الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

La République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

---

Université Dr. Yahia Farès de Médéa
Faculté de Technologie



Mémoire de fin d'étude de Master

Département du Génie Électrique
Spécialité : Commande électrique

THÉME

COMMANDE MPPT-SSO D'UN SYSTÈME PHOTOVOLTAÏQUE ALIMENTANT UNE MAS

Préparé par :

M[r] CHIKH Abdelkader.

Proposé et dirigé par

Dr. HAMIDIA.Fethia
Dr. ABBADI.Amel

PROMOTION 2022-2023

Je dédie ce modeste travail :

A ma chère mère

A mon cher père

Qui n'ont jamais cessé, de formuler des prières à mon égard, de me soutenir et de m'épauler pour que je puisse atteindre mes objectifs.

Pour leurs soutiens et leurs conseils précieux tout au long de mes études.

A toute ma famille

CHIKH ABDELKADER

Remerciement

On remercie Dieu le tout puissant de nous avoir donné la santé et
La volonté d'entamer et de déterminer ce mémoire.

Tout d'abord, ce travail ne se saurait pas aussi riche et n'aurait pas pu avoir le jour sans l'aide et l'encadrement de mes promotrices Dr Hamidia. F et Dr Abadai. A, on les remercie pour la qualité de leurs encadrements, pour leurs patiences, leurs soutient moral, leurs encouragements, et leurs disponibilités durant notre préparation de ce mémoire.

On remercie aussi tous les membres jury d'avoir accepté jury ce travail.

Nos remerciements s'adressent également à tous nos professeurs pour leurs générosité et la patience dont ils ont su faire preuve.

Merci à tous et toutes

RESUME

النظام الكهروضوئي لتغذية الالة غير المتزامنة 'بتقنية سرب السالب'

ملخص

الهدف من العمل المقدم في هذه الأطروحة هو تحسين أداء النظام الكهروضوئي و لكي يعمل هذا النظام بأقصى طاقته ولأنه من الضروري الحفاظ على ثبات الجهد الذي يوفره النظام الكهروضوئي لتغذية الالة غير المتزامنة والتي يتحكم فيها عن طريق التحكم المباشر في عزم الدوران, نقترح هذا العمل تتبع اقصى نقطة للطاقة بتقنية سرب السالب .

كلمات مفتاحية :

آلة غير متزامنة، النظام الكهروضوئي، التحكم المباشر في عزم الدوران،تتبع اقصى نقطة للطاقة بتقنية سرب السالب.

PV system based on MPPT-SSO fedded IM

Abstract

The aim of the work presented in this work is to improve the performance of a system. To operate photovoltaic panel at maximum power and as it is necessary to keep the voltage delivered by the photovoltaic system constant, in order to supply the induction motor (IM) where the motor is controlled by DTC (Direct Torque Control).

This work proposes a MPPT based on the Salp Swarm Optimization (SSO).

Key words

Induction machine, PVG, Direct Torque Control (DTC), MPPT, SSO.

Système de pompage basé sur MPPT-SSO

Résumé

L'objectif de travail présenté dans ce mémoire est d'améliorer les performances de notre système de photovoltaïque. Pour que le système photovoltaïque fonctionne à sa puissance maximale et comme il est nécessaire de maintenir la tension délivrée par le système photovoltaïque constante, pour alimenter la machine asynchrone qui est contrôlée par la commande directe du couple (DTC). Ce travail proposera la méthode MPPT basé sur l'algorithme d'optimisation par Essaim de Salpes (SSO).

Mots clés

La machine asynchrone (MAS), PVG, la commande directe du couple (DTC), MPPT, SSO.

LISTE DES TABLEAUX

Tableau IV.1	Evolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur Vs appliqué dans la zone Ni.....	52
Tableau IV.2	Différentes stratégies de commutation.....	58
Tableau IV.3	Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux...	58
Tableau V.1	Paramètre de SSO	66

LISTE DES FIGURES

Figure I.1	Schéma d'un système photovoltaïque.....	03
Figure I.2	Schéma de principe d'une cellule photovoltaïque.....	04
Figure I.3	Représentation schématique d'une cellule solaire.....	05
Figure I.4	Schéma électrique d'une cellule photovoltaïque.....	06
Figure I.5	Composants d'un générateur PV.....	10
Figure I.6	Courbe P=f(V) d'un module photovoltaïque.....	10
Figure I.7	Caractéristique I =f (V) d'un module photovoltaïque.....	10
Figure I.8	Caractéristique I(V) pour différentes températures (G=1000W/m²)	12
Figure I.9	Caractéristique P(V) pour différentes températures (G=1000W/m²)	12
Figure I.10	Caractéristique I(V) pour différents niveaux d'éclairement (T=25°C)	13
Figure I.11	Caractéristique P(V) pour différents niveaux d'éclairement (T=25°C)	13
Figure I.12	Module photovoltaïque.....	14
Figure I.13	Groupement de cellules en série	15
Figure I.14	Groupement de cellules en parallèle.....	16
Figure I.15	Groupement des cellules en Série-parallèle.....	17
Figure I.16	Groupement de cellules série- parallèle.....	17
Figure I.17	Protection des modules par les diodes anti retour by-pass.....	18
Figure II.1	Schéma fonctionnel général du système P(V) avec MPPT.....	20
Figure II.2	Schéma électrique du convertisseur Boost.....	21
Figure II.3	Caractéristique de la tension et du courant du hacheur survolteur.....	23
Figure II.4	Circuit électrique de base du hacheur dévolteur.....	23
Figure II.5	Caractéristique de la tension et des courants d'un convertisseur Buck.....	25
Figure II.6	Circuit électrique de base du hacheur dévolteur /survolteur.....	25
Figure II.7	Caractéristique de la tension et du courant du Buck-Boost.....	26
Figure II. 8	Schéma synoptique d'un système photovoltaïque avec MPPT.....	27
Figure III. 1	Machine asynchrone triphasée.....	29
Figure III. 2	Définition des enroulements de la machine asynchrone triphasé.....	30
Figure III. 3	Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique.....	35
Figure III. 4	Représentation de l'onduleur à deux niveaux alimentant une MAS.....	40
Figure III. 5	Résultat de simulation d'une MAS sans onduleur.....	43
Figure III. 6	Résultat de simulation d'une MAS avec onduleur.....	44
Figure IV.1	Structure générale de contrôle direct du couple.....	47
Figure IV.2	Machine asynchrone commandée par l'onduleur de tension.....	48
Figure IV.3	Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension à deux niveaux.	49
Figure IV.4	Evolution de l'extrémité du vecteur φ_s.....	50
Figure IV.5	Répartition des zones.....	53
Figure IV.6	Différents effets de vecteurs de tension au début et fin de la zone.....	53
Figure IV.7	Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique.....	56

LISTE DES FIGURES

Figure IV.8	Correcteur de couple à trois niveaux.....	57
Figure IV.9	Evolution du couple, flux statorique et de courant de la MAS.....	60
Figure V.1	Système de photovoltaïque proposé.....	62
Figure V.2	Essaim de salpes.....	63
Figure V.3	L'organigramme général de la méthode SSO.....	66
Figure V.4	Entrée/Sortie de bloc MPPT-SSO.....	67
Figure V.5	Performance du système de photovoltaïque en appliquant MPPT-SSO.....	67
Figure V.6	Réponse de la tension et le rapport cyclique en appliquant MPPT-SSO pour température 25°C et irradiation $1000W/m^2$	68
Figure V.7	Réponse de la tension et la vitesse en appliquant MPPT-SSO.....	68
Figure V.8	Performance du système de photovoltaïque en appliquant MPPT-SSO...	69

NOTATIONS ET ABREVIATIONS

I_{pv}	Le courant fournie par la cellule lorsqu'elle fonctionne en générateur(A)
I_{ph}	Les photo- courants générés par les cellules solaires (A).
I_{sat}	Le courant de saturation (A).
I_{cc}	Le courant de court-circuit (A).
V_{pv}	La tension aux bornes du PV (V).
V_{co}	La tension de circuit ouvert (V).
R_{se}	La résistance série (Ω) du PV (V).
R_{sh}	La résistance parallèle (Ω) du PV (V).
e	La charge d'électron $(e = 1.6 \times 10^{-19} C)$.
n	Le facteur de qualité de la diode.
K	La constante de Boltzmann $(1.381 \times 10^{-23}\ J/K)$.
T	La température des cellules en Kelvin (K).
P_{max}	La puissance maximale (W).
V_{max}	La tension maximale (V).
I_{max}	Le courant maximale (A).
FF	Facteur de forme.
η	Le rendement.
α	Le rapport cyclique des impulsions qui commandent l'interrupteur
T_s	La période des impulsions.
ω_s	La pulsation statorique (red/sec).
ω_r	La pulsation rotorique (red/sec).
P	Nombre de pair de pole.
Ωs	Vitesse glissement.
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Les tensions simples statoriques (V).
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	Les tensions simples rotoriques (V).
φ_s	Le flux statorique (Wb).
φ_r	Le flux rotorique (Wb).
R_s	Résistance statorique (Ω).
R_r	Résistance rotorique (Ω).
I_r	Courant rotorique (A).
I_s	Courant statorique (A).
L_s, L_r	L_s, L_r : matrices d'inductances statorique et rotorique (H)
M_{rs}, M_{sr}	Matrices d'inductances mutuelles entre stator et rotor (H).
l_s, l_r	Coefficients d'inductances statoriques et rotoriques (H).
m_{sr}, m_{rs}	Valeurs maximales de l'inductances mutuelle entre le stator et le rotor (H).
C_{em}	Le couple électromagnétique (N.m).
C_r	Couple résistant (N.m).
J	Le moment d'inertie des parties tournantes (Kg.m^2).

NOTATIONS ET ABREVIATIONS

f	Coefficient de frottement (N.m sec/rad).
$P(\theta)$	La matrice de transformation de Park.
V_{sdq0}, V_{rdq0}	La tension statorique et rotorique dans le repère (d, q,0)
I_{sdq0}, I_{rdq0}	Le courant statorique et rotorique dans le repère (d, q,0).
L_{s0}, L_{r0}	Coefficient d'inductance homopolaire statorique et rotorique.
P_{elec}	La puissance électrique (W).
θ_s	Position de stator (rad).
θ_r	Position de rotor (rad).
d	Indice de l'axe direct.
q	Indice de l'axe en quadrature.
o	Indice de l'axe homopolaire.
σ	Coefficient de dispersion magnétique.

MAS	Machine Asynchrone.
GPV	Générateur photovoltaïque.
MPPT	Maximum Power Point Tracking.
AC	Courant alternatif.
DC	Courant continue.
P&O	Perturbation et Observation.
MLI	Modulation à Largeur d'Impulsions.
BO	Boucle Overte.
BF	Boucle Fermee.
OPF	Probleme d'optimisaion de l'ecoulement de puissance(Optimal Power Flow).
PPM	Point de Puissance Maximale.

Table des matières

INTRODUCTION GÉNÉRALE....1

CHAPITRE I: ÉTAT DE L'ART DE SYSTÈMES PHOTOVOLTAÏQUES

I.1 Introduction 3

I.2 Définition du photovoltaïque....4

I.3 L'effet photovoltaïque 4

I.4 La cellule photovoltaïque....5

I.5 Modèle d'une cellule photovoltaïque....6

I.6 Paramètres d'une cellule photovoltaïque 7

I.6.1 Courant de court-circuit (I_{cc}) 7

I.6.2 Tension de circuit–ouvert V_{co} 8

I.6.3 Puissance maximale....8

I.6.4 Facteur de forme....8

I.6.5 Le rendement....9

I.7 Générateur photovoltaïque....9

I.7.1 Caractéristique d'un Générateur PV....10

I.8 Effets climatiques sur la cellule PV 11

I.8.1 Influence de la température sur la cellule....11

I.8.2 Influence de l'éclairement sur le générateur PV....12

I.8.3 Influence de l'association série des cellules PV....13

I.9 Protection d'un PV 17

I.10 Système de refroidissement 18

I.11 Conclusion....18

CHAPITRE II: CONVERTISSEURS DC-DC

II.1 Introduction....19

II.2 Étages d'adaptations 19

II.3 Les convertisseurs DC-DC (Hacheurs) 20

II.4 Type de convertisseurs 20

II.4.1 Hacheur survolteur (Boost).....20

II.4.2 Hacheur dévolteur (Buck).....23

II.4.3 Convertisseur Buck-Boost.....25

II.5 Commande MPPT des convertisseurs DC-DC.....26

II.5.1 Classification des commandes MPPT selon le type de recherche.....27

II.5.2 Poursuite du point de puissance maximale du générateur photovoltaïque.....28

II.6 Conclusion.....28

CHAPITRE III: LA MODÉLISATION DE LA MAS

III.1 Introduction.....29

III.2 Description de la machine asynchrone.....29

III .3 Modélisation du moteur asynchrone.....29

III .3.1 Hypothèses simplificatrices.....29

III .3.2 Modèle de la machine.....30

III .3.3 Mise en équations.....31

III.4 Transformation de PARK.....34

III.4.1 Équations électriques.....36

III.4.2 Équations magnétiques.....36

III.4.3 Expressions du couple électromagnétique.....37

III.5 Choix de référentiel.....37

III.5.1 Les choix d'orientation du repère.....37

III.5.2 Modèle exprimé dans le repère (d,q) lié au champ tournant.....38

III.6 Modélisation de l'onduleur.....40

III.6.1 Les tensions dans les phases de la MAS.....41

III.6.2 Onduleur de tension à MLI.....42

III.7 Résultats de simulation sans et avec onduleur.....42

III.7.1 Résultats de MAS sans onduleur.....43

III.7.2 Résultats de MAS avec onduleur.....44

III.7.3 Interprétation des résultats.....44

CHAPITRE IV: LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

IV.1 Introduction.....46

IV.2 Principe de la Commande DTC.....47

IV.3 Fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé.....48

IV.3.1 Contrôle de flux statorique et du couple électromagnétique.....49

IV.3.2 Estimateurs.....54

IV.4 Élaboration du vecteur de commande.....55

IV.4.1 Correcteur de flux.....55

IV.4.2 Correcteur de couple.....56

IV.5 Élaboration de la table de commande.....57

IV.6 Structure générale du contrôle direct de couple.....58

IV.7 Les avantages et les inconvénients de la DTC.....58

IV.7.1 Avantages de la commande directe de couple.....58

IV.7.2 Inconvénients de la commande directe de couple.....59

IV.8 Résultats de simulation de la DTC de la MAS.....59

IV.9 Conclusion.....61

CHAPITRE V: PV-DTC-MAS BASÉ SUR MPPT-SSO

V.1 Introduction.....62

V.2 Définition de l'Optimisation.....63

V.3 L'optimisation par essaim de salpes (SSO).....63

V.4 Context de SSO.....64

V.5 Principe de SSO.....64

V.6 Processus d'optimisation par SSO.....64

V.7 Avantages et inconvénients de SSO.....65

V.8 MPPT basé sur méthode SSO.....66

V. 9 Résultats de Simulation.....67

V. 10 Conclusion.....70

CONCLUSION GÉNÉRALE.....71

ANNEXE.....73

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES 74

INTRODUCTION GÈNÈRALE

L'énergie est indispensable à toutes nos activités quotidiennes, et parmi toutes les formes d'énergie dont nous dépendons, l'électricité occupe une place primordiale. Elle est utilisée pour éclairer nos maisons, chauffer nos espaces de vie, cuisiner nos repas, nous divertir, communiquer et accéder à l'information, entre autres usages. Malheureusement, tout au long du XXe siècle, l'utilisation massive de combustibles fossiles et d'autres sources d'énergie basées sur les hydrocarbures a engendré des conséquences préjudiciables, notamment en termes d'émissions de gaz à effet de serre, particulièrement le dioxyde de carbone.

Les énergies renouvelables, comme l'énergie solaire, offrent une solution prometteuse à nos problèmes énergétiques. Cependant, la production d'énergie solaire est complexe, car elle dépend de facteurs tels que l'intensité lumineuse, la température et la charge. Cela signifie que le point de fonctionnement optimal des panneaux photovoltaïques ne correspond pas toujours au point de puissance maximale. Afin de maximiser la production d'énergie, on utilise des techniques telles que le « suivi du point de puissance maximale » (MPPT - Maximal Power Tracking). Ces techniques utilisent des algorithmes pour extraire le maximum d'énergie convertie par les panneaux, assurant ainsi un fonctionnement optimal du système photovoltaïque. Dans la littérature, on trouve différents algorithmes basés sur des méthodes telles que la Perturbation & Observation (P&O), les techniques d'intelligence artificielle telles que la logique floue et les réseaux de neurones, ainsi que les techniques méta-heuristiques comme la méthode d'essaim de salpes (Salp Swarm Optimisation) proposée dans notre étude.

La machine asynchrone est largement utilisée dans les applications nécessitant une puissance considérable. Elle se distingue par sa robustesse, sa durabilité et sa capacité à offrir une plage de variation de vitesse étendue. Pour obtenir des performances similaires à celles d'une machine à courant continu, il est essentiel de parvenir à un découplage efficace entre le flux et le couple électromagnétique. C'est dans cette optique que la technique de commande par DTC (Direct Torque Control) a été développée, offrant de nombreux avantages tels qu'un découplage naturel, l'élimination du bloc MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion), une excellente réponse du couple, et bien plus encore. Contrairement à d'autres méthodes de commande, la DTC ne vise pas à déterminer les tensions à appliquer à la machine, mais plutôt à trouver le meilleur état de commutation de l'onduleur afin de répondre aux exigences de l'utilisateur.

Notre mémoire se compose de cinq chapitres :

- ✓***Dans le premier chapitre***, nous abordons de manière générale les systèmes photovoltaïques, en mettant l'accent sur la construction des cellules photovoltaïques, le principe de l'effet photovoltaïque et une brève révision des générateurs photovoltaïques.
- ✓***Dans le deuxième chapitre,*** Nous étudierons quelques types de convertisseurs DC-DC, Ainsi, on décrive des commandes MPPT des convertisseurs DC- DC.
- ✓ ***Dans le troisième chapitre,*** nous explorons la machine asynchrone en détaillant ses caractéristiques, son principe de fonctionnement, ainsi que ses avantages et inconvénients. Une attention particulière est accordée à la modélisation de la machine asynchrone, en commençant par son modèle basé sur la transformation de Park qui permet d'obtenir sa représentation d'état. Nous analysons ensuite les résultats de simulation en les illustrant et en les visualisant.
- ✓ ***Le quatrième chapitre,*** Est consacré à la présentation de la technique de commande connue sous le nom de Direct Torque Control (DTC), qui offre plusieurs avantages. Nous mettrons en évidence les performances de cette commande à travers des résultats de simulation.
- ✓ ***Dans le cinquième chapitre,*** Afin d'améliorer les performances du système hybride PV-DTC-MAS, nous proposons d'appliquer la commande du point de puissance maximale (MPPT) basée sur la méthode d'optimisation par essaim de salpes (SSO). Dans la suite, nous présenterons les résultats de simulation obtenus suite à cette approche.

CHAPITRE I: ÉTAT DE L'ART DE SYSTÈMES PHOTOVOLTAÏQUES

I.1 Introduction

Les énergies renouvelables sont des sources d'énergie qui se renouvellent naturellement et ne s'épuisent pas avec le temps. Elles sont également appelées énergies vertes ou énergies propres, car elles ne produisent pas ou peu de gaz à effet de serre ni de polluants atmosphériques, contrairement aux énergies fossiles comme le pétrole, le gaz naturel ou le charbon.

Les cellules photovoltaïques sont des dispositifs électroniques qui convertissent directement l'énergie lumineuse en électricité en utilisant l'effet photovoltaïque. Ces cellules sont également connues sous le nom de cellules solaires ou de modules photovoltaïques. Les cellules photovoltaïques sont constituées de matériaux semi-conducteurs, comme le silicium, qui absorbent la lumière et libèrent des électrons qui peuvent être capturés pour produire de l'électricité.

Les avantages des cellules photovoltaïques sont nombreux, notamment leur capacité à produire de l'électricité à partir d'une source d'énergie renouvelable, leur faible coût d'exploitation et leur durée de vie relativement longue.

Pour comprendre le fonctionnement de cette énergie, nous avons donné dans ce chapitre de brèves indications sur le principe de l'effet photovoltaïque, les cellules photovoltaïques et leurs propriétés, et les générateurs solaires photovoltaïques et leurs propriétés.

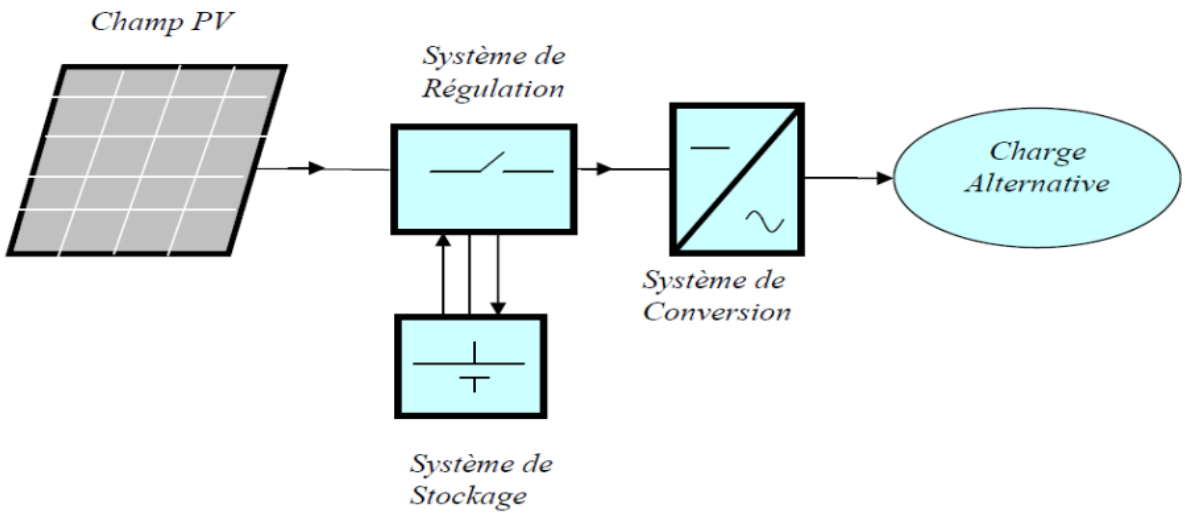


Figure I.1 : Schéma d'un système photovoltaïque.

I.2 Définition du photovoltaïque

Le terme « photovoltaïque », souvent abrégé par les lettres PV, a été formé à partir des mots « photo » un mot grec signifiant lumière et « Volta » le nom du physicien italien Alessandro Volta, qui a inventé la pile électrochimique en 1800. L'effet photovoltaïque c'est la conversion directe de l'énergie solaire en électricité qui a été découverte par le physicien français Antoine BECQUEREL en 1839.

Aujourd'hui, grâce à sa fiabilité et à son concept respectueux de l'environnement, le photovoltaïque prend une place prépondérante. **[MOU 20]**

I.3 L'effet photovoltaïque

L'effet photovoltaïque est un phénomène physique propre aux matériaux appelés semi-conducteurs. Le plus célèbre d'entre eux est le silicium, qui est utilisé dans les composants électroniques.

L'effet photovoltaïque est obtenu en absorbant des photons dans un matériau semi-conducteur qui génère un courant électrique. En fait, lorsque les photons frappent les surfaces minces de ces matériaux, ils transfèrent de l'énergie aux électrons du matériau. Ils se déplacent alors dans une direction spécifique, générant un courant électrique.

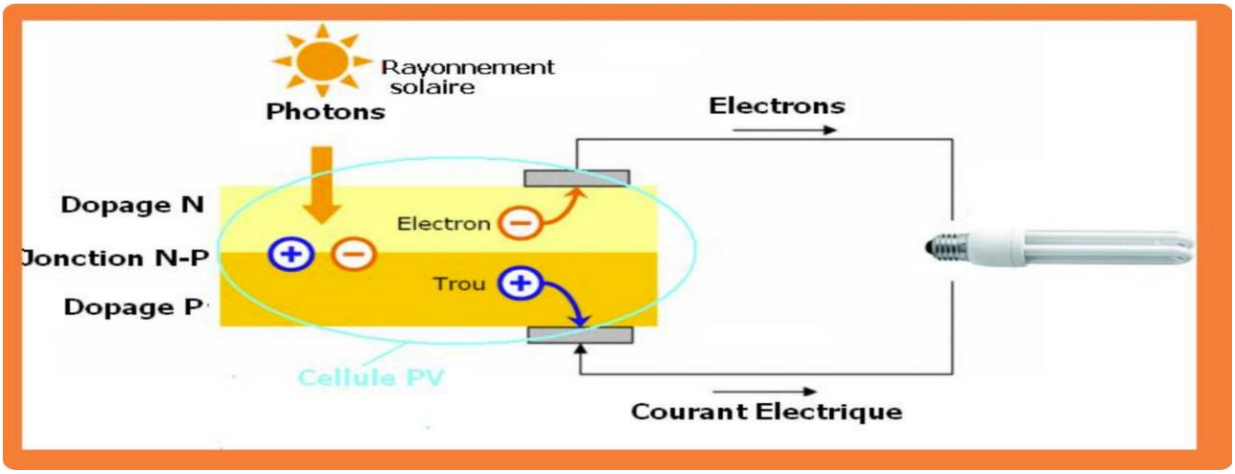


Figure I.2 : Schéma de principe d'une cellule photovoltaïque.

