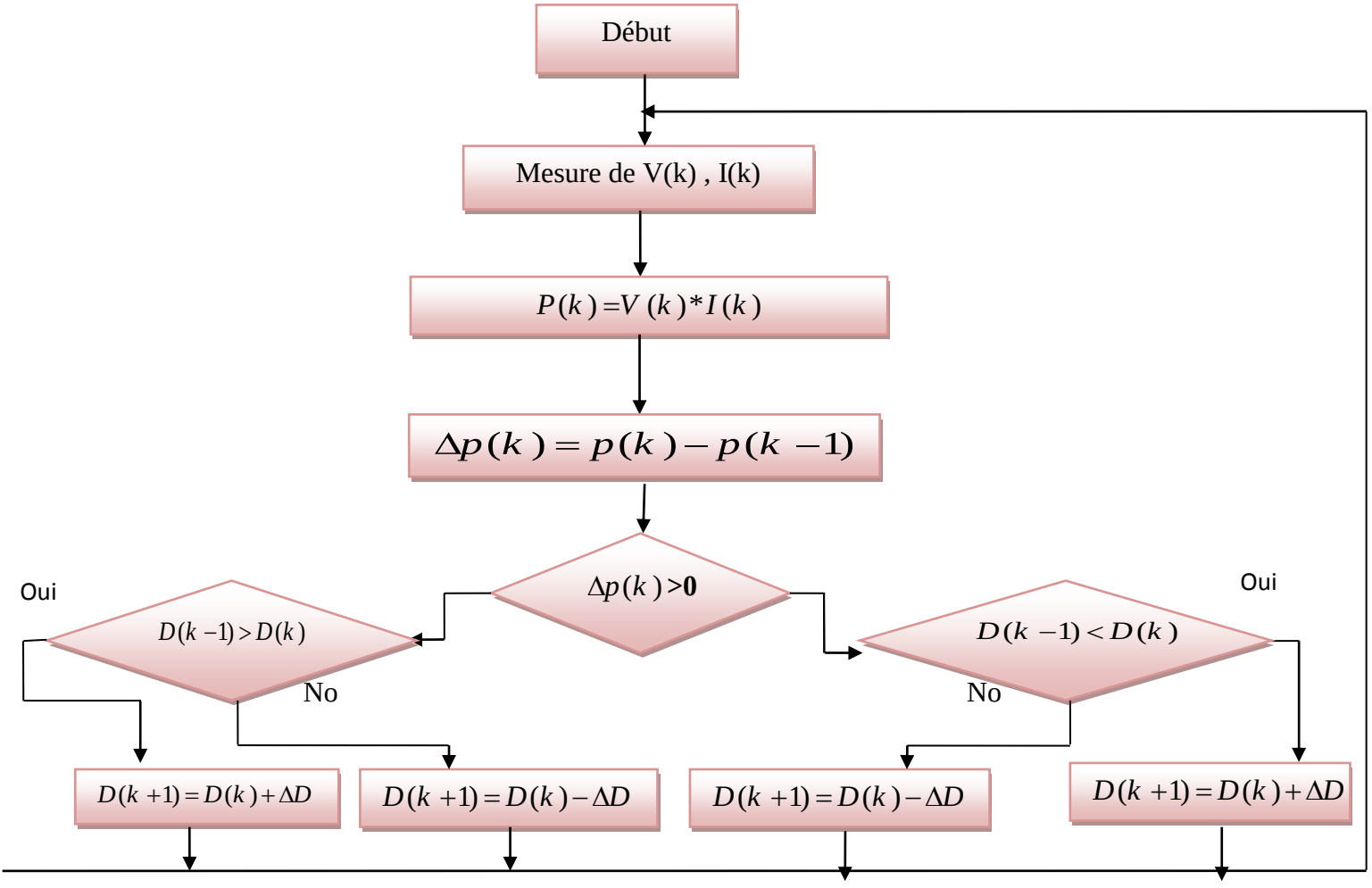


Figure II. 15 : Algorithme de la méthode de perturbation et d'observation P&O simple.

II.9 Avantages et inconvénients de P&O

II.9.1 Avantages

- ✓ Structure de régulation simple.
- ✓ Nombre des paramètres mesurés réduit

II.9.2 Inconvénients

- ✓ Dépassement du point maximum optimal en cas de changement rapide des conditions atmosphériques.

II.10 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre l'état de l'art des convertisseurs continus-continus (DC-DC), a savoir les convertisseurs (buck, boost et buck/boost) et on a présenté les méthodes MPPT basées sur contre réaction de puissance, comme la méthode de perturbation et observation et incrémentation de l'inductance. Ces deux commandes MPPT utilise directement la tension et le courant du panneau photovoltaïque pour chercher le point de fonctionnement correspondant à la puissance maximale.

Chapitre III

Modélisation de la machine asynchrone

Chapitre III

Modélisation de la machine asynchrone

III.1 Introduction

La modélisation d'une machine asynchrone est basée sur l'élaboration de schémas équivalents dérivés de la théorie du champ tournant. Les méthodes matricielles sont développées et sont devenues les bases pour une approche de modélisation, de simulation, d'identification et de commande [BEN16].

La première partie de ce chapitre traitera la modélisation du moteur asynchrone, basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement appelés d, pour direct, et q, pour quadrature. La deuxième partie sera consacrée à un exposé détaillé sur la modélisation de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux [KER13]

III.2 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone

Le champ tournant statorique induit un système de f.é.m. au rotor où les enroulements sont en court-circuit. Les courants induits au rotor créent une force magnétomotrice e_r qui interagit avec la force magnétomotrice e_s provenant des courants du stator. C'est ainsi que le couple électromagnétique existe à condition que :

- Le glissement g soit non nul, pour que les grandeurs induites au rotor soient non nulles.
- Les conducteurs du rotor soient fermés. [AKK 07]

III.3 Hypothèses simplifications

Pour la mise en équations de la machine asynchrone, nous supposons que le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m. sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.

- Le circuit magnétique n'est pas saturé,
- L'entrefer constant,
- Les pertes fer négligeables.

Parmi les significations de ces hypothèses on peut citer:

- Les flux sont additifs,
- Les inductances propres sont constantes,

Il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.[AKK 07]

III.4 Equations générales de la MAS triphasé

Dans les conditions précédentes, les équations des circuits électriques statoriques et rotoriques se présentent sous forme matricielle donnée ci-après.

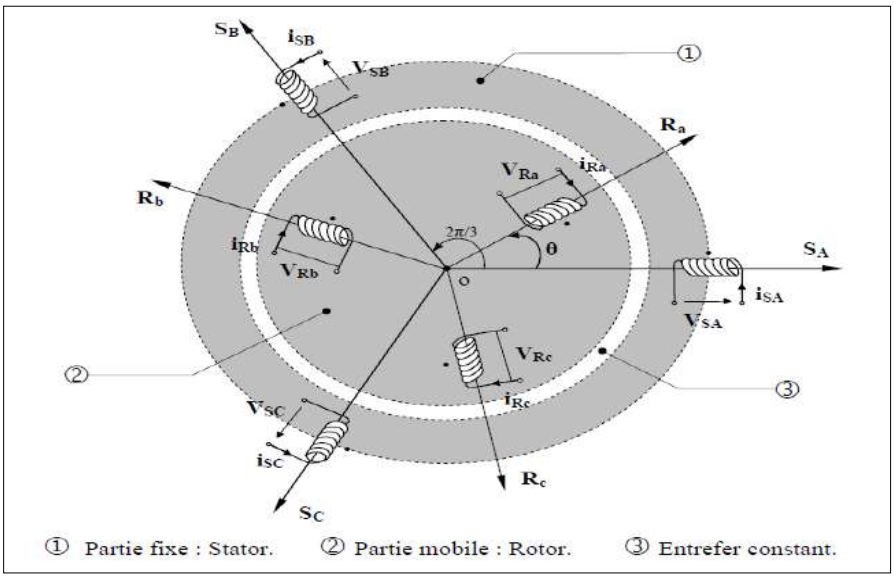


Figure III. 1 : Modèle d'une machine asynchrone triphasé [ZOU10]

III.4.1 Equations électriques

Les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasé s'écrivent respectivement :

- Pour le stator :

$$[V_{S.ABC}] = R_S [I_{S.ABC}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{S.ABC}] \qquad \text{(III.1)}$$

- Pour le rotor :

$$[V_{Rabc}] = R_R [I_{Rabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{Rabc}] \qquad \text{(III.2)}$$

Et :

Vecteur de tension statorique $[V_{SABC}] = [V_{SA} V_{SB} V_{SC}]^T$

Vecteur de tension rotorique $[V_{Rabc}] = [V_{Ra} V_{Rb} V_{Rc}]^T$

Vecteur de courant statorique $[i_{SABC}] = [i_{SA} i_{SB} i_{SC}]^T$

Vecteur de courant rotorique $[i_{Rabc}] = [i_{Ra} i_{Rb} i_{Rc}]^T$

Ainsi que pour les vecteurs des flux :

Vecteur de flux statorique $\left[\Phi_{SABC}\right]=\left[\Phi_{SA}\Phi_{SB}\Phi_{SC}\right]^T$

Vecteur de flux rotorique $\left[\Phi_{Rabc}\right]=\left[\Phi_{Ra}\Phi_{Rb}\Phi_{Rc}\right]^T$

III.4.2 Equations magnétiques

Les relations entre les flux et les courants du stator et du rotor s'écrivent comme suit :

- Pour le stator :

$$\left[\Phi_{SABC}\right]=\left[L_S\right]\left[i_{SABC}\right]+\left[M_{SR}\right]\left[i_{Rabc}\right] \tag{III.3}$$

- Pour le rotor :

$$\left[\Phi_{Rabc}\right]=\left[L_R\right]\left[i_{Rabc}\right]+\left[M_{RS}\right]\left[i_{Sabc}\right] \tag{III.4}$$

Alors :

$$\left[L_s\right]=\begin{pmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{pmatrix},\left[L_r\right]=\begin{pmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{pmatrix} \tag{III.5}$$

Ainsi :

$$\left[M_{rs}\right]=\left[M_{sr}\right]^T=M_{sr}\begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta+\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta+\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta+\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \tag{III.6}$$

Les différentes inductances désignent:

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

M_{sr} : Inductance mutuelle entre stator et rotor.

θ : Ecart angulaire entre stator et rotor.

III.4.3 Equations mécaniques

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse)

$$C_{em} = p\left[i_{SABC}\right]^T \frac{d}{dt}\left[M_{SR}\right]\left[i_{Rabc}\right] \quad \text{(III.7)}$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J\frac{d\Omega}{dt} + \Omega f = C_{em} - C_r \quad \text{(III.8)}$$

Avec : $\Omega = \frac{\omega}{n_p}$

J : Moment d'inertie de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

f : Coefficient de frottement de la machine

III.5 Changement de repère

Le but d'un changement de repère est de rendre l'écriture des équations de la machine plus simple à exploiter. Dans notre étude nous avons utilisé la transformation de Park.

III.5.1 Transformation de Park

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique. Cette conversion est appelée souvent transformation des axes. Cette transformation représente la projection des trois phases des enroulement *(abc)* de la machine sur un repère à deux enroulement biphasé orthogonal *(d,q,0)*, les enroulements sont équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation a pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [ZOU 10]

La représentation de Park représente la projection des trois phases (a, b, c) de la machine sur un repère biphasé orthogonal (d, q, 0), où d est l'axe directe, q l'axe en quadrature et o l'axe homopolaire (axe supplémentaire). [ZOU 10]

Cette transformation est orthonormée. Elle conserve la puissance instantanée. Si le système n'est pas équilibré que ce soit par son alimentation, ses courants ou ses flux, la représentation n'est plus valide et ne conduirait plus à un découplage aussi intéressant que celui de Park [BOU07].

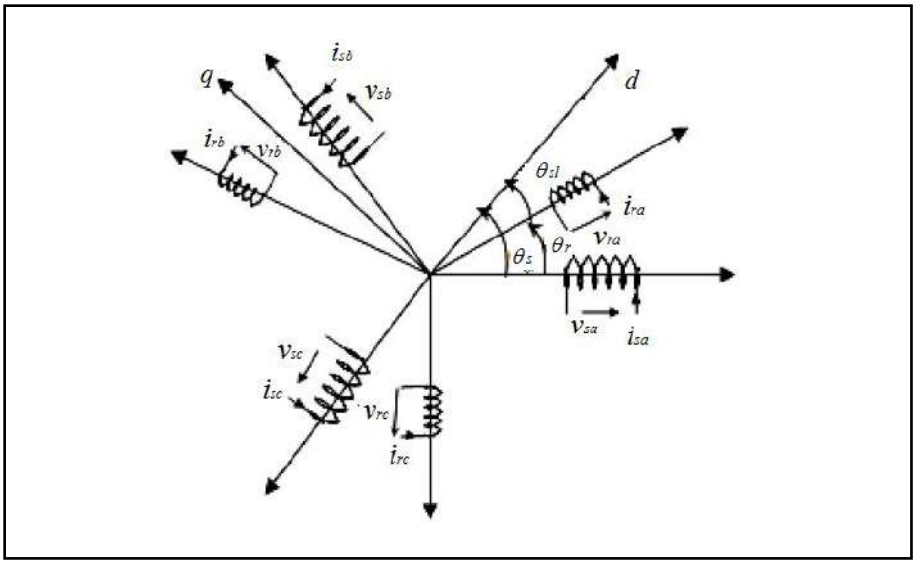


Figure III. 2 : Définition des angles entre les différents repères quadratiques [TOU08]

La matrice de transformation de Park [T] est définit comme suit :

$$[T]=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta-\frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta-\frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \qquad \text{(III.9)}$$

La transformation directe est alors:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta-\frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta-\frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix}\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \qquad \text{(III.10)}$$

Où, X représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux. La variable X_0 représente la composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation

réversible, elle est nulle lorsque le neutre n'est pas branché. La transformée de Park inverse est nécessaire afin de revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par:

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1 & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ 1 & \cos(\theta) & -\sin(\theta) \end{pmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \quad \text{(III.11)}$$

- ✓ o : indice de l'axe homopolaire.
- ✓ d : indice de l'axe direct.
- ✓ q : indice de l'axe en quadrature.

III.5.2 Equations de la machine dans le modèle de Park

III.5.2.1 Equations électriques

Les équations électriques de la MAS dans un repère de Park lié au champ tournant sont:

- au stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd} \end{bmatrix} \quad \text{(III.12)}$$

- au rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega)\Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega)\Phi_{rd} \end{bmatrix} \quad \text{(III.13)}$$

Ceux des flux totaux ayant pour valeur:

- pour le stator:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \end{bmatrix} \quad \text{(III.14)}$$

- pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{bmatrix} \quad \text{(III.15)}$$

III.5.2.2 Equations mécaniques

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique.

Le couple électromagnétique C_{em} peut se mettre sous plusieurs formes:

$$\begin{bmatrix} C_{em} = \frac{3}{2} P\left(\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}\right) \\ C_{em} = \frac{3}{2} P\left(\Phi_{rq} i_{rd} - \Phi_{rd} i_{rq}\right) \\ C_{em} = \frac{3}{2} P L_m \left(i_{sq} I_{rd} - i_{sd} I_{rq}\right) \end{bmatrix} \quad \text{(III.16)}$$

$$C_{em} = p \frac{M_{sr}}{L_r}\left(\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}\right) \quad \text{(III.17)}$$

Et : P désigne le nombre de pair de pôles de la machine.