I.4 La cellule photovoltaïque

Le principe de fonctionnement de la cellule repose sur l'effet photovoltaïque qui converti directement l'énergie lumineuse, avec des rayons solaires en électricité par le biais de la production et du transport, dans un matériau semi-conducteur de charges électriques positives et négatives sous l'effet de la lumière.

La fabrication des cellules s'effectue à partir de lingots de silicium. Ces lingots sont découpés en fines couches de type P ou N en y diffusant du brome ou du phosphore. Une cellule solaire est alors obtenue en constituant une jonction de deux zones de type opposé (jonction PN).

Au voisinage de la jonction apparaît un champ électrique qui maintient la séparation des charges positives et négatives. Des contacts métalliques en formes de grille, contacts avant et arrière sont déposés.

La conversion d'énergie photovoltaïque est basée sur trois phénomènes physique, intimement liés et simultanés :

- Absorption des photons par le matériau.
- Transfert d'énergie des photons aux charges électriques.
- Collecte des charges générées dans le dispositif. **[MOU 20]**

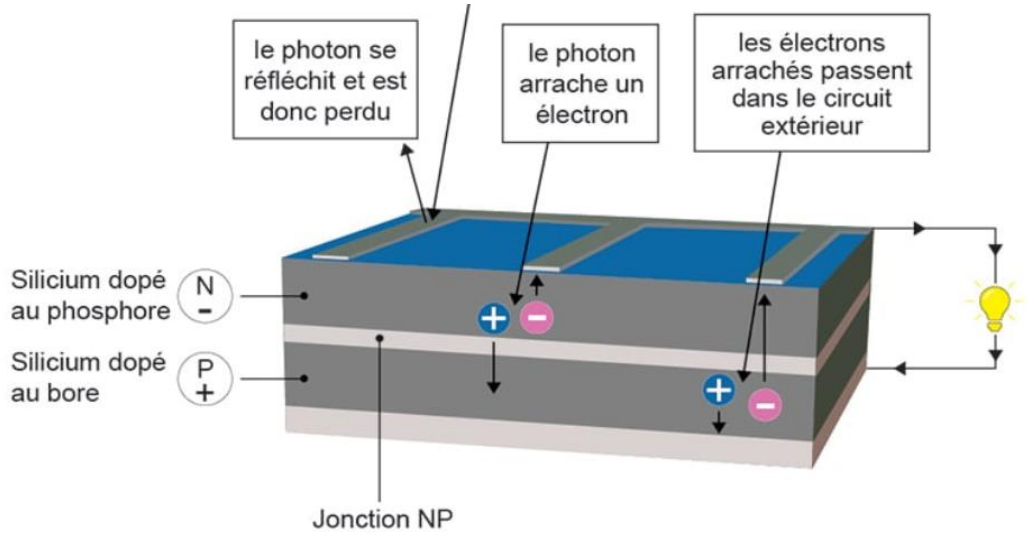


Figure I.3 : Représentation schématique d'une cellule solaire.

I.5 Modèle d'une cellule photovoltaïque

La cellule photovoltaïque est représentée par le modèle « standard » à une diode, il correspond à un générateur de courant I_{ph} monte en parallèle avec une diode. Il comporte une résistance série (R_{se}) et une résistance Shunt (R_{sh}), Ces résistances ont une certaine influence sur la caractéristique I = f(V) de la cellule.

- **La résistance série :** elle représente la résistance interne de la cellule, elle dépend principalement de la résistance du semi-conducteur utilisé, de la résistance de contact des grilles collectrices et de la résistivité de ces grilles.

- **La résistance shunt :** elle est due à un courant de fuite au niveau de la jonction, elle dépend de la façon dont celle-ci a été réalisée. **[HAN 21]**

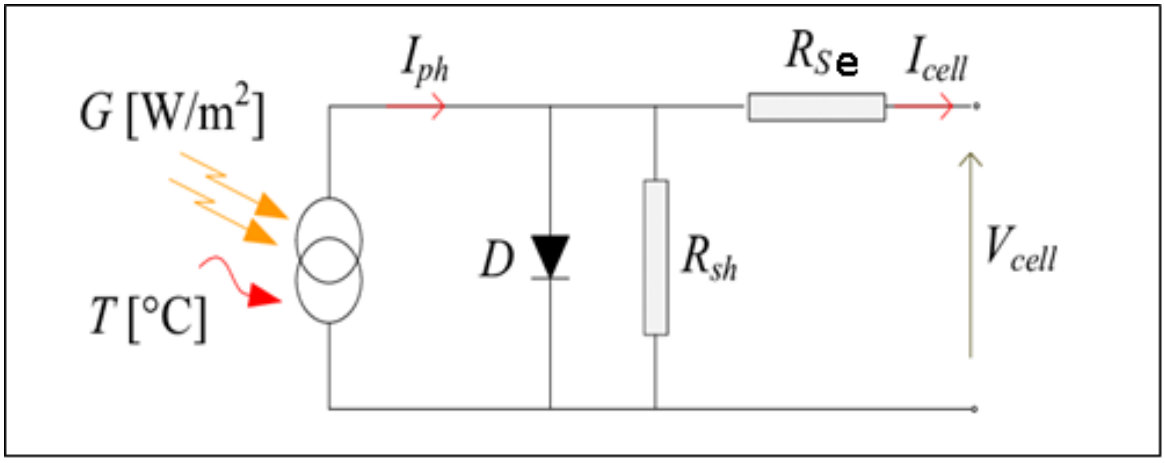


Figure I.4 : Schéma électrique d'une cellule photovoltaïque.

Le modèle inclut un générateur de courant qui simule le flux lumineux incident sur la cellule solaire. Ce générateur de courant génère un courant proportionnel à l'intensité de la lumière.

$$I_{pv} = I_{ph} - I_{sat}\left(\exp\frac{(V_{Pv} + (I_{Pv}R_{se}))}{nKT} - 1\right) - \frac{\left(V_{pv} + (I_{pv} * R_{se})\right)}{R_{se}} \quad (I.1)$$

I_{sat}: Le courant de saturation (A).

K : La constante de Boltzmann $(1.3810 \times 10^{-23}$ J/K).

T : La température effective des cellules en Kelvin (K).

e : La charge de électron $(e = 1.6 \times 10^{-19}$C)

n : Le facteur d'idéalité de la jonction $(1 < n < 2)$.

I_{pv} : Le courant fourni par la cellule lorsqu'elle fonctionne en générateur.

V_{pv} : La tension aux bornes de cette même cellule.

I_{ph} : Le photo- courant de la cellule dépendant de l'éclairement et de la température ou bien courant de (court-circuit).

R_{se} : La résistance série représentant les diverses résistances de constants et de connexions.

R_{sh} : La résistance shunt caractérisant les courants de fuite de la jonction.**[BEL 19]**

I.6 Paramètres d'une cellule photovoltaïque

Les paramètres des cellules photovoltaïques (I_{cc}, V_{co} et FF) extraits des caractéristiques courant-tension, permettent de comparer différentes cellules éclairées dans des conditions identiques. **[KAM 12]**

I.6.1 Courant de court-circuit (I_{cc})

C'est le courant pour laquelle la tension aux bornes de la cellule ou du générateur PV est nulle. Dans le cas idéal (R_{se} nulle et R_{sh} infinie).

$$I_{cc} = I_{ph} - I_{sat}\left[\exp\left(\frac{e(I_{cc} \cdot R_{se})}{nKT}\right) - 1\right] - \left(\frac{I_{cc} \cdot R_{se}}{R_{sh}}\right) \quad (I.2)$$

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

$$I_{sat}\left[\exp\left(\frac{e\left(I_{pv} \cdot R_{se}\right)}{nKT}\right) - 1\right] \quad (I.3)$$

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

$$I_{cc} = \frac{I_{ph}}{\left(1 + \frac{R_{se}}{R_{sh}}\right)} \quad (I.4)$$

Quantitativement, il a la plus grande valeur du courant généré par la cellule pratiquement $(\mathrm{I_{cc}} = \mathrm{I_{ph}})$. **[BEL 19]**

I.6.2 Tension de circuit–ouvert V_{co}

La tension d"un circuit ouvert est la tension mesurée aux bornes d'une cellule solaire lorsque aucun courant ne circule à travers celle-ci. Elle peut être calculée à partir de la relation suivante :

$$0 = I_{\mathrm{cc}} - I_{\mathrm{sat}}\left[\exp\left(\frac{\mathrm{eV_{pv}}}{\mathrm{nKT}}\right) - 1\right] - \left(\frac{\mathrm{V_{pv}}}{\mathrm{R_{sh}}}\right) \qquad (I.5)$$

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

$$\mathrm{V_{co}} = \mathrm{V_T} \cdot \ln\left[\frac{\mathrm{I_{ph}}}{\mathrm{I_{sat}}} + 1\right] \qquad (I.6)$$

I.6.3 Puissance maximale

C'est la relation entre la tension maximale (V_{max}) et l'intensité maximale (I_{max}) et que sous les conditions normalisées d'ensoleillement standard (Température$= 25°$ et un Eclairement $= 1000\mathrm{w/m^2}$, elle est donnée par la relation : **[HAN 21]**

$$\mathrm{P_{max}} = \mathrm{V_{max}} \cdot \mathrm{I_{max}} \qquad (I.7)$$

I.6.4 Facteur de forme

A l'aide de la caractéristique courant-tension d'une cellule dans l'obscurité et sous éclairement, il est possible d'évaluer les performances et le comportement électrique de la cellule photovoltaïque, donc le facteur de forme ou facteur de courbe, est définit comme le rapport entre la puissance maximale et le produit (I_{cc}, V_{co}), d'où il est donné par la relation : **[BER 16]**

$$\mathrm{FF} = \frac{\mathrm{P_{max}}}{\mathrm{I_{cc}} \cdot \mathrm{V_{co}}} = \frac{\mathrm{I_{opt}} \cdot V_{\mathrm{opt}}}{\mathrm{I_{cc}} \cdot \mathrm{V_{co}}} \qquad (I.8)$$

Généralement le facteur de forme prend des valeurs entre 0.6 et 0.85.

I.6.5 Le rendement

Il est défini comme le rapport entre la puissance maximale produite par la cellule et la puissance du rayonnement solaire qui arrive sur la cellule. **[OLE 05]**

$$\eta = \frac{P_{\max}}{P_{\text{inc}}} \tag{I.9}$$

$\boldsymbol{P_{inc}}$: Puissance incident. Où d'après : $\mathbf{Pu} = \mathbf{FF} \times \boldsymbol{I_{cc}} \times \boldsymbol{V_{co}}$

$$\eta = \frac{\mathrm{FF} \cdot \mathrm{I_{cc}} \cdot \mathrm{V_{co}}}{\mathrm{P_{inc}}} \tag{I.10}$$

I.7 Générateur 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, le modèle est schématisé dans la Figure (I.5).

Les modules PVs sont habituellement branchés en série-parallèle pour augmenter la puissance et la tension V_{co}, le courant I_{cc} 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. 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. **[OUL 08]**

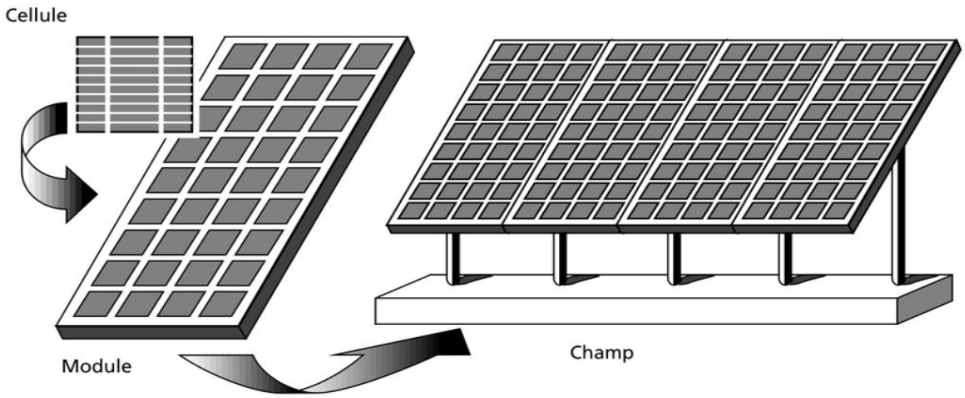


Figure I.5 : Composants d'un générateur PV.

I.7.1 Caractéristique d'un Générateur PV

I.7.1.1 *Caractéristique puissance-tension*

La puissance délivrée par une cellule solaire peut être calculée en multipliant la tension aux bornes de la cellule (V) par le courant qui la traverse (I). Ainsi, l'expression de la puissance (P) est donnée par la formule P = V * I. $P = f(V)$.

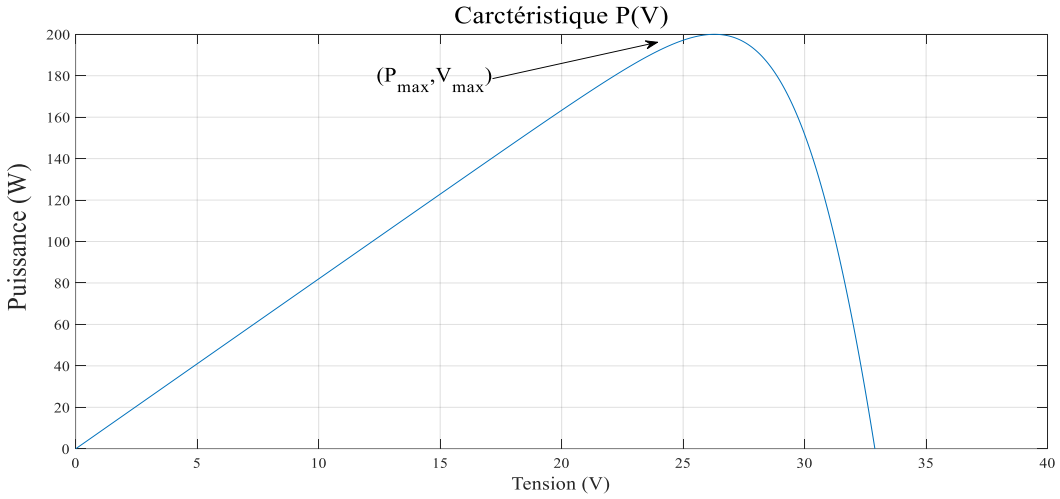


Figure I.6 : Courbe P = f(V) d'un module photovoltaïque.

I.7.1.2 Caractéristique courant-tension

Il est difficile de donner un caractère source de courant ou de tension à un panneau photovoltaïque sur toute l'étendue de la caractéristique courant-tension. Le panneau photovoltaïque est donc à considérer comme une source de puissance. On s'aperçoit alors de l'existence d'un point P_m où la puissance se trouve être maximale.**[OUD 15]**

La caractéristique réelle et le schéma équivalent de la cellule sont représentés sur la figure (I.7).

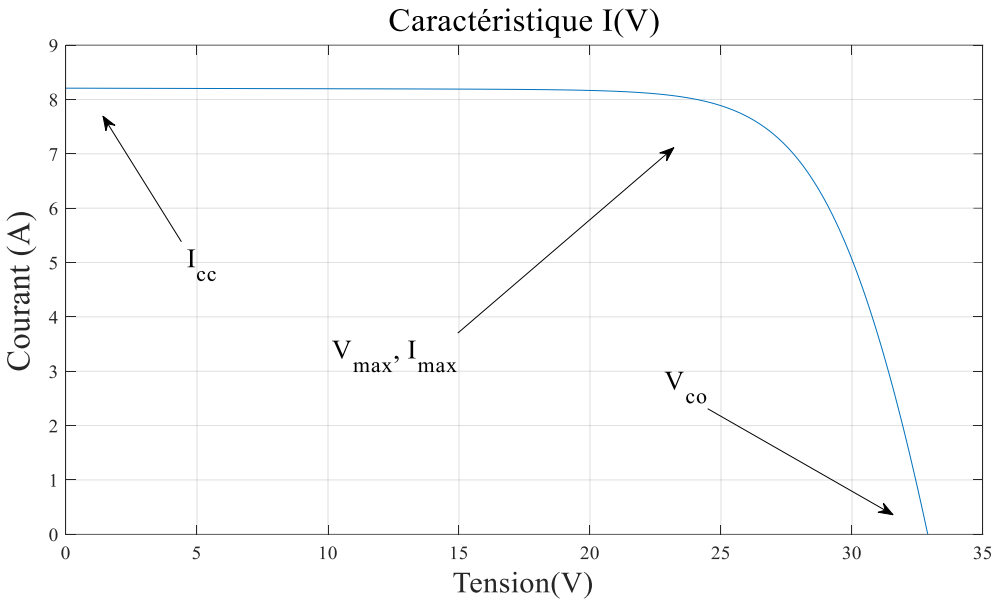


Figure I.7 : Caractéristique I = f(V) d'un module photovoltaïque.

La caractéristique se divise en trois parties :

- **La zone (a) :** où le courant reste constant, le générateur photovoltaïque fonctionne comme un générateur de courant.
- **La zone (b) :** représente la région préférée pour le fonctionnement du générateur, où le point optimal (caractérisé par une puissance maximale) peut être déterminé.
- **La zone (c)** : qui se distingue par une variation de courant correspondant à une tension presque constante, dans ce cas le générateur est assimilable à un générateur de tension. **[HAN 21]**

I.8 Effets climatiques sur la cellule PV

I.8.1 Influence de la température sur la cellule

Les figures (I.8, I.9) représentent la caractéristique courant–tension I(V) et puissance–tension P(V)dans la même condition de l'éclairement $(G = 1000\ W/m^2)$ et pour différents température $(T = 0°C, 25°C, 50°C, 75°C)$. La tension de circuit ouvert est diminuée avec l'augmentation de la température, par contre le courant de court-circuit augmente légèrement avec l'augmentation de la température et la puissance maximale diminue. On constate que la température influe négativement sur la tension de circuit ouvert. **[HAN 21]**

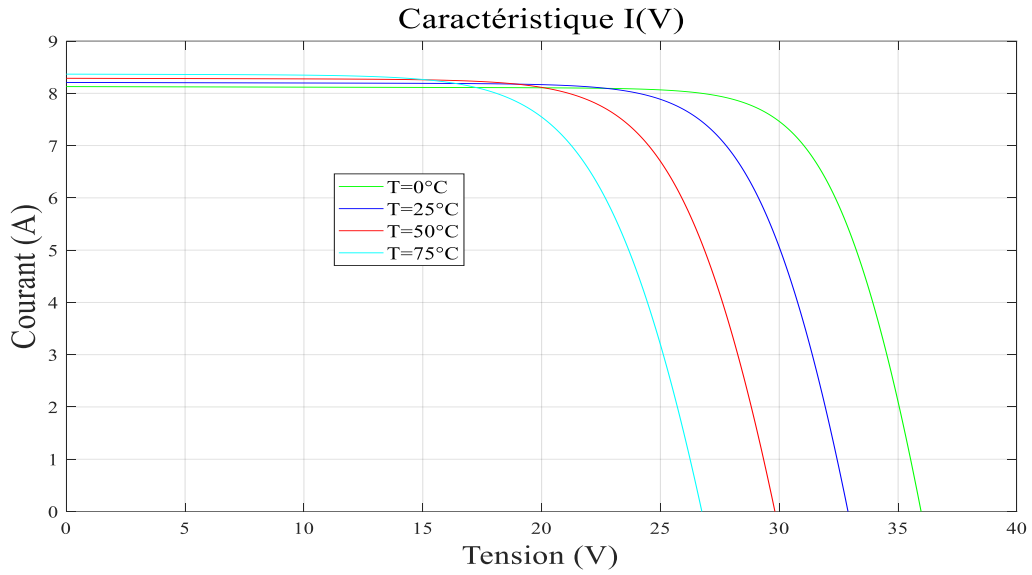


Figure I.8 : Caractéristique I(V) pour différentes températures ($G = 1000\ W/m^2$).

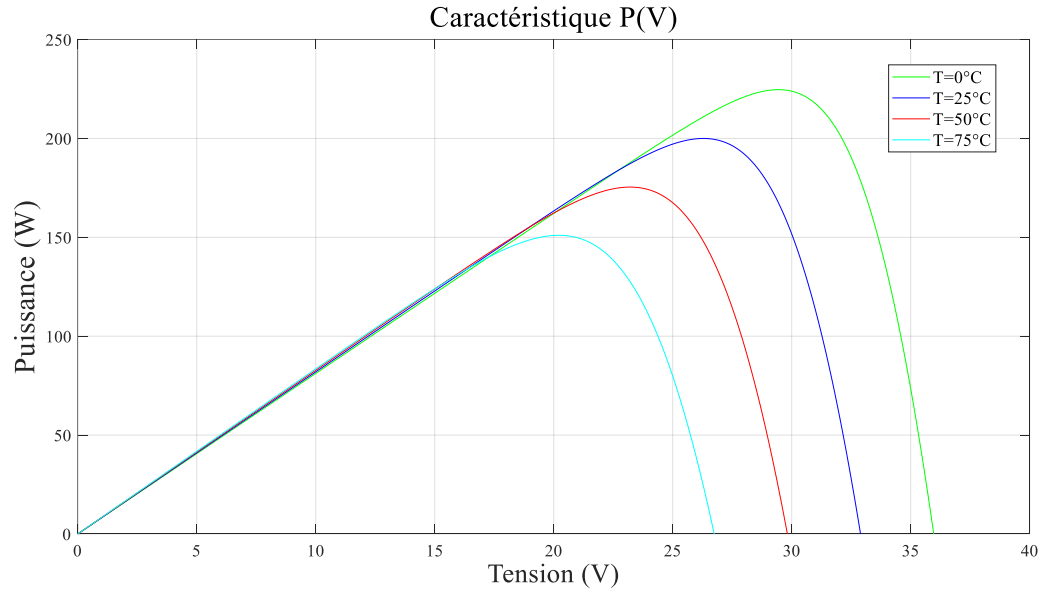


Figure I.9 : Caractéristique P(V) pour différentes températures ($G = 1000\ W/m^2$).

I.8.2 Influence de l'éclairement sur le générateur PV

Les figure (I.10, I.11) montre l'influence de différents éclairements sur la caractéristique $I = f(V)$ et $P = f(V)$. A une température constante ($T = 25°C$), On peut voir que le courant change de manière significative, mais par contre la tension change très peu. Parce que le courant de court-circuit est une fonction linéaire de l'éclairement alors que la tension de circuit ouvert est une fonction logarithmique.

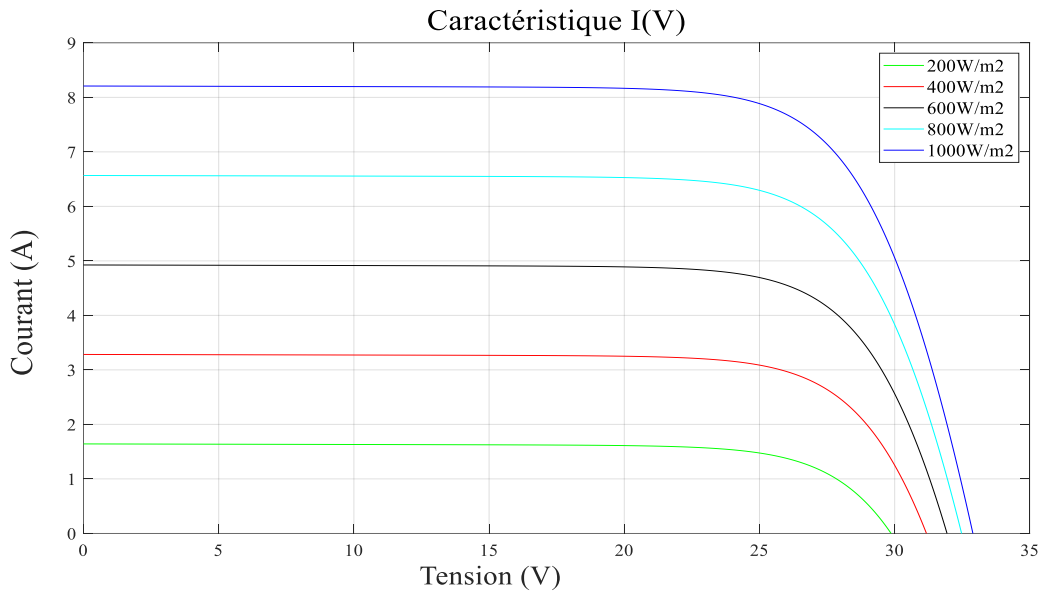


Figure I.10 : Caractéristique I(V) pour différents niveaux d'éclairement (T = 25°C).

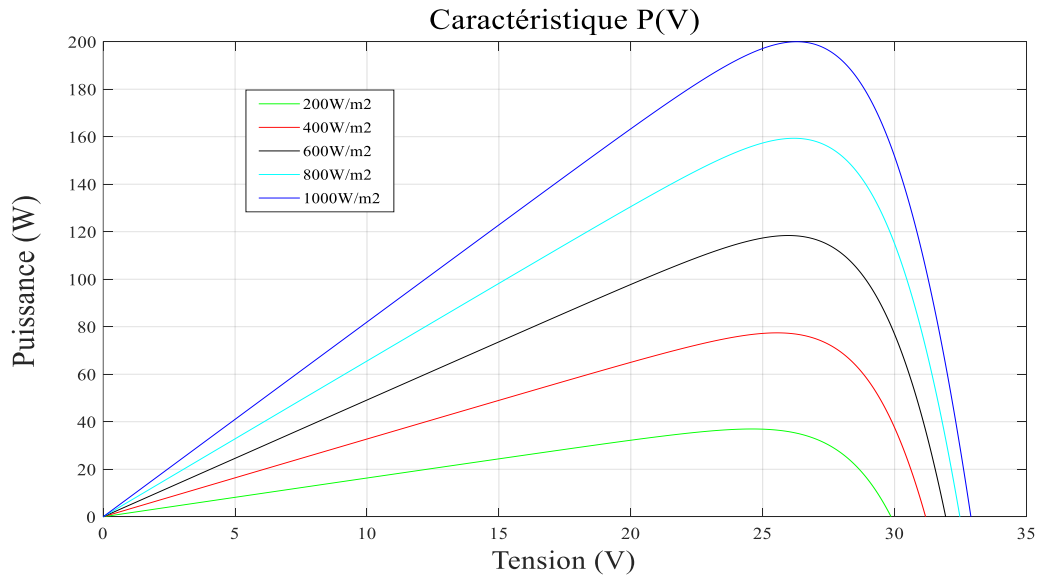


Figure I.11 : Caractéristique P(V) pour différents niveaux d'éclairement (T = 25°C).

I.8.3 Influence de l'association série des cellules PV

Le module photovoltaïque est par définition un ensemble de photopiles assemblées pour générer une puissance électrique exploitable lors de son exposition au rayonnement utile. En effet, une photopile élémentaire ne produit qu'une très faible puissance électrique moins de 3 W avec une tension de l'ordre d'un volt (1 V) : entre 0,5 et 1,5 V selon les technologies. Afin de produire plus de puissance, les cellules sont assemblées en série et en parallèle pour former un module photovoltaïque figure (I.12). **[HAN 21]**



Figure I.12 : Module photovoltaïque.

Effectivement, les modules photovoltaïques sont généralement constitués de plusieurs cellules PV reliées en série et ou en parallèle pour atteindre une tension et une intensité de sortie optimales pour l'application visée. L'association en série permet d'augmenter la tension de sortie, tandis que l'association en parallèle permet d'augmenter l'intensité de sortie.

a) <u>Association en série :</u>

Dans un groupement de Ns cellules ou de modules identiques en série figure (I.13), le courant de la branche reste le même mais la tension augmente proportionnellement au nombre de cellules (modules) en série.

La caractéristique du groupement est obtenue en multipliant point par point et pour un même courant, la tension individuelle par Ns. En particulier, l'impédance optimale du groupement sera Ns fois plus grande que celle de la cellule (module) de base. Les résistances en série s'ajoutent et les résistances parallèles s'ajoutent également aussi: **[MET 22]**

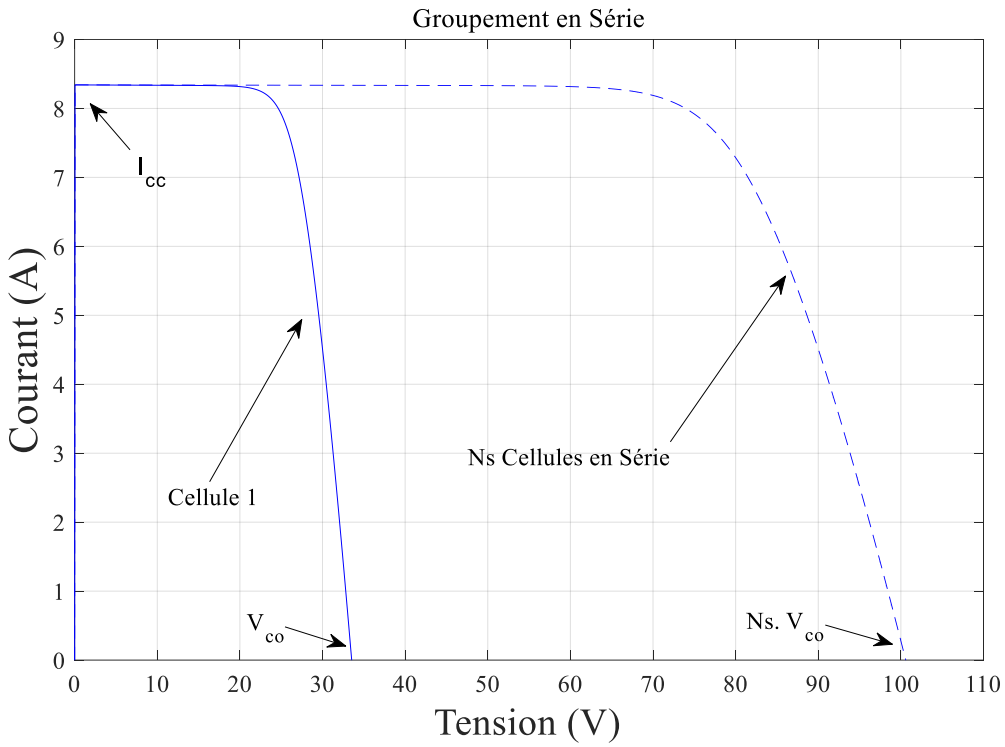


Figure I.13 : Groupement de cellules en série.

b) <u>Association en parallèle :</u>

Cette fois-ci, c'est la tension de chacun des éléments qui doit être identique(figure I.14 pour Np cellules en parallèle), les courants s'ajoutant, la nouvelle courbe est obtenue en multipliant point par point et pour chaque valeur de tension, le courant de la cellule élémentaire par Np. L'impédance optimale du groupement sera Np fois plus faible que celle de l'élément de base.

Ce sont les inverses des résistances série qui s'ajoutent, ainsi que les conductances shunts. **[BEN 11]**

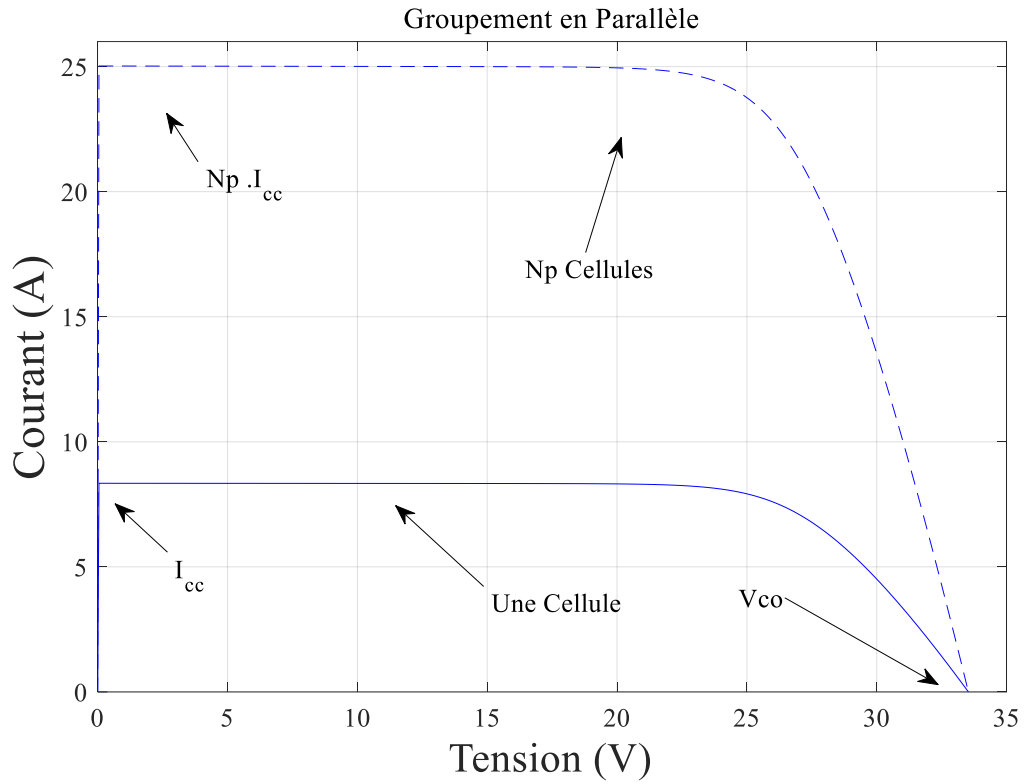


Figure I.14 : Groupement de cellules en parallèle.

c) <u>Association en série -parallèle :</u>

La connexion en série de plusieurs cellules forme une branche de cellules où on a une augmentation de tension pour même courant, un assemblage de plusieurs branches de cellules en parallèle forme un module où on a un accroissement du courant et une conservation de tension. Et une association de plusieurs modules dans un même plan s'appelle un panneau et le montage de plusieurs panneaux en rangées de panneaux série et parallèle forme un champ photovoltaïque ou ce que l'on appelle parfois une sous-station photovoltaïque.

D'où, le champ photovoltaïque est l'ensemble des panneaux photovoltaïques montés en série et en parallèle pour atteindre une tension et un courant plus grands. Une association série-parallèle de panneaux photovoltaïques aura une caractéristique I(V) théorique en tout point homothétique à celle des modules de base et obtenue en modifiant les échelles sur les deux axes. **[BEN 11]**

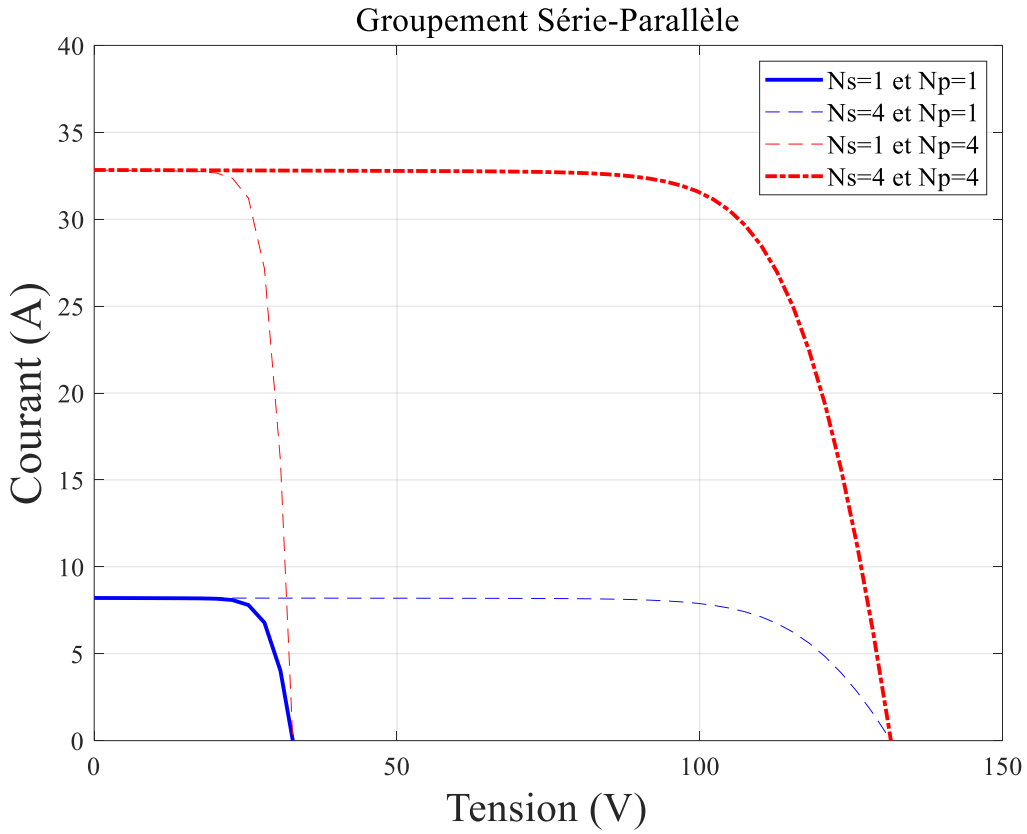


Figure I.15 : Groupement des cellules en Série-parallèle.

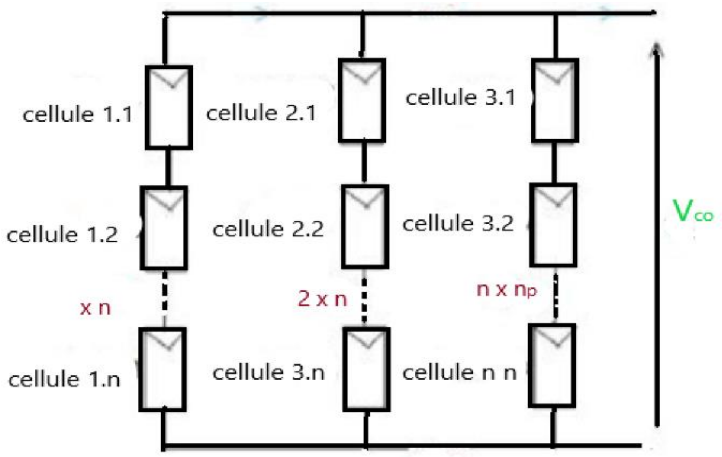


Figure I.16 : Groupement de cellules série- parallèle.

I.9 Protection d'un PV

Lorsque nous concevons une installation photovoltaïque, nous devons assurer la protection électrique de cette installation afin d'augmenter sa durée de vie en évitant notamment des pannes destructrices liées à l'association des cellules et de leurs fonctionnements. Pour cela, deux types de protection sont classiquement utilisés dans les installations actuelles :

- La protection en cas de connexions en parallèle de modules PV pour éviter lescourants négatifs dans les GPV (diode anti-retour).
- La protection lors de la mise en série de modules PV permettant de ne pas perdre la totalité de la chaîne (diode by-pass). **[GHE 18]**

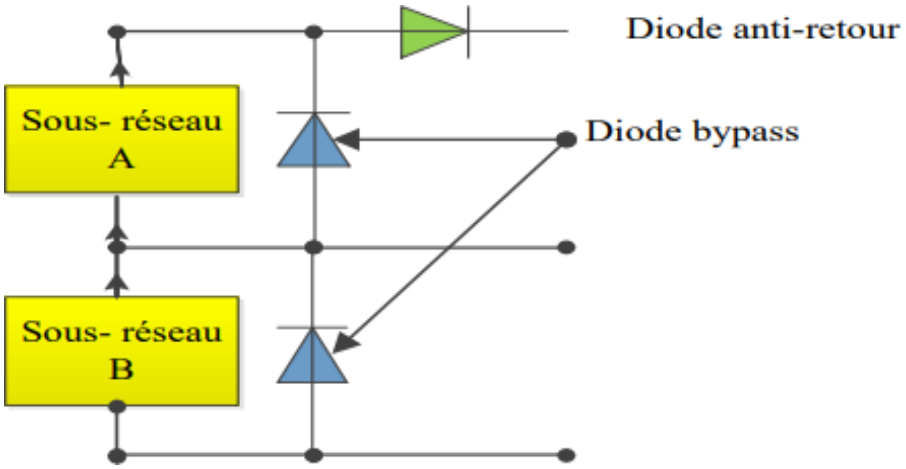


Figure I.17 : Protection des modules par les diodes anti retour by-pass.

I.10 Système de refroidissement

La température intérieure d'un panneau solaire peut facilement atteindre 100°C.En conséquence, la température intérieure du panneau ne dépasse jamais 75°C même si le système est éteint.

Le système de refroidissement est automatique, avec des ventilateurs qui nous a permis de placer la cellule PV à l'intérieur du panneau, placée derrière une couche plastique robuste qui protège contre les jets de pierre. **[BEL 19]**

I.11 Conclusion

Basé sur le phénomène physique de l'effet photovoltaïque, ce chapitre étudie la production d'énergie directe par le rayonnement solaire, et établit le modèle mathématique de ce phénomène physique.

Cela permet de suivre les propriétés des cellules photovoltaïques. Les caractéristiques courant-tension I(V) et puissance-tension P(V) sont fortement influencé par les conditions climatiques, notamment le rayonnement solaire et la température du module.

CHAPITRE II: CONVERTISSEURS DC-DC ET COMMANDE MPPT

II.1 Introduction

Un panneau solaire photovoltaïque (GPV) est un dispositif qui convertit l'énergie solaire en électricité à courant continu. Cependant, la caractéristique courant-tension d'un GPV n'est pas linéaire et varie en fonction de l'éclairement et de la température. Ainsi, pour obtenir la puissance maximale du panneau solaire, il est néssaire d'utiliser un algorithme de commande appelé MPPT (Maximum Power Point Tracking).

Le principe de cette commande est basé sur la variation automatique du rapport cyclique α d'un convertisseur DC-DC, de manière à maximiser la puissance délivrée par le panneau PV. Le circuit de base d'un système MPPT est constitué d'un convertisseur DC-DC piloté par un circuit de commande, afin d'extraire la totalité de la puissance produite par le GPV.

Dans ce chapitre, nous allons présenter l'algorithme de commande MPPT. Nous allons également étudier les différents types de convertisseurs statiques qui peuvent être utilisés dans le système PV.En comprenant les principes de fonctionnement de ces convertisseurs, nous pourrons mieux comprendre comment les algorithmes MPPT fonctionnent pour optimiser la production d'énergie solaire.

II.2 Étages d'adaptations

Dans les chaines de conversion photovoltaïque à connexion directe entre un GPV et une charge continue exige l'existence d'un point de fonctionnement qui correspondant à l'intersection entre la caractéristique I(V) du GPV et la caractéristique I(V) de la charge électrique quel que soit sa nature.

Il est possible d'insérer un convertisseur DC-DC entre le générateur PV et la charge, en commandant un suiveur de point maximum de la puissance (PPM). Ce convertisseur est appelé traqueur maximum de point de puissance (MPPT) géré par un algorithme de suiveurs de PPM. Comme le montre la (figure II.1), l'entrée du convertisseur DC-DC est le générateur photovoltaïque (GPV) et la sortie est la charge. Le rôle du MPPT est d'assurer le fonctionnement du générateur PV à son PPM, extrayant la puissance disponible maximale.**[HAM 16]**

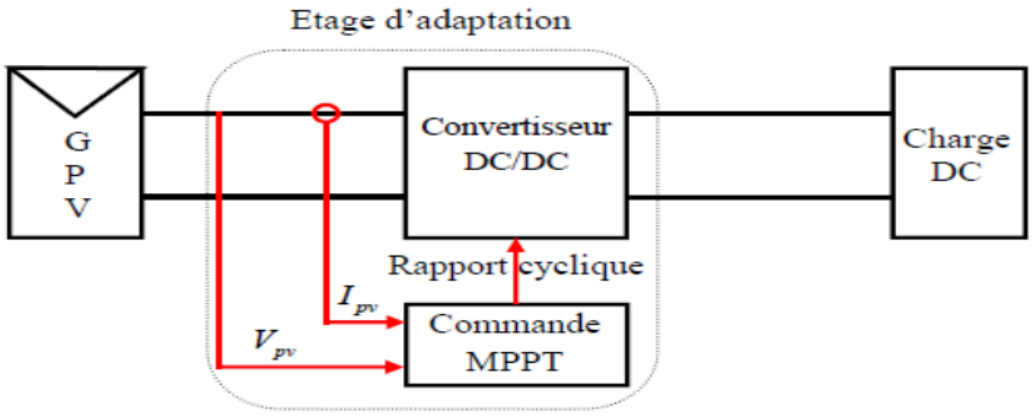


Figure II.1 : Schéma fonctionnel général du système P(V) avec MPPT.

II.3 Les convertisseurs DC-DC (Hacheurs)

Les hacheurs sont des convertisseurs statiques continu-continu permettant de générer une tension continue variable à partir d'une source de tension fixe. Ils se composent de condensateurs, d'inductances et de commutateurs. Tous ces dispositifs ne consomment aucune puissance dans le cas idéal, c'est pour cette raison que les hacheurs ont de bons rendements. **[HAR 19]**

II.4 Type de convertisseurs

Il existe plusieurs topologies des convertisseurs DC-DC. Il est caractérisé en pratique par deux topologies principales : notamment la topologie dite isolée et le Fly Back. Concernant la topologie isolée, elle nécessite un transformateur d'isolement fonctionnant à haute fréquence et elle est principalement utilisée pour les alimentations à découpage.

Par contre, la topologie Fly Back qui est non isolée et n'utilise pas de transformateur d'isolement, est principalement utilisée dans les entrainements des machines à courant continu et les chaines des systèmes d'alimentation photovoltaïque.

Les convertisseurs de topologie non isolée sont classés en trois catégories : abaisseur, élévateur et mixte et sont respectivement, appelés en anglais Buck, Boost. **[HAR 16]**

II.4.1 Hacheur survolteur (Boost)

Le hacheur survolteur (Boost) ou hacheur parallèle connu par le nom d'élévateur de tension, est donné par la (figure II.2), il est généralement utilisé dans la conversion d'une tension d'entrée basse en une tension de sortie haute.

Il se compose d'une source de tension d'entrée continue (Vi*)*, d'une inductance (L*)*, d'un interrupteur (K), d'une diode(D), et deux condensateurs (C1 et C2).

En premier temps $[0, \alpha T_s]$ le transistor est fermé, d'une part le courant dans l'inductance croit progressivement, d'autre part elle emmagasine de l'énergie, jusqu'à la fin de la première période, le transistor s'ouvre et l'inductance (L*)* s'oppose à la diminution du courant (I*)* ainsi elle génère une tension qui s'ajoute à la tension de source, qui s'applique sur la charge (R) à travers la diode.**[GHE 18]**

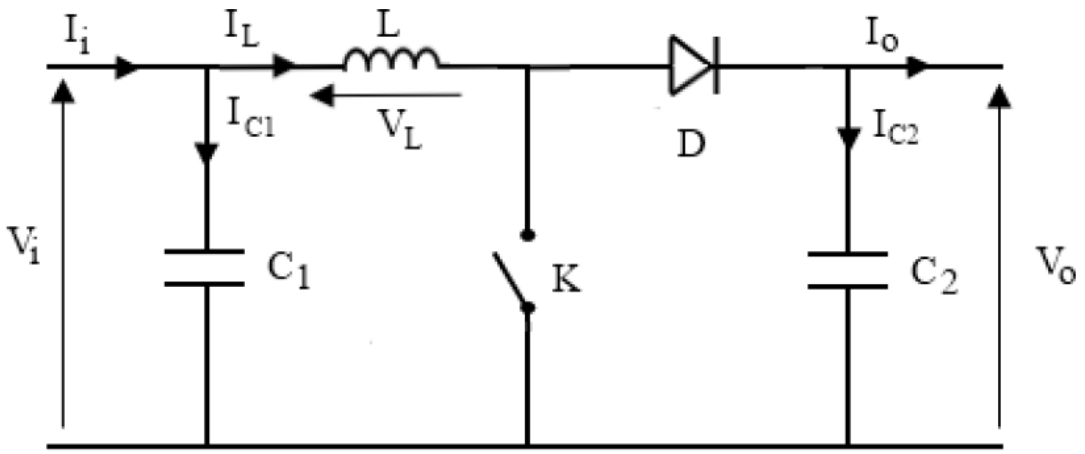


Figure II.2 : Schéma électrique du convertisseur Boost.

II.4.1.1 Modèle mathématique équivalent

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

Pour la première période αTs :

α : le rapport cyclique des impulsions qui commandent l'interrupteur.

Ts : la période des impulsions.

$$I_{c_1} = C_1 \cdot \frac{dV_i}{dt} = I_i - I_L \qquad (II.1)$$

$$I_{c_2} = C_2 \cdot \frac{dV_0}{dt} = I_0 \qquad (II.2)$$

$$V_L = L \cdot \frac{dV_L}{dt} = V_i \qquad (II.3)$$

Pour la deuxième période $(1-\alpha)$ Ts :

$$I_{C_1} = C_1 \cdot \frac{dV_i}{dt} = I_i - I_L \quad (II.4)$$

$$I_{C_2} = C_2 \cdot \frac{dV_0}{dt} = I_L - I_0 \quad (II.5)$$

$$V_L = L \cdot \frac{dV_L}{dt} = V_i - V_0 \quad (II.6)$$

Pour simplifier l'étude de convertisseur Boost, on s'intéresse au régime continu qui est obtenu en éliminant les dérivées des variables dynamiques, et en remplaçant ces signaux par leurs valeurs moyennes. On obtient les équations suivantes :

$$I_L = I_i \quad (II.7)$$

$$I_0 = (1-\alpha)I_L \quad (II.8)$$

$$V_e = (1-\alpha)V_0 \quad (II.9)$$

Avec I_L : le courant dans l'inductance.