Notons que c'est la relation (III-17) qui sera retenue, car elle dépend des variables d'état adoptées.

III.5.2.3 Expression en modèle d'état

Maintenant, on va réécrire les équations de la machine en modèle d'état en vue de sa commande, en prenant les courants statoriques i_{sd} , i_{sq} et les flux rotoriques Φ_{rd} , Φ_{rq} comme variables d'états.

D'abord remplaçons les courants rotoriques et les flux statoriques à partir de (III-5)

- Pour les courants rotoriques.

$$\begin{bmatrix} i_{rd} = \frac{1}{L_r}\Phi_{rd} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd} \\ i_{rq} = \frac{1}{L_r}\Phi_{rq} - \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \end{bmatrix} \quad \text{(III.18)}$$

- Pour les flux statoriques

$$\left[\begin{array}{l}\Phi_{sd}=\left(L_s\dfrac{L^2{}_m}{L_r}-\right)i_{sd}+\dfrac{L_m}{L_r}\Phi_{rd}\\ \Phi_{sq}=\left(L_s\dfrac{L^2{}_m}{L_r}-\right)i_{sq}+\dfrac{L_m}{L_r}\Phi_{rq}\end{array}\right] \quad \text{(III.19)}$$

Où :

L_s: Inductance propre cyclique du stator.

L_r: Inductance propre cyclique du rotor.

L_m : Inductance mutuelle cyclique stator-rotor

En rapportant ces dernières relations dans (III-13) et *(*III-14), on aboutira aux systèmes d'équations d'états suivant :

$$\left\{\begin{array}{l}\dfrac{di_{sd}}{dt}=-\dfrac{1}{\sigma L_s}\left(R_s+\dfrac{R_rL^2{}_m}{L^2{}_r}\right)i_{sd}+\omega_s i_{sq}+\dfrac{1}{\sigma L_s}\left(\dfrac{R_rL_m}{L^2{}_r}\right)\Phi_{rd}+\dfrac{1}{\sigma L_s}\left(\dfrac{L_m}{L_r}\right)\omega\Phi_{rq}+\dfrac{1}{\sigma L_s}V_{sd}\\ \dfrac{di_{sq}}{dt}=-\omega_s i_{sd}-\dfrac{1}{\sigma L_s}\left(R_s+\dfrac{R_rL^2{}_m}{L^2{}_r}\right)i_{sq}+\omega_s i_{sq}-\dfrac{1}{\sigma L_s}\left(\dfrac{L_m}{L_r}\right)\omega\Phi_{rd}+\dfrac{1}{\sigma L_s}\left(\dfrac{R_rL_m}{L^2{}_r}\right)\Phi_{rq}+\dfrac{1}{\sigma L_s}V_{sq}\\ \dfrac{d\Phi_{rd}}{dt}=\dfrac{R_rL_m}{L_r}i_{sd}-\dfrac{R_r}{L_r}\Phi_{rd}+\omega_{sl}\Phi_{rq}\\ \dfrac{d\Phi_{rq}}{dt}=\dfrac{R_rL_m}{L_r}i_{sq}-\omega_{sl}\Phi_{rd}-\dfrac{R_r}{L_r}\Phi_{rq}\end{array}\right. \quad \text{(III.20)}$$

Et :

$$\sigma=1-\frac{L^2{}_m}{L_sL_r}$$

En identifiant le système (III-22) à la forme : $\dfrac{dX}{dt}=AX+BU$ on aura:

Le vecteur d'états $X=\left[i_{sd},\mathrm{i}_{sq},\Phi_{rd},\Phi_{rq}\right]^t$ A la matrice dynamique du système, le vecteur de commande $U=\left[V_{sd},\mathrm{V}_{sq}\right]^t$ et B la matrice d'application de commande, donc:

$$X=\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix}; U=\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix}; B=\begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{(III.21)}$$

$$A=\begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s}\left(R_s+\frac{1}{T_r}\frac{L^2{}_m}{L_r}\right) & \omega_s & \frac{1}{\sigma L_s}\left(\frac{L_m}{L_r}\right)\frac{1}{T_r} & \frac{1}{\sigma L_s}\left(\frac{L_m}{L_r}\right)\omega \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s}\left(R_s+\frac{1}{T_r}\frac{L^2{}_m}{L_r}\right) & \frac{1}{\sigma L_s}\left(\frac{L_m}{L_r}\right)\omega & \frac{1}{\sigma L_s}\left(\frac{L_m}{L_r}\right)\frac{1}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s-\omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s-\omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad \text{(III.22)}$$

$T_r=\frac{L_r}{R_r}$ est la constante de temps rotorique

III.6 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux

Pour modéliser l'onduleur de tension, (Figure III.3), on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de f.é.m. égale à*U0 /2(U₀=U_d)* connectés entre eux par un point noté n_0.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur.

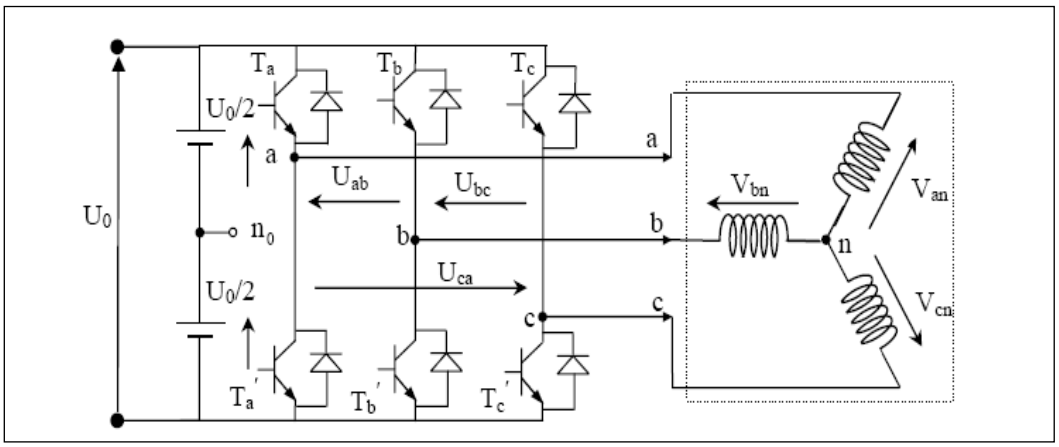


Figure III. 3 : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux [ZOU10]

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} et Vcn. L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques Si. On appelle T_i et T_i ' les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- si S_i = 1, alors T_i est fermée et T_i 'est ouvert,
- si S_i = 0, alors T_i est ouvert et T_i ' est fermée.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad \text{(III.23)}$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3)[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3)[U_{bc} - U_{cb}] \\ V_{cn} = (1/3)[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad \text{(III.24)}$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0.

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn0} = V_{an0} \\ V_{bn} + V_{nn0} = V_{bn0} \\ V_{cn} + V_{nn0} = V_{cn0} \end{cases} \quad \text{(III.25)}$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn0} = \frac{1}{3}[V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad \text{(III.26)}$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits ⇔Si (1ou0) {i=a, b, c} on a :

$$V_{in0} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2} \quad \text{(III.27)}$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad \text{(III.28)}$$

En remplaçant (III.25) dans (III.26), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad \text{(III.29)}$$

En remplaçant (III.28) dans (III.29), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_0 \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_s \end{bmatrix} \quad \text{(III.30)}$$

III.6.1 Commande de l'onduleur par la technique MLI triangulons-sinusoïdale

L'utilisation de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) ou Pulse Width Modulation (PWM) permet d'éliminer les premiers rangs d'harmoniques de courant afin d'améliorer le facteur de puissance. Cependant, cette technique ne résout pas totalement le problème des harmoniques de courant.[KER 13]

La modulation MLI est fortement inspirée des techniques utilisées dans la transmission de l'information. Elle consiste à moduler une onde porteuse triangulaire (issue d'un découpage à fréquence) par une onde modulante sinusoïdale (fréquence) à fréquence beaucoup plus basse. [KER 13]

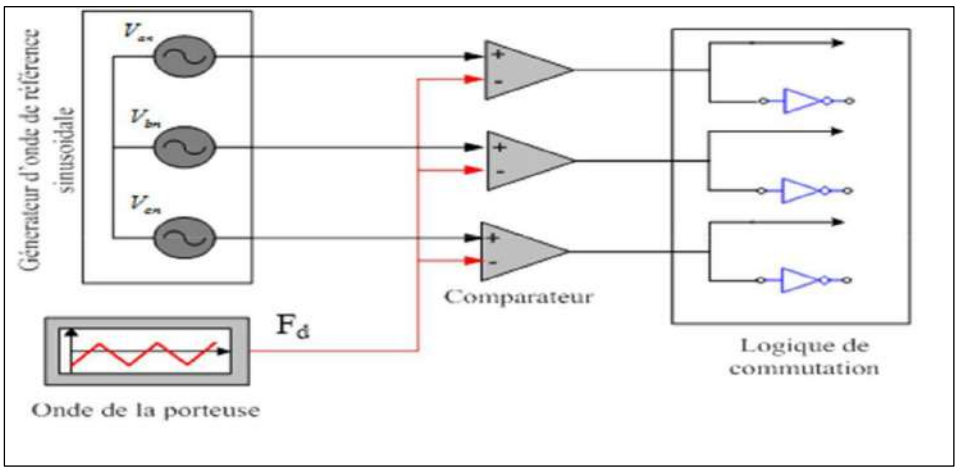


Figure III. 4 : Schéma du principe de la technique MLI triangule-sinusoïdale [KER13]

III.7 Résultats de simulation sans et avec onduleur

Afin de simuler le MAS à cage, nous avons opté pour le logiciel **MATLAB,** les Paramètres du moteur utilisés en simulation sont donnés en **annexe A**. Nous avons simulé le MAS à cage alimenté par réseau triphasé équilibré, sans et avec onduleur de tension :

- alimentation :U =220 V (valeur efficace), fréquence 50 Hz.
- Démarrage à vide puis nous avons application d'un couple résistant d'une valeur de 10N.m à l'instant entre2s et 2.5s.

✓ **Résultats de MAS sans onduleur**

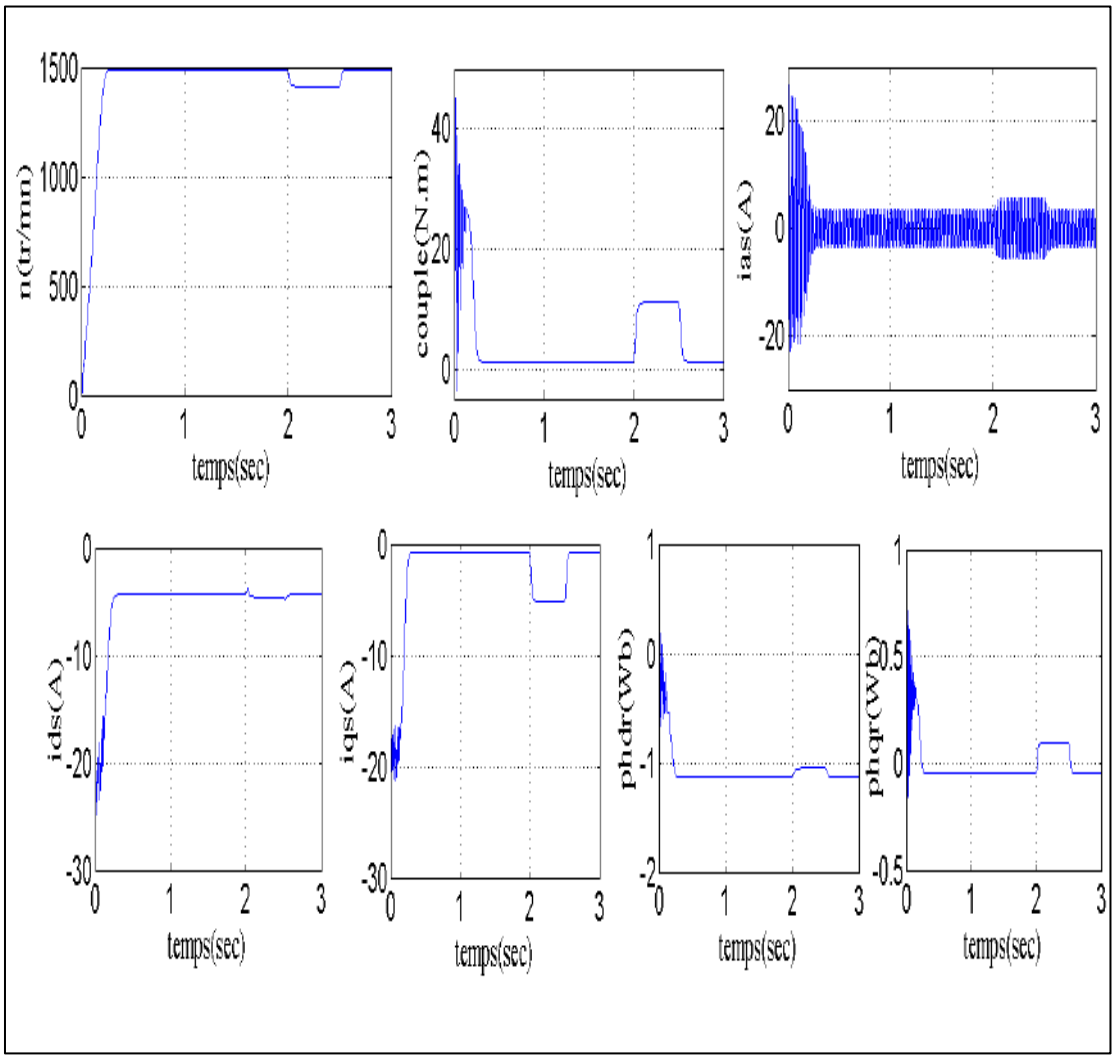


Figure III. 5 : Résultat de simulation d'une MAS sans onduleur.

✓ **Résultats du MAS avec onduleur**

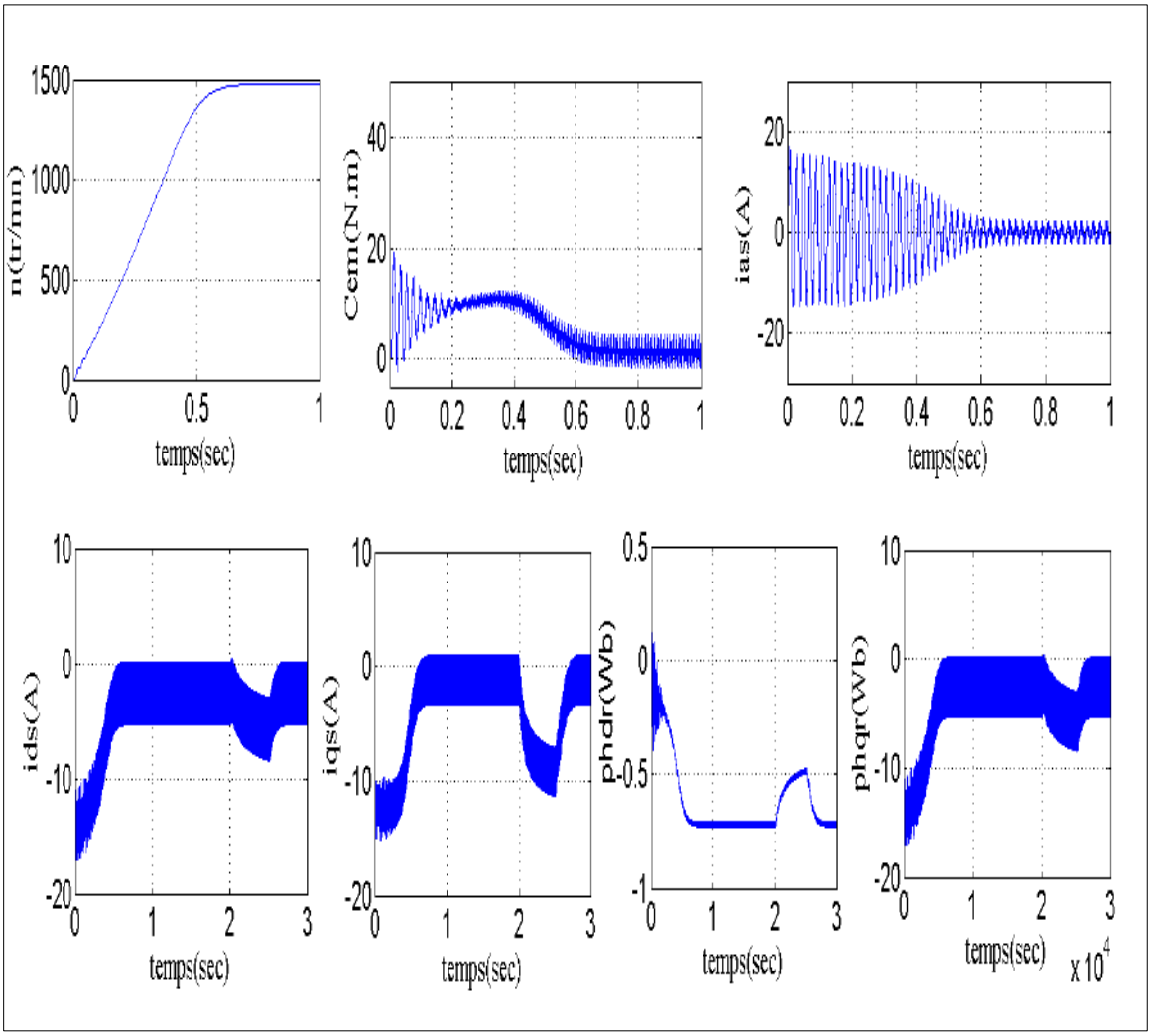


Figure III. 6 : Résultat de simulation d'une MAS avec onduleur.

✓ **Interprétation des résultats**

Lors du démarrage, on constate des pics de courants importants qui s'atténuent avec l'évolution du régime transitoire. La (figure III.5) et La (figure III.6) représente l'évolution des courants, des flux de la vitesse et de couple en fonction du temps. En régime transitoire du MAS sans et avec onduleur. L'évolution du couple dans l'intervalle de temps 2 et 2.5 s est une allure caractéristique type de tous les moteurs asynchrones à cage. Celui-ci présente aux premiers instants des pulsations très importantes. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, puis se stabilise en fin du régime permanent. On remarque que le passage d'un régime à vide vers un régime en charge à l'instant t =2.5 s (ou bien d'un régime en charge vers un autre) s'établit presque instantanément, sans oscillations, avec un très faible dépassement.

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation du système moteur asynchrone (MAS).On a donné la représentation mathématique du moteur asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices. Le modèle du MAS dans le repère de Park à été établi dans le but de linéariser le système et faciliter. Pour des raisons de rendement, afin de réduire l'encombrement, l'onduleur à MLI présente une meilleure solution dans l'unité de moyennes et faibles puissances.

Chapitre IV

Commande directe du Couple (DTC)

En boucle fermée

Chapitre IV
Commande directe du couple (DTC) en boucle fermée

IV.1 Introduction

La commande directe du couple (DTC, Direct Torque Control) appliquée aux machines asynchrones est une alternative aux méthodes classiques de contrôle par modulation de largeur d'impulsions. (PWM. Pulse Width Modulation) et à la commande par orientation du flux rotorique (FOC. Field Oriented Control) [LLO03]. Elle est basée sur la régulation séparée du flux statorique et du couple en utilisant deux régulateurs d'hystérésis et une table de commutation pour générer de façon directe les ordres de commande de l'onduleur de tension afin d'obtenir des dynamiques du couple et du flux plus importantes [HAM13].

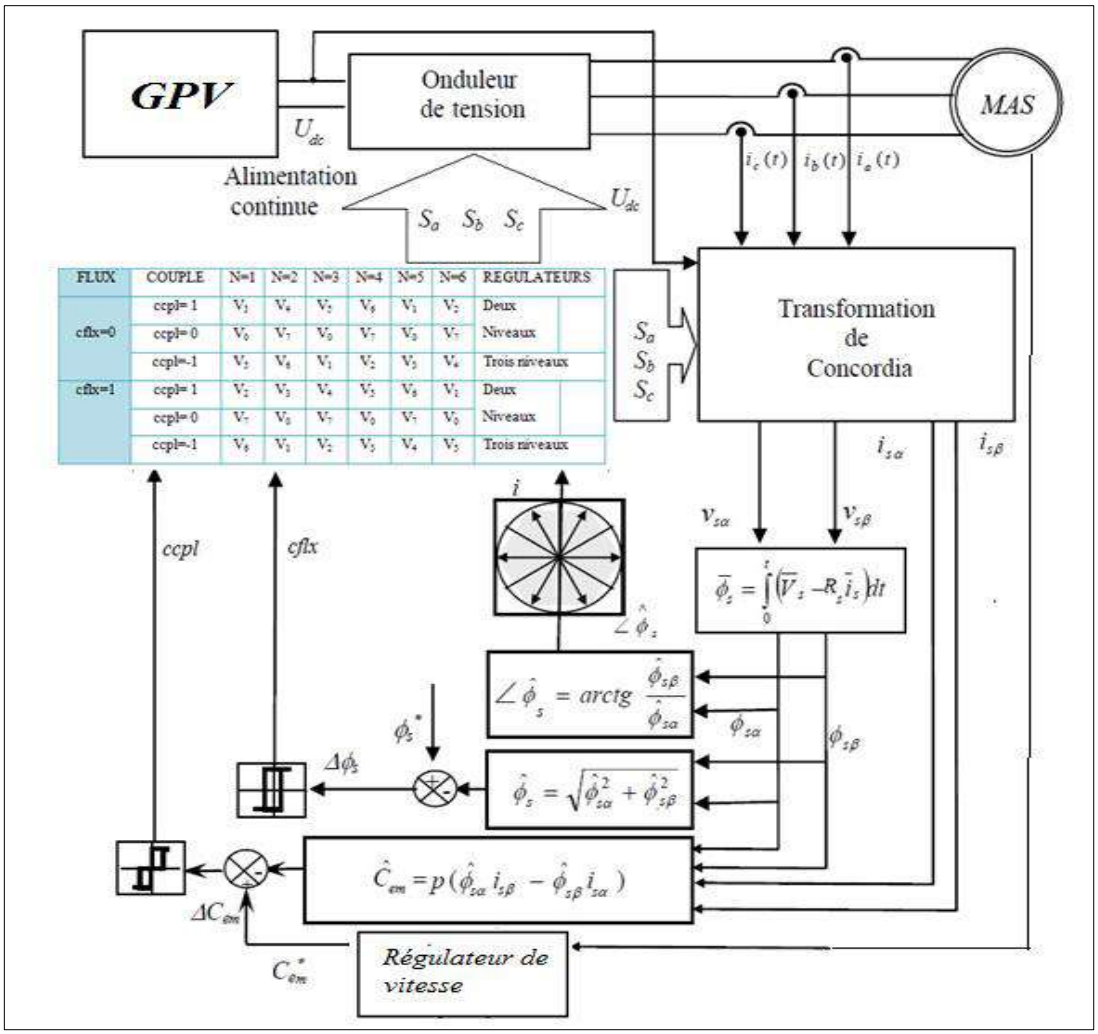
Dans ce chapitre, nous présenterons d'abords le principe de la commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone à cage d'écureuil, en expliquant le principe de réglage du flux, du couple électromagnétique, et la sélection du vecteur de tension statorique.

IV.1.1 Principes de la DTC

Le terme commande directe du couple et du flux vient du fait que sur la base des erreurs entre les valeurs de références et celles estimées du couple et du flux, il est possible de commander directement les états de l'onduleur afin de réduire les erreurs dans les limites de la bande de régulateurs à hystérésis prédéterminées **[**REZ09].

Les caractéristiques générales d'une commande directe du couple sont :

- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection de vecteur optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et des tensions du stator de la machine.
- La forme des flux et des courants statorique est proches la de forme sinusoïdale.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis



FLUX	COUPLE	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	REGULATEURS
cflx=0	ccpl= 1	V_1	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	Deux
	ccpl= 0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	Niveaux
	ccpl=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	Trois niveaux
cflx=1	ccpl= 1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	Deux
	ccpl= 0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	Niveaux
	ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	Trois niveaux

Figure IV. 1 : Structure générale de la DTC-MAS alimentée par GPV [HAM17]

IV.1.2 Fonctionnement et séquence d'un onduleur de tension triphasé

Le vecteur tension v_s appliqué à la machine est délivré par un onduleur de tension triphasé qui permet d'atteindre cette positon distincte dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de la tension de sortie de l'onduleur [HAM08].

On peut écrire :

$$v_{sn0} = v_s = v_{s\alpha} + jv_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}}\left[v_{an0} + v_{bn0}e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{cn0}e^{j\frac{4\pi}{3}}\right] \qquad \text{(VI.1)}$$

$\left[v_{an0}, v_{bn0}, v_{cn0}\right]^T$ est le vecteur des tensions de sortie de l'onduleur, il dépend de l'état des interrupteurs. Cet état est supposé parfait, il est représenté par trois grandeurs booléennes de commande $S_i\,(i = a,b,c)$, tel que pour $i^{iéme}$ bras de l'onduleur :

$S_i = 1$: Interrupteur haut fermé et interrupteur bas ouvert.

$S_i = 0$: Interrupteur haut ouvert et interrupteur bas fermé.

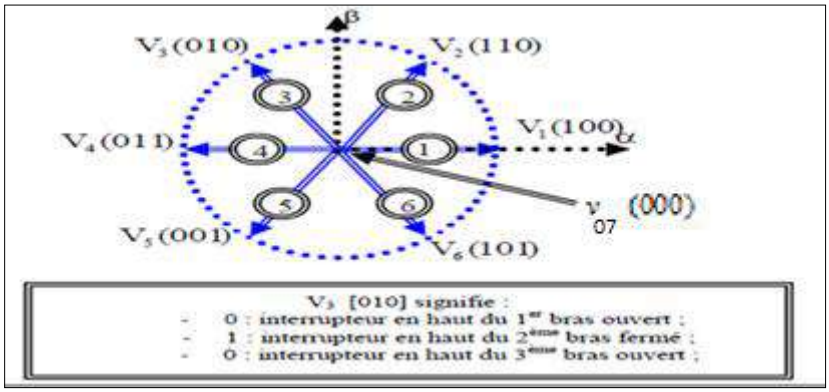


Figure IV. 2 : Représentation vectorielle de l'onduleur de tension [SED16].

La figure (IV.2) montre la représentation dans le plan complexe des six vecteurs non nuls, qui peuvent être générés par un onduleur de tension triphasé et les combinaisons $(S_a, S_b, S_c) = (0,0,0) et (1,1,1)$ correspondent aux vecteurs nuls [HAM08].

IV.1.2.1 Contrôle du flux statorique

Pour un contrôle efficace du couple de la machine, il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. Pour un contrôle de type DTC, on réalise le réglage du flux statorique, d'une part du fait qu'il est le plus simple à estimer, et d'autre part parce qu'il a une dynamique plus rapide que celle du flux rotorique [HAM08].On se place dans le repère fixe (α, β) lié au stator. Le flux statorique de la machine asynchrone est obtenu à partir de l'équation suivante [TOU08] :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \qquad (IV.2)$$

Le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante :

$$\Phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \qquad (IV.3)$$

$$\Phi_s = V_s t - R \int i_s dt \, \Phi_s|_{t=0} \qquad (IV.4)$$

Ou : $\Phi_s|_{t=0}$ est la valeur initiale du flux statorique.

Dans notre étude, on négligera la résistance statorique (ce qui est vérifié pour les grande vitesses), sur l'intervalle $[0, T_{ec}]$ l'extrémité du vecteur flux Φ_s se déplace sur une droite dont la

direction est donnée par V_s la figure (IV.3) représente ce principe lorsqu'on sélectionne le vecteur de tension $V_s = V_3$.

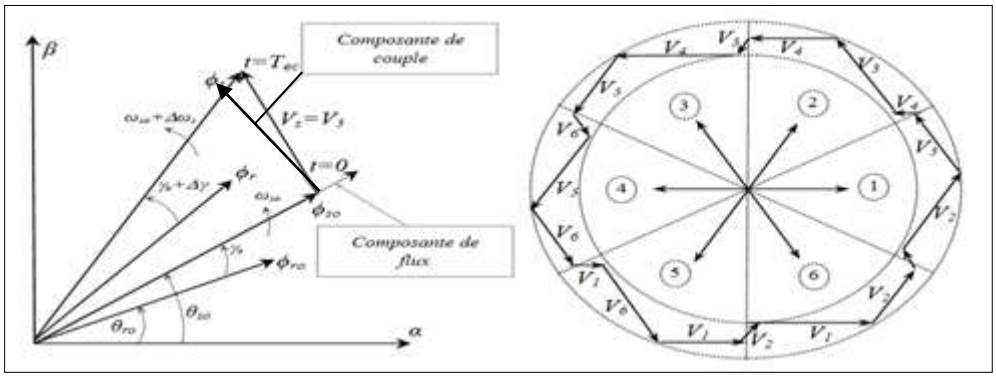


Figure IV. 3 : a) Sélection de la vecteur de tension Vi correspondant au contrôle de l'amplitude de flux, b.) Évolution du vecteur flux statorique dans le plan (α, β) [HAM13].

La "composante du flux" du vecteur tension (composante radiale) change l'amplitude du vecteur flux et sa "composante du couple" (composante tangentielle) change la position du vecteur flux. C'est à dire que les variations du couple sont contrôlées à partir de la vitesse de rotation du vecteur de flux statorique.

Si la période de contrôle est assez petite, en choisissant une séquence appropriée des vecteurs de tension de l'onduleur, l'extrémité du vecteur flux peut suivre correctement la trajectoire désirée. Pour fonctionner avec un module du flux pratiquement constant, il suffit de choisir une trajectoire presque circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cela n'est possible que si la période de contrôle est très faible devant la période de rotation du flux. [HAM13].

IV1.2.2 Contrôle de couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique selon l'expression suivante : [KOR13]

$$C_{em} = K\left(\overline{\Phi_s} * \overline{\Phi'_r}\right) = K\left|\overline{\Phi_s}\right|\left|\overline{\Phi'_r}\right|\sin(\gamma) \qquad \text{(IV.5)}$$

Avec :

$\overline{\phi_s}$: représente le vecteur de flux statorique ;

$\overline{\phi'_r}$: représente le vecteur de flux rotorique ramené au stator ;

γ : représente l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

$$K = \frac{PM}{\sigma L_s L_r}$$

D'après cette expression, le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\phi_s}$ et$\overline{\phi'_r}$ et de leur position relative.