Comme le présente la (figure II.2), lorsque l'interrupteur du transistor (K) est sur la position (on), le courant de l'inductance du hacheur augmente linéairement et à cet instant la diode (D*)* est bloquée (off) et lorsque (k) 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.3), comme suit : **[BEL 19]**

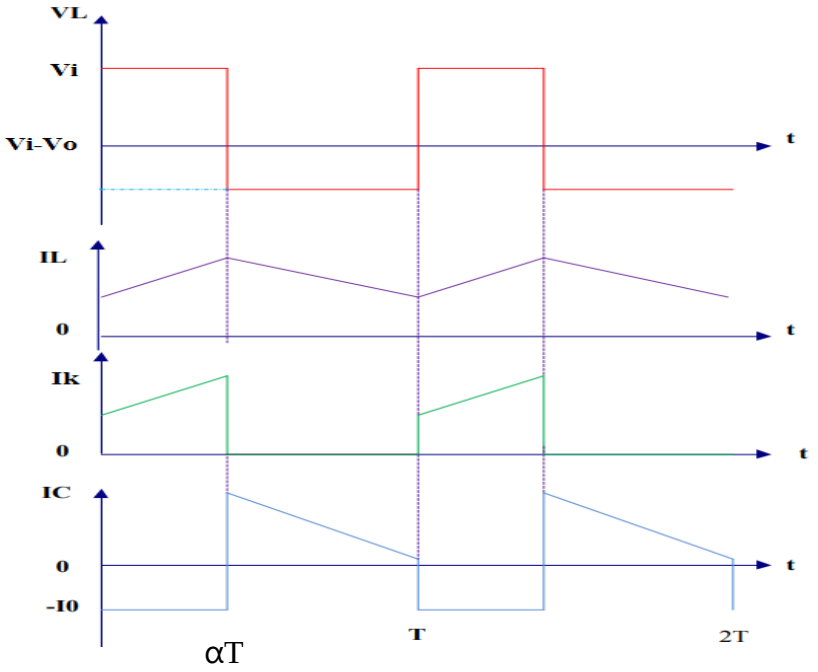


Figure II.3 : Caractéristique de la tension et du courant du hacheur survolteur.

II.4.2 Hacheur dévolteur (Buck)

Le convertisseur dévolteur peut être souvent trouvé dans la littérature sous le nom de hacheur Buck (abaisseur) ou hacheur série. Ce dernier qui est un interrupteur ne peut relier que deux sources de type différent courant/tension ou l'inverse. L'utilisation du Buck dans les systèmes de conversions photovoltaïques est tout à fait adéquate, étant donné que le générateur photovoltaïque est une source de courant continu, tandis que le récepteur qui est généralement la batterie, a la nature d'une source de tension. Son application typique est de convertir sa tension d'entrée en une tension de sortie inférieure, où le rapport de conversion $M = Vo/Vi$ change avec le rapport cyclique α du commutateur. **[HAN 21]**

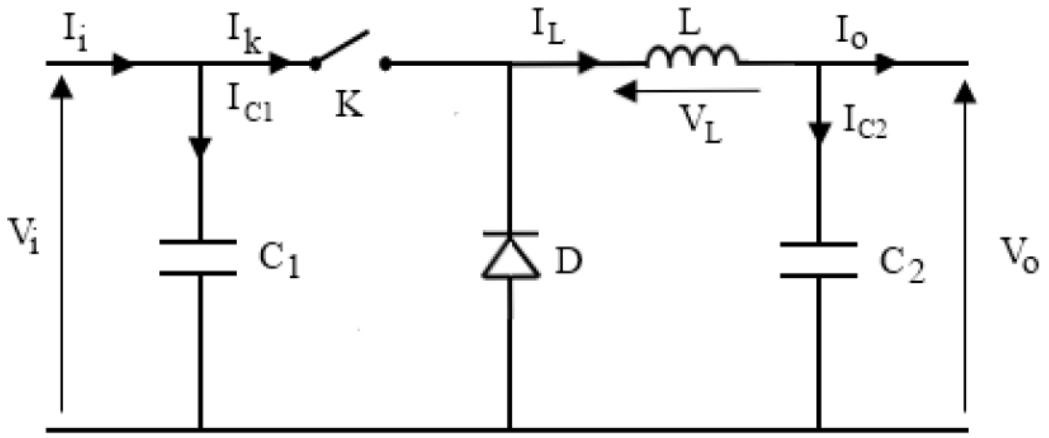


Figure II.4 : Circuit électrique de base du hacheur dévolteur.

Généralement, les commutateurs sont des transistors MOSFET ou IGBT, qui sont des dispositifs semi-conducteurs en mode (blocage-saturation).

L'équation mathématique caractérisant le courant de l'inductance est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{\delta I}{\delta t} = \frac{V_i - V_s}{L} \qquad (II.10)$$

Le processus de commutation est décrit par la position de l'interrupteur (S). Dans le premier laps de temps (αT) le transistor est dans un état de saturation, alors l'inductance (L)se charge d'énergie avec augmentation du courant. Dans le deuxième laps de temps $(1-\alpha)\,T$, l'inductance libère cette énergie à la charge avec une diminution de courant. En négligeant la chute de tension à travers la diode, le taux de changement du courant est donné par :

$$\frac{\delta I}{\delta t} = \frac{-V_i}{L} \qquad (II.11)$$

Lorsque le courant de l'inductance ne se décroit pas à zéro avant la commutation du transistor, le convertisseur fonctionne dans le mode de conduction continu, dans ce cas, si la tension de charge dépend seulement de la tension de source et du rapport cyclique $\alpha = \frac{T_{on}}{T}$ la tension aux bornes de la charge :

$$V_s = \alpha V_i \qquad (II.12)$$

La figure II.5 montre comment la tension de charge varie avec le courant de charge c.à.d. les caractéristiques des courants et de tension représentant le fonctionnement de le hacheur dévolteur. **[HAN 21]**

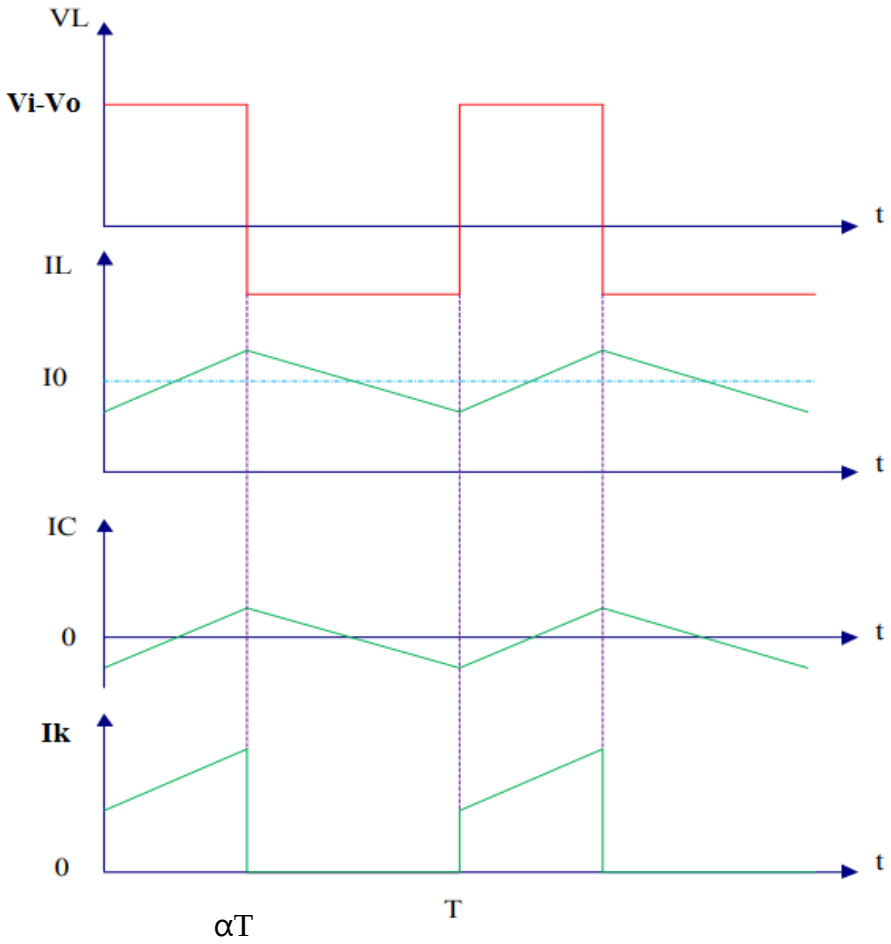


Figure II.5 : Caractéristique de la tension et des courants d'un convertisseur Buck.

II.4.3 Convertisseur Buck-Boost

Le convertisseur buck-boost combine les propriétés des configurations de buck et de boost. Il peut être utilisé pour transformer idéalement n'importe quelle tension d'entrée continue en n'importe quelle tension de sortie continue désirée. En pratique, l'usage de l'idéalité est naturellement limité par les pertes des composants. **[HAN 21]**

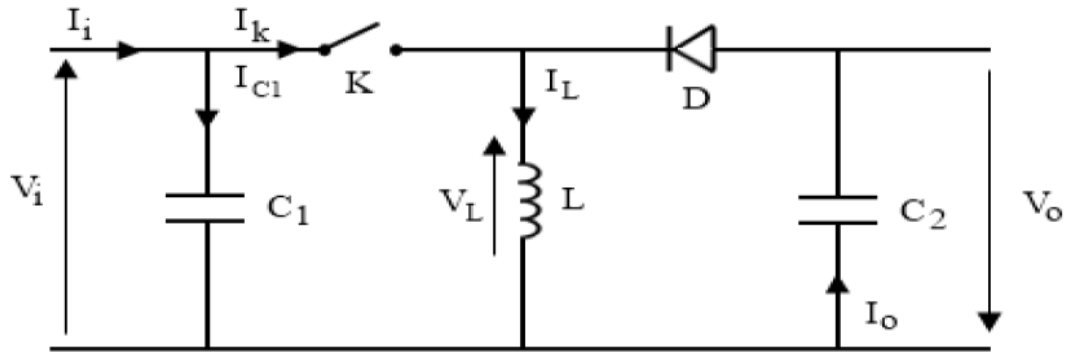


Figure II.6 : circuit électrique de base de le hacheur dévolteur /survolteur.

La figure II.6 montre le schéma de circuit électrique de base de le hacheur dévolteur-survolteur, et les caractéristiques du courant et de la tension de charge.

Dans ce dispositif, la tension peut être 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, 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 **[HAN 21]**

$$V_s = \frac{\alpha}{1-\alpha} V_i \qquad (II.13)$$

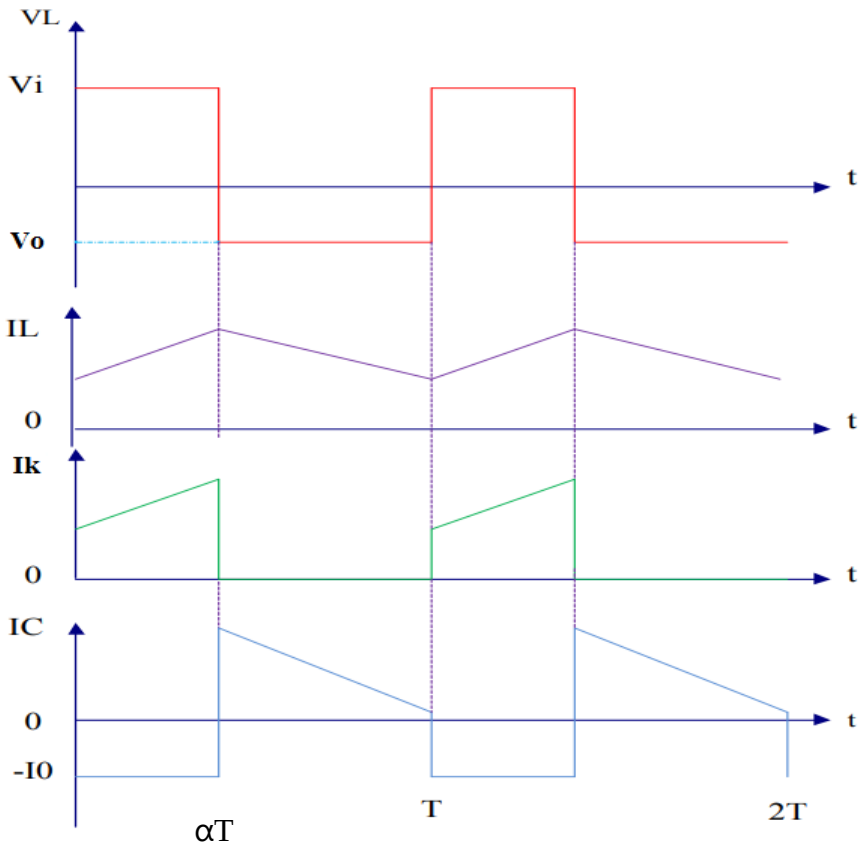


Figure II.7 : Caractéristique de la tension et du courant du Buck-Boost.

II.5 Commande MPPT des convertisseurs DC-DC

Par définition, une commande MPPT (Maximum Power Point Tracker), associée à un étage intermédiaire d'adaptation, permet de faire fonctionner un GPV de façon à produire en permanence le maximum de sa puissance. Ainsi, quel que soit les conditions météorologiques (température et irradiation), la commande du convertisseur place le système au point de fonctionnement maximum (V_{PPM} et I_{PPM}).

La figure (II.8) montre La chaîne de conversion 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. **[HAR 16]**

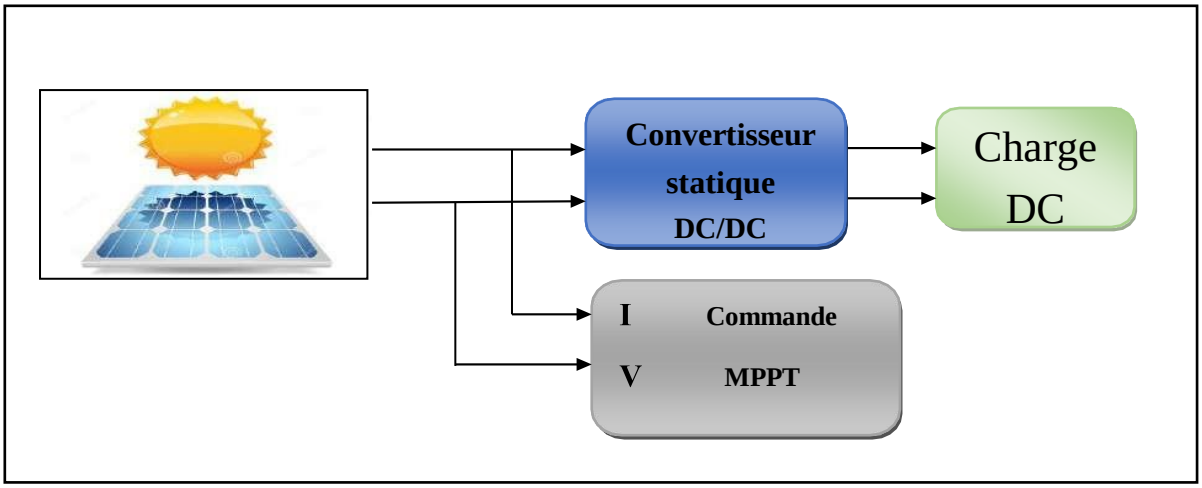


Figure II. 8 : Schéma synoptique d'un système photovoltaïque avec MPPT.

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 $P_{pv} = I_{pv}.V_{pv}$. **[ABO 09]**

II.5.1 Classification des commandes MPPT

II.5.1.1 MPPT *indirecte*

Ce type de commandes MPPT utilise le lien existant entre les variables mesurées (I_{sc} ou V_{oc}), il compte aussi les commandes en se basant sur une estimation du point de fonctionnement du GPV réalisée à partir d'un modèle paramétrique défini au préalable. Il existe aussi des commandes qui établissent une poursuite de la tension optimale en prenant en compte uniquement les variations de la température des cellules donnée par un capteur.

Ces commandes ont l'avantage d'être simples à réaliser. Elles sont plutôt destinées à des systèmes peu coûteux et peu précis dans des zones géographiques où il y a peu de changements climatiques. **[HAR 19]**

II.5.1.2 MPPT *directe*

Ces méthodes utilisent les mesures de tension et de courant des panneaux et dont l'algorithme est basé sur la variation de ces mesures. L'avantage de ces algorithmes est qu'ils

ne nécessitent pas une connaissance préalable des caractéristiques des GPV. **[KAM 12]**

II.5.2 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 c'est la date de publication de la première loi de commande de ce type, adaptées à une source d'énergie renouvelable de type PV.

Ces techniques se diffèrent entre eux par leur complexité, nombre de capteurs requis, la vitesse de convergence, coût, rendement et domaine d'application **[BEL19]** : on cite

Les techniques MPPT classiques :

- Algorithme de la Tension Constante (CV, Constant Voltage)
- Algorithme du Courant constant (Constant Curent)
- P&O,
- INC,
- Hill Climbing, …

Les techniques MPPT basées sur l'intelligence artificielle :

- MPPT basé sur la logique floue,
- MPPT basé sur les réseaux de neurones,
- MPPT basé sur les systèmes hybrides intelligents…

Les techniques MPPT basées sur Optimisation métaheuristique :

- MPPT basé sur Algorithme de Colonie de fourmi,
- MPPT basé sur Algorithme de Corbeau,
- MPPT basé sur Algorithme de Loups Gris...

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu quelques topologies de base du convertisseur continu (DC-DC), des convertisseurs (buck, boost et buck-boost) et des méthodes MPPT . On a défini la commande MPPT. On a cité quelques techniques classiques et modernes.

CHAPITRE III: LA MODÉLISATION DE LA MAS

Ⅲ.1 Introduction

La modélisation d'une machine asynchrone repose sur l'utilisation de schémas équivalents dérivés de la théorie du champ tournant. Cette approche est complétée par le développement de méthodes matricielles qui sont devenues des fondements pour la modélisation, la simulation, l'identification et la commande des machines asynchrones. **[HAN 21]**

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.

Ⅲ.2 Description de la machine asynchrone

Un moteur asynchrone se présente sous la forme d'un carter entourant le circuit magnétique statorique, qui accueille dans des encoches l'enroulement statorique triphasé à l'intérieure de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, tourne le circuit magnétique rotorique. Le rotor peut être à cage d'écureuil, ou bobiné. Le circuit magnétique rotorique est traversé par l'arbre qui repose sur des paliers montés dans les flasques fixés au carter. **[CHA 83] [BER 95]**

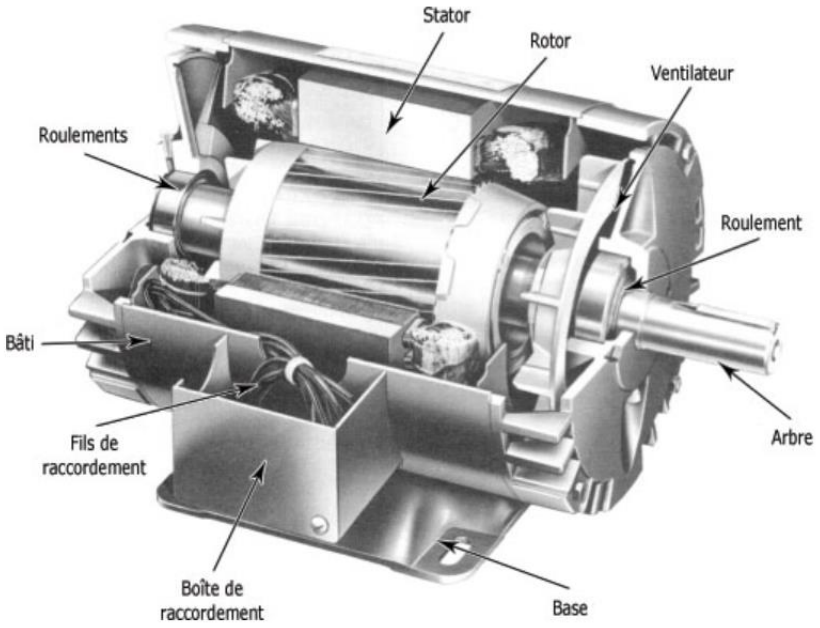


Figure Ⅲ.1 : Machine asynchrone triphasée.

Ⅲ .3 Modélisation du moteur asynchrone

Ⅲ .3.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses :

- La parfaite symétrie de la machine ;
- L'absence de saturation et des pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et le courant de FOUCAULT sont négligeables) ;
- La répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer supposé constant ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température du fonctionnement et on néglige également l'effet de peau ;
- L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées symétriques ;
- La cage est assimilée à un bobinage triphasé en court-circuit de même nombre ;
- La densité du courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires ;

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité de flux ;
- La constante des inductances propres ;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statiques et rotorique en fonction de l'angle entre leurs axes magnétiques. **[HAN 21]**

Ⅲ .3.2 Modèle de la machine

La représentation schématique de la machine asynchrone dans le repère (abc) est représentée par la Figure (III.2)

.

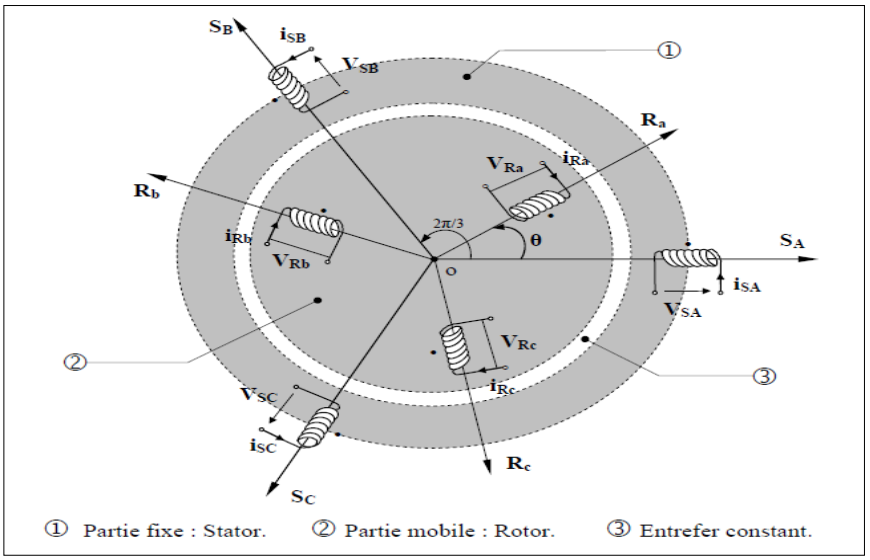


Figure Ⅲ.2 : Définition des enroulements de la machine asynchrone triphasée.

Ⅲ .3.3 Mise en équations

En supposant certaines conditions et pour une machine asynchrone équilibrée couplée en étoile, les équations qui décrivent le fonctionnement de la machine sont les suivantes :

Ⅲ.3.3.1 Équations électriques de la machine

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont

Données par

$$:\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt}\varphi_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt}\varphi_{sb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt}\varphi_{sc} \end{cases} \quad (III.1)$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt}\varphi_{ra} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt}\varphi_{rb} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt}\varphi_{rc} \end{cases} \quad (III.2)$$

Les équations (III.1) et (III.2) se présentent naturellement sous forme matricielle :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sa} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (III.3)$$

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{sabc}]$$

Pour le rotor:

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (III.4)$$

$$[0] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{rabc}]$$

On pose:

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad ; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}$$

V_s: Vecteur de tension de stator

$$[I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad ; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$$

$$[\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad ; \quad [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix}$$

$[\varphi_s]$: Vecteur de flux de stator.

$[\varphi_r]$: Vecteur de flux de rotor.

Ⅲ.*3.3.2 Équations magnétiques*

On peut réécrire les équations des flux en fonction des courants à l'aide de la matrice des inductances. Cette matrice est composée de 36 coefficients non nuls, dont la moitié dépendent du temps à travers l'angle électrique θ.

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_S & M_S M_S & M_1 & M_3 M_2 \\ M_S & l_S & M_S & M_2 & M_1 M_3 \\ M_S M_S & l_S & M_3 & M_2 M_1 \\ M_1 M_2 M_3 & l_r & M_r M_r \\ M_3 M_1 M_2 & M_r & I_r & M_r \\ M_2 M_3 M_r & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \qquad (III.5)$$

Tel que :

- l_s: L'inductance propre d'une phase statorique ;

- l_r: L'inductance propre d'une phase rotorique ;
- M_s: L'inductance mutuelle entre phase statorique ;
- M_r: L'inductance mutuelle entre phase rotorique.

Avec :

- $M_1 = M_{sr}\cos(\theta)$
- $M_2 = M_{sr}\cos(\theta - 2\pi/3)$
- $M_2 = M_{sr}\cos(\theta + 2\pi/3)$

Où :

- M_{sr} : c'est la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

L'écriture matricielle qui résume les équations des flux statiques et rotoriques

$$\begin{bmatrix}\varphi_s\\ \varphi_r\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}[L_s] & [M_{sr}]\\ [M_{rs}] & [L_r]\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_s\\ i_r\end{bmatrix} \qquad (III.6)$$

Avec :

- $[L_s]$: La matrice des inductances statoriques :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s\\ M_s & l_s & M_s\\ M_s & M_s & l_s\end{bmatrix} \qquad (III.7)$$

- $[L_r]$: La matrice des inductances rotoriques :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r\\ M_r & l_r & M_r\\ M_r & M_r & l_r\end{bmatrix} \qquad (III.8)$$

- $[M_{sr}]$: La matrice des inductances mutuelles stator rotor.
- $[M_{rs}]$: La matrice des inductances mutuelles rotor stator.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]' = M_{sr}\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad \textit{(III.9)}$$

Ⅲ.*3.3.3 Équation mécanique*

L'équation mécanique est donnée par l'équation :

$$J\frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f.\Omega \quad \textit{(III.10)}$$

Le couple est donné par l'expression suivante issue de considérations sur la conversion électromécanique de l'énergie,

$$C_{em} = P[i_s]\frac{d}{dt}([M_{sr}][i_r]) \quad \textit{(III.11)}$$

Les équations précédentes fait apparaître des difficultés pour la résolution puisque :

- L'ordre du système est élevé.
- La matrice d'inductance est en fonction du temps.