IV.1.2.3 Choix du vecteur de tension

Les variations du couple électromagnétique peuvent être contrôlées uniquement à partir de la vitesse de rotation du vecteur flux $\overline{\phi_s}$ [BEN10]. Le tableau (IV.1) montre l'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs V_{i+1}, V_{i+2}, V_{i-1}, V_{i-2} qui peuvent être appliqués dans la zone N_i

Lorsque le flux $\overline{\phi_s}$se trouve dans une zone **i**, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :

- Si V_{i+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux$\overline{\phi_s}$ croit et le couple C_{em} croit
- Si V_{i-1}est sélectionné alors l'amplitude du flux $\overline{\phi_s}$ croit et le couple C_{em} décroit
- Si V_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux $\overline{\phi_s}$ décroit et le couple C_{em} croit
- Si V_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux $\overline{\phi_s}$ décroit et le couple C_{em} décroit
- Si V_0 ou V_7 est sélectionnée, la rotation de $\overline{\phi_s}$ est arrêté, d'où une décroissance du couple alors que le module du couple reste inchangée. :[AKK07]

Les vecteurs tensions à appliquer dépendent de la zone où se trouve le vecteur flux. Les paramètres $N_1, N_2, N_3, N_4, N_5, N_6$ (figure IV.4) représentent les six zones possibles du fonctionnement.

Vecteur V_k	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}
Φ_s	↗	↘	↗	↘
Cem	↗	↗	↘	↘

Tableau IV. 1 : Evolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur V_s appliqué dans la zone N_i

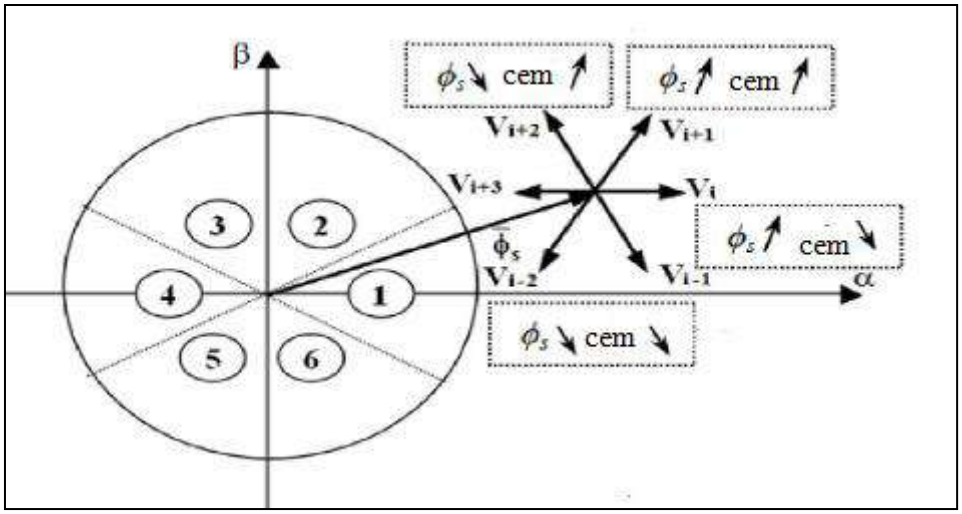


Figure IV. 4 : Répartition des zones.

Au début de zone, les vecteurs $\overline{V_{i+1}}$et $\overline{V_{i-2}}$ sont perpendiculaires à $\bar{\phi}_s$, d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux $\bar{\phi}_s$, alors qu'en fin de zone l'évolution est inversé les vecteurs $\overline{V_{i+1}}$ et $\overline{V_{i-2}}$, correspondent à des évolutions lente du couple et rapide de l'amplitude du flux $\bar{\phi}_s$en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone i, les deux vecteurs V_i et $\overline{V_{i+3}}$ ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci ont la composante de flux la plus forte (évolution très rapide de ($\bar{\phi}_s$) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de $\bar{\phi}_s$dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone. Le vecteur de tension statorique V_s à la sortie de l'onduleur à appliquer au moteur, est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du flux$\bar{\phi}_s$.

Un estimateur de module de flux $\bar{\phi}_s$ et de position ainsi qu'un estimateur de couple est donc nécessaire, pour une commande DTC.

IV.1.3 Estimateur du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courants et tension de la machine [AKK07].

A partir de l'équation :

$$\phi_s = \phi_\alpha + j\,\phi_\beta \qquad \text{(IV.6)}$$

On obtient les composantes α et β du vecteur $\bar{\phi}$

$$\begin{aligned}\phi_S &= \sqrt{\phi^2{}_\alpha + \phi^2{}_\beta} \\ \phi_\alpha &= \int (V_\alpha - R_s.i_\alpha)dt + \phi_\alpha(0) \\ \phi_\beta &= \int (V_\beta - R_s.i_\beta)dt + \phi_\beta(0)\end{aligned} \quad \text{(IV.7)}$$

Les composantes des courants $i_\alpha\ i_\beta$ sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés $i_a\ i_b$ et i_c

$$\begin{aligned}i_s &= i_\alpha + j.i_\beta \\ i_\alpha &= \sqrt{\frac{3}{2}}.i_a \\ i_\beta &= \frac{1}{\sqrt{2}}(i_b - i_c)\end{aligned} \quad \text{(IV.8)}$$

On reconstruit les composantes du vecteur tension à partir de la mesure de la tension d'entrée de l'onduleur et des états des interrupteurs (S_a, S_b, S_c).En appliquant la transformation de Concordia, on a :

$$\begin{aligned}V_S &= V_\alpha + j.V_\beta \\ V_\alpha &= \sqrt{\frac{2}{3}}.(V_a - \frac{1}{2}(V_b - V_c)) = \sqrt{\frac{2}{3}}.U_{dc}(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \\ V_\beta &= \frac{1}{\sqrt{2}}(V_b - V_c) = \frac{1}{\sqrt{2}}U_{dc}(S_b - S_c)\end{aligned} \quad \text{(IV.9)}$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaire à l'estimation de l'amplitude du flux statorique. Cette méthode d'estimation du flux statorique présente l'avantage de la simplicité, de la robustesse vis-à-vis des variations des paramètres de la machine et de la précision, notamment à vitesse moyenne et élevée, la chute de tension ohmique devient négligeable [HAM08].

IV.1.3.1 Estimateur du couple électromagnétique

Le couple peut être estimé à partir de la relation suivante :

$$C_{em} = p\left(\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}\right) \quad \text{(IV.10)}$$

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique nécessite la connaissance préalable des composantes du courant et celle de la tension statorique.

IV.1.3.2 Elaboration du vecteur de commande

IV.1.3.2.1 Correcteur du flux

Le correcteur a deux niveaux, permet de contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique dans une couronne circulaire comme montre la figure (IV.5).

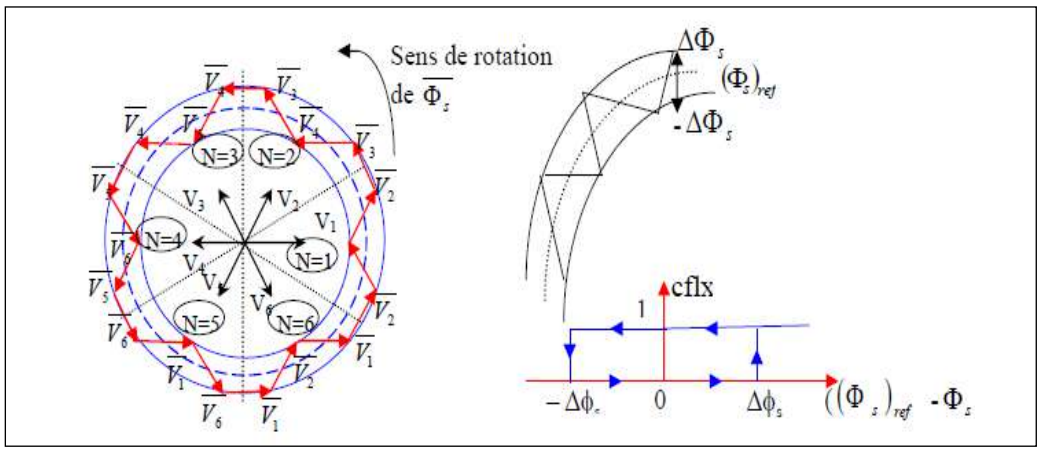


Figure IV. 5 : (a) Sélection des vecteur Vi correspondant au contrôle de l'amplitude

(b) comparateur hystérésis à deux niveaux [SED16]

Ce qui montre que le choix de vecteur tension dépend du signe de l'erreur du flux et non de l'amplitude de l'erreur. Donc la sortie du correcteur du flux peut être une variable logique.

- 1 : lorsque l'erreur de flux et positive.
- 0 : lorsque l'erreur de flux et négative.

IV.1.3.2.2 Correcteur du couple

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites

$$\left|C_{ref} - C_{em}\right| \leq \Delta C \qquad \text{(IV.11)}$$

Avec :

C_{ref} : La référence de couple ;

ΔC : La bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence avec le contrôle de flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation du moteur, deux solutions sont à envisager : [KER 13]

- un correcteur à hystérésis à deux niveaux.

- un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

IV.1.3.2.3 Correcteur à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilise pour le contrôle du module de $\overline{\phi_s}$, il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnes pour faire évoluer le flux $\overline{\phi_s}$, par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisé par la sélection des vecteurs nuls : [KER13]

IV.1.3.3 Elaboration de la table de commutation

La table de commutation est construite en fonction de l'état des variables ($cflx$) et ($ccpl$), et de la zone N_i de la position de flux ϕ_s.Elle se présente donc sous la forme suivante :

FLUX	COUPLE	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	REGULATEURS	
cflx =0	*ccpl* =1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	Deux Niveaux	
	ccpl =0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7		
cflx =1	*ccpl* =1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	Deux Niveaux	
	ccpl =0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0		

Tableau IV. 2 : Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à deux niveaux.

IV.1.4 Les avantages et les inconvénients de la DTC

IV.1.4.1 Avantages

- Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- Elle exige deux comparateurs à hystérésis et un contrôleur de vitesse du type PI, tandis dans la commande vectorielle exige 2 régulateurs PI et un modulateur de MLI.
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information du secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.

- La réponse dynamique du couple est très rapide.
- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- Possibilité d'appliquer les algorithmes du système avec des cartes d'acquisition. [TOU08],

IV.1.4.2 Inconvénients

- L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif).
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- L'existence des oscillations du couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis), ce qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques [TOU 08].

IV.1.5 Réglage de vitesse conventionnel (régulateur de PI)

IV.1.5.1 Principe

L'approche la plus classique utilisée consiste a contrôlé la vitesse par un régulateur PI, dont l'objectif est d'annuler l'erreur statique et réduire le temps de réponse tout en conservant la stabilité du système. Les performances obtenues (stabilité, précision, temps de réponse) sont satisfaisantes pour un tel système électromécanique. Cependant le couple peut présenter un dépassement important qui peut nuire au fonctionnement du système, pour palier à ce problème on utilise une limitation de la référence du couple soit à la sortie du correcteur, la vitesse à régler se définit à partir de l'équation mécanique.

La partie mécanique du système est représentée par l'équation de transfert établie à partir de l'équation mécanique de la machine utilisée. Le calcul des paramètres du régulateur (les deux gains K_p et K_i sont réalisés en spécifiant une réponse en boucle fermée).

Pour avoir un comportement bien amorti, avec un amortisseur relatif optimal, les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés .Voir figure (IV.6).

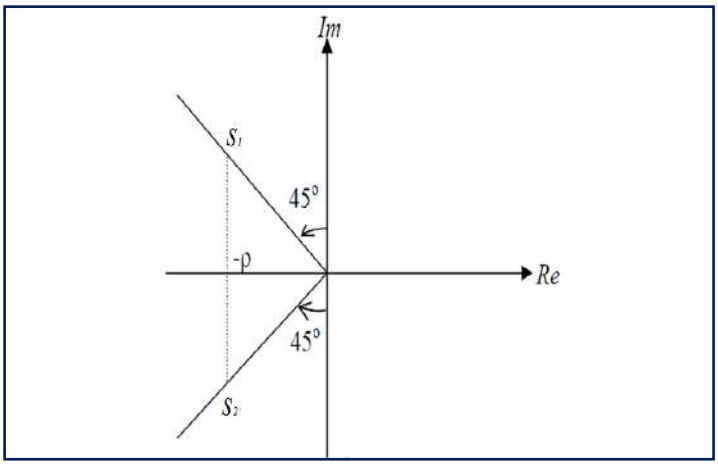


Figure IV. 6 : Méthodes des pôles imposés [HAM13]

Les expressions des paramètres du régulateur sont alors calculées selon

$$Kp = 2j\rho - f$$
$$ki = 2j\rho^2 \qquad \text{(IV.12)}$$

En prenant :

$$S_{1,2} = -\rho \mp \rho j \qquad \text{(IV.13)}$$

Afin d'éviter que l'intégrale conduit à des saturations, il est judicieux de limiter le couple entre $cem_{\max}$ et $cem_{\min}$ définis au préalable.

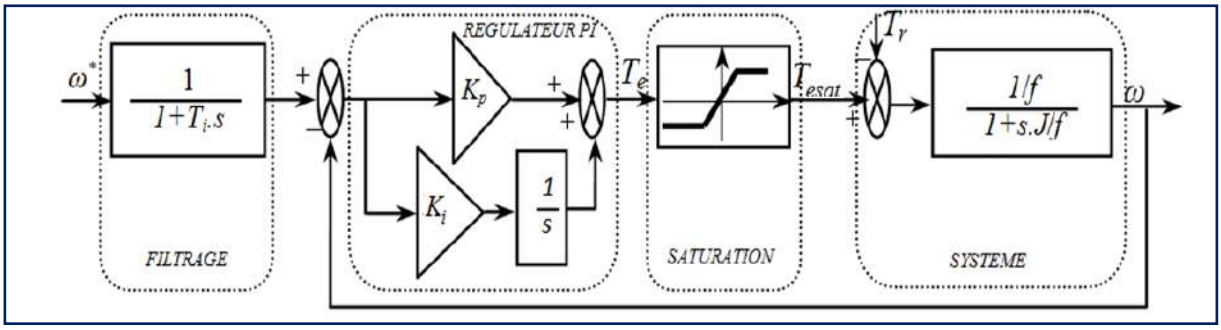


Figure IV. 7 : Structure de régulation de la vitesse mécanique [HAM 13]

IV.1.5.2 Résultat de simulation

Nous présentons dans ce qui suit des résultats de simulation de la commande directe du couple d'une MAS avec régulateur PI alimenté par GPV, avec les conditions standards :(les valeurs d'irradiation et la température sont fixées à : G=1000W/m² et T=298°K (25°C)).

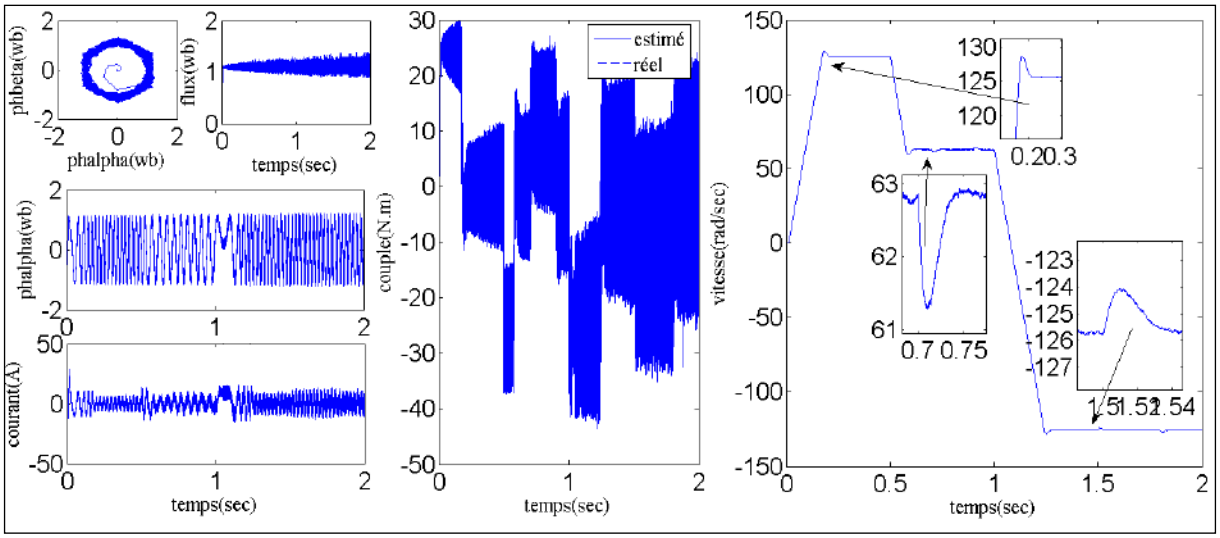


Figure IV. 8 : Résultat de simulation de la DTC classique d'une (MAS) avec régulateur PI alimentée par GPV.

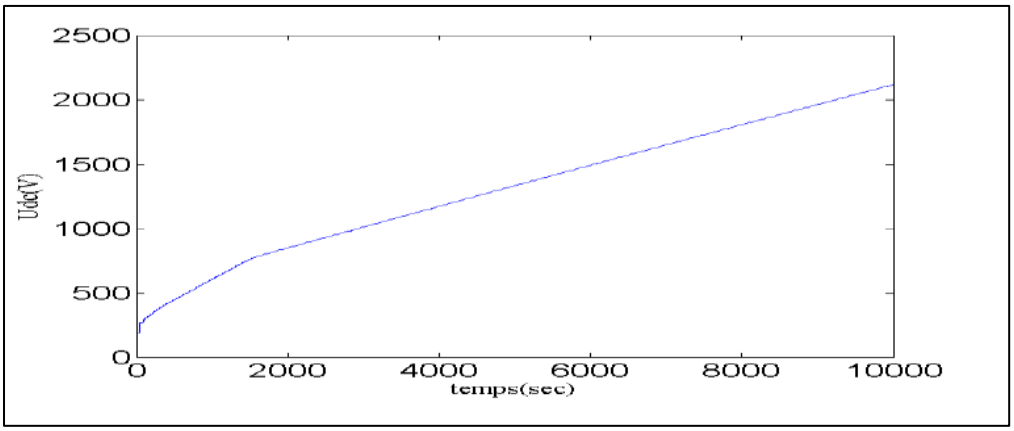


Figure IV. 9 : La tension de sortie du hacheur survolteur

IV.1.5.3 Interprétations des résultats

La figure (IV.8) représente la réponse de la vitesse, du flux statorique et la trajectoire du flux statorique et du couple électromagnétique pour un flux de référence de 1.1 Wb, sous une charge nominale après un démarrage à vide, cette charge a été appliquée à chaque variation de vitesse (1200tr/min→1200/2tr/min→-1200tr/min).

On remarque que la vitesse atteint sa valeur de référence mais avec un petit dépassement (1%) ; il rejeté efficacement la perturbation. Nous pouvons dire que la réponse de la vitesse présente des performances très satisfaisantes.

Cependant, on remarque qu'il ya grande ondulations au niveau de la réponse du couple électromagnétique et du flux statorique et ces ondulations sont dues au l'augmentation successive de la tension de sortie du panneau photovoltaïque (voir la figure IV.9)

Pour minimiser ces ondulations ou autrement dit pour obtenir une tension U_{dc} constante délivré par ce panneau, on va proposer par la suite un bloc de réglage basé sur les réseaux de neurones.

IV.2 Commande par réseaux de neurones

IV.2.1 Définitions

L'origine des réseaux de neurones vient d'essai de modélisation du neurone biologique par Warren McCulloch et Walter Pitts. Ils supposent que l'impulsion nerveuse est le résultat de calcul simple effectué par chaque neurone et que la pensée est née grâce à des effets collectifs d'un réseau de neurones interconnectés. [HAM08].

IV.2.2 Le neurone

IV.2.2.1 Le neurone biologique

Le neurone biologique possède des caractéristiques qui lui sont propres, lui permettant de recevoir les signaux issus des neurones qui lui sont voisins, de les traiter, d'engendre un influx nerveux, d'assurer son cheminement et de le transmettre à d'autre neurones voisins [HAM08]

Pour réaliser ces fonctions, un neurone biologique est une cellule composée d'un corps cellulaire et d'un noyau. Le corps cellulaire se ramifie pour former ce que l'on nomme les dendrites .c'est par le biais des dendrites que l'information est acheminée de l'extérieur vers le corps du neurone.

L'information traitée par le neurone s'achemine ensuite le long de l'axone (unique) pour être transmise aux autres neurones .La jonction entre deux neurones est appelée la synapse (figure IV.10).le neurone biologique prend deux état ; actif ou inactif.

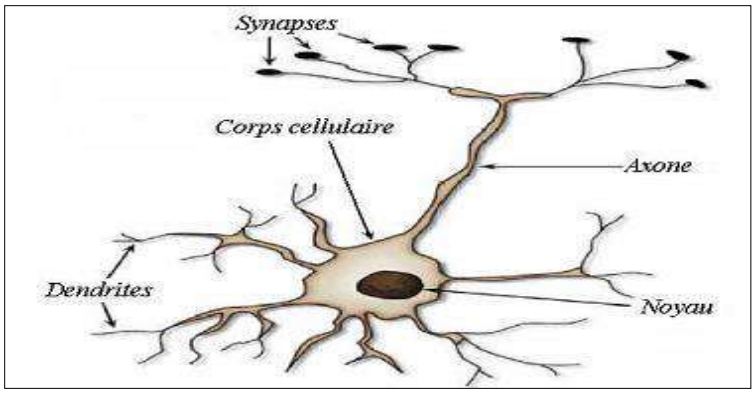


Figure IV. 10 : Structure d'un réseau de neurone biologique [BOU13].

IV.2.2.2 Le neurone artificiel

Le neurone formel est un modèle mathématique simplifié du neurone biologique, il présente un certain nombre d'entrées, les dendrites, un corps traitant les entrées suivant la méthode du tout ou rien, et un axone véhiculant la réponse du neurone. La première modélisation d'un neurone découle des travaux significatifs de Mac Culloch et Pitts (1943). La figure (IV.11) représente un modèle de base d'un neurone formel [BOU13]

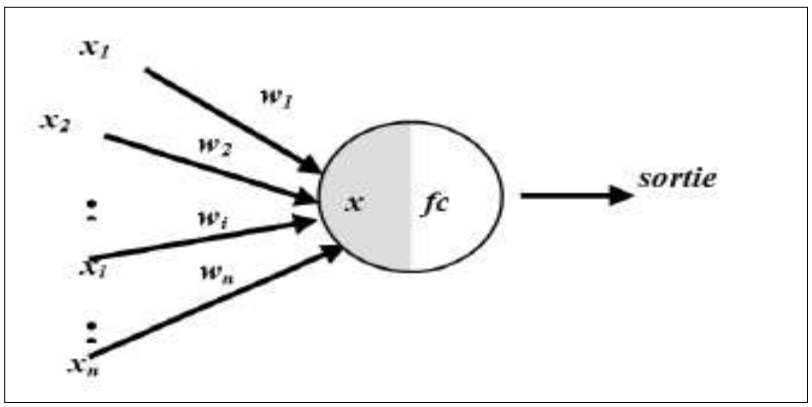


Figure IV. 11 : Modèle de base d'un neurone formel [BOU13]

IV.2.3 Réseau de neurones multicouches

Les neurones sont arrangés par couche. Il n'y a pas de connexion entre neurones d'une même couche et les connections ne sont font qu'avec les neurones des couches en aval (figure IV. 12). Habituellement, chaque neurone est connecté à tous les neurones de la couche suivante et celle-ci seulement. Ceci nous permet d'introduire la notion de sens de parcours de l'information (de l'activation) au sein d'un réseau et donc de définir les concepts de neurone d'entrée et de neurone de sortie.

Par extension, on appelle couche d'entrée l'ensemble des neurones d'entrée, couche de sortie l'ensemble des neurones de sortie. La couche intermédiaire n'ayant aucun contact avec l'extérieure sont appelés cachées. [HAM08].

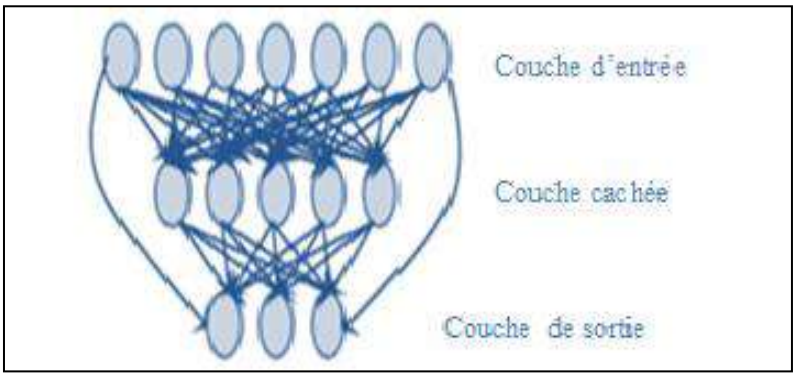


Figure IV. 12 : Définition des couches d'un réseau multicouche [HAM13]

IV.2.3.1 Apprentissage

Une fois la structure est fixée, il faut passer par le processus d'apprentissage, par lequel les poids vont être ajustes de manière à satisfaire un critère d'optimisation.

Prenons le cas de l'identification d'un processus qui comporte deux entrées et une sorties. L'apprentissage va se faire sur un ensemble de triplet $\left(x^0{}_1, x^0{}_2, y_s\right)$.

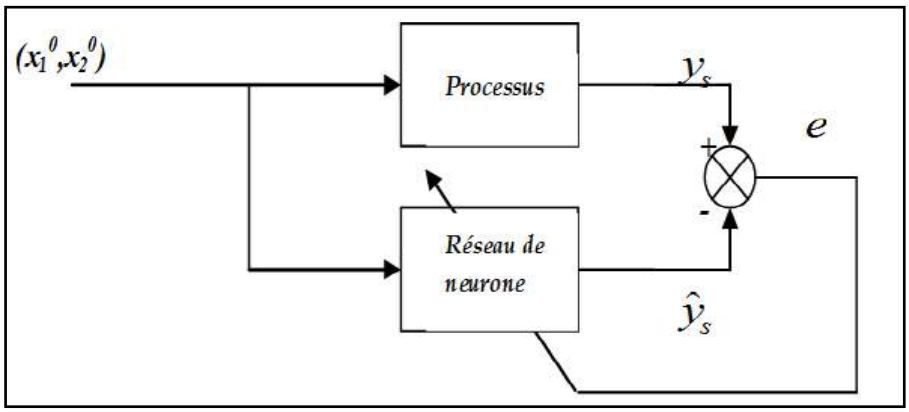


Figure IV. 13 : Schéma synoptique du procédé d'apprentissage du réseau de neurone

Pour chaque triple, on peut subdiviser le processus d'apprentissage en trois classes

- Apprentissage supervisé « ***supervised learning*** »
- Apprentissage non supervise « ***unsupervised learning*** »
- Apprentissage par renforcement.

IV.2.3.1.1 Apprentissage non supervisé

Cet apprentissage consiste à détecter automatiquement des régularités qui figurent dans les exemples présentés et à modifier des connexions pour que les exemples ayant les mêmes caractéristiques de régularité provoquent la même sortie. Les réseaux auto-organisateurs de Kohonen sont des réseaux à apprentissage non supervisé les plus connus.[BOU13]

IV.2.3.1.2 Apprentissage supervisé

Un superviseur, ou professeur, fournit au réseau des couples d'entrées-sorties. Il fait apprendre au réseau l'ensemble de ces couples, par une méthode d'apprentissage, comme la retro-propagation du gradient de l'erreur, en comparant pour chacun d'entre eux la sortie effective du réseau et la sortie désirée. L'apprentissage est terminé lorsque tous les couples entrées-sorties sont reconnus par le réseau. Ce type d'apprentissage se retrouve, entres autres dans le perceptron [BOU13]

IV.2.4 L'architecture du réseau

Il n'existe pas de règles générales pour déterminer la structure des réseaux (le nombre de couches cachées et le nombre de neurones par couche), sachant que le problème critique pendant l'apprentissage est de trouver un réseau assez large pour bien apprendre mais également assez petit pour bien généraliser.

Les couches entrées et sorties sont bien sur imposées, puisque le nombre de neurones qu'elles admettent dépend du problème posé. Mais on ne peut rein dire sur le nombre de neurones des couches cachées.

- ✓ **Le temps d'apprentissage**

Le temps d'apprentissage augmente avec le nombre de couples d'apprentissage, ce qui diminue la vitesse de convergence.

- ✓ **La convergence de l'algorithme**

Aucune preuve mathématique sur la convergence de cet algorithme vers un minimum global n'existe du fait que cette méthode utilise la décente du gradient. La recherche d'un minimum global sur la surface de l'erreur dans le domaine des poids, peut présenter un problème si cette surface possède des minimums locaux qui peuvent ralentir (voire stopper) l'algorithme.

Le choix d'apprentissage variable permet dans certains cas d'accélérer la convergence. Il arrive cependant qu'on reste au-dessus du critère d'arrêt sans jamais l'atteindre. C'est souvent le signe que le mécanisme d'apprentissage est inadapté ou que l'architecture du réseau ne permet pas d'atteindre ce degré de précision. Dans ce cas, il faut augmenter le nombre de neurones de la couche cachée ou changer de structure [HAM 13].

On ne peut pas prévoir le nombre d'itérations nécessaires à l'apprentissage.

- ✓ **Le pas de correction des poids**

Si le pas de correction des poids est très petit, l'apprentissage nécessite alors un temps très important. Par contre si ce même pas est très grand le réseau devient oscillatoire, ce qui compromet sa convergence. La solution à ce problème est de choisir un pas variable, initialisé à une grande valeur comprise entre 0 et 1, et qui sera diminué jusqu'à une valeur minimale positive fixée au préalable. L'algorithme de rétro propagation introduit la dérivée première des fonctions d'activation. Il est cependant tout à fait envisageable d'utiliser d'autres algorithmes qui ne nécessitent pas de dérivation comme par exemple les algorithmes génétiques.