On cherche donc une transformation qui réduit l'ordre du système et élimine cette dépendance vis-à-vis du temps. **[HAN21]**

Ⅲ.4 Transformation de PARK

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan "abc". Vu la complexité de ces équations non linéaires et multi-variables, et pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, on fait appel à la transformation de PARK qui consiste à imaginer de remplacer le rotor tournant par

un rotor fictif équivalent fixe (d, q) à condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée. **[BAC 02] [BER 95]**

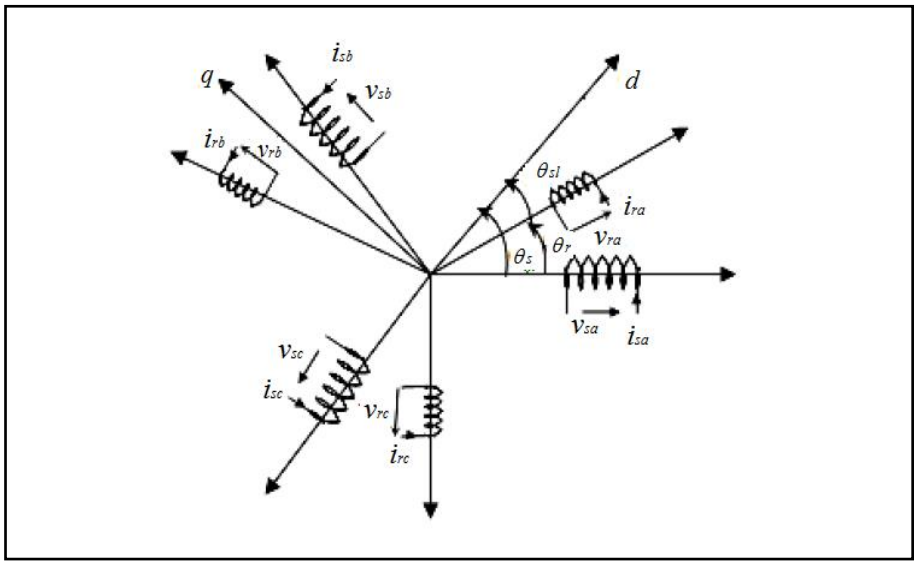


Figure Ⅲ.3 : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique.

L'équation suivante décrit la transformation d'un système triphasé $[a, b, c]$ en un système biphasé $[d, q]$:

$$X_{dq} = [P(\theta)]X_{abc}$$

Tel que :

X : peut-être : la tension, le courant ou le flux ;

$[P_{(\theta)}]$: est la matrice de la transformation de Park définie par :

$$[P_{(\theta)}] = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \textit{(III.12)}$$

$[P_{(\theta)}]^{-1}$: Est la matrice inverse de Park définie par :

$$\left[P_{(\theta)}\right]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \textit{(III.13)}$$

Avec :

L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

- $\theta = \theta_s$ pour le stator (angle entre sa et d).
- $\theta = \theta_r$ pour le rotor (angle entre ra et d).

- Si l'on considère que le système [abc] est équilibré et symétrique (c'est-à-dire qu'il n'y a pas de perturbation), alors la composante homopolaire a une valeur nulle.

Dans ces conditions, les équations électriques, magnétiques et mécaniques se simplifient et deviennent :

Ⅲ.4.1 Équations électriques

En appliquant la transformation de PARK sur les équations électriques et en admettant que le rotor étant en court-circuit, il en résulte :

$$\begin{cases} V_{sb} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt}\varphi_{sd} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{sb} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt}\varphi_{sq} + \omega_s \varphi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}\varphi_{rd} - (\omega_s - \omega)\varphi_{rq} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\varphi_{rq} + (\omega_s - \omega)\varphi_{rd} \end{cases} \quad \textit{(III.14)}$$

Avec :

$$(\omega_s - \omega) = \omega_r;$$
$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$$
$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$
$$(\omega_s - \omega) = \frac{d\theta}{dt} = P\Omega$$

Ⅲ.4.2 Équations magnétiques

L'application de la transformation de Park sur l'équation (III.3) donne :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (III.15)$$

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (III.16)$$

III.4.3 Expressions du couple électromagnétique

$$\begin{bmatrix} C_{em} = \frac{3}{2} P(\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \\ C_{em} = \frac{3}{2} P(\varphi_{rq} i_{rd} - \varphi_{rd} i_{rq}) \\ C_{em} = \frac{3}{2} P L_m(i_{sq} I_{rd} - i_{sd} I_{rq}) \end{bmatrix} \quad (III.17)$$

$$C_{em} = P \frac{M_{sr}}{L_r}(\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad (III.18)$$

III.5 Choix de référentiel

III.5.1 Les choix d'orientation du repère

Le choix de l'orientation du repère d'axe (d, q), se fait selon l'objectif de l'application tel que :

Repère lié au stator : $\frac{d\theta s}{dt} = 0$ et $\omega = \frac{d\theta}{dt} = -\omega_r$

Repère lié au rotor : $\frac{d\theta s}{dt} = \omega_r$ et $\omega = \frac{d\theta}{dt} = 0$

Repère lié au champ tournant : $\frac{d\theta s}{dt} = \omega_s$ et $\omega = \frac{d\theta}{dt} = \omega_s - \omega_r$

Où

- θ_s *est* la pulsation statorique,
- θ_r est la pulsation mécanique,
- θ est la pulsation de glissement.

Ⅲ.5.2 Modèle exprimé dans le repère (d, q) lié au champ tournant

Si le repère est lié au champ tournant, les équations reliant les composantes des tensions à celles des courants et des flux s'écrivent de la manière suivante pour le stator et le rotor :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix}$$
$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad \textit{(III.19)}$$

Les flux totaux à travers les quatre bobines fictives ayant pour valeurs :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{ds} + M_{sr} i_{dr} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{qs} + M_{sr} i_{qr} \end{cases} \quad \textit{(III.15)}$$

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r i_{dr} + M_{sr} i_{ds} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{qr} + M_{sr} i_{qs} \end{cases} \quad \textit{(III.16)}$$

A partir de l'équation (III.16), on obtient l'équation suivante :

$$\begin{cases} i_{rd} = \dfrac{\varphi_{rd} - M_{sr} i_{ds}}{L_r} \\ i_{rd} = \dfrac{\varphi_{rq} - M_{sr} i_{qs}}{L_r} \end{cases} \quad \textit{(III.20)}$$

Remplaçons les expressions des courants I_{rd} et I_{rq} de l'équation (III.20) par leurs valeurs dans les équations (III.15), on obtient alors :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \left(L_s - \dfrac{M_{sr}^2}{L_r} \right) i_{sd} + \dfrac{M_{sr}}{L_r} \varphi_{rd} \\ \varphi_{sq} = \left(L_s - \dfrac{M_{sr}^2}{L_r} \right) i_{sq} + \dfrac{M_{sr}}{L_r} \varphi_{rq} \end{cases} \quad \textit{(III.21)}$$

En dérivant ces dernières en fonction du temps, on trouve :

$$\begin{cases} \dfrac{d\varphi_{ds}}{dt} = \left(L_s - \dfrac{M_{sr}^2}{L_r} \right) \dfrac{di_{ds}}{dt} + \dfrac{M_{sr}}{L_r} \dfrac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ \dfrac{d\varphi_{qs}}{dt} = \left(L_s - \dfrac{M_{sr}^2}{L_r} \right) \dfrac{di_{qs}}{dt} + \dfrac{M_{sr}}{L_r} \dfrac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad \textit{(III.22)}$$

Pour le rotor à partir des équations (III.19) on obtient :

$$\begin{cases}\dfrac{d\varphi_{rd}}{dt} = -R_r i_{rd} + \omega_{sl}\varphi_{rq} \\ \dfrac{d\varphi_{rq}}{dt} = -R_r i_{rq} + \omega_{sl}\varphi_{rd}\end{cases} \quad (III.23)$$

En remplaçant i_{rd} et i_{rq} par leurs expressions obtenues en (III.20), les expressions suivantes sont obtenues

$$\begin{cases}\dfrac{d\varphi_{dr}}{dt} = \dfrac{M_{srR_r}}{L_r} i_{sd} - \dfrac{R_r}{L_r}\varphi_{dr} + \omega\varphi_{qr} \\ \dfrac{d\varphi_{qr}}{dt} = \dfrac{M_{srR_r}}{L_r} i_{sq} - \dfrac{R_r}{L_r}\varphi_{qr} + \omega\varphi_{dr}\end{cases} \quad (III.24)$$

On obtient finalement à partir des équations (III.15), (III .21), (III.22) et (III.24) :

$$\begin{cases}\dfrac{di_{sd}}{dt} = \dfrac{1}{\sigma L_s} v_{sd} - \left(\dfrac{R_s}{\sigma L_s} + \dfrac{M_{sr}^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sd} + \dfrac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r^2}\varphi_{rd} + \dfrac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r}\omega\varphi_{rq} \\ \dfrac{di_{sq}}{dt} = \dfrac{1}{\sigma L_s} v_{sq} - \left(\dfrac{R_s}{\sigma L_s} + \dfrac{M_{sr}^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}\right) i_{sq} - \omega_s i_{sd} + \dfrac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r^2}\varphi_{rq} - \dfrac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r}\omega\varphi_{rd}\end{cases} \quad (III.25)$$

On peut écrire les équations sous forme d'équations d'état telles que

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \dot{\varphi}_{rd} \\ \dot{\varphi}_{rq}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\dfrac{1}{T_r\sigma} + \dfrac{1}{T_r}\dfrac{1-\sigma}{\sigma}\right) & \omega_s & \dfrac{1-\sigma}{\sigma}\dfrac{1}{M_{sr}T_r} & \dfrac{1-\sigma}{\sigma}\dfrac{1}{M_{sr}}\omega \\ -\omega_s & -\left(\dfrac{1}{T_r\sigma} + \dfrac{1}{T_r}\dfrac{1-\sigma}{\sigma}\right) & -\dfrac{1-\sigma}{\sigma}\dfrac{1}{M_{sr}}\omega & \dfrac{1-\sigma}{\sigma}\dfrac{1}{M_{sr}T_r} \\ \dfrac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\dfrac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ 0 & \dfrac{M_{sr}}{T_r} & -\omega_{sl} & -\dfrac{1}{T_r}\end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dfrac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0\end{bmatrix} \quad (III.26)$$

Avec :

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = QX + BU \quad (III.27)$$

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$; $T_s = \frac{L_s}{R_s}$ Constante de temps rotorique et statorique

$\sigma = 1 - \frac{M2_{sr}}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion.

Le couple électromagnétique peut alors s'exprimer comme suit :

$$\begin{cases} C_{em} = P\dfrac{M}{L_r}\left(\varphi_{rd} i_{qs} - \varphi_{rq} i_{ds}\right) \\ J\dfrac{d\Omega}{dt} + \Omega f = C_{em} - C_r \end{cases} \quad (III.28)$$

Le couple électromagnétique peut alors s'exprimer comme suit :

$$\begin{cases} C_{em} = P\dfrac{M}{L_r}\left(\varphi_{rd} i_{qs} - \varphi_{rq} i_{ds}\right) \\ J\dfrac{d\Omega}{dt} + \Omega f = C_{em} - C_r \end{cases} \quad (III.29)$$

III.6 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique permettant, à partir d'un signal continu, d'imposer un signal alternatif à fréquence et amplitude variables, il joue un rôle très important dans la commande des machines, particulièrement la machine asynchrone, la figure (III.4) illustre le schéma structure d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimentant le stator d'une machine asynchrone. **[PET 96] [BER 95]**

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor et une diode de récupération montée en tête-bêche Figure (III.4).

Les couples d'interrupteurs $(K_{11},K_{12}),(K_{21},K_{22}),(K_{31},K_{32})$ sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source.

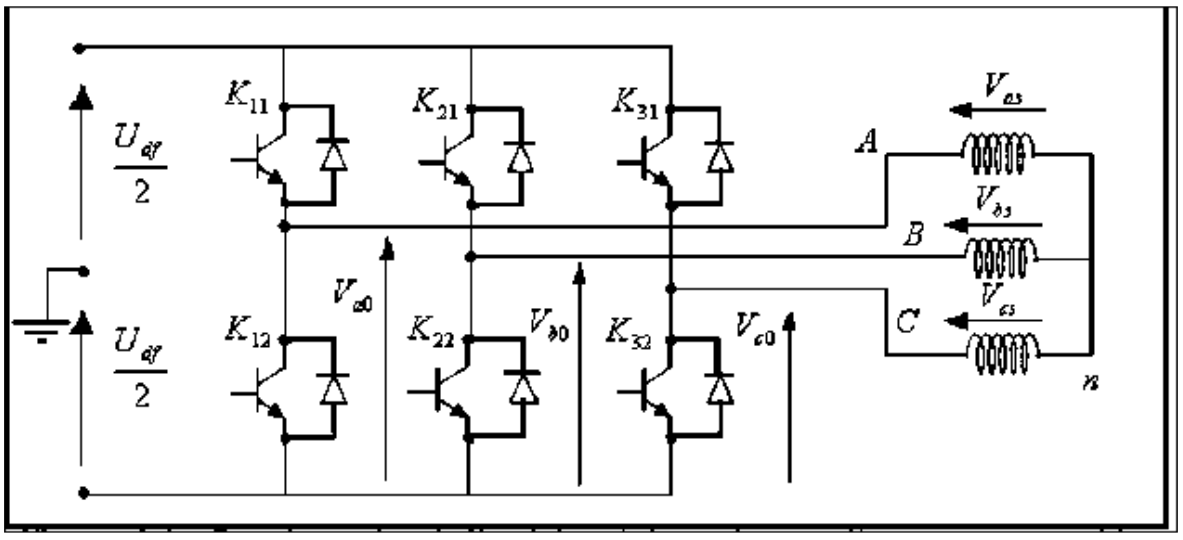


Figure Ⅲ.4 : Représentation de l'onduleur à deux niveaux alimentant une MAS**.**

III.6.1 Les tensions dans les phases de la MAS

Pour simplifier l'étude, on suppose que la commutation des interrupteurs est instantanée et que les chutes de tension aux bornes des interrupteurs sont négligeables.

Les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{BC} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{CA} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (III.30)$$

V_{ao}, V_{bo}, V_{co} et sont les tensions de sortie de l'onduleur par rapport à la référence ' o'. Les tensions des phases sont données par :

$$\begin{cases} V_{ac} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bs} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cs} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad (III.31)$$

V_{no} : est la tension de neutre de la charge par rapport au point "o"

On a: $V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = 0$

Donc on tire:

$$V_{no} = 1/3(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (III.32)$$

En remplaçant (III.32) dans (III.31) on obtient :

$$\begin{cases} V_{as} = \frac{2}{3} V_{ao} - \frac{1}{3} V_{bo} - \frac{1}{3} V_{co} \\ V_{bs} = \frac{1}{3} V_{ao} + \frac{2}{3} V_{bo} - \frac{1}{3} V_{co} \\ V_{cs} = \frac{1}{3} V_{ao} - \frac{1}{3} V_{bo} + \frac{2}{3} V_{co} \end{cases} \quad (III.33)$$

La forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (III.34)$$

Ou S_a, S_b, S_c représentent respectivement les états logiques des interrupteurs k_{11}, k_{21} et k_{31}.

Ⅲ.6.2 Onduleur de tension à MLI

Plusieurs types de MLI se présentent pratiquement, dont on peut citer : **[ROS 02]**

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire.
- Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculées hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- Les modulations post calculées appelées encore MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

La première stratégie sera utilisée et simulée dans ce que suit.

III.7 Résultats de simulation sans et avec onduleur

Nous avons choisi d'utiliser le logiciel MATLAB pour simuler le moteur asynchrone à cage. Les paramètres du moteur utilisés pour la simulation sont présentés en annexe A. Nous avons simulé le moteur asynchrone à cage alimenté par un réseau triphasé équilibré, à la fois sans et avec un onduleur de tension. Les conditions de simulation sont les suivantes :

- Alimentation : U = 220 V (valeur efficace), fréquence 50 Hz.
- Démarrage à vide, puis application d'un couple résistant d'une valeur de 10 $N.m$ entre 2 s et 2,5s.

III.7.1 Résultats de MAS sans onduleur

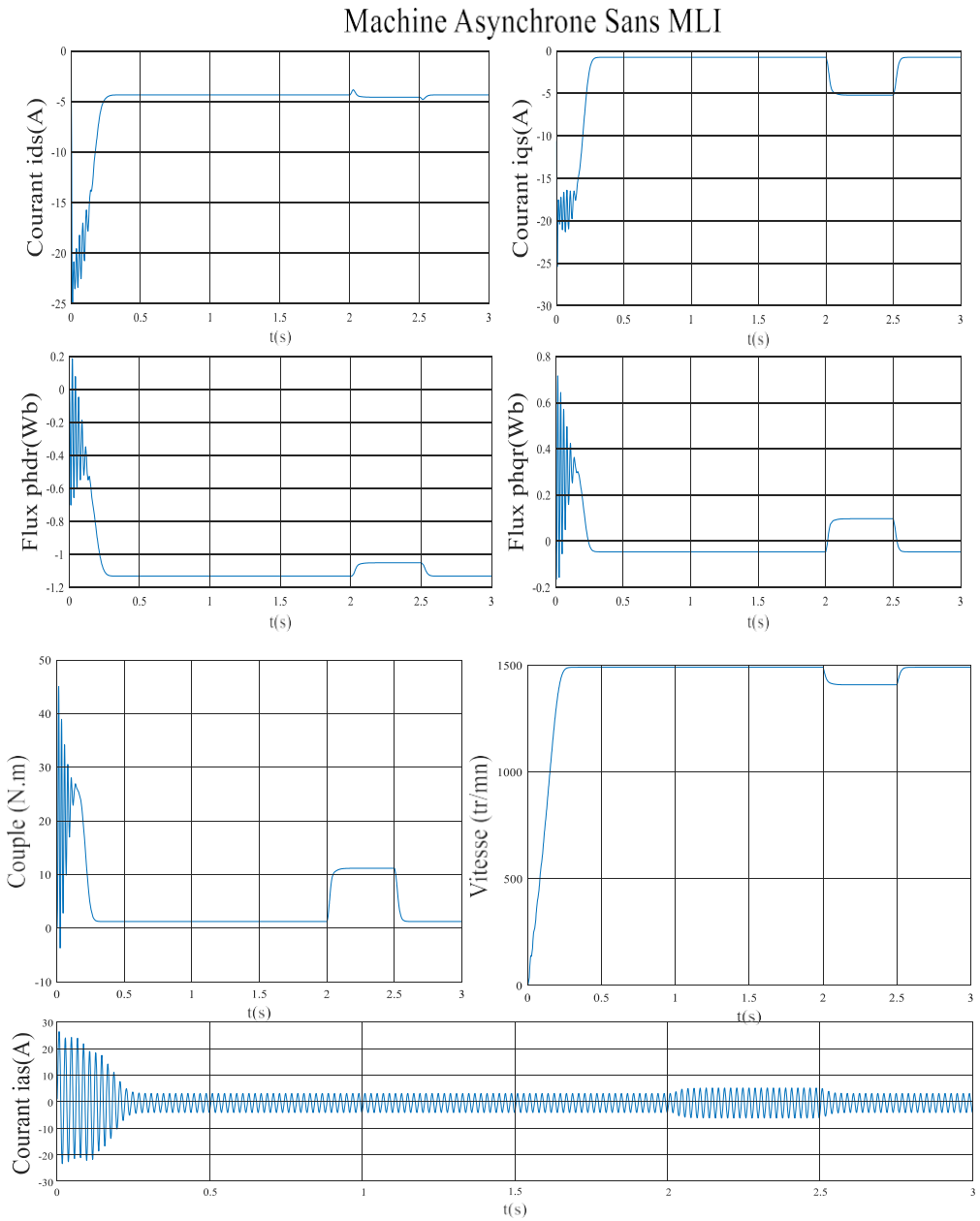


Figure (III. 5) Résultat de simulation d'une MAS sans onduleur.

III.7.2 Résultats de MAS avec onduleur

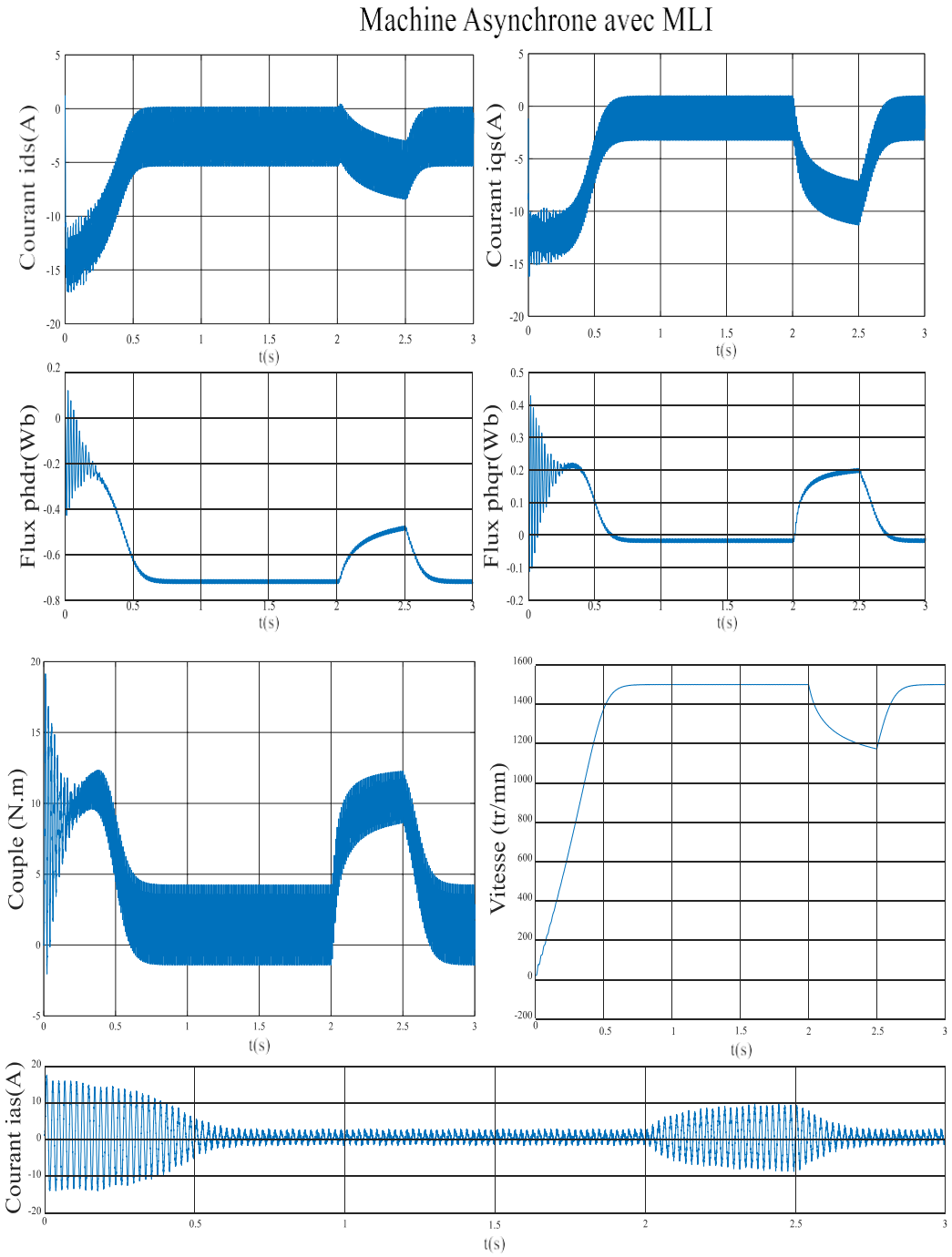


Figure (III. 6) Résultat de simulation d'une MAS avec onduleur.

II.7.3 Interprétation des résultats

Lors du démarrage, des pics de courant importants sont observés, mais ils diminuent au fur et à mesure que le régime transitoire évolue. Les figures III.5 et III.6 illustrent l'évolution des courants, des flux, de la vitesse et du couple en fonction du temps.

En régime transitoire, que ce soit pour le moteur asynchrone à cage sans ou avec onduleur, l'évolution du couple entre 2 s et 2.5 s présente une allure caractéristique type de tous les moteurs asynchrones à cage.

Aux premiers instants du régime transitoire, le moteur asynchrone à cage présente des pulsations très importantes. Le couple est fortement pulsatoire pendant cette période, puis se stabilise à la fin du régime permanent. On peut noter que lors du passage d'un régime à vide à 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

Comme on a pu le voir, le modèle mathématique de la machine asynchrone est fortement non-linéaire et présente des dynamiques différentes et d'ordre élevé. De plus, l'expression du couple électromagnétique montre une interaction complexe entre les champs statorique et rotorique.

Ainsi, dans ce chapitre, nous avons commencé par une présentation générale de la machine asynchrone, puis nous avons abordé sa modélisation. La transformation de Park a été introduite pour simplifier le modèle de la machine et analyser ses comportements en régime transitoire. Ensuite, nous avons effectué la modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux et sa commande.

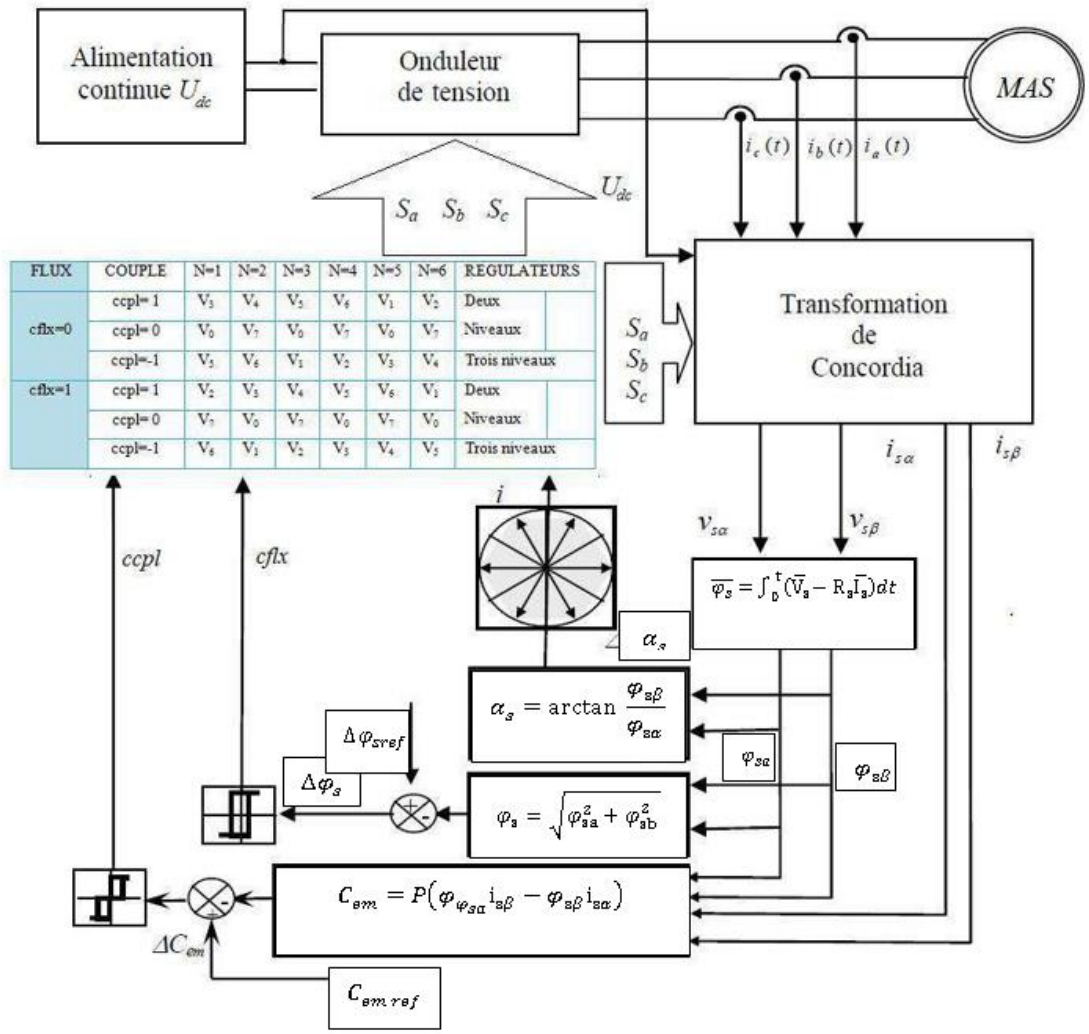
CHAPITRE IV: LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

IV.1 Introduction

La technique de commande directe du couple (Direct torque control ou DTC) a été apparue dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielle des méthodes classiques, basées sur une alimentation à modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage de flux et de couple par orientation du flux magnétique. **[AKK 07] [BEN 10] [ZAI 07]**. cette méthode permet de déterminer le flux statorique et le couple électromagnétique en se basant sur les mesures des courants statoriques, sans avoir besoin de capteurs mécaniques.

Dans la structure DTC, la machine asynchrone commandée par l'onduleur de tension est un système dynamique hybride, dont la partie continue est la machine asynchrone et la partie discrète, l'onduleur de tension **[AKK 07],** elle présente des avantages déjà bien connus par rapport aux techniques classiques notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple ; l'amélioration de sa robustesse par rapport aux variations des paramètres rotoriques ; l'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux statorique ; l'absence de transformations de Park. D'autre part, cette loi de commande en couple s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique (vitesse, position). Beaucoup de travauxont été faits par les chercheurs dans ce domaine dont le but d'améliorer la technique de base énoncé par Takahashi **[BEH 09].** Le contrôle direct du couple est une technique qui tire son origine du contrôle par flux orienté et de la méthode de « Direct Self Control (DSC) ».

En Allemagne, Depenbrock a développé la théorie du « Direct Self Control (DSC) », qui repose sur l'application d'une tension continue spécifique (U_{dc}) et d'un flux statorique de référence (φ_S) pour contrôler un onduleur. Cette méthode utilise une table de commutation fixe et permet de déduire directement une fréquence de fonctionnement unique (f) sans référence externe. Le contrôle direct du couple est le résultat de la combinaison de cette commande par flux orienté et du Direct Self Control.



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
	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 contrôle direct du couple.

IV.2 Principe de la Commande DTC

Les méthodes de commande directe du couple DTC consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs calculées du flux statorique et du couple. Nous n'avons pas besoin d'un modulateur, ni d'un tachymètre ou bien d'un encodeur de position pour assurer le retour d'information de la vitesse ou de position, la commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne pour connaitre l'état électromagnétique du moteur afin de déterminer la commande des interrupteurs de l'onduleur **[REZ 09][ZAI 07]**, il faut disposer d'un modèle approprié de la machine à partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants statoriques, le modèle donne à chaque instant : **[BEN 10][ZAI 07]**

- Le flux statorique réel de la machine,
- Le couple réel qu'elle développe,
- Sa vitesse de rotation.

La mesure de la vitesse de l'arbre n'est pas nécessaire, ce qui est un grand avantage de ces méthodes. Le flux et le couple ainsi calculés sont comparés à leurs valeurs de référence pour déterminer les instants de commande des interrupteurs. D'ordinaire, on cherche à maintenir le flux constant. **[BEN 10] [SAD 10]**

IV.3 Fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé

Il est nécessaire de commander les interrupteurs de l'onduleur de tension (illustrés dans la Figure IV.2) de manière à assurer la stabilité du flux et du couple de la machine. Le vecteur de la tension statorique (V_s) peut s'écrire sous la forme :

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left[s_a + s_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + s_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \qquad (IV.1)$$

Où (S_a, S_b, S_c) représentent l'état logique des trois interrupteurs : S_i=1 signifie que l'interrupteur haut est fermé et l'interrupteur bas est ouvert, avec ($V_i = +U_{dc}/2$) et $S_i = 0$ signifie que l'interrupteur haut est ouvert et l'interrupteur bas est fermé avec ($V_i = -U_{dc}/2$).

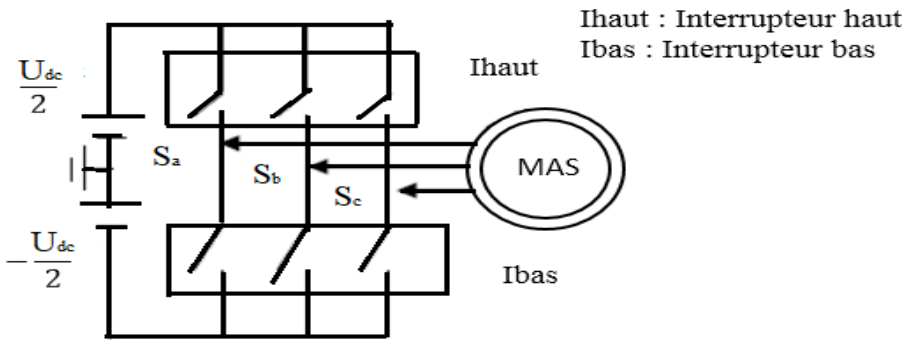


Figure IV.2 : Machine asynchrone commandée par l'onduleur de tension.

Le contrôle du flux et du couple sera effectué en choisissant le vecteur de tension approprié, qui sera déterminé par une configuration particulière des interrupteurs de l'onduleur. Avec 3 interrupteurs, il existe 8 possibilités de vecteurs de tension pour Vs, soit 2^3. Deux vecteurs V_0 et V_7 correspondent au vecteur nul :

:$(S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0)$ et $(S_a, S_b, S_c) = (1, 1, 1)$. $V_0(0,0,0)$ est toujours à côté d'un vecteur impair; $V_1(1,0,0)$; $V_3(0,1,0)$; ou $V_5(0,0,1)$; d'où une seul commutation ; $V_7(1,1,1)$ est toujours à côté d'un vecteur Pair ;$V_2(1,1,0)$;$V_4(0,1,1)$;ou $V_6(1,0,1)$; donc une seul commutation dans chaque période de modulation, un bras ne commute pas deux fois.

La représentation dans le plan complexe des six vecteurs de tension non nuls qui peuvent être générés par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est présentée dans la Figure (IV.3). La méthode utilisée est la suivante :

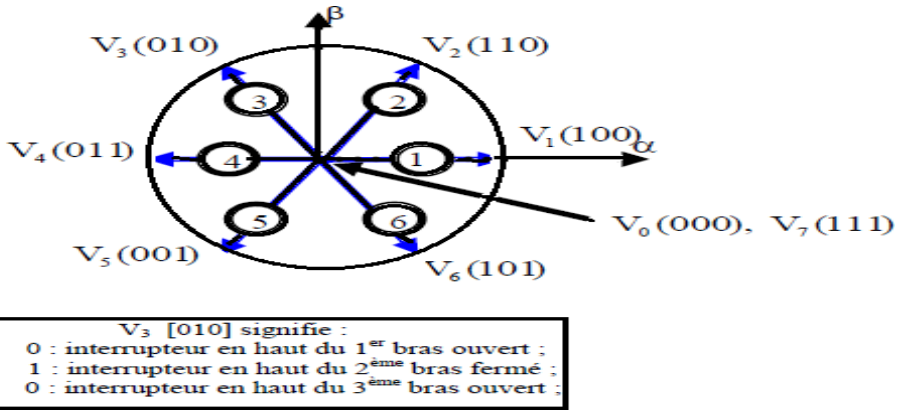


Figure IV.3 : Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension à deux niveaux.

IV.3.1 Contrôle de flux statorique et du couple électromagnétique

IV.3.1.1 Principe de contrôle de flux statorique

A partir du modèle de la machine asynchrone dans un repère lié au stator et de l'expression de la tension statorique : **[BEN 10]**

$$V_S = R_s I_S + \frac{d\varphi_s}{dt} \qquad (IV.2)$$

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

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

$$\varphi_s(t) = \varphi_{s0} + V_s(t) - R_s \int I_s dt \qquad (IV.4)$$

Avec l'hypothèse que reste constante et que le terme $(R_s\ I_s)$ est négligeable devant la

tension V_s sur un intervalle périodique de contrôle [0 Te] correspondant à une période d'échantillonnage Te commandes (S_a, S_b, S_c) sont fixées, ainsi on peut écrire : **[BEN 10]**

$$\varphi_s(t) \approx \varphi_{s0} + V_s Te \qquad (IV.5)$$

Où

φ_{s0} : est le vecteur flux à l'instant $t = 0$.

Dans un intervalle de temps Te, l'extrémité du vecteur φ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée V_s. La figure (IV.4) illustre ce principe, lorsqu'on sélectionne le vecteur.**[HAN 21]**

$$Vs = V3$$

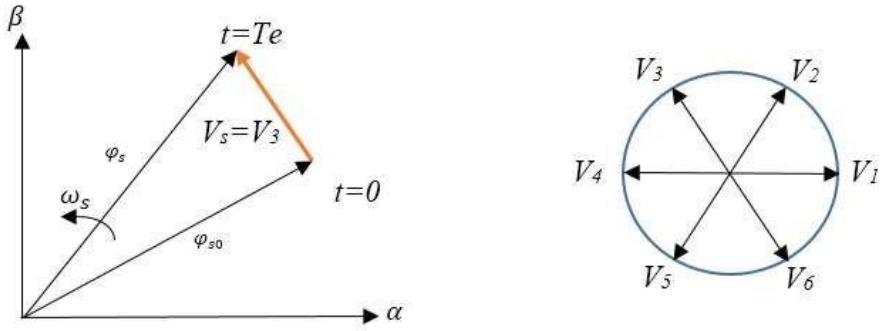


Figure IV .4 : Evolution de l'extrémité du vecteur φ_s.

En choisissant une séquence de vecteurs de tension appropriée de l'onduleur sur des intervalles de temps successifs de durée "Te", il est possible de faire suivre à l'extrémité du vecteur flux statorique (φ_s) la trajectoire désirée, à condition que la période de contrôle "Te" soit beaucoup plus petite que la période de rotation du vecteur φ_s.

Le vecteur φ_s est maintenu entre deux valeurs φ_{max} et φ_{min} le passage de l'une à l'autre étant commandé par V_s. Si le vecteur de commande est l'un des vecteurs non nuls, φ_s évolue avec une vitesse constante proportionnelle à la tension de commande si l'on maintient φ_s à peu près constant, le couple ne dépend que du déphasage entre les deux flux. Pour répondre à une demande de variation rapide du couple, il suffit donc de modifier rapidement le déphasage entre les deux flux. **[BEN 10] [ZAI 07] [SAD 10]**

Par exemple quand φ_s atteint la valeur φ_{max}, on déclenche le changement d'interrupteurs pour que la nouvelle valeur de V_s entraîne une diminution du module de φ_s. En même temps, la nouvelle phase du vecteur V_s provoque le décalage I_s et φ_s dans le sens de rotation, qui fait augmenter le déphasage et le couple. **[BEN 10]**

Il est envisageable de maintenir un module de flux statorique (φ_s) pratiquement constant en choisissant une trajectoire circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cependant, cela ne peut être réalisé que si la période de contrôle est significativement plus petite que la période de rotation du flux. De plus, la composante du flux des vecteurs de tension appliqués doit être minimale, tandis que la composante du couple doit être maximale.

Ainsi les vecteurs appliqués changent la position du flux avec une amplitude presque constante. Lorsque le vecteur tension V_s est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité du flux φ_s et donnée par sa dérivée ($d\varphi_s/dt$) correspondant pratiquement au vecteur V_s. **[BEN 10]**.

En ce qui concerne le flux rotorique φ_r, On peut admettre que compte tenu de la forte constante du temps du rotor de la machine asynchrone, son amplitude ne varie pas durant un régime transitoire. **[BEN 10]**, donc la variation de flux rotorique est négligeable vis-à-vis de celle du flux statorique. **[SAD 10]**

IV.3.1.2 Principe de contrôle de couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique selon l'expression suivante : **[BEN 10]**

$$C_{em} = k \cdot (\bar{\varphi}_s * \bar{\varphi}_r) = k|\bar{\varphi}_s||\bar{\varphi}_r|\sin(\gamma)) \qquad (IV.6)$$

Avec :

$\bar{\varphi}_s$: représente le vecteur de flux statorique ;

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

γ : représente l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotoriquee $K = \frac{P}{L_q}$.

D'après cette expression, le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\bar{\varphi}_s$ et $\bar{\varphi}_s'$ et de leur position relative.

IV.3.1.3 Choix du vecteur de tension

Les variations du couple électromagnétique peuvent être contrôlées uniquement à partir de la vitesse de rotation du vecteur flux $\bar{\varphi}_s$ **[BEN 10]**. 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 Ni.

Lorsque le flux $\bar{\varphi}_s$ se trouve dans une zone i, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteur tensions suivants :

- Si Vi+1 est sélectionné alors l'amplitude du flux $\bar{\varphi}_s$ croit et le couple Cem croit
- Si Vi-1 est sélectionné alors l'amplitude du flux $\bar{\varphi}_s$ croit et le couple Cem décroit
- Si Vi+2 est sélectionné alors l'amplitude du flux $\bar{\varphi}_s$ décroit et le couple Cem croit
- Si Vi-2 est sélectionné alors l'amplitude du flux $\bar{\varphi}_s$ décroit et le couple Cem décroit
- Si V0 ou V7 est sélectionnée la rotation de $\bar{\varphi}_s$ est arrêté, d'où une décroissance du couple alors que le module du couple reste inchangée. **[HAN 21]**

Les vecteurs tensions à appliquer dépendent de la zone où se trouve le vecteur flux.

	V_{i-2}	V_{i-1}	V_i	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i+3}	V_0, V_7
$\bar{\varphi}_s$	↓	↑	↑↑	↑	↓	↓↓	↑↓
$Cem\ (\Omega > 0)$	↓↓	↓↓	↓	↑	↑	↓	↓
$Cem\ (\Omega < 0)$	↓	↓	↑	↑↑	↑↑	↑	↑

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

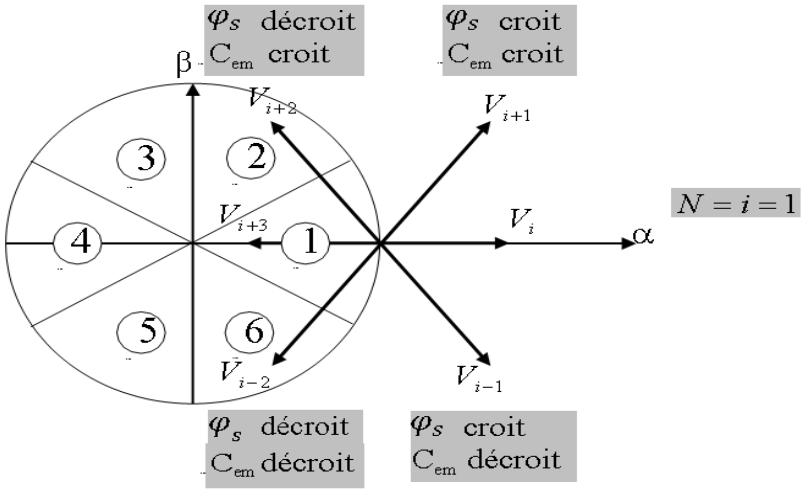
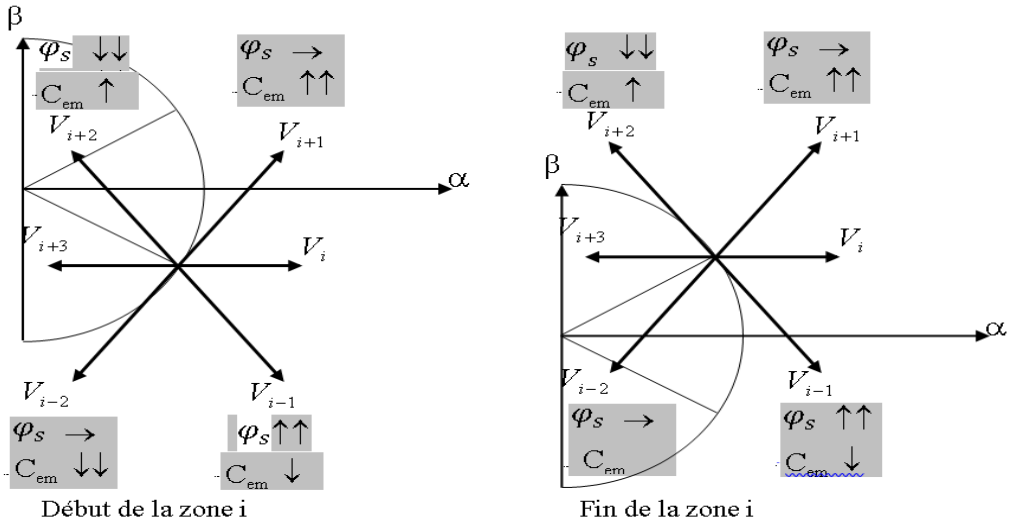


Figure IV.5 : Répartition des zones.

Cependant, l'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur de flux dans la zone i. Au début de la zone i, les vecteurs Vi+1 et Vi-2 sont perpendiculaires au vecteur de flux. Par conséquent, leur composante de flux est négligeable, ce qui entraîne un changement très rapide du couple sans que l'amplitude du flux ne change considérablement. À la même position, les angles entre Vi-1 ou Vi+2 et le vecteur de flux sont respectivement de 150° et 30°. Leur composante de flux est donc très importante, tandis que leur composante de couple est très faible. Les variations de flux après l'application de ces deux vecteurs sont importantes, mais les changements de couple sont très faibles.



~ : Pas de changement important

Figure IV.6 : Différents effets de vecteurs de tension au début et fin de la zone.

IV.3.2 Estimateurs

IV.3.2.1 Estimateur du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courants et tension de la machine. **[AKK 07], [REZ 09], [BEN 10]**

A partir de l'équation :

$$\overline{\varphi_s} = \int_0^t (\overline{V_s} - R_s \overline{I_s}) dt \qquad (IV.7)$$

On obtient les composantes et du vecteur $\overline{\varphi_s}$.

$$\begin{cases} \varphi_{sa}(t) = \int_0^t (V_{sa} - R_s I_{sa}) dt \\ \varphi_{s\beta}(t) = \int_0^t (V_{sa} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \qquad (IV.8)$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaire à l'estimation de l'amplitude du flux statorique.

On obtient les tensions et à partir des commandes (S_a, S_b, S_c) et de la mesure de la tension U_{dc} et par application de la transformée de Concordia **[AKK 07], [REZ 09], [BEN 10]**

$$\overline{V_s} = V_{sa} + jV_{s\beta} \qquad (IV.9)$$

$$\begin{cases} V_{sa} = \frac{2}{3} U_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{2} U_{dc} (S_b + S_c) \end{cases} \qquad (IV.10)$$

De même les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants réels $I_{s\alpha}$, et en appliquant la transformée de Concordia :

$$\overline{I_s} = I_{sa} + jI_{s\beta} \qquad (IV.11)$$

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{Sb} - I_{Sc}) \end{cases} \qquad (IV.12)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_{\mathrm{s}} = \sqrt{\varphi_{\mathrm{sa}}^2 + \varphi_{\mathrm{sb}}^2} \qquad (IV.13)$$

L'angle αs entre le référentielle statorique et le vecteur flux φ_s est égal à **[BEN10]**

$$\alpha_s = \arctan \frac{\varphi_{\mathrm{s}\beta}}{\varphi_{\mathrm{s}\alpha}} \qquad (IV.14)$$

IV.3.2.2 Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des flux estimés et des courants statoriques mesurés. Il peut se formuler comme suit :

$$C_{em} = P\left(\varphi_{sa}\mathrm{i}_{\mathrm{s}\beta} - \varphi_{\mathrm{s}\beta}\mathrm{i}_{\mathrm{s}\alpha}\right) \qquad (IV.15)$$

IV.4 Élaboration du vecteur de commande

IV.4.1 Correcteur de flux

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la (figure IV.7). **[HAN 21]**

Afin de sélectionner le vecteur tension correspondant, la sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de flux statorique moyen. Pour cela, un correcteur à hystérésis à deux niveaux est suffisant et permet d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.
La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne cflx, indique si l'amplitude du flux doit être augmentée (cflx = 1) ou diminuée (cflx = 0) de façon à maintenir une certaine consigne ou un certain niveau de référence.

$$|(\varphi_s)ref - \varphi_s| \leq \Delta\varphi_s \qquad (IV.16)$$

Avec : $(\varphi_s)ref$: La consigne de flux ;

$\Delta\varphi_s$: La largeur d'hystérésis du correcteur.

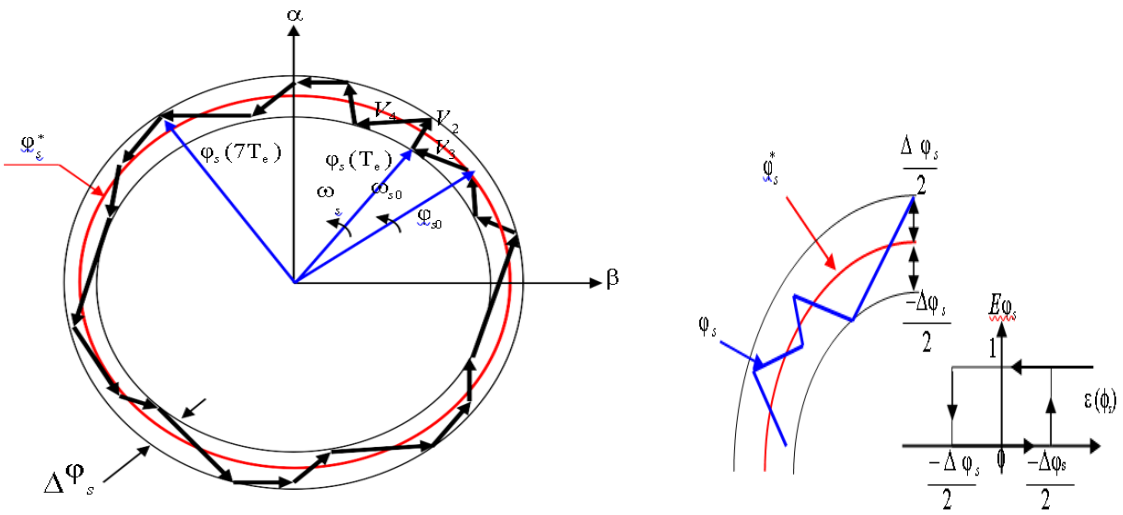


Figure IV.7 : Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique.