- ✓ **La saturation du réseau**

Si les poids prennent de grandes valeurs, les sorties deviennent grandes et se rapprochent de la zone de saturation de la fonction d'activation. La solution à ce problème est un compromis à faire entre

- ✓ Le choix d'un pas de correction petit.
- ✓ L'initialisation des poids à de très petites valeurs.

Des améliorations (optimisations) peuvent être apportées pour un meilleur apprentissage [HAM 13].

IV.2.4.1 Avantages et inconvénients des réseaux de neurones

IV.2.4.1.1 Avantage

- ✓ Résistance au bruit ou au manque de fiabilité des données.
- ✓ Comportement moins mauvais en cas faible quantité de données.

IV.2.4.1.2 Inconvénients

- ✓ Le choix des valeurs des poids du réseau et le réglage du pas d'apprentissage, qui jouent un rôle important dans la vitesse de convergence.
- ✓ Le problème du sur-apprentissage (apprentissage au détriment de la généralisation)

IV.2.5 Commande par réseau de neurones

Ces dernières années, de nouvelles techniques de commande basées sur l'intuition et le jugement ont vu le jour. Les chercheurs l'ont nommé régulateurs intelligents, ces régulateurs offrent la possibilité d'obtenir la reproduction des dynamiques d'un système complexe non linéaire seulement à travers ses entrées/sorties, sans avoir recours à un modèle structurel. Ces techniques,intelligentes sont de plus en plus utilisées dans la conception, la modélisation et la commande de systèmes complexes, à savoir les réseaux de neurones.

La commande neuronale proposée dans ce travail consiste en premier lieu à ajouter un bloc pour régler la tension obtenue à la sortie du hacheur c'est-à-dire à remplacer le MLI, et eu second lieu, on propose un régulateur de vitesse qui se base toujours sur un réseau de neurones pour remplacer le régulateur PI pour avoir de meilleures performances.

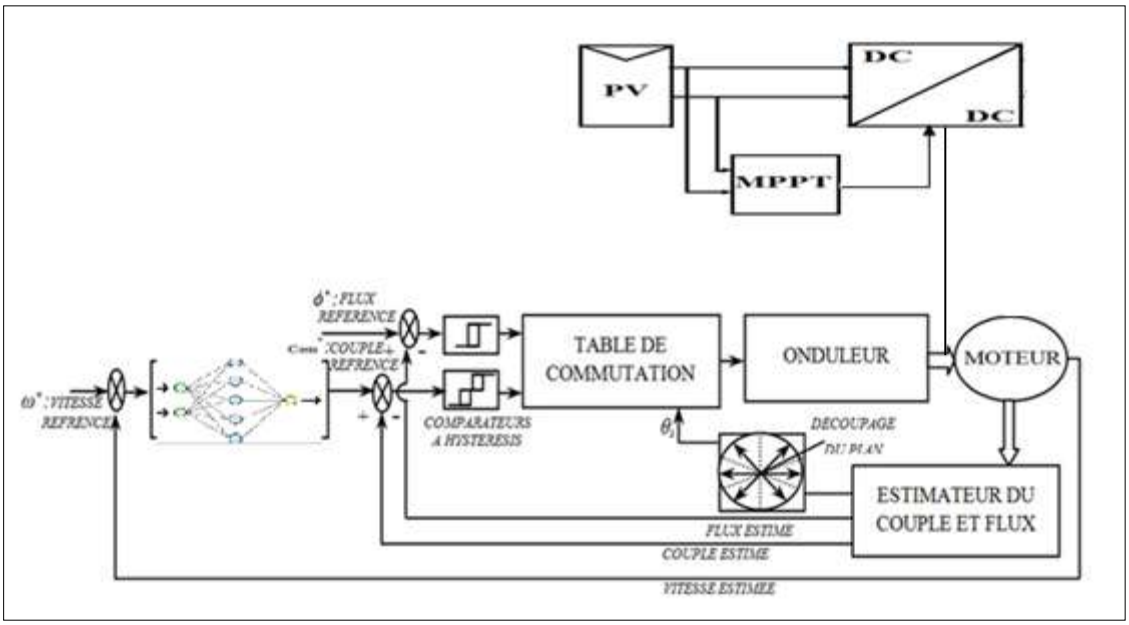


Figure IV. 14 : Commande directe du couple d'une MAS alimenté par GPV basé sur les réseaux de neurones.

IV.2.5.1 La commande MPPT basé sur les réseaux de neurones

IV.2.5.1.1 Principe

Dans ce cas, on propose un régulateur neuronal pour régler la tension U_{dc} désirée 514V, l'utilisation des réseaux de neurones dans ce travail nous a permis alors de résoudre les problèmes obtenus précédemment (minimiser des ondulations et d'avoir une tension constante). On adopte donc un réseau de neurone avec une seule couche cachée avec vingt neurones .Ce régulateur possède également une couche d'entrée (avec un seul neurone qui représente la sortie du bloc P&O) et une couche de sortie (avec aussi un seul neurone qui représente le rapport cyclique).

L'algorithme utilisé pour faire l'apprentissage est rétro-propagation et la fonction d'activation choisis est de type tansig. Les caractéristiques de ce régulateur sont représentées sur la table suivante :

Algorithme d'apprentissage	***Régulateurs neuronaux***
Couche cachée (Nombre de neurones)	20
Nombre d'itérations	196
Performances	0.039

Tableau IV. 3 : Les caractéristiques des régulateurs neuronaux.

IV.2.5.1.2 Résultat de simulation

La figure (IV.15), ci-dessous représente les résultats de simulation de la DTC appliquée à une MAS avec régulateur PI alimentée par GPV en utilisant un bloc neuronal pour le réglage de la tension délivrée par le hacheur.

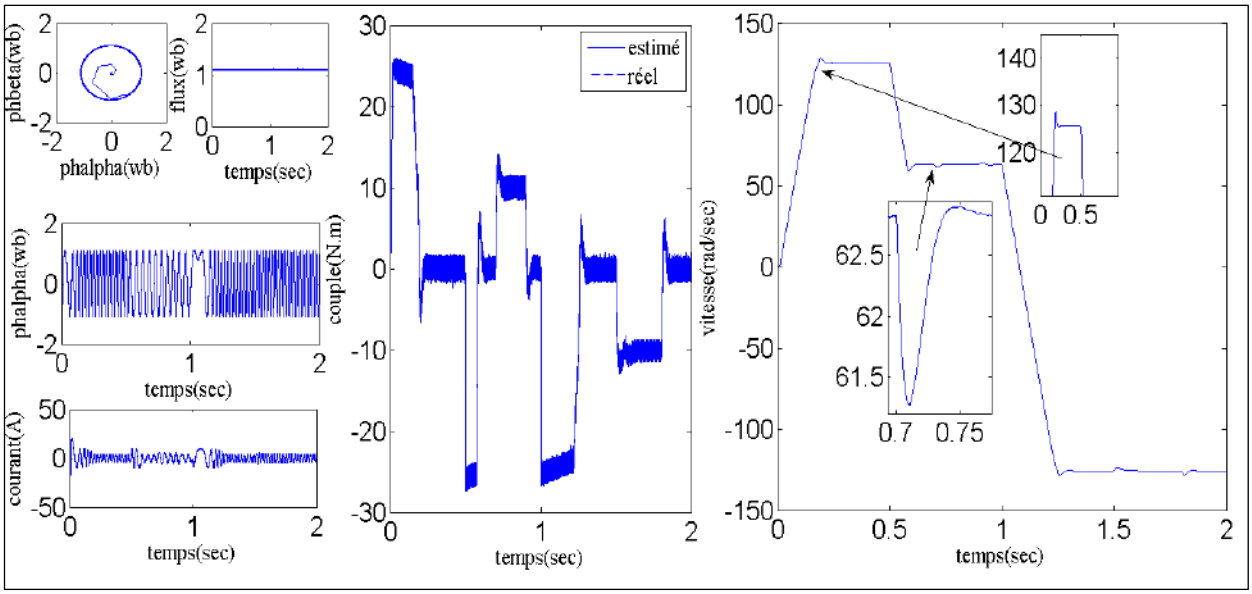


Figure IV. 15 : Résultat de simulation de la DTC d'une (MAS) avec régulateur PI alimentée par GPV.

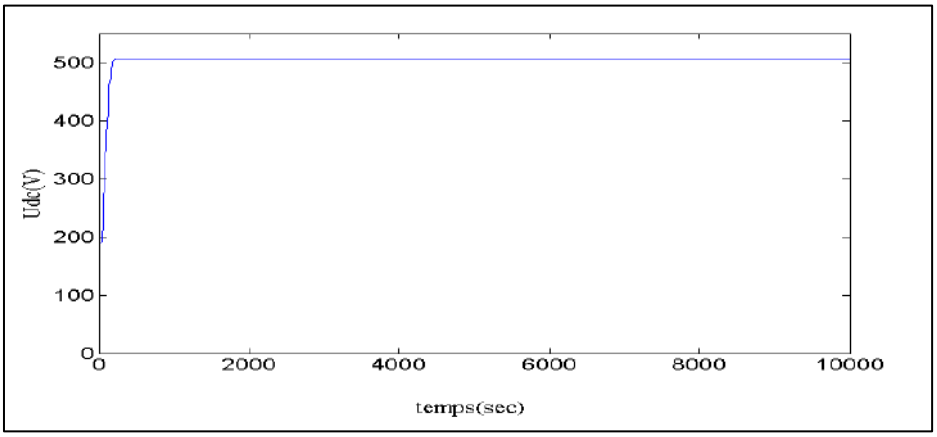


Figure IV. 16 : La tension de sortie du hacheur survolteur.

IV.2.5.1.3 Interprétations des résultats

La figure (IV.15) montre les performances de la DTC en boucle fermée, démarrage à vide suivi d'un couple de charge (10Nm) appliqué entre les instants (0.7sec- 0.9sec) et(1.5sec-1.7sec).

D'après cette figure, on remarque que la vitesse atteint sa valeur de référence mais avec un petit dépassement ; il rejeté efficace de la perturbation. On note aussi que les valeurs estimées suivent bien leurs références.

On trouve également que les ondulations du couple et du flux sont totalement minimisées en les comparants avec la figure précédente cela est due au réglage de la tension constante obtenue U_{dc} la figure (IV.16).

Le résultat présenté ci-dessus nous montre alors que le bloc de réglage de la tension de sortie du hacheur survolteur et effectue correctement son rôle et le résultat est très satisfaisant.

IV.2.5.2 Le réglage de vitesse basé sur les réseaux de neurones

IV.2.5.2.1 Principe

Dans cette section, on propose un régulateur neuronal pour remplacer le régulateur PI, l'utilisation des réseaux de neurones dans ce travail se caractérisent par leur rapidité et leur capacité d'apprentissage. Les caractéristiques de ce régulateur sont représentées sur la table suivante :

Algorithme d'apprentissage	***Régulateurs neuronaux***
Couche cachée (Nombre de neurones)	25
Nombre d'itérations	1000
Performances	0.026

Tableau IV. 4 : Les caractéristiques des régulateurs neuronaux.

IV.2.5.3.1 Résultats de simulation par réseau de neurone

La figure (IV.17), illustre les performances de la DTC-MAS alimenté par GPV et avec un réglage de vitesse basé sur les réseaux de neurones sous une charge nominale appliqué entre les instants 0.7sec et 0.9sec, et entre 1.5sec et 1.7sec après un démarrage à vide.

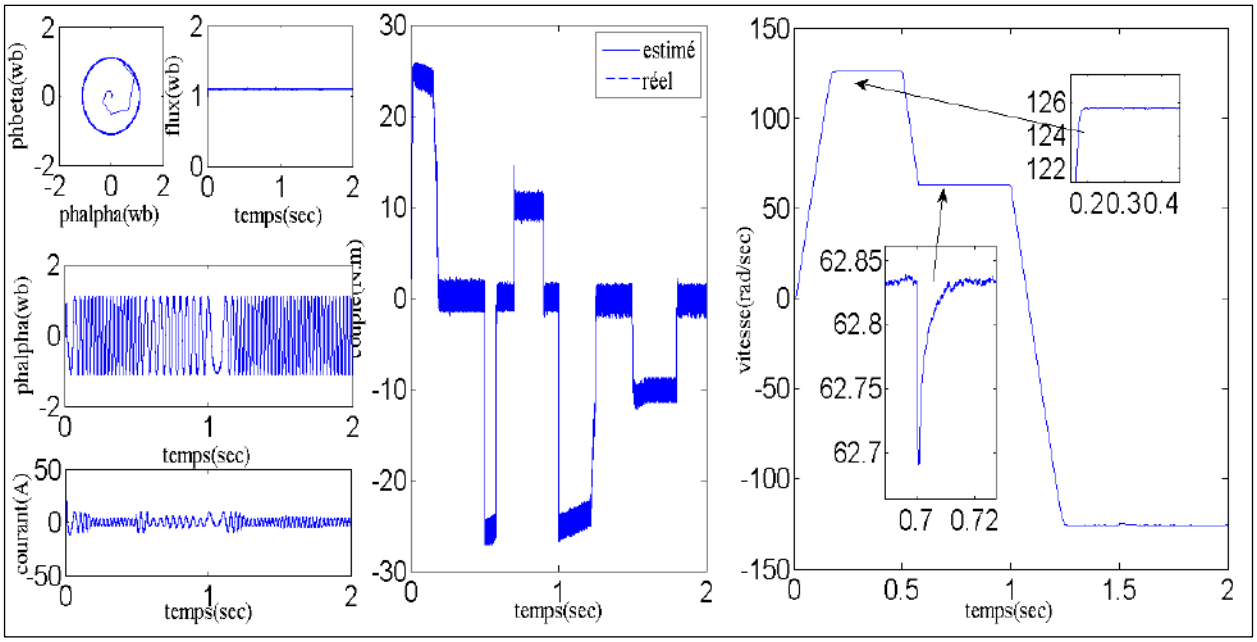


Figure IV. 17 : Résultat de simulation de la DTC d'une (MAS) neuronal alimentée par GPV.

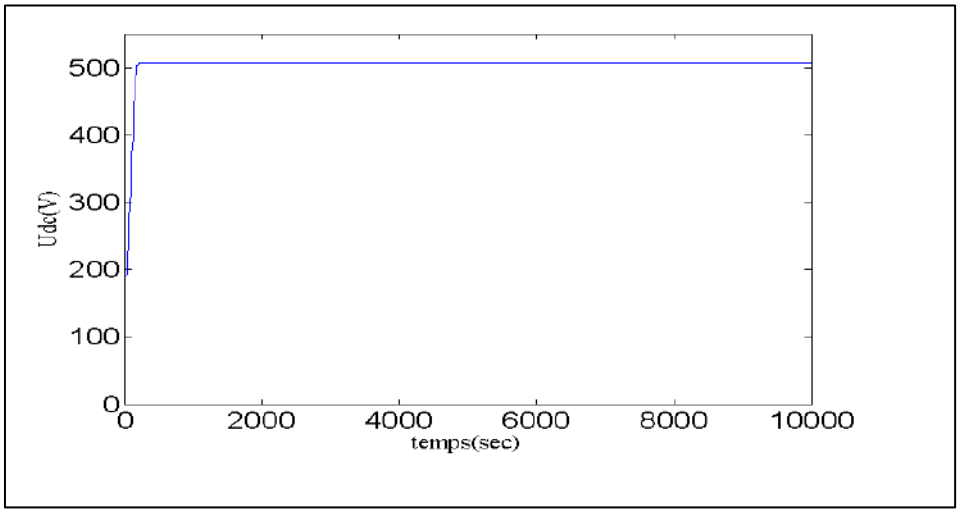


Figure IV. 18 : La tension de sortie du hacheur survolteur.