IV.4.2 Correcteur de couple

Le rôle principal du correcteur de couple est de maintenir le couple à l'intérieur de sa plage d'hystérésis désignée, ce qui permet de contrôler l'amplitude des ondulations du couple et de s'assurer qu'elle reste dans les limites spécifiées.

$$|C_{\text{emref}} - C_{em} \leq \Delta C| \qquad (IV.17)$$

Avec

C_{emref} : Le couple de référence ;

ΔC La bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence importante entre la régulation du couple et la régulation du flux, qui est que le couple peut être soit positif, soit négatif, en fonction du sens de rotation de la machine. Par conséquent, deux options peuvent être envisagées pour la régulation du couple :

IV.4.2.1 Le correcteur à trois niveaux

Ce dispositif permet de gérer la rotation du moteur dans les deux sens, que ce soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur est représentée par une variable booléenne qui indique si l'amplitude du couple doit être augmentée (ccpl = 1 pour une consigne positive et ccpl = −1 pour une consigne négative) ou diminuée (ccpl = 0) en valeur absolue.

La figure (IV.8) montre ce type de correcteur.

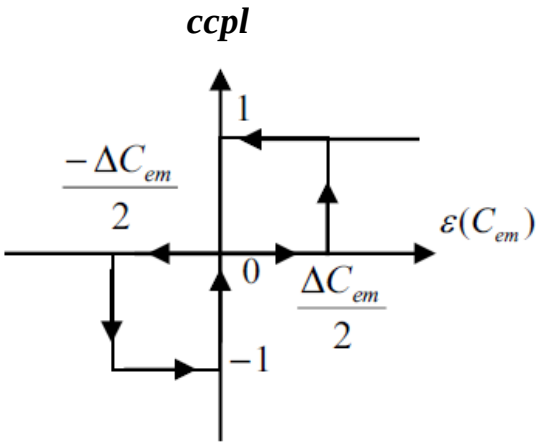


Figure IV .8 : Correcteur de couple à trois niveaux

IV.4.2.2 Le correcteur à deux niveaux

Ce correcteur n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi Seuls les vecteurs Vi+1 et Vi+2 peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux φ_s. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls. **[SAD 10]**

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine, il est nécessaire décroiser les deux phases de la machine.

Cependant ce correcteur est plus simple à implanter de plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i, on s'aperçoit que pour chaque zone i**,** il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur. **[REZ 09] [BOU 13] [BEN 10] [ZAI 07]**

IV.5 Élaboration de la table de commande

Pour contrôler le couple et le flux statorique, plusieurs tables de commutation peuvent être utilisées, chacune ayant une influence sur le comportement de la machine en termes de couple, d'ondulations des courants, de fréquence de commutation et de possibilités de fonctionnement dans deux ou quatre quadrants du plan couple-vitesse. Dans le tableau IV.2 suivant, quatre tables de commutation sont présentées, tandis que le tableau IV.3 présente la table de la quatrième stratégie la plus couramment utilisée et qui est également proposée dans notre travail.

	$T_e\uparrow\varphi_s\uparrow$	$T_e\uparrow\varphi_s\downarrow$	$T_e\downarrow\varphi_s\uparrow$	$T_e\downarrow\varphi_s\downarrow$
1ère Stratégie	V_{i+1}	V_{i+2}	V_0, V_7	V_0, V_7
2ème Stratégie	V_{i+1}	V_{i+2}	V_i	V_0, V_7
3ème Stratégie	V_{i+1}	V_{i+2}	V_i	V_{i+3}
4ème Stratégie	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}

Tableau IV.2 : Différentes stratégies de commutation.

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		
	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 Niveaux	
	ccpl=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0		
	ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	Trois niveaux	

Tableau IV.3 : Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux.

IV.6 Structure générale du contrôle direct de couple

Le choix du vecteur V_s est effectué à chaque période d'échantillonnage Te, de plus, on applique un filtrage sur les grandeurs statoriques de courants afin de limiter les bruits sur le signal de flux calculé et l'effet d'échantillonnage. **[BEN 10]**

La table de commutation est un élément crucial de cette structure, car elle permet de choisir le vecteur V_s sans utiliser la position du rotor, ce qui nécessiterait généralement un capteur de vitesse. Cette table de commutation, combinée avec des comparateurs à hystérésis, remplace le générateur MLI des structures classiques de contrôle par onduleur de tension.

IV.7 Les avantages et les Inconvénient de la DTC

IV.7.1 Avantages de la commande directe de couple

- Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- Utilise un modèle simplifie à moteur asynchrone.

- Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension.
- 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 de 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. **[SAD 10]**

IV.7.2 Inconvénients de la commande directe de couple

- 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 de 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. **[SAD 10]**

IV.8 Résultats de Simulation de la DTC de la MAS

Les résultats de simulations de la commande directe du couple de la machine asynchrone (MAS) sont présentés ci-dessous. Pour ce faire, le enroulement statorique est alimenté séparément par onduleur de tension, commandés à l'aide de la technique DTC en boucle ouverte et avec l'utilisation d'un comparateur à hystérésis à deux niveaux utilisant des vecteurs de tension non nuls.

La simulation présentée ci-dessus concerne la machine asynchrone et montre la réponse du couple ainsi que du flux statorique, ainsi que la trajectoire du flux statorique pour une consigne de couple de 10Nm et un flux de référence de 1,1 Wb. Il est à noter que la trajectoire du flux statorique reste presque circulaire tout au long de la variation du couple.

.

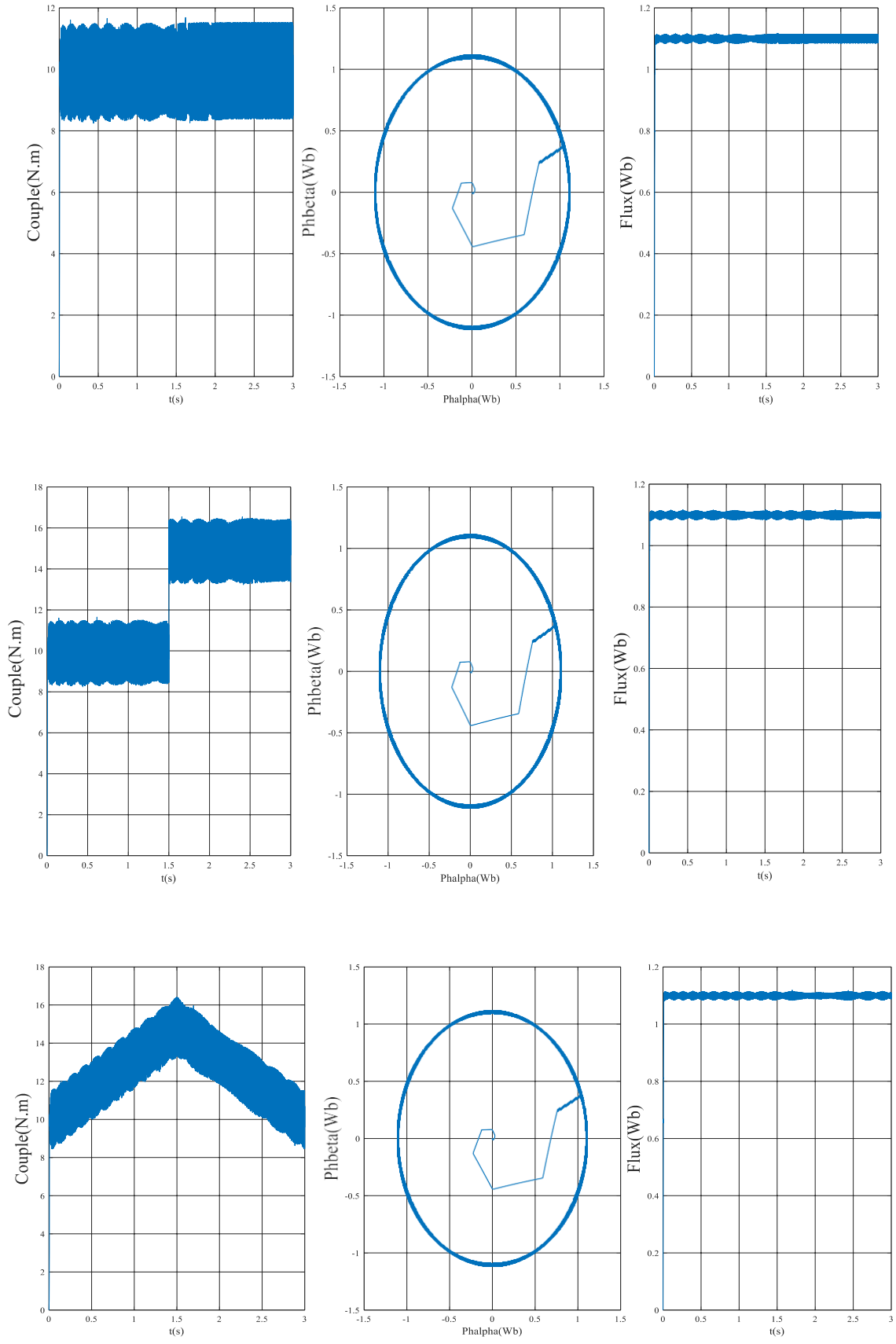


Figure IV.9 : Evolution du couple, flux statorique et de courant de la MAS.

Les résultats obtenus indiquent que les valeurs estimées suivent rapidement les valeurs de consigne pour une rampe ou un échelon de couple de 10Nm. De plus, en cas changement de la consigne de couple, de 10Nm à 15Nm, les résultats sont également satisfaisants.

IV.9 Conclusion

Le travail présenté dans ce chapitre met en évidence la faisabilité et les avantages de l'application de la technique de contrôle DTC sur une machine asynchrone alimentée par un onduleurs de tension à deux niveaux.

Les résultats obtenus montrent que le contrôle direct du couple de la machine asynchrone basé sur la technique DTC permet d'obtenir des performances dynamiques élevées avec une structure simple. Il constitue une solution concrète aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans la structure de commande FOC pour le même type de machine. En effet, la commande directe du couple présente plusieurs avantages significatifs tels que la simplicité et la facilité d'implantation, la robustesse, la dynamique élevée, la précision, entre autres.

Ces résultats montrent que la technique de contrôle DTC peut être considérée comme une alternative intéressante pour le contrôle de la machine asynchrone.

CHAPITRE V: PV-DTC-MAS BASÉ SUR MPPT-SSO

V.1 Introduction

L'algorithme d'optimisation d'essaim de salpes (Salp Swarm Optimization en anglais). S'agit d'une technique d'optimisation inspirée du comportement de groupe des salpes, qui sont des organismes marins appartenant à la famille des tuniciers.

L'algorithme de Salp Swarm Optimization (SSO) est similaire à l'algorithme d'essaim de particules (PSO), mais il utilise une nouvelle technique de mise à jour des positions des particules. Les salpes sont connues pour leur capacité à nager en groupe en utilisant des contractions et des expansions musculaires pour se déplacer.

Dans l'algorithme SSO, chaque particule représente une solution candidate et la qualité de la solution est évaluée à l'aide d'une fonction d'objectif. Les positions des particules sont mises à jour à chaque itération, qui permet aux particules de se déplacer vers les zones de meilleure qualité.

Ce travail propose et étudie dans ce chapitre un système photovoltaïque basé sur la technique MPPT-SSO; comme le montre la figure (V.1) où on premier lieu, on présente les résultats de simulation pour une charge résistive, en second lieu, on remplace cette charge par une MAS commandé par DTC et connecté à une batterie.

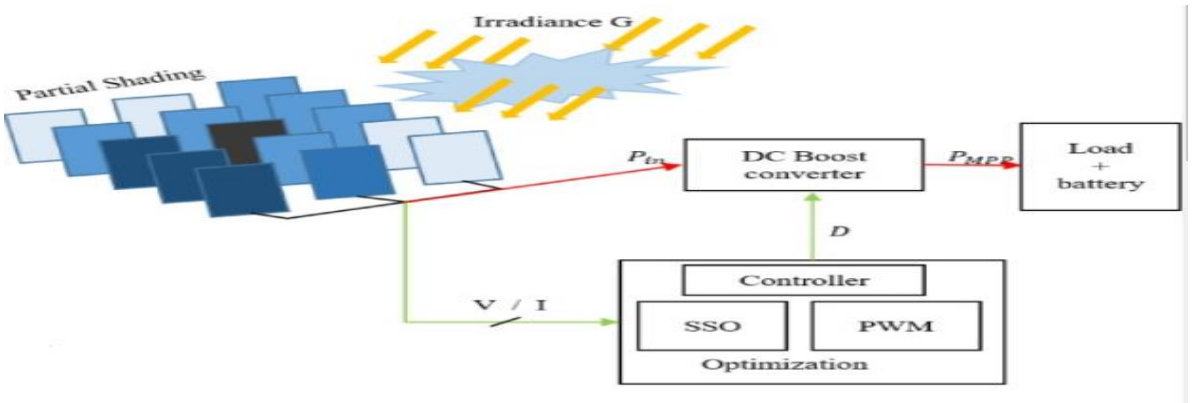


Figure V.1 : Système de photovoltaïque proposé.

V.2 Définition de l'Optimisation

Un problème d'optimisation se définit comme la recherche du minimum ou du maximum (de l'optimum), on peut aussi trouver des problèmes d'optimisation pour lesquelles les variables de la fonction à optimiser sont contraintes d'évoluer dans une certaine partie de l'espace de recherche. Dans ce cas, on a une forme particulière de ce que l'on appelle un problème d'optimisation sous contraintes. **[BEK 14]**

V.3 L'optimisation par essaim de salpes (SSO)

L'optimisation par essaim de salpes est une technique d'optimisation inspirée de l'observation du comportement des essaims de salpes. Cette méthode est utilisée pour résoudre des problèmes d'optimisation complexes dans différents domaines tels que l'ingénierie, les sciences, l'informatique, etc. Chaque individu est considéré comme une solution potentielle au problème d'optimisation et possède des caractéristiques particulières qui lui permettent de se déplacer dans l'espace de recherche de solutions. Mirjalili en 2017 a présenté dans son article un algorithme très simple inspiré des animaux de salps. L'algorithme SSA a fourni des résultats remarquables dans les problèmes mathématiques complexes.

En résumé, l'optimisation par essaim de salpes est une méthode d'optimisation qui utilise l'observation du comportement des essaims de salpes pour résoudre des problèmes complexes dans différents domaines. Elle est basée sur la coopération et la collaboration entre les individus de l'essaim et présente plusieurs avantages, mais peut également présenter des limites en termes de convergence vers une solution optimale.

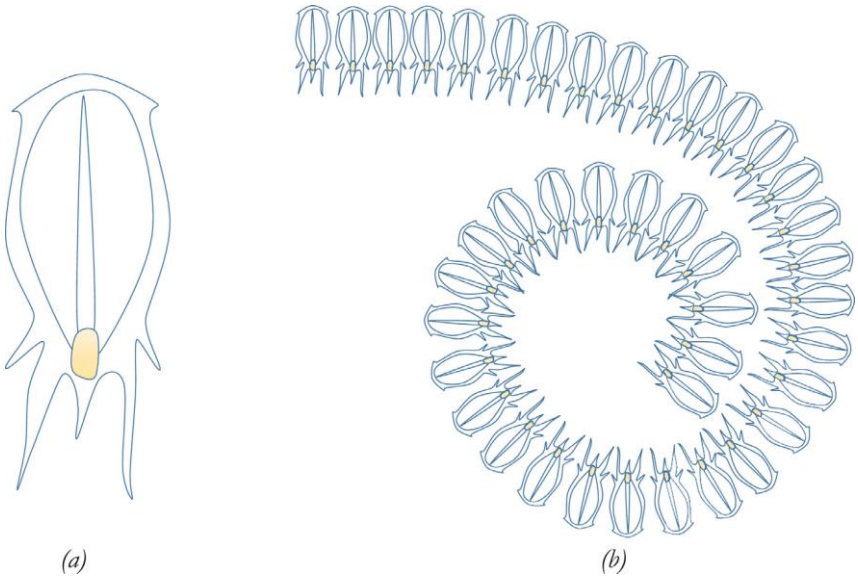


Figure V.2 : Essaim de salpes .

V.4 Contexte de SSO

Le comportement des essaims d'animaux dans leur mode de déplacement et de nourriture reste une source majeure d'inspiration humaine. Au fond de la sombre et lointaine des océans vit la Salp. Ce corps translucide, qui ressemble à un tonneau, existe seul ou en colonie **[ZHA 18]**. En outre, il se déplace par constriction et pompe l'eau à travers le corps du gel, afin d'obtenir le phytoplancton, qui se nourrit après la liquidation de l'eau **[SAK 18]**. C'est intéressant, et bien que simple, c'est complexe parce qu'il bouge et se nourrit en même temps. Ces animaux sont une grande curiosité pour les scientifiques malgré les difficultés d'accès à leur environnement et la difficulté de les garder en laboratoire. La formation de la chaîne salps est illustrée à la Figure V.2. Son mouvement coordonné est très vague, il reste encore beaucoup de questions à répondre **[MIR 17] [FAR 18]**. Ce algorithme a été conçu sur la base du comportement de ces créatures, dans lequel nous cherchons à l'adapter aux problèmes d'optimisaion de l'ecoulement de puissance (OPF).

V.5 Principe de SSO

Les mouvements les plus intéressants des salps qui présente un intérêt dans la configuration de SSA est leur comportement d'essaimage **[ZHA 18]**. Dans les océans profonds, les salpes forment souvent une chaîne de salps. Cette chaîne est illustrée à la Figure V.2. La raison principale de ce comportement n'est pas encore très claire, mais certains chercheurs pensent que cela est fait pour améliorer la locomotion en utilisant des changements rapides coordonnés par l'utilisation des courants d'eau au maximum. Cette chaîne des salps est divisée en leader et les autres sont des suiveurs **[SAY 18]**. Leader de salps change sa place en fonction de la source de nourriture, suivi des suiveurs. Cette chaîne est capable de suivre les sources de nourriture statiques et mobiles. **[MIR 17]**

V.6 Processus d'optimisation par SSO

En chemin à la recherche de la source de nourriture F, le leader marche en tête de la chaîne suivi par ses suiveurs. Les mouvements du groupe sont stockés dans une matrice appelée x de n dimensions représentant le nombre de variables du problème à optimiser. Les changements de mouvements du leader sont effectués selon l'équation suivante **[MIR 17]**:

$$x_j^1 = \begin{cases} F_j + c_1\left(\left(ub_j - lb_j\right)c_2 + lb_j\right) & c_3 \geq 0 \quad (V.1) \\ F_j - c_1\left(\left(ub_j - lb_j\right)c_2 + lb_j\right) & c_3 < 0 \quad (V.2) \end{cases}$$

Selon la lois du mouvement de *Newton*, la mise à jour de la position des suiveurs est donnée comme suite **[MIR 17]**:

$$x_j^i = \frac{1}{2}\left(x_j^i + x_j^{i-1}\right) \quad (V.3)$$

Où x_j^i indique la position du leader dans la j^{ième} dimension. c2 et c3 sont des nombres aléatoires générés uniformément dans l'intervalle [0,1]. ub et lb indiquent les limites supérieure et inférieure du variable de contrôle. i est un nombre positif complètement supérieur à 1 est représenté le nombre de suiveurs. Le coefficient le plus important de cette équation est c1 car il établit un équilibre entre l'exploration et l'exploitation. **[MIR 17]**

$$c_1 = 2e^{-\left(\frac{4\ \text{iter}}{\text{iter.max}}\right)^2} \quad (V.4)$$

V.7 Avantages et inconvénients de SSO

Les avantages et les inconvénients de l'algorithme d'essaims de salpes sont les suivants :

Avantages :

- Convergence rapide : l'algorithme d'essaims de salpes peut converger rapidement vers la solution optimale, en particulier pour les problèmes d'optimisation non-linéaires.
- Robustesse : l'algorithme d'essaims de salpes est robuste face aux problèmes d'optimisation complexes, tels que les problèmes multi-modaux.
- Simplicité : l'algorithme d'essaims de salpes est relativement simple à mettre en œuvre, car il n'a besoin que de quelques paramètres.
- Optimisation globale : l'algorithme d'essaims de salpes peut trouver la solution optimale globale plutôt que la solution locale.

Inconvénients :

- Sensibilité aux paramètres : l'algorithme d'essaims de salpes peut être sensible aux paramètres, ce qui peut affecter les performances de l'algorithme.
- Risque de stagnation : l'algorithme d'essaims de salpes peut être confronté à un risque de stagnation, ce qui signifie que les salpes peuvent converger vers une solution locale plutôt que la solution globale.
- Computation intensive : l'algorithme d'essaims de salpes peut nécessiter un temps de calcul important pour résoudre des problèmes d'optimisation complexes.
- Manque de diversité : l'algorithme d'essaims de salpes peut manquer de diversité dans les solutions proposées, ce qui peut limiter la capacité de l'algorithme à explorer l'espace des solutions.

La figure V.3 représente l'organigramme de la MPPT basé sur algorithme de SSO.

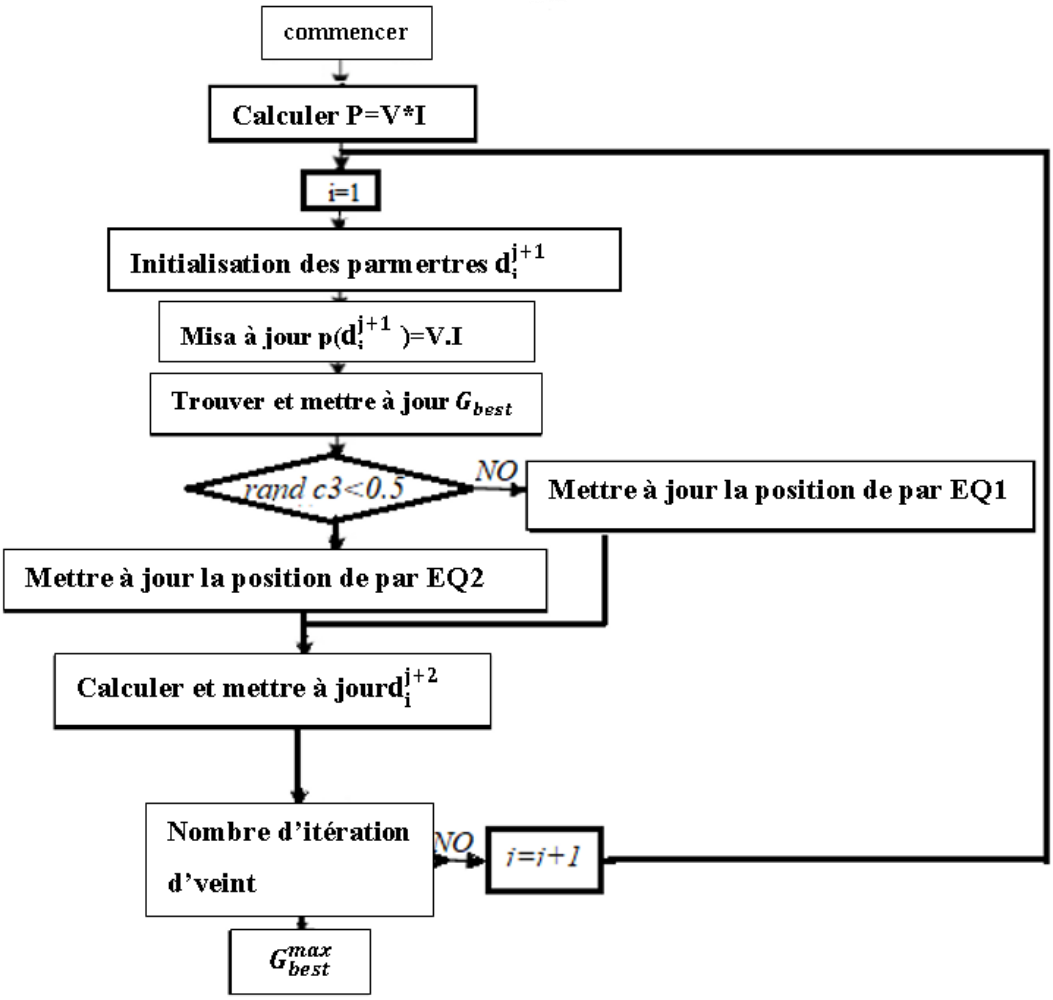


Figure V.3 : L'organigramme de la méthode MPPT-SSO.