IV.2.5.3.2 Interprétations des résultats

La figure représente également la réponse du couple, du flux statorique et la trajectoire du flux statorique, et un flux de référence de 1.1 Wb. On remarque que la trajectoire du flux statorique est presque circulaire durant toute la variation du couple.

Les résultats montrent de bonnes réponses, où la réponse de la vitesse de rotation et la référence sont pratiquement identiques.

D'après la figure (IV.18), il est claire que la tension de sortie du hacheur survolteur obtenue est constante et qu'elle est égale à la tension désirée.

IV.2.5.4 Etude comparative entre les deux régulateurs utilisés

D'après la figure (IV.19) On remarque que, le régulateur neuronal présente de meilleurs performances régulateur PI car la réponse de la vitesse de rotation suit bien sa référence sans dépassement, On relève également qu'il rejeté rapidement et efficacement la perturbation par rapport au PI.

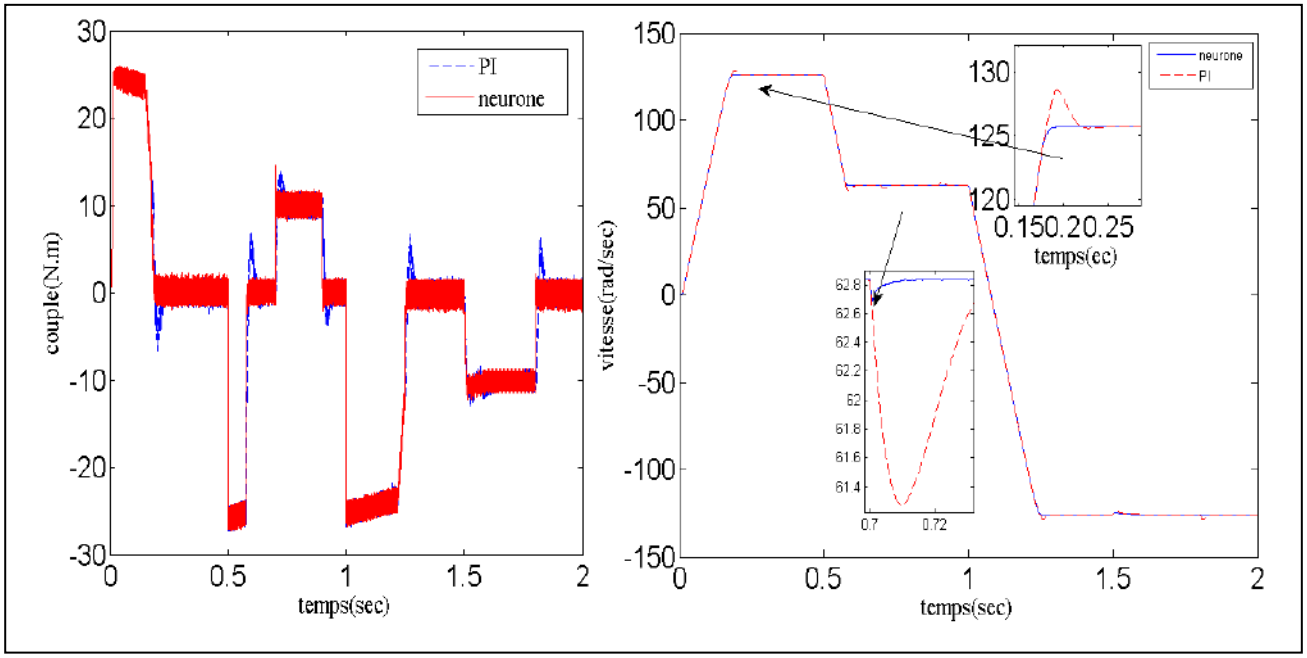


Figure IV. 19 : Comparaison entre les différents régulateurs utilisés.

IV.2.6 Test robustesse

Dans notre étude, nous nous intéressons à la régulation de la tension de sortie du convertisseur Boost. Notre but est alors d'avoir une tension de sortie constante désirée égale à 514V même s'il y a des variations météorologiques.

- ✓ **Pour la variation de température**

La figure ci-dessous présente la réponse du couple électromagnétique et la vitesse de rotation, ainsi que la tension U_{dc}.

Les résultats montrent que le facteur de variation de température ne modifie pas les performances du système (par comparaison au résultats obtenus au condition standard).

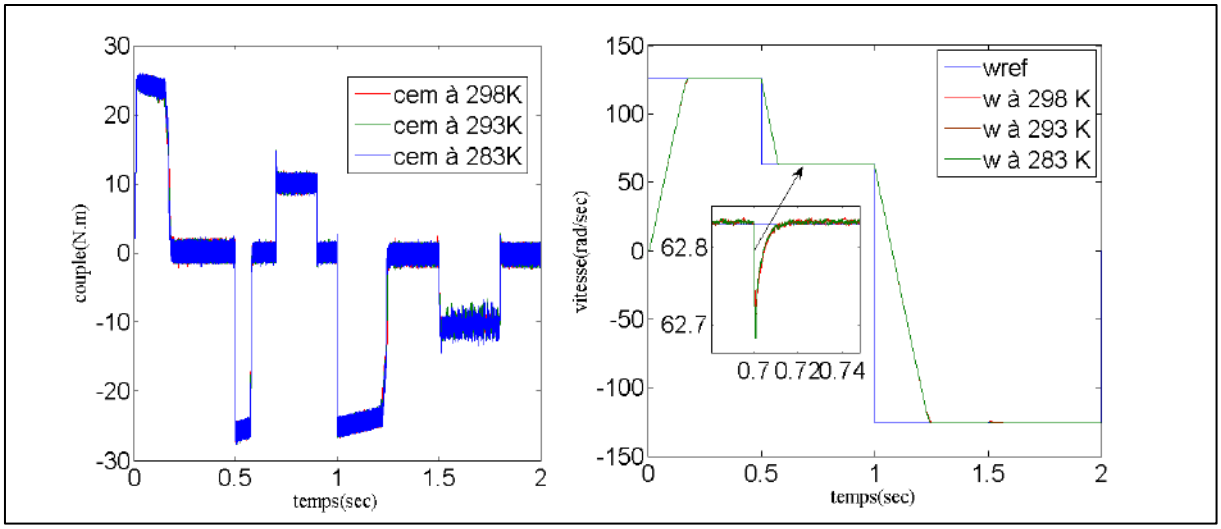


Figure IV. 20 : Comparaison entre la variation de température.

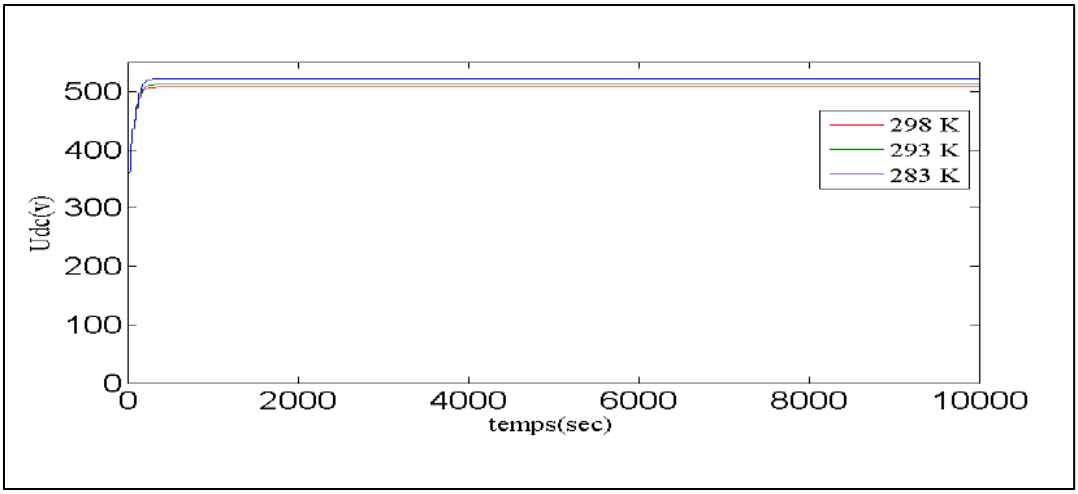


Figure IV. 21 : La tension de sortie du hacheur survolteur.

✓ **Pour la variation de l'éclairement**

Pour ce test, on présente aussi la réponse du couple, flux statorique et la tension U_{dc}, Où on peut citer également que lors de la variation de l'éclairement, on a trouvé que cette variation n'influe pas sur notre système.

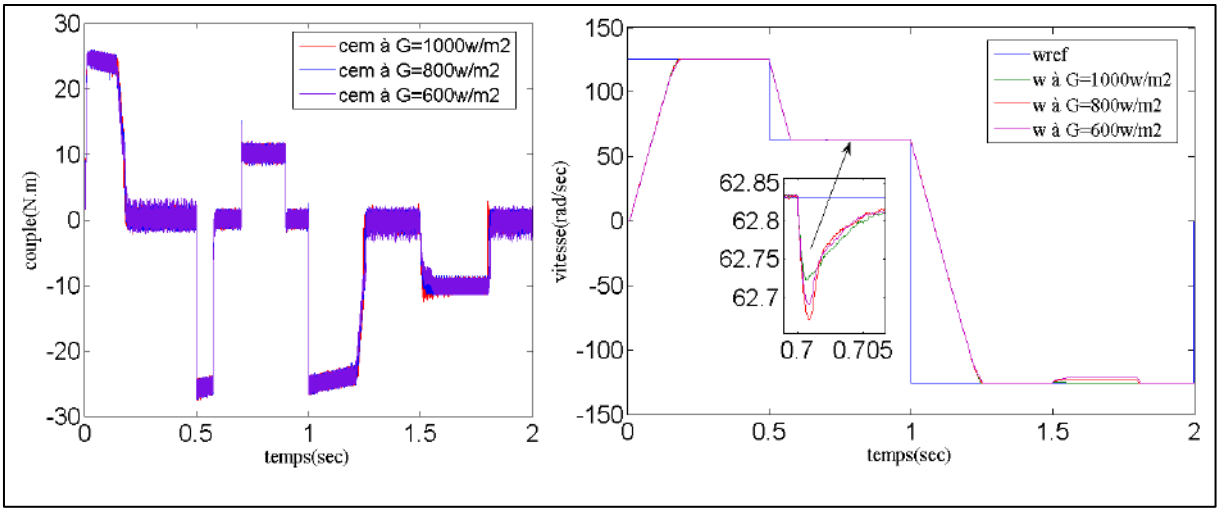


Figure IV. 22 : Comparaison entre la variation de l'éclairement.

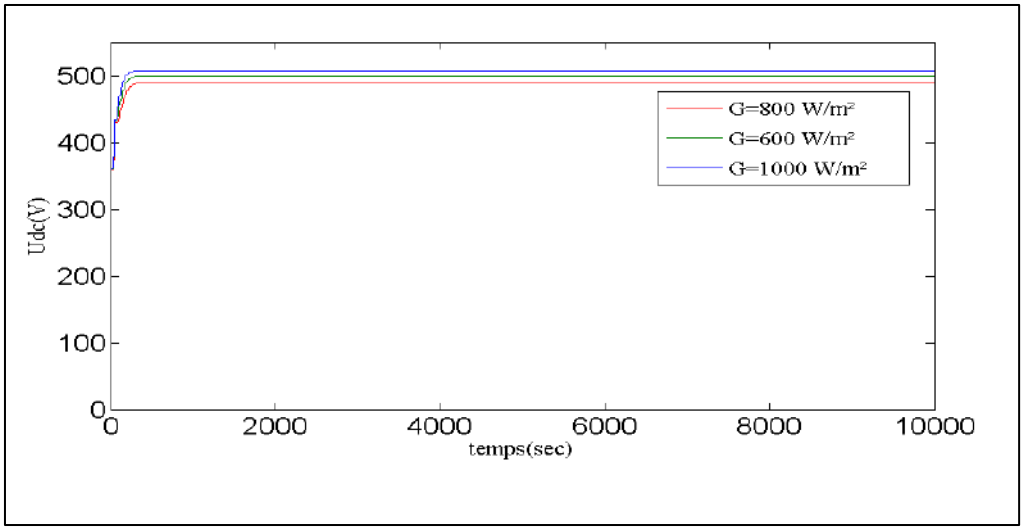


Figure IV. 23 : La tension de sortie d'hacheur survolteur

IV.2.6.1 Interprétations des résultats

Selon les figures (IV. 22 et IV.23) ,on note que la tension de sortie du hacheur survolteur est acceptable malgré le changement des conditions atmosphériques affectant le panneau .

(Le 1er cas : G constante et T variable de 293°k (20°C) et 283°k (10°C) .

(Le 2emecas : T constante et G variable (800w/m^2) et (600w/m^2)).

IV.2.7 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, on a présenté une étude détaillée sur la commande direct du couple appliqué à la machine asynchrone, où on a présenté le principe de base de réglage de couple et de flux, et ensuite on a élaboré la table de commutation ainsi que les avantages et les inconvénients de la DTC, suivi d'une présentation et interprétation des résultats de simulation de la DTC avec régulateur de vitesse classique de type PI.

En deuxième partie, nous avons proposé d'appliquer une technique intelligente dite réseaux de neurones à la commande DTC-MAS alimenté par GPV.

En premier lieu, et dans le but d'avoir une tension constante délivrée par le panneau. On a proposé un bloc de réglage basé sur les réseaux de neurones. En second lieu, on a proposé de remplacer le régulateur conventionnel par un autre régulateur basé sur les réseaux de neurones. Finalement, et dans le but de montrer l'efficacité et la robustesse de nos approches, trois tests différents (à conditions standards, avec un changement d'irradiation, et un changement de température) ont été présentées.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Notre objectif dans ce mémoire est de modéliser, de simuler un générateur photovoltaïque associé à un convertisseur DC-DC contrôlé par MPPT, destiné à entrainer une machine asynchrone à travers d'un convertisseur DC-AC [DJE11] .Pour ce faire, nous avons commencé, au premier chapitre par une étude générale sur les systèmes photovoltaïque, suivie de l'élaboration d'un modèle mathématique du panneau PV en se basant sur un circuit équivalent à une diode. Aussi on a donné le Principe de l'effet PV, cellule PV. Ainsi que le générateur photovoltaïque et leurs performances. L'objectif était la simulation du fonctionnement du générateur et l'étude de l'influence de la température et l'irradiation sur sa caractéristique courant-tension. A l'issue des simulations effectuées, nous avons constaté une forte dépendance des performances du module photovoltaïque en fonction des conditions climatiques, particulièrement l'irradiation solaire et la température du module.

Et on a vu dans le deuxième chapitre quelques topologies de base des convertisseurs continus-continus (DC-DC) utilisés dans les systèmes photovoltaïques .On a étudié l'adaptation par les convertisseurs DC-DC survolteur, dévolteur, dévolteur/survolteur. et on trouve les relations relient les grandeurs du convertisseur et le rapport cyclique du signal qui commande l'interrupteur du convertisseur [OUD15].On a présenté des méthode MPPT (P&O, INC) , on a basées sur l'algorithme de Perturbation et Observation à cause de leur simplicité, elle exige seulement les mesures de la tension et du courant du panneau PV.