V.9 MPPT basé sur méthode SSO

Le bloc d'E/S de la méthode MPPT-SSO est décrit dans la Figure V.4, qui devrait optimiser la puissance du panneau PV. Pour ce faire, il faut choisir des valeurs de paramètres qui contrôlent l'évolution de la population. Le tableau V.1 présente les paramètres utilisés dans ce travail.

Paramètre	Valeur
Taille de l'essaim	50
Nombre de génération	150

Tableau V.1 : Paramètre de SSO.

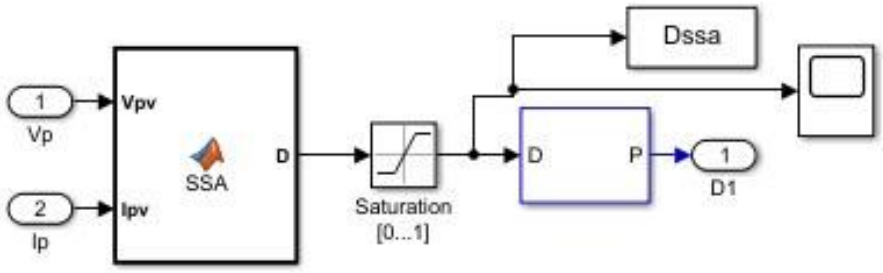


Figure V.4 : Entrée/Sortie de bloc MPPT-SSO.

V.10 Résultats de Simulation

Comme le montre la figure V.5 représente la tension,le courant et le puissance d'un model photovoltaïque en appliquant MPPT-SSO.

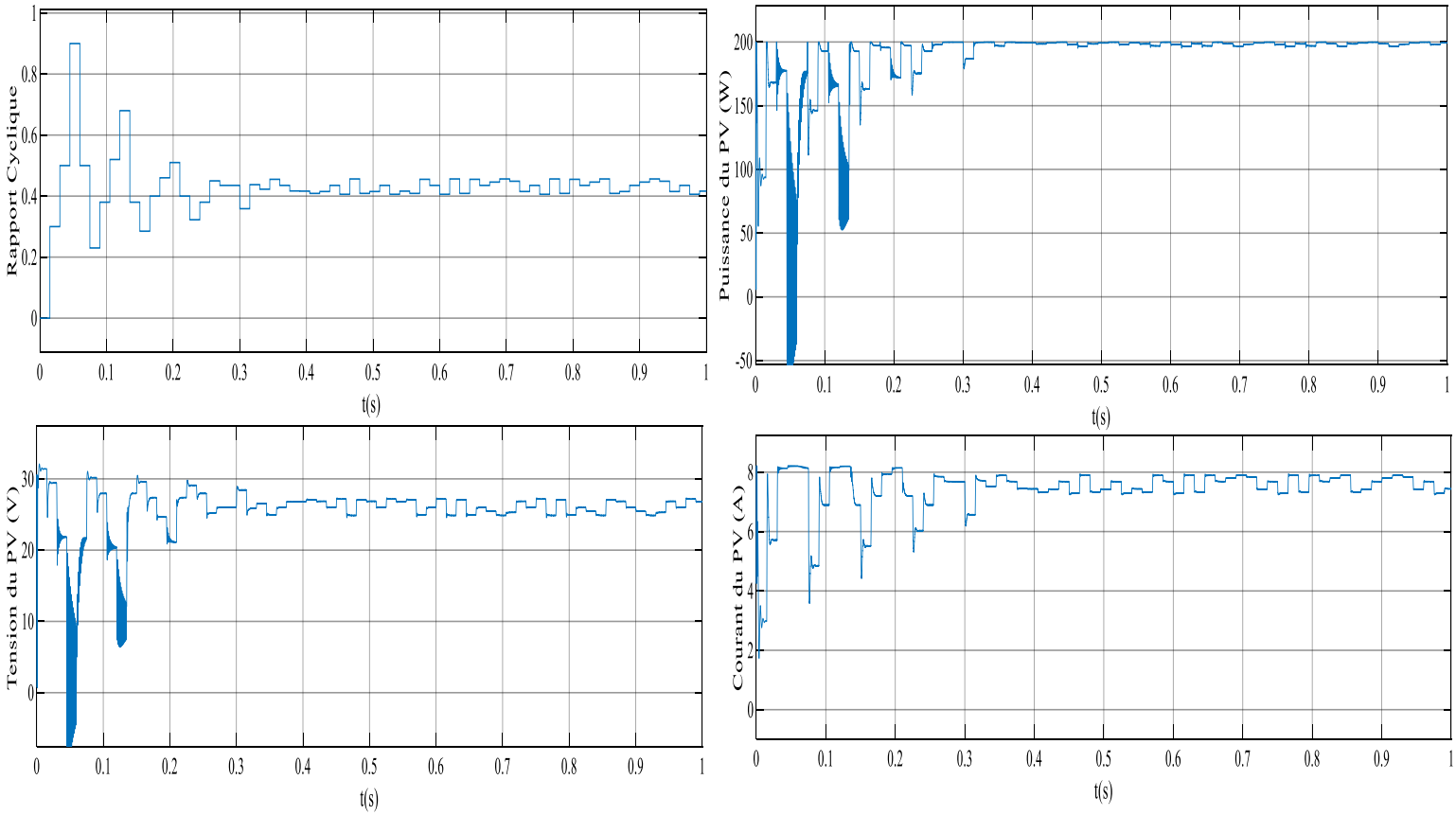


Figure V.5 : Performance du système de photovoltaïque en appliquant MPPT-SSO.

Comme le montre la figure V.6, nous avons constaté que la tension continue obtenue correspondait exactement à la valeur requise pour alimenter notre machine, qui était égale à 514 V en utilisant le MPPT basé sur SSO et réponse du rapport cyclique qui serve à piloter le convertisseur statique DC-DC pour chercher le PPM.

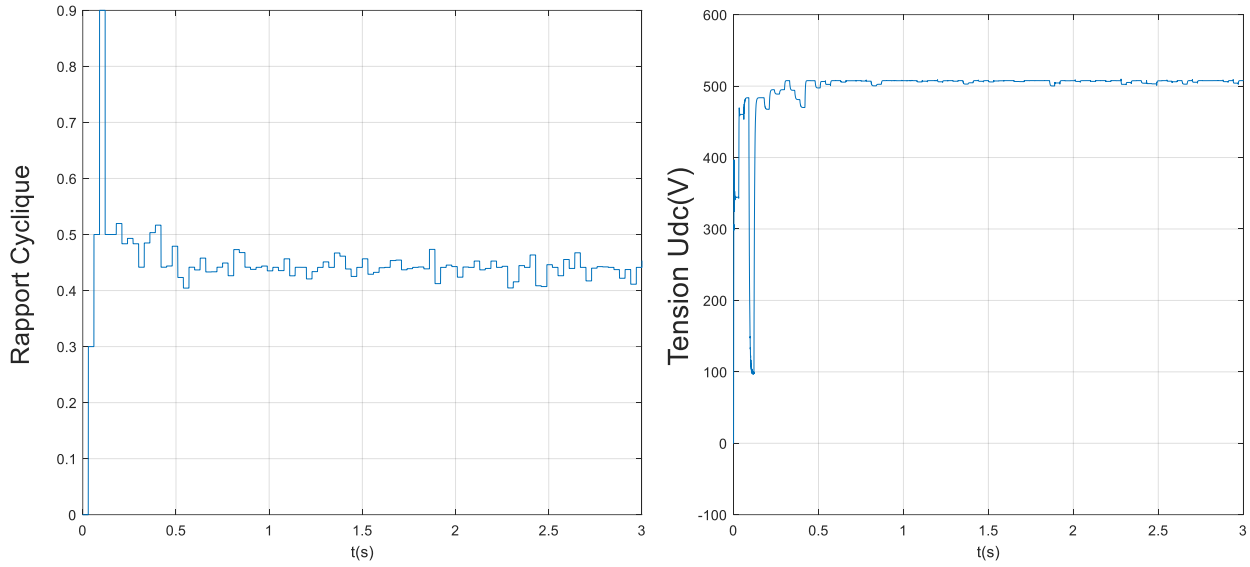


Figure V.6 : Réponse de la tension et le rapport cyclique en appliquant MPPT-SSO pour température 25°C et irradiation $1000\mathrm{W/m^2}$.

D'après l'observation de la figure V.8, il est possible de constater que les valeurs estimées suivent bien leurs références. Cette correspondance est observée pour un couple de charge de $10\mathrm{N.m}$ appliqué entre les instants t=0.6s et 0.8s et figure (V.7) représente l'évolution de la vitesse pour meme couple de charge entre (t=0.6s et 0.8s) , ainsi qu'un flux de commande constant de 1.1Wb. De plus, la trajectoire du flux dans le système décrit un cercle, le courant présente une forme sinusoïdale. Dans l'ensemble, les performances obtenues par notre système de photovoltaïque avec MPPT-SSO sont considérées comme bonnes et pour une variation de l'irradiation (on applique une valeur de 200W/m2 à l'instant 0.5s), selon les résultats de simulation présentés dans la figure V.8.

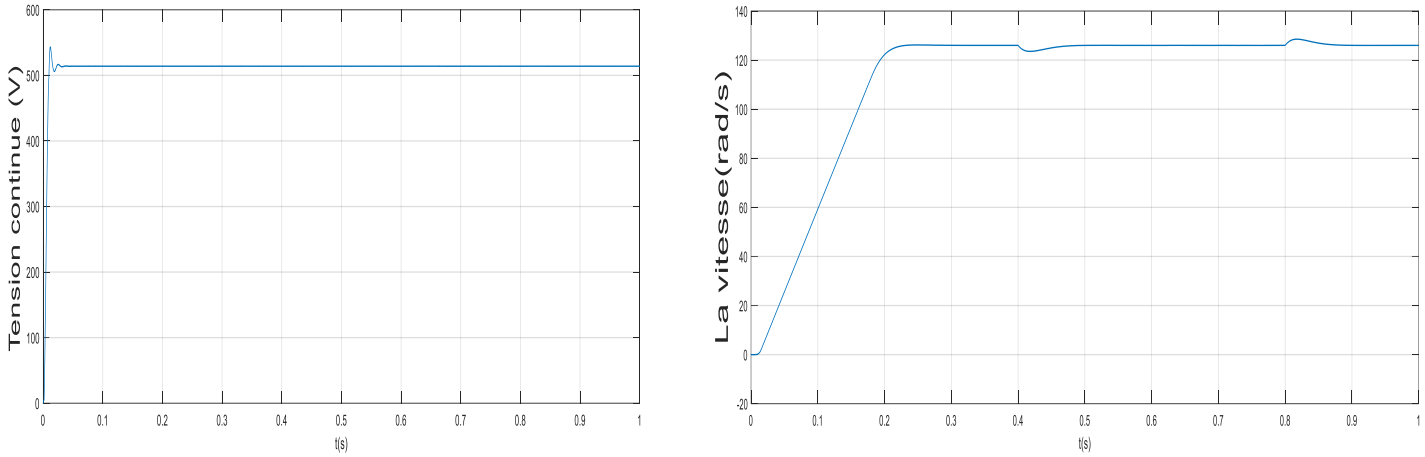


Figure V.7 : Réponse de la tension et la vitesse en appliquant MPPT-SSO.

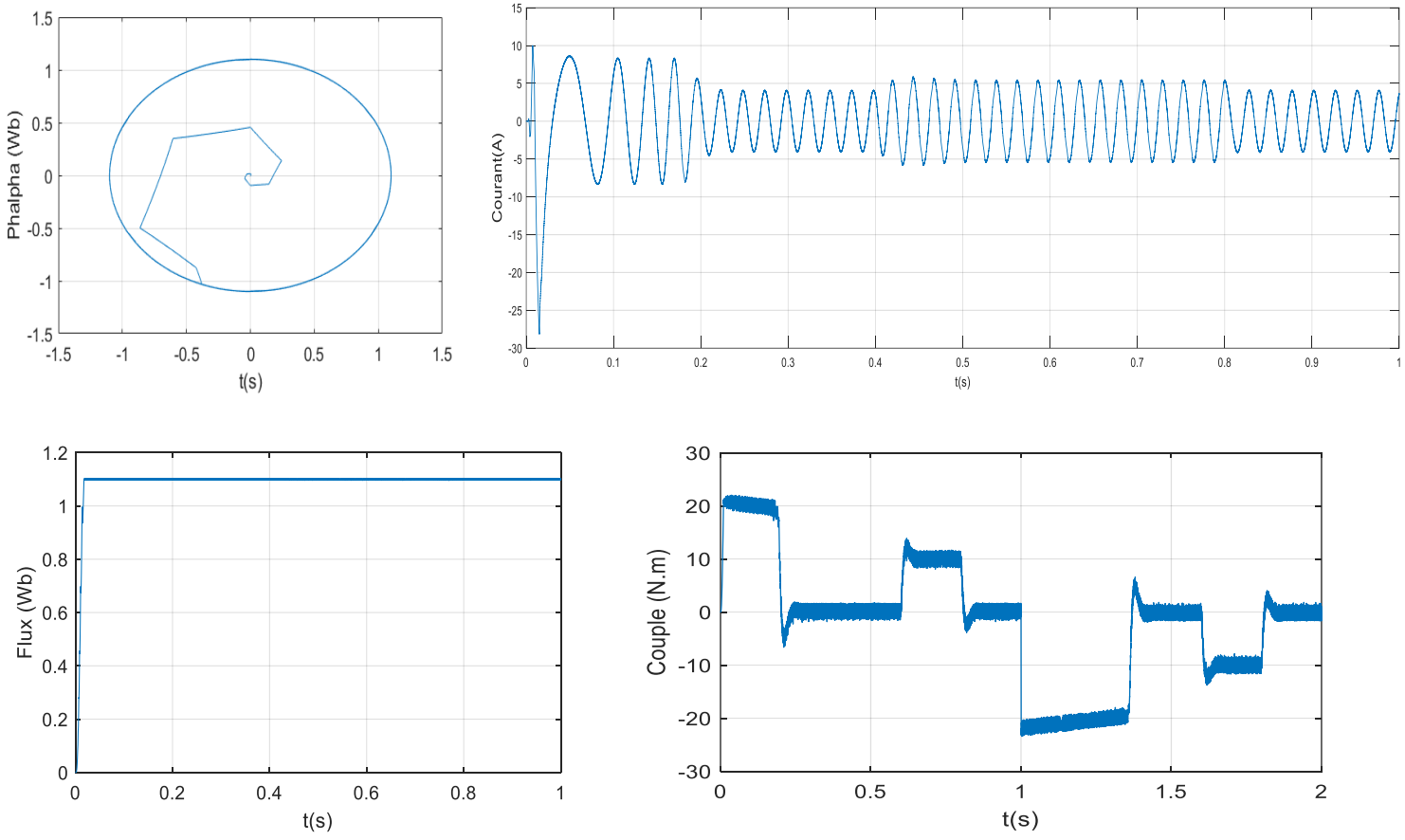


Figure V.8 : Performance du système de photovoltaïque en appliquant MPPT-SSO.

V.11 Conclusion

Plusieurs travaux ont été réalisés dans le domaine des systèmes à énergie renouvelable. Dans ce chapitre, une proposition a été faite pour améliorer les performances du système en utilisant la méthode métaheuristique MPPT-SSO, qui vise à remplacer les techniques classiques telles que le MPPT-P&O. La méthode SSO est l'une des nombreuses méthodes d'optimisation qui est simple et efficace.

En conclusion, l'utilisation de la méthode métaheuristique MPPT-SSO a permis d'améliorer système d'énergie renouvelable étudié.

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'énergie photovoltaïque est largement reconnue comme une source d'énergie renouvelable majeure pour la production d'électricité. Cependant, la quantité d'énergie produite à partir de panneaux solaires dépend fortement des conditions environnementales. Par conséquent, pour maximiser la production d'énergie solaire, il est crucial de concevoir des systèmes photovoltaïques performants capables de s'adapter aux fluctuations atmosphériques.

Pour optimiser les performances du système face aux variations de charge, telles que le couple électromagnétique, ainsi qu'aux variations des conditions atmosphériques telles que la température et l'irradiation, nous proposons d'utiliser un suiveur MPPT (Maximum Power Point Tracking) basé sur la méthode intelligente SSO (Salp Swarm Optimization). Cette approche permet d'extraire la puissance maximale du panneau photovoltaïque et d'améliorer les performances globales du système.

Nous avons abordé plusieurs aspects concernant les machines asynchrones. Tout d'abord, nous avons exposé les principes fondamentaux de ces machines. Nous avons réalisé une étude approfondie de la modélisation de la machine asynchrone en utilisant le modèle équivalent de Park, en prenant en compte certaines simplifications afin d'obtenir un modèle simple et représentatif du comportement de la machine. Par la suite, nous avons effectué des simulations de la machine alimentée par une source triphasée et équilibrée, contrôlée par un onduleur de tension à commande MLI.

Les résultats des simulations, que ce soit en alimentation directe ou par l'onduleur, ont démontré un fort couplage entre le flux magnétique et le couple de la machine. Cela nous a conduit à introduire dans notre travail une commande découplée, connue sous le nom de commande DTC (Direct Torque Control). Cette technique permet de contrôler de manière indépendante le flux et le couple de la machine asynchrone, offrant ainsi de meilleures performances.

Ensuite, nous avons proposé un algorithme visant à extraire le maximum d'énergie convertie par le panneau photovoltaïque, assurant ainsi un fonctionnement optimal du système photovoltaïque. Dans de nombreuses applications industrielles, il est essentiel que la tension fournie par le système photovoltaïque soit constante. C'est pourquoi nous avons proposé une

technique basée sur l'intelligence artificielle, plus précisément sur l'algorithme SSO. Les résultats de simulation ont démontré les performances satisfaisantes du système utilisant la méthode basée sur l'intelligence SSO.

A.1. PARAMÈTRE DE MACHINE ÉTUDIÉE :

Machine asynchrone **(MAS)**

Puissance nominale	3.5 Kw
Couple nominale	10N.m
Flux nominale	1.1 Wb
Fréquence	50Hz
Résistance statorique	4.85Ω
Résistance rotorique	3.805 Ω
Inductance statorique	0.274H
Inductance rotorique	0.274H
Inductance mutuelle (Msr)	0.258H
Moment d'inertie	0.031Kg/m^2
Coefficient de frottement	0.001131 I.S
Nombre de pair de pole	2

A.2. MODULE PV :

Tension de circuit ouvert V_{co}	32.9 V
Courant de court-circuit I_{cc}	8.21A
Tension au MPP(V_{mpp})	27 V
Puissance maximale (P_{max})	200W
Résistance parallèle (R_p)	951.9319Ω
Résistance série (R_s)	0.2172Ω
Nombre de cellules en série par module	54
Nombre de module en série	12

Batterie : Nickel-Metal-Hydride, Tension nominale 300V, charge d'état initial 60 %

[ABO 09] N. ABOUCHABANA, "étude d'une nouvelle topologie Buck-boost appliquée à un MPPT", Mémoire de Magister, école nationale polytechnique, Alger, 2009.

[AKK 07] K. AKKOUCHI, " Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone", Mémoire de Magister, Université de Badji Mokhtar, Annaba, 2007.

[BER 95] E.M.BERKOUK, « Contribution à la conduite des Machines Asynchrones Monophasées et Triphasées Alimentées par des Convertisseurs Directs et Indirects. Application aux Gradateurs et Onduleurs Multiniveaux », Thèse de Doctorat, 1995, PARIS.

[BEN 10] L.BENALIA, "Commande en tension des moteurs à induction double alimentés", Thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.

[BEN 11] S. BENSALEM, "Effet de la température sur les paramètres caractéristiques des cellules solaire", Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas ,Sétif, 2011.

[BAC 02] S. BACHIR "Contribution Au Diagnostic De La Machine Asynchrone Par Estimation Paramétrique", Thèse de Doctorat, Université de Poitiers 2002.

[BEL 19] I.BELHADJER, "Amélioration des performances d'un système de pompage photovoltaïque par la logique floue Médéa ,2019.

[BOU 13] S. BOUHAFNA, " Commande par DTC d'un Moteur Asynchrone Apport des Réseaux de Neurones ", Mémoire de magister, Université de Batna, Batna, 2013.

[BER 16] H. BERREZZOUG," Principe de fonctionnement et mesure des caractéristiques d'une cellule photovoltaïque», Mémoire de master, Université Dr Moulay Tahar, Saida, 2016.

[BEK 14] Y**.** BEKAKRA, « Contribution à l'Etude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation, thèse de doctorat,Université Mohamed Khider – Biskra, 2014.

[CHA 83] J. CHATELAINS "Machine électriques", tome I, Edition Dunod 1983, ISBN.

[GHE 18] L.GHERDAOUI, "Etude et simulation de la poursuite du point de puissance maximale d'un générateur photovoltaïque base sur l'intelligence artificielle", Mémoire de master, Université Dr Yahia Farès, Médéa, 2018.

[MOU 20] M.MOUACI et F.BELKHIRAT "Amelioration de performences du système PV-FOC par techniuqes de l'intelligences artificielle (la lougique floue) ", Mémoire de master, Université Dr Yahia Farès, Médéa, 2020.

[HAR 16] HARRAG, "Etude et simulation d'une commande MPPT pour système PV", Mémoire de master, Université Mohamed Boudiaf, Msila, 2016.

[HAM 16] A. AHAMZA, "Modélisation et commande d'une chaine de conversion photovoltaïque", Mémoire Master, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie 2016.

[KAM 12] H. KAMELIA ," Modélisation d'une cellule photovoltaïque", Mémoire de Magistère, Université Tizi-Ouzou, 2012**.**

[BEH 09] M. BEHLOUL, "Commande Directe du Couple par Modes Glissants (DTC-SMC) d'un Actionneur Asynchrone Destiné pour un Bras de Robot ", Mémoire de magister, Université de Batna, Batna, 2009.

[OUD 15] S.OUDJOUADJ, M.BENNINE, "Etude de la poursuite de point du maximale (MPPT) d'un générateur photovoltaïque basé sur l'intelligence artificielle", Mémoire de master, Université Dr Yahia Farès, Médéa, 2015.

[OLE 05] N. OLEKSIY, "Simulation, fabrication et analyse de cellule a contacté arrière inter digités ", Thèse de Doctorat, L'institut nationale des sciences appliquées de Lyon, 2005.

[OUL 08] A.OULD MOHAMED YAHYA et I.YOUM, étude et modélisation d'un générateur photovoltaïque, Revue des énergies renouvelables, vol.11n°3, Sénégal, 2008.

[PET 96] PETER-CONTESSE L. Variateur de vitesse industriel pour moteur asynchrone de forte puissance : Modulation vectorielle pour un onduleur à trois niveaux de tension, observation par filtrage de Kalman, Contrôle sans capteur de vitesse, thèse de doctorat de l'INP Toulouse, Nov. 1996.

[ROS 02] ROSENDO PEÑA EGUILUZ "Commande algorithmique d'un système mono onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire", Thèse Doctorat De l'INPT Toulouse 2002.

[REZ 09] S. REZGUI, "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.

[SAD 10] R. SADOUNI "Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile" mémoire de magister, Université de Djilali Liabes, Sidi-Bel-Abbès, 2010.

[ZAI 07] R. ZAIMEDDINE " Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux", Thèse de doctorat, ENP, 2007.

[MET 22] Z.METIDJI " Commande MPPT-PCO & MPPT-WOA d'un PV sous condution d'ombrage parteil ", Mémoire de master, Université Dr Yahia Farès, Médéa, 2022.

[HAN 21] M.HANOU "Systéme de pompage photovoltaïque basé sur MPPT-P&O et MPPT-PSO ", Mémoire de master, Université Dr Yahia Farès, Médéa, 2021.

[HAR 19] M.HARAOUBIA, "Etude et similation d'un générateur de panneau photovoltaïque ", Mémoire de master, Université Badji Mokhtar,Annaba,2019.

[ZHA 18] J. ZHZNG, Z. WANG, and X. LUO, "Parameter Estimation for Soil Water Retention Curve Using the Salp Swarm Algorithm," Water, vol. 10, no. 6, p. 815, 2018.

[SAK 18] D. SAKAI, H. KAKIUCHIDA, J. NISHIKAWA, and E. HIROSE, "Physical properties of the tunic in the pinkish-brown salp Pegea confoederata (Tunicata: Thaliacea)," Zoological letters, vol. 4, no. 1, p. 7, 2018.

[MIR 17] S. MIRJALILI, A. H. GANDOMI, S. Z. MIRJALILI, S. SAREMI, H. FARIS, and S. M. MIRJALILI, "Salp Swarm Algorithm: A bio-inspired optimizer for engineering design problems," Advances in Engineering Software, vol. 114, pp. 163–191, 2017.

[FAR 18] H. FARIS et al., "An efficient binary salp swarm algorithm with crossover scheme for feature selection problems," Knowledge-Based Systems, vol. 154, pp. 43–67, 2018.

[SAY 18] G. I. SAYED, G. KHORIBA, and M. H. HAGGAG , "A novel chaotic salp swarm algorithm for global optimization and feature selection," Applied Intelligence, vol. 48, no. 10, pp. 3462–3481, 2018.