Dans le troisième chapitre, on s'est basé sur la modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil, en commençant par présenté le principe de fonctionnement de la machine dans le repère de Park ,puis l'association de la MAS-Onduleur de tension de deux niveaux .Les résultats de simulation à l'aide du logiciel Matlab/Simulink,.

sont également présentés au quatrième, chapitre on va proposé d'appliquer la commande directe du couple à la machine asynchrone à cage d'écureuil alimentée par GPV, où on a abordé la structure du système du contrôle direct du couple en présentant les méthodes d'estimation du couple et du flux, les correcteurs du couple et du flux, puis on a donne la table de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension, nous avons présenté le système photovoltaïque et leurs influences sur la machine asynchrone, en appliquant des régulateurs

neuronales. Notre l'objectif d'appliquer les réseaux de neurones artificiels c'est pour réglé la vitesse on a proposé un bloc de réglage basé sur les réseaux de neurones. En second lieu, on a remplacé le régulateur conventionnel PI par un autre régulateur basé sur les réseaux de neurones. Finalement, et dans le but de montrer l'efficacité et la robustesse de nos approches, trois tests différents (à conditions standards, avec un changement d'irradiation, et un changement de température) ont été présentées.



[AKK07] Akkouchi Kamel « Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone » Mémoire de Magister, Université de Badji Mokhtar, Annaba, 2007.

[AOU14] Aoufi Saliha, « modélisation et commande d'un système de pompage photovoltaïque », mémoire de magister en Commande Electrique, université Ferhat Abbas Sétif-1 UFAS(Algérie) 2014.

[BED14] Bedida Tarek et Ben Amar Radhia « Etude d'un système d'énergie renouvelable avec système de stockage » mémoire de master académique en génie électrique Université d'EL- Oued 2014.

[**BEN12]** Benseddik Othmane et Djaloud Fathi, « Etude et optimisation du fonctionnement d'un système Photovoltaïque » mémoire de master Génie électrique et électronique, Universite Kasdi Merbah- Ouargla, 2012.

[BEN16] Benhadj M'hamed Imen et Ameur Nabila « identification et commande des puissances de la machine asynchrone double alimentation » Mémoire de Master,Université Yahia farés, Médéa 2016.

[BOU07] Boukhelifa Akila« Les éléments d'optimisation du pilotage d'une machine asynchrone en vue d'un contrôle vectoriel » Mémoire de doctorat d'état en électrotechnique de l'école nationale polytechnique 2007.

[BOU13] Bouhafna Sebti « Commande par DTC d'un moteur asynchrone apport des réseaux de neurones » Mémoire de Magistère université de Batna 2013.

[**BOU16**] Bouzeria Hamza, « Modélisation et commande d'une chaine de conversion photovoltaïque», mémoire de doctorat 3ème cycle LMD en Electrotechnique, Université Hadj Lakhdar Batna, 2016.

[CHE15] Chergui Hayat et Atta Radhwane, « Etude et réalisation d'une commande MPPT numérique d'un hacheur solaire photovoltaïque » mémoire de master en génie électrique, Université Dr Yahia Fares de Medea 2015.

[**DJE11]** Djeriou Salim**, «**Simulation d'un système photovoltaïque alimentant une machine asynchrone », mémoire de magister en électrotechnique**.**Université Ferhat Abbas de Sétif, 2011.

[HAM08] Hamidia Fathia « Implémentation de la commande des machines électriques sur un circuit FPGA » Mémoire de magister,Université Yahia farés de Médéa, 2008.

[HAM13] Hamidia Fethia « Contribution à la commande Neuro-floue de machines Electriques » Thèse doctorat de l'ENP, 2013.

[HAN14] Hananou Fatiha et Rouabah Aicha, « Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque », mémoire master académique en Electrotechnique industrielle Université Kasdi Merbah Ouargla**,** 2014**.**

[KER13] Kerrache Abdelaziz et KorichiAhmed « Commande DTC-SVM prédictive d'un moteur asynchrone a cage sans capteur mécanique » Mémoire de Master, université kasdi Merbah, Ouargla 2013.

[LLO03] A.M. Llor, Commande directe du couple à fréquence de modulation constante des moteurs synchrones à aimants permanents, thèse de doctorat, Université Carlos III Madrid, 2003.

[**MEF11]** Meflah Aissa, « modélisation et commande d'une chaine de pompage photovoltaïque », mémoire de magister université Abou Bekr Belkaid- Tlemcen, 2012.

[OUD15] Oudjouadj Sofiane et Bennini Mohamed Amine, « Etude De La Poursuit Du Point De Puissance Maximale (MPPT) D'un Générateur Photovoltaïque Base Sur L'intelligence Artificielle » mémoire de master en génie électrique, Universite Dr Yahia Fares de Medea 2015.

[**REZ09]** Rezgui Salah Eddin « Commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et temps réel Application à la machine asynchrone commande vectorielle sans capteurs mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS » Mémoire de Magister, Université de Mentouri, Constantine, 2009.

[SED16] Seddir Dalal « la commande DTC appliquée a la machine double étoile avec un réglage intelligent » Mémoire de Master, Université de Yahia farés Médéa ,2016

[SID15] Boukhalifa Hadjar et Sid Radja « Commande directe du couple (DTC) d'un moteur asynchrone » Mémoire master académique, université Kasdi Merbah Ourgla 2015.

[SLA11] Slama Fateh, « Modélisation d'un système multi générateurs photovoltaïques interconnectés au réseau électrique », mémoire de Magister En Electro technique Université Ferhat Abbas- Setif- ufas (Algérie),2011

[SOF11] Abada Sofiane « Etude et optimisation d'un générateur photovoltaïque pour la recharge d'une batterie avec un convertisseur SEPIC » mémoire pour l'obtention du grade de Maître es Sciences (M.Se.), Université Laval Quebec 2011.

[TOU08] Toufouti Riad « Contribution a la commande directe du couple de la machine Asynchrone »Mémoire de doctorat, Université de Mentouri, Constantine ,2008.

[ZOU10] Zouaoui Yamina « Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone » Mémoire de Magistère université Ferhat Abbas Sétif 2010.

[ZOU10] ZoulikhaAbdelhak « Commande directe de couple d'un machine asynchrone sans, capteur mécanique en utilisant le filtre kalman étendu » Mémoire d'ingénieur, Université Yahia farés, Médéa 2010.

.

Annexes

Table A.1

Paramètre de la machine
$R_s = 4.850\Omega$
$R_r = 3.805\Omega$
L_s =0.274 H
L_r =0.274 H
J =0.031 $Kg.m$
$f = 0.001136 N.m / rad.s^{-1}$
p =2
$L_m = 0.258H$
P=1.5KW

Tableau 1 : Les paramètres de la machine asynchrone

Table A.2

Paramètres du convertisseur boost
$V_{pv} = 33.7$ V
$V_{ch} = 514$V
Puissance maximale PV = 120 W
$F_s = 10KHz$
Maximum inducteur current ripple 10 %

Tableau 2 : Les paramètres du convertisseur boost.

Les équations de calcul

L'équation de calcul de l'inducteur L

$$L \geq \frac{V\,ch.Dm.(1-Dm)}{fs\,|\Delta IL\,ripple|}$$

L'équation de calcul de rapport cyclique

$$\frac{V_o}{V_{pv}} = \frac{T}{t_{off}} = \frac{1}{1-D}$$

$$D = 1-\frac{V_{pv}}{V_{ch}}$$

$$D = 0.21$$

L'équation de calcul de courant de sortie de l'hacheur

$$I_{ch} = \frac{p_{ch}}{V_{ch}}$$

Le courant de sortie de l'hacheur

$$I_{ch} = \frac{120*12}{514} = 2.80 \text{ A}$$

La résistance charge est

$$R_{ch} = \frac{514}{2.80} = 183.57 \text{ ohm}$$

L'inducteur L est

$$L \geq \frac{514\times0.21\times(1-0.21)}{10000\times2\times3.56\times0.1}$$

$$L \geq 11976\mu H$$

La capacité d'entrée C_{in} utilisée la relation

$$C_{in} \geq \frac{Iom.Dm^2}{0.02(1-Dm)fsVmp}$$

$$C_{in} \geq \frac{2.80\times0.21}{0.02\times(1-0.21)\times10000\times33.7}$$

$$C_{in} \geq 110.43\mu F$$

La capacité de sortie C_{out} utilisée la relation

$$C_{out} \geq \frac{Vch.D}{\text{fs } \Delta\text{Vch Rch}}$$

$$C_{out} \geq \frac{514 \times 0.21}{10000 \times 0.514 \times 183.57}$$

$$C_{out} \geq 114.39\mu F.$$

Dans notre étude, BP Solar BP SX 120S est choisi comme modèle de simulation sous MATLAB. Le module est constitué de 72 cellules solaires en silicium multi-cristallin en série et fournit 120W de puissance maximale nominale. Le tableau montre ses caractéristiques électriques fournies par la fiche technique du fabricant.

Courant de court-circuit I_{sc}	***3.87 A***
Tension de circuit ouvert V_{oc}	***42.1 V***
Courant au point de puissance maximum I_{MPP}	***3.56 A***
Tension au point de puissance maximum V_{MPP}	***33.7 V***
Nombre des cellules en série N_s	***72***
Coefficient de température de I_{sc}	***(0.065±0.015)% °C***
Coefficient de température de v_{oc}	***-(80±10) mV/°C***
P_{max}	***120 W***
Courant de saturation renversé de diode I_0	***0.323μ M***
Facteur de qualité de diode A	***1.3977***
Résistance série R_s	***0.473 Ω***
Résistance parallèle R_p	***1367 Ω***

Tableau1 : Fiche technique de BP MSX120 de module de PV au STC.

L'annexe B. Datasheet BP MSX120

bp solar

BP MSX 120

120-Watt Multicrystalline
Photovoltaic Module

BP Solar's MSX series is a premium line of PV modules with a 25-year performance warranty, tightly controlled electrical parameters, and labeling showing each module's tested electrical characteristics. Providing 120 watts of nominal maximum power, the MSX 120 is used primarily in large battery-equipped PV systems or—through an inverter—to provide AC power directly to a load. Typical applications include grid-supplemental residential and commercial systems, telecommunications, remote villages and clinics, pumping, and land-based navigation aids. Its attractive bronze-anodized frame also suits it well for architectural applications.

This product is available as a framed module or an unframed laminate, in 12V or 24V nominal configurations, with either:

- Dual high-volume junction boxes which allow on-site 12V/24V selection by rewiring (MSX 120);
- Installation-speeding DC-rated polarized connectors (MSX 120MC).

Proven Materials and Construction

BP Solar's quarter-century of field experience shows in every aspect of these module's construction and materials:

- 72 multicrystalline silicon solar cells configured as one series string or two 36-cell series strings (bypass diodes are included);
- Cells are laminated between sheets of ethylene vinyl acetate (EVA) and high-transmissivity low-iron 3mm tempered glass;
- Frame strength exceeds requirements of certifying agencies.



Weatherproof Connectors

MSX 120MC output is via heavy-duty (4mm²/AWG #12) output cables with polarized weatherproof DC-rated connectors which provide reliable low-resistance connections, eliminate wiring errors, and speed installation. Asymmetrical cables enable side-by-side or end-to-end module placement in arrays.

High-Capacity Versatile Junction Box

The junction boxes of the MSX 120 are raintight (IP54 rated) and accept PG13.5 or 1/2" nominal conduit or cable fittings. Their volume (411cc, 25 cubic inches) and 6-terminal



Bronze Anodized Universal Frame

connection blocks enable most system array connections (putting modules in series or parallel) to be made right in the boxes. Options include:

- an oversize terminal block which accepts conductors up to 25mm² (AWG #4); standard terminals accept up to 6mm² (AWG #10);
- a Solarstate™ charge regulator.

Products with junction boxes may be rewired to provide 12V or 24V output.

Limited Warranties

- Power output for 25 years;
- Freedom from defects in materials and workmanship for 5 years.

See our website or your local representative for full terms of these warranties.

Individually Tested and Labeled

Each module tested and labeled with its actual output—voltage, current, and power at maximum power point (P_{max})—at Standard Test Conditions and Standard Operating Conditions.



BP MSX 120

MSX 120 laminates also qualify for the above listings and certifications; MSX 120MC laminates are UL-recognized. MSX 120 modules and laminates with junction boxes are also certified by PowerMark Corporation and approved by Factory Mutual Research for application in NEC Class 1, Division 2, Groups C & D hazardous locations.

©2002 BP Solar Global Marketing

01-4003-2 2/02

Quality and Safety

MSX 120 and MSX 120MC modules are manufactured in our ISO 9001-certified factories, listed by Underwriter's Laboratories for electrical and fire safety (Class C fire rating), certified by TÜV Rheinland as Class II equipment, and comply with the requirements of IEC 61215 including:

- repetitive cycling between -40°C and 85°C at 85% relative humidity;
- simulated impact of 25mm (one-inch) hail at terminal velocity;
- a "damp heat" test, consisting of 1000 hours of exposure to 85°C and 85% relative humidity;
- a "hot-spot" test, which determines a module's ability to tolerate localized shadowing (which can cause reverse-biased operation and localized heating);
- static loading, front and back, of 2400 pascals (50 psf); front loading (e.g. snow) of 5400 pascals (113 psf).

Electrical Characteristics[1]

	MSX 120	MSX 110[4]
Maximum power (P_{max})[2]	120W	110W
Voltage at P_{max} (V_{mp})	33.7V	33.6V
Current at P_{max} (I_{mp})	3.56A	3.3A
Minimum P_{max}	114W	105W
Short-circuit current (I_{sc})	3.87A	3.6A
Open-circuit voltage (V_{oc})	42.1V	41.6V
Temperature coefficient of I_{sc}	(0.065±0.015)%/°C	
Temperature coefficient of V_{oc}	-(80±10)mV/°C	
Temperature coefficient of power	-(0.5±0.05)%/°C	
NOCT[3]	47±2°C	
Maximum system voltage	600V (U.S. NEC rating) 1000V (TÜV Rheinland rating)	
Maximum series fuse rating	20A	

Notes

1. These data represent the performance of typical MSX 110 and MSX 120 products in 24V configuration. The data are based on measurements made in accordance with ASTM E1036 corrected to SRC (Standard Reporting Conditions, also known as STC or Standard Test Conditions), which are:
   - illumination of 1 kW/m² (1 sun) at spectral distribution of AM 1.5 (ASTM E892 global spectral irradiance);
   - cell temperature of 25°C.
2. During the stabilization process which occurs during the first few months of deployment, module power may decrease approximately 3% from typical P_{max}.
3. The cells in an illuminated module operate hotter than the ambient temperature. NOCT (Nominal Operating Cell Temperature) is an indicator of this temperature differential, and is the cell temperature under Standard Operating Conditions: ambient temperature of 20°C, solar irradiation of 0.8 kW/m², and wind speed of 1 m/s.
4. The power of solar cells varies in the normal course of production; the MSX 110 is assembled using cells of slightly lower power than the MSX 120.

MSX 120 I-V Curves

